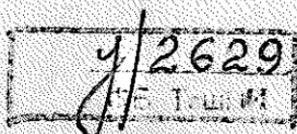


621.24
Б33

А.В.БАШАРИН
В.А.НОВИКОВ
Г.Г.СОКОЛОВСКИЙ

Управление электро- приводами

*Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования СССР в качестве
учебного пособия для студентов вузов, обуча-
ющихся по специальности "Электропривод
и автоматизация промышленных установок"*



Ленинград
ЭНЕРГОИЗДАТ
Ленинградское отделение
1982

ББК 31.291

Б 33

УДК [621.—83 : 681.51](075.8)

Рецензенты: кафедра «Автоматизированный электропривод»
Московского энергетического института
(зав. кафедрой Н. Ф. Ильинский) и Ю. А. Сабинин

Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г.

Б 33 Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. — Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. — 392 с., ил.

В пер.: 1 р. 20 к.

Рассмотрены принципы построения автоматических систем управления электроприводами. Дано математическое описание двигателей, преобразователей и других типовых узлов как элементов АСУ. Рассмотрены типовые системы стабилизации скорости, программные и следящие системы управления электроприводом, а также системы регулирования тока, момента и других параметров. Изложены методы расчета и освещены вопросы машинного проектирования систем управления электроприводом.

Книга предназначена в качестве учебного пособия для студентов специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Она может быть полезна студентам других специальностей, а также инженерам и научным сотрудникам, занятым разработкой, исследованием и эксплуатацией АСУ электроприводами.

2302030000—080
Б 051(01)—82 143—82

ББК 31.291
6П2.1.081

© Энергоиздат, 1982

Бурный технический прогресс в области электротехники и электроники, наблюдающийся в последние годы, привел к существенным изменениям в теории и практике электрического привода. Эти изменения прежде всего касаются создания новой элементной базы и технических средств автоматизации, быстрого расширения областей и объемов применения регулируемого электропривода, который преимущественно реализуется в виде тиристорного электропривода постоянного и переменного тока. Существенные изменения произошли также в развитии автоматических систем управления электроприводами. Эти системы характеризуются преимущественным использованием принципов подчиненного регулирования, расширением практического применения адаптивного управления, развитием работ по векторным принципам управления электроприводами с двигателями переменного тока, применением аналоговых и цифроаналоговых систем управления на базе интегральных микросхем. Все шире используются управляющие вычислительные машины различных уровней, развиваются работы по прямому цифровому управлению электроприводами и др.

Учитывая современное состояние и перспективы развития автоматических систем управления электроприводами, авторы сочли целесообразным отойти от традиционного построения учебных пособий по системам управления электроприводами, сосредоточив основное внимание на теории, принципах построения и методах расчета современных автоматических систем управления тиристорными электроприводами. В книге не затрагиваются вопросы, относящиеся к системам управления с релейно-контакторным управлением и логическими элементами и к системам управления электроприводами с электромашинными и магнитными усилителями.

Не рассматриваются также принципы построения систем управления синхронными электродвигателями, так как вопросы теории и практики этих систем пока не установились.

Книга содержит одиннадцать глав. В гл. 1 излагаются основные принципы построения автоматических систем управления электроприводами в свете современного состояния теории и методов математического описания систем управления. В гл. 2—8 рассматриваются системы управления электроприводами постоянного и пере-

менного тока, в гл. 9 — вопросы адаптации в автоматических системах управления электроприводами. В гл. 10 рассмотрены принципы моделирования систем управления электроприводами на АВМ и ЦВМ, а в гл. 11 — применение ЦВМ для решения задач синтеза.

Авторы стремились на базе единого методологического подхода систематизировать и обобщить имеющийся обширный материал по излагаемым в книге вопросам. Главы 1 (кроме п. 1-1-2), 2, 4, 6 и 8 написаны доцентом Г. Г. Соколовским, гл. 3, 5, 9 — доцентом В. А. Новиковым, гл. 7 по просьбе авторов написана доцентом А. Я. Зыковым, гл. 10 и 11, а также п. 1-1-2 — профессором А. В. Башариным.

В процессе работы над рукописью книги авторы постоянно опирались на помощь своих коллег — сотрудников кафедры электрификации и автоматизации промышленности ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина), которым они выражают глубокую признательность. Они благодарны также доценту Б. А. Тихомирову за помощь в подготовке к печати гл. 7 и доценту В. Л. Грузову за просмотр ряда глав рукописи и ценные советы.

Авторы признательны заслуженному деятелю науки и техники РСФСР профессору Ю. А. Сабинину и сотрудникам кафедры «Автоматизированный электропривод» МЭИ за внимательное прочтение рукописи и полезные советы, которые авторы постарались в максимальной степени учесть.

Замечания и пожелания по книге просьба направлять по адресу: 191041, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение Энергоиздата.

Авторы

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

1-1. ЗАДАЧИ И ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ КООРДИНАТАМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1-1-1. ОСНОВНЫЕ ЦЕЛИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ. КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Технический прогресс в самых различных отраслях промышленности связан с непрерывно усложняющейся технологией производства, с повышением требований к точности изготовления изделий и их качеству при все более сложном процессе их обработки. Вместе с тем растет объем производства, что выдвигает требование повышения производительности машин за счет увеличения как их мощности, так и скорости обработки изделий. Поскольку подавляющее большинство производственных машин оснащается электрическими приводами, возрастание требований к этим машинам ведет к ужесточению требований к электроприводу, на который возлагается задача осуществления сложных перемещений рабочих органов механизма. В процессе реализации этих перемещений возникает необходимость разгона, торможения, реверса электропривода, поддержания постоянства регулируемой величины (координаты), изменения ее по определенному закону и т. д. Механизм может быть оборудован несколькими электроприводами, каждый со своими собственными системами управления. Может возникнуть необходимость согласованного управления электроприводами нескольких механизмов, каждый из которых имеет свою систему управления.

Эти системы (1, 2, ...), выполненные как аналоговые, цифровые или как их комбинация, входят в качестве локальных систем в общую иерархическую структуру автоматической системы управления технологическим процессом (АСУ ТП) с помощью управляющей вычислительной машины (УВМ) (рис. 1-1). Задачей УВМ является управление технологическим процессом и, в соответствии с предъявляемыми требованиями, выдача управляющих воздей-

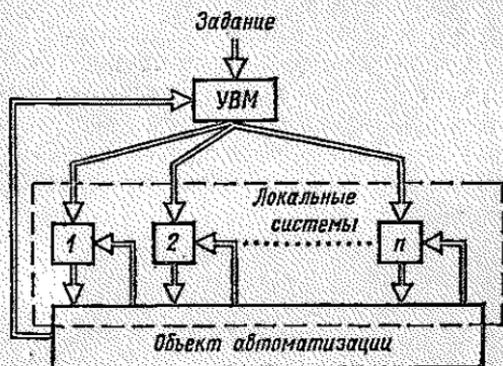


Рис. 1-1

ствий на локальные системы управления электроприводом. В свою очередь сами локальные системы могут включать в себя мини- или микро-ЭВМ, с помощью которых обеспечивается требуемый алгоритм управления.

Системы управления электроприводами могут быть подразделены на системы с разомкнутой и замкнутой цепью воздействий. В системе с разомкнутой цепью воздействий (разомкнутая система) отсутствует обратная связь, вследствие чего при возникновении отклонения выходной переменной от предписанного ей значения, вызванного тем или иным возмущающим воздействием, сигнал управления на входе системы остается неизменным. Примером может служить двигатель M , питающийся от преобразователя P и приводящий в движение механизм, который включает в себя исполнительный орган (ИО) и кинематическую связь (КС) (рис. 1-2, а). Выходной переменной является обычно скорость или перемещение ИО механизма, что при жесткой связи между двигателем и механизмом соответствует скорости или углу поворота ротора двигателя. Не исключается, однако, возможность контроля других переменных системы, например якорного или статорного тока, напряжения или частоты преобразователя, тока возбуждения двигателя и т. п. Преобразователь P представляет собой источник питания с регулируемым выходом. Для электропривода постоянного тока — это преобразователь переменного тока в постоянный с регулируемым выходным напряжением, для привода переменного тока — преобразователь частоты, в котором наряду с частотой может изменяться и напряжение. Изображенные на рис. 1-2, а преобразователь, двигатель и механизм составляют силовую часть электро-механической системы, основным назначением которой является преобразование электрической энергии в механическую. На преобразователь, двигатель и механизм действуют возмущения в виде изменений напряжения питающей сети, изменений момента нагрузки и т. п. Эти возмущения приводят к отклонению выходной координаты от предписанного ей значения, причем значение этого отклонения в статике и характер его в динамике при данном возмущении определяются параметрами преобразователя, двигателя и механизма.

В системе с замкнутой цепью воздействий (замкнутая система) управление, действующее на силовую часть, изменяется при отклонении истинных значений выходных переменных от предписанных, что достигается путем введения обратных связей с выхода системы на ее входы (рис. 1-2, б). Выходные переменные силовой части системы и механизма Mx измеряются и преобразуются в пропорциональные им электрические сигналы с помощью измерительно-преобразовательного устройства (ИПУ). В его состав могут входить тахогенераторы, измерители положения или тока, цифроаналоговые или аналого-цифровые преобразователи и т. д. Сравнение истинных значений управляемых переменных с соответствующими предписанными значениями производится на входах регулятора P . Регуля-

тор и ИПУ образуют управляющую часть системы, назначением которой, таким образом, является получение и обработка информации о координатах силовой части и выработка на основе этой информации управляющих сигналов, воздействующих на силовую часть с целью обеспечения желаемого характера изменения координат системы.

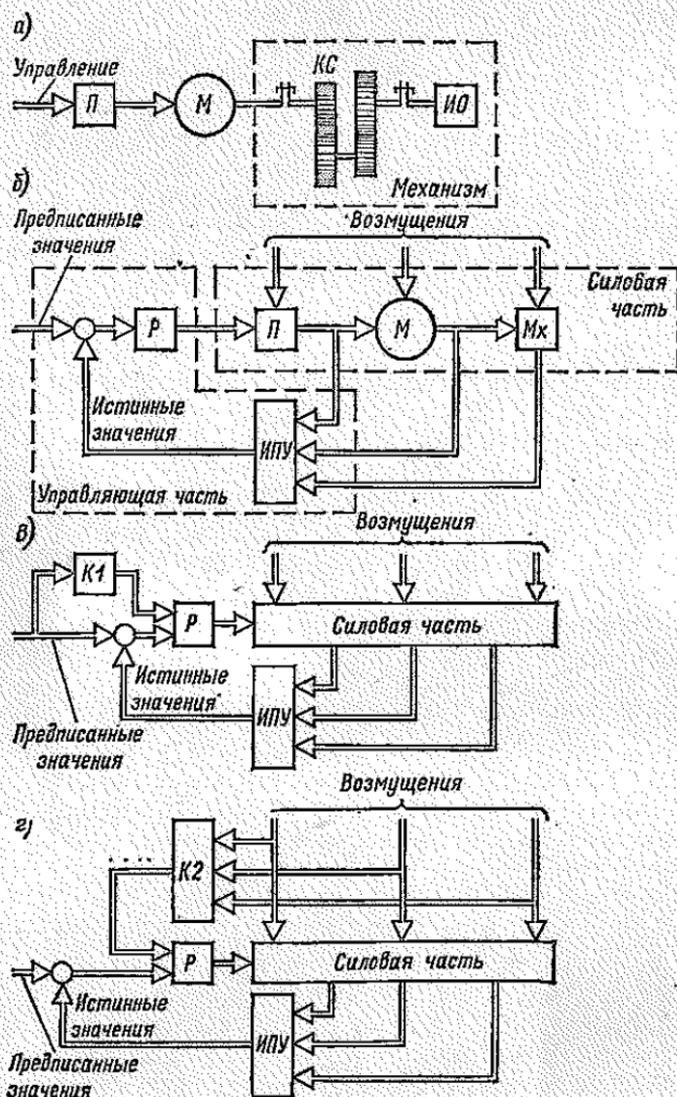


Рис. 1-2

Если классифицировать замкнутые системы по принципу построения, то описанные выше системы относятся к системам с регулированием по отклонению, так как на входах P существуют сигналы управления, пропорциональные отклонениям истинных значений

переменных от предписанных. Эти отклонения представляют собой ошибку системы.

Уменьшение или полное устранение ошибки после завершения переходного процесса при управлении может быть достигнуто введением на вход P дополнительного сигнала, который должен компенсировать сигнал ошибки. Такие системы называют *системами с комбинированным управлением* или *комбинированными* [6]. При отсутствии возмущений и при стабильных параметрах силовой части электропривода по компенсационному каналу $K1$ (рис. 1-2, в) на вход регулятора P поступает сигнал, обеспечивающий на его выходе такое выходное напряжение, при котором значение выходной переменной точно равно предписанному значению. Однако поскольку компенсационный сигнал не зависит от возмущений, последние будут обрабатываться комбинированной системой так же, как обычной системой с регулированием по отклонению.

С целью уменьшения, а в идеальном случае — исключения ошибки при возмущении, может быть построена *система с регулированием по возмущению*, или *инвариантная система* [26]. Принцип построения такой системы поясняет рис. 1-2, г. На регулятор через устройство компенсации $K2$, обеспечивающее измерение возмущений и придание определенных динамических свойств компенсационным каналам, подаются сигналы, зависящие от возмущающих воздействий. Теоретически при правильном выборе передаточных функций компенсационных каналов и точном измерении воздействий можно говорить о полной инвариантности системы к возмущениям, т. е. о полной компенсации влияния возмущений на силовую часть за счет воздействия со стороны регулятора.

Автоматические системы управления электроприводами (АСУ ЭП) могут иметь различные виды управления: 1) стабилизирующее управление, имеющее целью поддержание постоянства управляемой координаты; 2) программное управление, т. е. управление с целью изменения управляемой координаты по закону, определенному заранее и заданному программой; 3) следящее управление, т. е. управление с целью изменения управляемой координаты по заранее неизвестному закону.

Приведенная классификация относится, в первую очередь, не к принципу построения системы, а к характеру изменения предписанного значения. Задача замкнутой системы сводится к обеспечению возможно более точного соответствия истинного значения управляемой координаты предписанному. Однако АСУ ЭП, предназначенные для реализации различных видов управления, имеют и свои особенности, что позволяет их делить на системы стабилизации, системы программного управления и следящие системы.

Системы стабилизации чаще всего являются системами стабилизации скорости. Имеют распространение и системы стабилизации других параметров технологических процессов, например натяжения при перемотке различных полосовых материалов. Хотя формально эти системы тоже относятся к стабилизирующим, структура

и принцип действия их существенно отличаются от структуры и принципа действия систем стабилизации скорости, что дает основание рассматривать их отдельно.

Следящие АСУ ЭП представляют собой системы регулирования положения *ИО*. Типичным примером следящей системы может служить система управления антенной установкой, назначением которой является наблюдение за летящим объектом, характер движения которого заранее неизвестен.

Программные АСУ ЭП обычно тоже управляют положением *ИО*, которое должно изменяться по заданной программе. Различие в принципах построения систем программного управления в значительной степени определяется различием формы задания программы. Наибольшее распространение в настоящее время имеют числовые системы программного управления, где программносителем могут быть магнитные ленты или диски, перфокарты или перфоленты. Однако программа может быть задана и иначе: например, в копировальных металлорежущих станках программа задается в виде модели изделия. Задача АСУ ЭП в этом случае сводится к тому, чтобы реализовать движение режущего инструмента, обеспечивающее повторение в изделии формы модели.

Осуществление целей управления может затрудняться изменением в процессе работы системы ее параметров или внешних условий. В этом случае стоит задача построения системы, которая будет приспосабливаться к изменяющимся условиям работы, т. е. адаптивной системы. В адаптивной системе производится перенастройка параметров или структуры регуляторов таким образом, чтобы обеспечить оптимальные условия работы замкнутой системы во всем диапазоне изменений параметров. По способу организации процесса адаптации системы могут выполняться как *поисковые* и *беспоисковые*, т. е. с автоматическим поиском оптимальных условий работы и без него. Кроме того, по уровню адаптации системы разделяются на *самонастраивающиеся*, в которых на основе динамических характеристик объектов или системы и информации о параметрах внешних воздействий, получаемой в процессе работы, осуществляется изменение параметров регуляторов, и *самоорганизующиеся*, в которых на основе текущей информации о состоянии объекта происходит формирование алгоритма управления и изменение не только параметров регуляторов, но и их структуры.

1-1-2. ОБЩИЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ АСУ ЭП

Проектирование АСУ ЭП является составной частью общей задачи проектирования электромеханической системы. В начале проектирования на базе анализа технологического процесса определяется целевая функция, т. е. требования к системе, и в соответствии с этим составляется техническое задание на проектирование. В задание входят требования к статическим и динамическим свой-

ствам электрического привода, оговариваются его конструктивные и эксплуатационные особенности, формы управления, технико-экономические показатели и др.

Проектирование обычно начинается с формирования силовой части АСУ ЭП, когда определяется род тока, напряжение, частота, система электроснабжения, тип преобразователя. Выбираются электродвигатели, устройства их сочленения с ИО механизма. Разрабатывается математическая модель электропривода как объекта управления с учетом особенностей электродвигателя и механизма. Далее определяется структура АСУ ЭП, осуществляется ее синтез и анализ.

В настоящее время при проектировании АСУ ЭП основной тенденцией является унификация элементов систем и проектировщик должен стремиться использовать типовые структуры систем, серийно изготавливаемые аппараты, функциональные блоки, регуляторы. Отечественной промышленностью изготавливаются силовые преобразователи различных типов, аналоговые и дискретные элементы унифицированной блочной системы регуляторов, микро- и мини-УВМ, аппараты управления и др. Имеется также ряд типовых унифицированных комплектных систем управления электроприводами, осуществляющих определенные функции управления с использованием различных типовых технических средств.

Разрабатываемая АСУ ЭП должна быть оптимизирована. При этом может выполняться: 1) *параметрическая оптимизация*, когда при заданной структуре и функциональных воздействиях на систему требуется определить такие значения ее параметров, при которых наилучшим образом удовлетворяются заданные показатели качества; 2) *структурная оптимизация*, когда проектировщик должен найти техническое решение, при котором используется минимальное число простейших и легко физически реализуемых элементов системы; 3) *функциональная оптимизация*, при которой необходимо определить и законы управления, а по ним — структуру и численные значения параметров системы. Чаще всего проектировщику приходится решать задачи всех трех направлений одновременно.

Наиболее широко распространенным принципом проектирования АСУ ЭП является проектирование по прототипу, заключающееся в том, что на основании технического задания выбирается типовая система управления и без существенного изменения ее структуры определяются значения параметров ее управляющей части. При модульном принципе проектировщик компоует общую систему управления электроприводом, удовлетворяющую заданным критериям качества и техническим условиям, из типовых блоков (модулей). Это в ряде случаев не исключает необходимости разработчицк способов коррекции системы, когда при известном математическом описании системы определяется структура и параметры дополнительных корректирующих устройств, обеспечивающих ее заданные качественные показатели в статических и динамических режимах.

Наконец, наиболее общим принципом проектирования при поиске новых решений является непосредственный синтез систем управления. Сущность его заключается в том, что проектировщик по известной модели объекта управления и заданной целевой функции специальными методами синтеза определяет структуру, характеристики, численные значения параметров системы и виды сторонних функциональных воздействий.

Свобода действий проектировщика обычно ограничена. Чаще всего встречаются параметрические ограничения, связанные с тем, что при выборе какого-либо элемента системы проектировщик вынужден считаться с заданным диапазоном возможных изменений его параметров. Примером могут служить ограничения, связанные с конечностью коэффициентов усиления, наличием постоянных времени и т. п. Не менее часто приходится иметь дело с функциональными ограничениями, обусловленными тем, что предельные значения выходных переменных элементов системы ограничены. Примером могут служить насыщение магнитной системы электрической машины, ограничение выходного напряжения операционного усилителя и т. п. Приходится также учитывать энергетические возможности ряда элементов, т. е. ограничения по потребляемой или выделяемой энергии, а также по запасу энергии. С одной стороны, энергетические ограничения характеризуют значение потребляемой или отдаваемой мощности элементов, с другой — их эксплуатационную надежность и работоспособность. Наконец, следует иметь в виду и информационные ограничения, заключающиеся в том, что не все переменные процесса, интересующие проектировщика, могут быть измерены или наблюдаемы.

Упомянутые выше основные ограничения в зависимости от характера поставленной задачи определяют также и выбор рационального метода исследования. При проектировании приходится решать как линейные, так и нелинейные задачи, использовать ручные и машинные методы проектирования, расчета и исследований, выбирать наиболее приемлемые для решаемой задачи алгоритмы синтеза и анализа системы.

1-2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ АСУ ЭП

1-2-1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ АСУ ЭП И ИХ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ

Для того чтобы исследовать автоматическую систему управления, и в частности АСУ ЭП, необходимо располагать ее математическим описанием, т. е. системой дифференциальных уравнений, характеризующих зависимости координат системы от внешних воздействий и друг от друга. В частном случае, когда производные по времени от координат равны нулю, эти уравнения обращаются в алгебраические, описывающие статику системы.

Наиболее распространенными способами математического описания, используемыми при проектировании и исследовании АСУ ЭП, являются: дифференциальные уравнения, записываемые в той или иной форме; структурные схемы, являющиеся графической интерпретацией дифференциальных уравнений; мат-

ричные структурные схемы, находящие в настоящее время наибольшее распространение при описании линеаризованных систем. Описание системы в виде дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши позволяет представить структурную схему системы в виде ряда связанных между собой элементарных интегрирующих звеньев [3]. В нелинейной системе коэффициенты дифференциальных уравнений непостоянны и могут быть либо функциями времени, что в системах электропривода встречается сравнительно редко, либо, как это бывает чаще, представлять собой функции переменных (координат) системы. На элементарное звено могут воздействовать также функции произведения внешних входных воздействий или переменных системы. С учетом сказанного для элементарного k -го звена можно записать

$$A_k \dot{x}_k = \Sigma F(x_i) + \Sigma F(x_j \times x_q),$$

где A_k — инерционный коэффициент, который характеризует элементарное звено и в общем случае может быть переменным; \dot{x}_k — производная от переменной на выходе рассматриваемого k -го звена; $\Sigma F(x_i)$ — сумма воздействий, линейно или нелинейно зависящих от внешних воздействий или переменных системы, в том числе и от переменной x_k ; $\Sigma F(x_j \times x_q)$ — сумма воздействий, зависящих от произведения внешних воздействий или переменных.

Ограничив для конкретности число входов и полагая, что

$$\Sigma F(x_i) = F(x_l) - F(x_h) = x_m - x_{o.c.}; \quad \Sigma F(x_j \times x_q) = x_r x_s$$

(где x_l, x_r, x_s — некоторые входные воздействия или переменные системы; $F(x_l)$ — входной сигнал, нелинейно зависящий от x_l ; $F(x_h)$ — сигнал нелинейной обратной связи, охватывающий рассматриваемое элементарное звено), а также считая, что, как это бывает обычно, $A_k = \text{const}$, структурную схему элементарного звена можно представить в виде рис. 1-3, а. На ней статические характеристики нелинейных связей $F(x_l)$ и $F(x_h)$ представлены графически. В установившемся режиме результирующий входной сигнал на интеграторе равен нулю, т. е. $x_m = x_{o.c.}$

Координаты $x_l, x_h, x_r, x_s, x_{o.c.}$ представляют собой физические величины, например напряжение, ток, скорость и т. п. Это удобно, так как значения, фигурирующие в математическом описании, равны значениям реальных физических величин. Однако при рассмотрении сложных автоматических систем большое число размерных коэффициентов часто делает структурную схему громоздкой, затрудняет ее понимание. В тех случаях, когда основной задачей является комплексное исследование сложной системы, структурную схему можно упростить за счет перехода к относительным величинам, т. е. применить нормирование.

Под величиной в относительных единицах (о. е.) понимают отношение некоторой величины x к ее базовому значению X_0 , за которое принимают обычно значение в наиболее характерном установившемся режиме. Если в рассматриваемой схеме за базовое значение x_l принять X_{l0} , то базовым значением сигнала обратной связи x_h надо выбрать значение, соответствующее X_{h0} , по характеристике обратной связи. Это же значение целесообразно выбрать базовым для входных величин $x_m = F(x_l)$ и $x_n = x_r x_s$. Тогда X_{l0} определится по статической характеристике связи, как показано на рис. 1-3, а, а определение базовых значений X_{r0} и X_{s0} должно быть произведено из равенства $X_{r0} X_{s0} = X_{n0}$, причем одно из базовых значений может быть выбрано произвольно. Структурная схема в о. е. будет иметь вид рис. 1-3, б. Характеристики нелинейных связей в о. е. получены из исходных путем деления значений, отложенных по осям координат, на соответствующие базовые значения.

Постоянный коэффициент

$$T_{k0} = A_k X_{h0} / X_{o.c.0}$$

имеющий размерность времени и зависящий от выбора базовых значений величины на входе и выходе элементарного звена, называется *базовой постоянной времени* [9].

Базовая постоянная времени может быть определена так называемым *интегральным методом*. В соответствии со структурной схемой в о. е. можно записать

$$T_{k6} \dot{\bar{x}}_k = \bar{x}_\Sigma - \bar{x}_{o.c.}$$

Если рассматривать переходный процесс, в котором выходная переменная изменяется от 0 до 1 (в абсолютных единицах — от нуля до базового значения), то в результате интегрирования этого выражения получается

$$T_{k6} \int_0^1 d\bar{x}_k = \int_0^\infty (\bar{x}_\Sigma - \bar{x}_{o.c.}) dt,$$

откуда

$$T_{k6} = \int_0^\infty (\bar{x}_\Sigma - \bar{x}_{o.c.}) dt.$$

Если \bar{x}_Σ и $\bar{x}_{o.c.}$ представляют собой электрические напряжения или являются физическими величинами, которые могут быть преобразованы в напряжения, то с помощью интегратора легко реализуется схема для определения T_{k6} по измеренным входному сигналу и сигналу обратной связи.

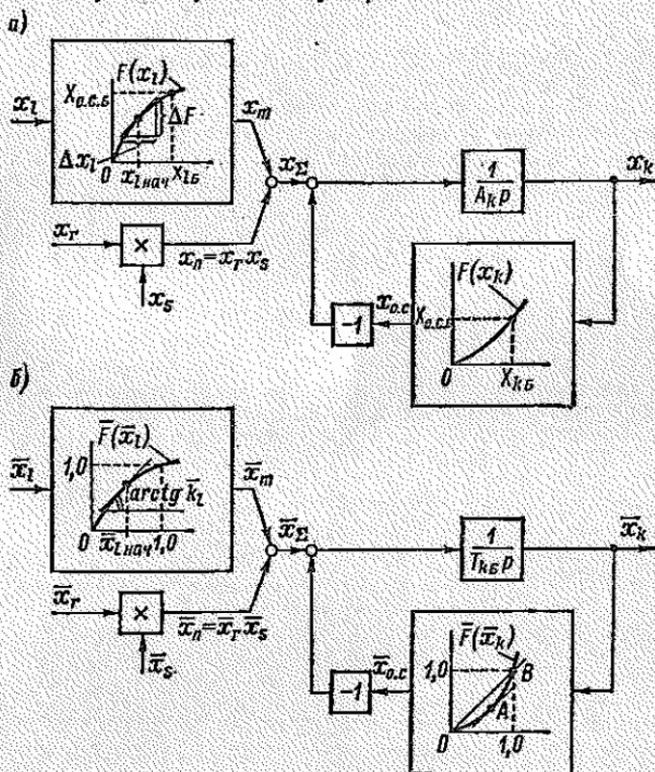


Рис. 1-3

Многие системы, в частности системы стабилизации, работают при некотором определенном для данного режима значении регулируемой координаты. Это позволяет произвести линеаризацию системы известным из теории автоматического управления способом, когда переходят к приращениям координат, используют коэффициенты передачи элементов, определенные в рабочей точке, и заменяют произведения приращений переменных их суммой. Так, в схеме рис. 1-3, б коор-

дината \bar{x}_n представляет собой произведение переменных \bar{x}_r и \bar{x}_s . При линеаризации, давая приращения переменным, можно записать

$$X_{n \text{ нач}} + \Delta \bar{x}_n = (X_{r \text{ нач}} + \Delta \bar{x}_r) (X_{s \text{ нач}} + \Delta \bar{x}_s).$$

Произведение $X_{r \text{ нач}} X_{s \text{ нач}}$ войдет в уравнение статики и будет исключено из системы уравнений в приращениях. После исключения произведения $\Delta \bar{x}_r \Delta \bar{x}_s$ как величины второго порядка малости операция умножения окажется замененной суммированием. В прямые каналы будут введены звенья с передаточными коэффициентами $X_{s \text{ нач}}$ и $X_{r \text{ нач}}$, значения которых определяются выбором режима, принятого за начальный (рис. 1-4).

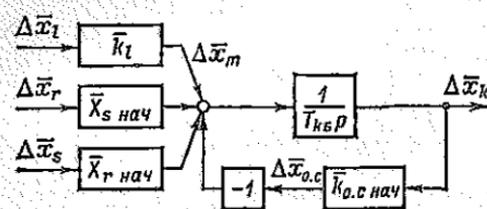


Рис. 1-4

в точке, соответствующей начальному режиму, как это показано на рис. 1-3, б для коэффициента k_l .

В абсолютных единицах (а. е.) коэффициент передачи определяется как отношение приращений выходной величины к входной, определенных по касательной в рабочей точке (рис. 1-3, а). Коэффициенты в а. е. и о. е. связаны между собой выражением

$$k_l = \bar{k}_l X_{o.c.б} / X_{lб}.$$

Очевидно, что значения k_l и \bar{k}_l зависят от того, в какой рабочей точке работает система.

При линеаризации нелинейной связи, охватывающей элементарное звено, в зависимости от рабочего режима различными оказываются и коэффициент передачи получающегося аperiodического звена, и его постоянная времени. В точке А (рис. 1-3, б), где касательная к характеристике связи параллельна прямой, проходящей через начало координат и точку В, соответствующую базовому режиму, коэффициент обратной связи $k_{o.c.нач} = 1$, а постоянная времени равна $T_{кБ}$. В другой рабочей точке $k_{o.c.нач}$ отличен от единицы и аperiodическое звено, на вход которого действуют сигналы $\bar{k}_l \Delta \bar{x}_l$, $X_{s \text{ нач}} \Delta \bar{x}_r$, $X_{r \text{ нач}} \Delta \bar{x}_s$, описывается передаточной функцией

$$\bar{W}_k(p) = \frac{1/(T_{кБ}p)}{1 + \bar{k}_{o.c.нач}/(T_{кБ}p)} = \frac{\bar{k}_k}{T_{кБ}p + 1},$$

где $\bar{k}_k = 1/\bar{k}_{o.c.нач}$; $T_k = T_{кБ}/\bar{k}_{o.c.нач}$.

Система управления может содержать и негладкие нелинейности, например, типа ограничения зоны нечувствительности и др. При анализе такой системы иногда удается выделить режимы, в которых эти нелинейности не оказывают влияния на ее работу. Так, например, ограничение выходного напряжения регулятора не сказывается при малых значениях входного сигнала, наличие сухого трения иногда может не учитываться, если в процессе регулирования скорость двигателя не снижается до значений, близких к нулю, не во всех режимах создаются условия, при которых в результате влияния зазора двигатель и ИО оказываются не связанными друг с другом. В этих случаях система может рассматриваться как линеаризованная.

При исследовании режимов, в которых исключить влияние нелинейности нельзя, широко применяется метод гармонической линеаризации в совокупности с расчетами на АВМ и ЦВМ.

1-2-2. ФОРМЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ ЛИНЕАРИЗОВАННЫХ АСУ ЭП

После линеаризации основных нелинейностей могут быть записаны линейные дифференциальные уравнения, описывающие физические процессы в системе.

Рассмотрим в качестве примера замкнутую АСУ ЭП, включающую в себя объект регулирования в виде интегрирующего звена с постоянной времени T_0 , на вход которого поступают напряжение с выхода источника питания $\Delta u_{\text{п}}$ и возмущение $\Delta u_{\text{возм}}$. Коэффициенты передачи объекта по каналам этих воздействий есть соответственно k_0 и $k_{\text{возм}}$. Предположим, что источник питания может быть описан апериодическим звеном с коэффициентом передачи $k_{\text{п}}$ и малой постоянной времени T_{μ} , а в качестве регулятора используется усилитель с коэффициентом усиления $k_{\text{р}}$. На входе усилителя сравниваются управляющий сигнал, пропорциональный предписанному значению регулируемой величины, приращение которого обозначим $\Delta u_{\text{у}}$, и сигнал обратной связи, приращение которого есть $\Delta u_{\text{о.с}} = k_{\text{о.с}} \Delta u_{\text{вых}}$. Система уравнений, отвечающих физике явлений в описанном контуре, имеет вид

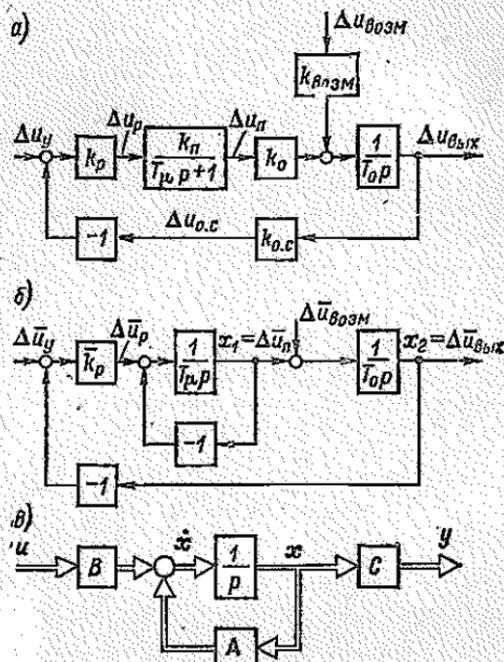


Рис. 1-5

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_{\text{вых}} &= \frac{1}{T_0 p} (k_0 \Delta u_{\text{п}} + k_{\text{возм}} \Delta u_{\text{возм}}); \\ \Delta u_{\text{п}} &= \frac{k_{\text{п}}}{T_{\mu} p + 1} \Delta u_{\text{р}}; \\ \Delta u_{\text{р}} &= k_{\text{р}} (\Delta u_{\text{у}} - \Delta u_{\text{о.с}}); \\ \Delta u_{\text{о.с}} &= k_{\text{о.с}} \Delta u_{\text{вых}}, \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

где $p = d/dt$; $\Delta u_{\text{р}}$ — приращение напряжения на выходе регулятора; $\Delta u_{\text{вых}}$ — приращение регулируемой величины.

Этим уравнениям соответствует структурная схема в а. е. на рис. 1-5, а. Состояние системы n -го порядка в любой момент времени может быть охарактеризовано положением в n -мерном пространстве состояний изображающей точки, координатами которой являются выходные переменные элементарных звеньев системы или их линейная комбинация. Такому представлению соответствует запись дифференциальных уравнений в нормальной форме. Для контура второго порядка, описываемого уравнениями (1-1), исключая переменные $\Delta u_{\text{р}}$ и $\Delta u_{\text{о.с}}$, производные от которых не фигурируют в описании системы, уравне-

ния в нормальной форме можно записать как

$$\left. \begin{aligned} p \Delta u_{\text{п}} &= \frac{1}{T_{\mu}} (-\Delta u_{\text{п}} - k_{\text{п}} k_{\text{р}} k_{\text{о.с}} \Delta u_{\text{вых}} + k_{\text{п}} k_{\text{р}} \Delta u_{\text{у}}); \\ p \Delta u_{\text{вых}} &= \frac{1}{T_{\text{о}}} (k_{\text{о}} \Delta u_{\text{п}} + k_{\text{возм}} \Delta u_{\text{возм}}). \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

С целью сокращения числа коэффициентов можно нормировать уравнения (1-1), приняв за базовое значение выходной координаты некоторое значение $U_{\text{вых.б}}$ и определив другие базовые значения как $U_{\text{возм.б}} = U_{\text{вых.б}}/k_{\text{возм}}$, $U_{\text{п.б}} = U_{\text{вых.б}}/k_{\text{о}}$, $U_{\text{р.б}} = U_{\text{п.б}}/k_{\text{п}}$, $U_{\text{у.б}} = U_{\text{о.с.б}} = k_{\text{о.с}} U_{\text{вых.б}}$. Введя, как это принято при записи уравнений в форме пространства состояний, обозначения $\Delta \bar{u}_{\text{п}} = x_1$, $\Delta \bar{u}_{\text{вых}} = x_2$, $p \Delta \bar{u}_{\text{п}} = \dot{x}_1$, $p \Delta \bar{u}_{\text{вых}} = \dot{x}_2$, уравнения, аналогичные (1-2), можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{T_{\mu}} (-x_1 - \bar{k}_{\text{р}} x_2 + \bar{k}_{\text{р}} \Delta \bar{u}_{\text{у}}); \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{T_{\text{о}}} (x_1 + \Delta \bar{u}_{\text{возм}}), \end{aligned} \right\} \quad (1-3)$$

где $\Delta \bar{u}_{\text{у}} = \Delta u_{\text{у}}/U_{\text{у.б}}$, $\Delta \bar{u}_{\text{возм}} = \Delta u_{\text{возм}}/U_{\text{возм.б}}$; $\bar{k}_{\text{р}} = k_{\text{р}} U_{\text{у.б}}/U_{\text{р.б}}$.

Уравнениям (1-3) соответствует нормированная детализированная структурная схема рис. 1-5, б, содержащая в своем составе интегрирующие звенья $1/(T_{\text{о}} p)$ и $1/(T_{\mu} p)$ и звено с безразмерным коэффициентом регулятора $\bar{k}_{\text{р}}$. Такая структурная схема удобна при структурном моделировании с помощью АВМ, так как фактически является уже готовой наборной схемой модели.

Уравнения (1-2) и (1-3) позволяют ввести в рассмотрение векторы и матрицы, что оказывается особенно целесообразным при исследовании сложных систем с помощью ЦВМ. При этом состояние системы представляется вектором x в n -мерном пространстве состояний, а m внешних входных воздействий образуют вектор u в пространстве размерности m . В реальной системе не все переменные состояния могут быть измерены для того, например, чтобы осуществить по ним замыкание системы. Поэтому вводится понятие измеряемых переменных. Пусть таких переменных r и они составляют вектор измеряемых переменных y . Система уравнений, описывающих динамику системы управления, может быть записана в следующей компактной форме:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu; \\ y &= Cx, \end{aligned} \right\} \quad (1-4)$$

где A — $(n \times n)$ -матрица коэффициентов; B — $(n \times m)$ -матрица управления; C — $(r \times n)$ -матрица выходного сигнала.

Такой записи соответствует матричная структурная схема рис. 1-5, в, на которой символ $1/p$ означает операцию интегрирования.

Для рассматриваемого примера можно записать, предполагая, что измеряемой координатой является только x_2 :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}; \quad y = x_2; \quad u = \begin{bmatrix} \Delta \bar{u}_{\text{у}} \\ \Delta \bar{u}_{\text{возм}} \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\mu}} & -\frac{\bar{k}_{\text{р}}}{T_{\mu}} \\ \frac{1}{T_{\text{о}}} & 0 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{\bar{k}_{\text{р}}}{T_{\mu}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_{\text{о}}} \end{bmatrix}; \\ C = [0 \ 1].$$

В отличие от структурных схем рис. 1-5, а, б матричная структурная схема несет необходимую информацию о системе лишь совместно с выражениями для матриц A , B и C . Ее удобно использовать, в первую очередь, при рассмотрении сложных и многосвязных структур.

1.3. СТАНДАРТНЫЕ НАСТРОЙКИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

1.3.1. СТАНДАРТНЫЕ НАСТРОЙКИ ПРОСТЕЙШИХ КОНТУРОВ

В ряде практических случаев реальные контуры регулирования могут быть сведены к простейшим контурам второго или третьего порядка, настройка которых осуществляется путем выбора по определенным правилам параметров регулятора. Обратимся для начала к элементарному контуру (рис. 1-5, а).

Настройка на оптимум по модулю. Если осуществлять коррекцию контура только за счет изменения коэффициента передачи пропорционального (Π) регулятора k_p (или путем применения регулятора с определенными динамическими свойствами, о чем будет сказано ниже), то можно звенья с постоянными времени T_o и T_u отнести к неизменяемой части системы, обозначив ее передаточную функцию через $W_u(p)$. Тогда передаточная функция разомкнутого контура будет

$$W(p) = W_p(p) W_u(p),$$

где

$$W_u(p) = \frac{k_u k_{o.c}}{T_u p + 1} W_o(p);$$

$W_p(p)$ — передаточная функция регулятора; $W_o(p)$ — передаточная функция объекта регулирования.

В рассматриваемом контуре $W_o(p) = k_o/(T_o p)$, а регулятор пропорциональный, благодаря чему $W_p(p) = k_p$.

Выбирая передаточный коэффициент регулятора по формуле

$$k_p = \frac{T_o}{2T_u k_o k_n k_{o.c}}, \quad (1-5)$$

можно получить:

$$W(p) = \frac{1}{2T_u p (T_u p + 1)}. \quad (1-6)$$

Передаточная функция замкнутого контура в соответствии с выражением $W_z(p) = W(p)/\{1 + W(p)\} W_{o.c}(p)$ получается в виде

$$W_z(p) = \frac{1/k_{o.c}}{2T_u p (T_u p + 1) + 1} = \frac{1/k_{o.c}}{2T_u^2 p^2 + 2T_u p + 1}. \quad (1-7)$$

Таким образом, выбор k_p в соответствии с формулой (1-6) приводит к тому, что рассматриваемый контур описывается передаточной функцией колебательного звена с коэффициентом демпфирования $\xi = \sqrt{2}/2$. Тот же результат был бы получен при рассмотрении нормированной структурной схемы рис. 1-5, б, если бы коэффициент передачи регулятора в относительных единицах был принят равным

$$k_p = \frac{T_o}{2T_u} = k_p \frac{U_{y.б}}{U_{p.б}} = k_p k_o k_n k_{o.c}. \quad (1-8)$$

Логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ), соответствующие передаточной функции $W(p)$, изображены сплошными линиями на рис. 1-6. Цифрой «-1» обозначен наклон -20 дБ/дек, цифрой «-2» — наклон -40 дБ/дек. При ступенчатом управляющем воздействии выходная величина в первый раз достигает установившегося значения через время $4,7 T_{\mu}$, перерегулирование составляет 4,3 % (рис. 1-7, а). Длительность переходного процесса не зависит от постоянной времени объекта T_o и определяется только малой постоянной времени T_{μ} . Такой способ настройки называется *настройкой на оптимум по модулю* (ОМ). Смысл этого термина в том, что при настройке на ОМ стремятся в широкой полосе частот сделать модуль частотной характеристики замкнутого контура близким к единице [51].

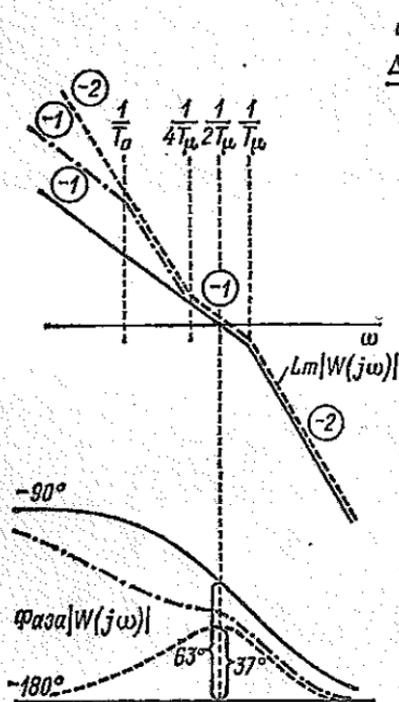


Рис. 1-6

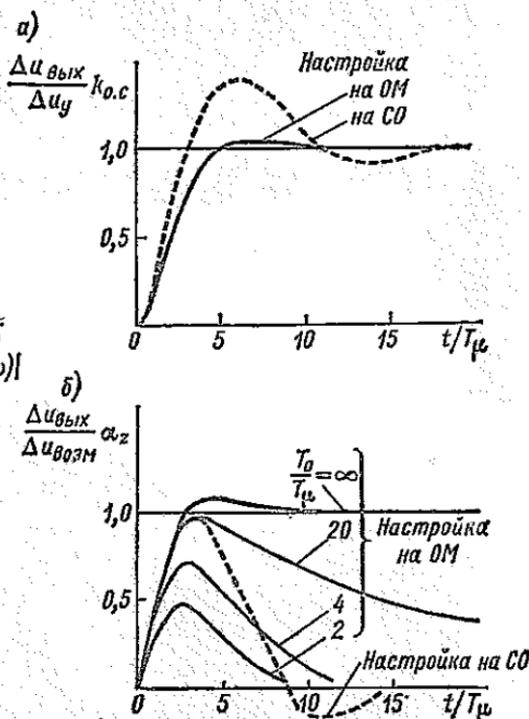


Рис. 1-7

Реализация настройки на ОМ возможна и при других передаточных функциях объекта. Если объект представляет собой аperiodическое звено с передаточной функцией по управлению $W_o(p) = k_o / (T_o p + 1)$, то должен быть использован пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \beta_p \frac{\tau_p p + 1}{\tau_i p}, \quad (1-9)$$

где β_p определяется по формуле, аналогичной (1-5), а постоянная времени регулятора выбирается равной постоянной времени объекта:

$$\beta_p = \frac{T_o}{2T_\mu k_o k_n k_{o.c}}; \quad \tau_p = T_o. \quad (1-10)$$

Если в контуре нет большой постоянной времени T_o , а передаточная функция неизменяемой части равна $W_n(p) = \frac{k_o k_n k_{n.c}}{T_\mu p + 1}$, то регулятор должен быть интегрирующим:

$$W_p(p) = \beta_p / p, \quad (1-11)$$

где $\beta_p = 1/(2T_\mu k_o k_n k_{o.c})$.

Если объект имеет передаточную функцию по управлению

$$W_o(p) = \frac{k_{o1} k_{o2}}{(T_{o1} p + 1)(T_{o2} p + 1)} \quad (1-12)$$

при $T_{o1} > T_{o2}$, то аналогичный результат может быть получен, если применить пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \beta_p \frac{(\tau_{p1} p + 1)(\tau_{p2} p + 1)}{\tau_{p1} p}, \quad (1-13)$$

выбрав $\beta_p = T_{o1}/(2T_\mu k_{o1} k_{o2} k_n k_{o.c})$ и положив $\tau_{p1} = T_{o1}$, $\tau_{p2} = T_{o2}$.

Возвращаясь к объекту в виде аperiodического звена, реакция которого на возмущение характеризуется передаточной функцией $k_{возм}/(T_o p + 1)$, можно записать передаточную функцию замкнутого контура по возмущению:

$$\frac{\Delta u_{вых}(p)}{\Delta u_{возм}(p)} = \frac{k_{возм}}{T_o p + 1} \cdot \frac{1}{1 + W(p)}. \quad (1-14a)$$

После подстановки сюда $W(p)$ из выражения (1-6) для передаточной функции контура, настроенного на ОМ, и умножения обеих частей равенства на $\alpha_z = T_o/(2T_\mu k_{возм})$ получается

$$\frac{\Delta u_{вых}(p)}{\Delta u_{возм}(p)} \alpha_z = \frac{T_o p}{T_o p + 1} \cdot \frac{T_\mu p + 1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1}. \quad (1-14)$$

При данном ступенчатом приращении возмущения отклонение выходной координаты зависит от α_z , т. е. от соотношения параметров контура, но длительность и вид переходного процесса по возмущению определяются только соотношением постоянных времени T_o и T_μ (сплошные линии на рис. 1-7, б).

При $T_o/T_\mu \rightarrow \infty$ переходный процесс приближается к процессу в настроенной по ОМ системе с объектом в виде интегрирующего звена и пропорциональным регулятором, когда выходная величина с незначительным перерегулированием стремится к статической

$$\left(\frac{\Delta u_{\text{вых}}}{\Delta u_{\text{возм}}} \right)_{\text{уст}} = \frac{1}{\alpha_z} = \frac{2T_{\mu}}{T_0} k_{\text{возм}} \quad (1-15)$$

Настройка на симметричный оптимум. Сведение к нулю статической ошибки в контуре с объектом в виде интегрирующего звена может быть достигнуто путем использования ПИ-регулятора вместо пропорционального. Выбирая β_p в соответствии с формулой (1-10), но при этом положив $\tau_p = 4T_{\mu}$, можно получить передаточную функцию разомкнутого контура, настроенного на симметричный оптимум (СО):

$$W(p) = \beta_p \frac{\tau_p p + 1}{\tau_p p} \cdot \frac{k_o k_{\mu} k_{o.c}}{T_{\mu} p + 1} \cdot \frac{1}{T_0 p} = \frac{4T_{\mu} p + 1}{8T_{\mu}^2 p^2 (T_{\mu} p + 1)}$$

Вид соответствующих частотных характеристик показан на рис. 1-6 штриховыми линиями. Передаточная функция замкнутого контура по управлению имеет вид

$$W_a(p) = \frac{4T_{\mu} p + 1}{(2T_{\mu} p + 1)(4T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1)} \quad (1-16)$$

При ступенчатом управляющем воздействии время первого достижения выходной величиной установившегося значения в контуре, настроенном на СО, составляет $3,1 T_{\mu}$, максимальное перерегулирование достигает 43 % (штриховая кривая на рис. 1-7, а). Зато длительность переходного процесса по возмущению, соответствующего передаточной функции

$$\frac{\Delta u_{\text{вых}}(p)}{\Delta u_{\text{возм}}(p)} \alpha_z = \frac{4T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}{8T_{\mu}^2 p^2 (T_{\mu} p + 1) + 4T_{\mu} p + 1}$$

определяется только малой постоянной времени контура T_{μ} , а его вид не зависит от параметров объекта (штриховая кривая на рис. 1-7, б).

Настройка ПИ-регулятора на $\tau_p = 4T_{\mu}$ может быть произведена и когда объект представляет собой апериодическое звено. В отличие от характеристики, соответствующей настройке на СО, логарифмическая амплитудная частотная характеристика (ЛАЧХ) разомкнутого контура в этом случае имеет излом при частоте $\omega = 1/T_0$ (штрихпунктирная кривая на рис. 1-6). Чем меньше T_0 по сравнению с T_{μ} , тем больше запас по фазе и тем меньше перерегулирование в кривой переходного процесса по управлению. Максимальное отклонение $\alpha_z \Delta u_{\text{вых}} / \Delta u_{\text{возм}} = f(t/T_{\mu})$ при этом тоже уменьшается. При $T_0 = 4T_{\mu}$ переходные процессы соответствуют процессам при настройке на ОМ. Если $T_0 < 4T_{\mu}$, настройка регулятора на $\tau_p = 4T_{\mu}$ теряет смысл. Следует иметь в виду, что уменьшение максимума кривой $\Delta u_{\text{вых}} \alpha_z / \Delta u_{\text{возм}} = f(t/T_{\mu})$ в контуре с меньшим значением T_0 по сравнению с контуром с большим T_0 при прочих равных условиях не означает уменьшения максимального значения $\Delta u_{\text{вых}} / \Delta u_{\text{возм}}$, так как для перехода к действитель-

ному значению отклонения ординаты нормированной кривой надо умножить на коэффициент $2T_{\mu}k_{возм}/T_o$, который тем больше, чем меньше T_o .

Если $W_o(p)$ определяется выражением (1-12), то, применяя ПИД-регулятор и предполагая, что $T_{o1} > T_{o2}$ и $T_{o1} > 4T_{\mu}$, нужно выбрать:

при $T_{o2} > 4T_{\mu}$

$$\tau_{p1} = T_{o2}; \tau_{p2} = 4T_{\mu}; \beta_p = \frac{T_{o2}}{2T_{\mu}k_{o1}k_{c2}k_{\mu}k_{o.c}} \cdot \frac{T_{o1}}{4T_{\mu}}; \quad (1-17)$$

при $T_{o2} < 4T_{\mu}$

$$\tau_{p1} = 4T_{\mu}; \tau_{p2} = T_{o2}; \beta_p = \frac{T_{o1}}{2T_{\mu}k_{o1}k_{c2}k_{\mu}k_{o.c}}. \quad (1-18)$$

Изложенные принципы коррекции широко используются при коррекции АСУ ЭП.

1-3-2. НАСТРОЙКА КОНТУРОВ ПРИ НАЛИЧИИ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ

Контур, в котором стремятся реализовать стандартную настройку, может содержать нелинейные элементы. Так, на нормированной структурной схеме рис. 1-8 переменные \bar{u}_p и \bar{u}_n связаны между собой нелинейной статической характеристикой $\bar{u}_n = f(\bar{u}_p)$ (нелинейность в квадрате, изображенном штриховыми линиями, пока не рассматривается). Предположим, что за счет применения П-регулятора настройка на ОМ произведена, исходя из режима, соответствующего рабочей точке A , где определенный по касательной к статической характеристике относительный коэффициент передачи \bar{k}_n , а следовательно, и коэффициент неизменяемой части контура \bar{k}_{μ} , равен единице. В точке B этот коэффициент будет меньше единицы, а в точке O — больше. Это приведет к тому, что в точке B переходный процесс будет более длительным и более плавным, чем при ОМ, а в точке O — более быстрым при увеличенной колебательности. Если $\bar{k}_{n, \max} > 2$, то возможна опасность того, что в точке O система может стать неустойчивой. Тогда настройку на ОМ надо произвести при таком настроечном значении $\bar{k}_{\mu}'' > 1$, чтобы при $\bar{k}_{n, \max}$ переходный процесс был достаточно плавным. При этом придется мириться с еще более медленным переходным процессом при $\bar{k}_{\mu} = \bar{k}_{\mu, \min}$. При настройке на СО (см. ЛАЧХ, рис. 1-6) как снижение, так и увеличение коэффициента передачи контура по сравнению с настроечным значением приводит к уменьшению запаса по фазе. В описанных условиях настройка на СО может производиться при сравнительно небольшом диапазоне изменений коэффициента \bar{k}_{μ} .

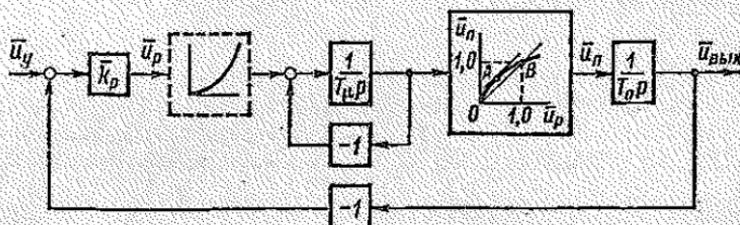


Рис. 1-8

На схеме рис. 1-9, а напряжение \bar{u}_n представляет собой произведение переменных u_n^* и u_n'' (блок деления, показанный штриховыми линиями, пока не рассматривается). В соответствии с изложенным в п. 1-2-1 после линеаризации структурная схема приобретает вид рис. 1-9, б. Коэффициенты $\bar{U}_{n, \text{нач}}^*$ и $\bar{U}_{n, \text{нач}}''$ меняются

в зависимости от режима работы. Так, входящий в контур регулирования коэффициент $U''_{п.нач}$ может меняться от $U''_{п.нач.мин}$ до $U''_{п.нач.макс}$ и, таким образом, схема, содержащая блок умножения, с точки зрения выбора параметров регулятора сводится к только что рассмотренной схеме с переменным коэффициентом неизменяемой части.

Выбор настроек регуляторов, обеспечивающих достаточный запас по фазе ЛАЧХ разомкнутого контура, гарантирует устойчивость системы во всем диапазоне возможных рабочих режимов. Однако для того чтобы судить о реальной форме переходных процессов при больших изменениях входных воздействий, надо воспользоваться соответствующими нелинейными методами расчета, например моделированием на АВМ или ЦВМ.

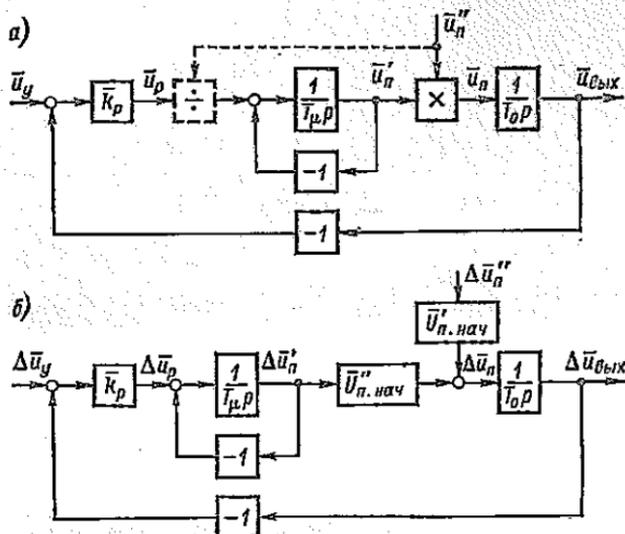


Рис. 1-9

Постоянство коэффициента передачи неизменяемой части контура может быть обеспечено включением на выходе регулятора функционального преобразователя со статической характеристикой, обратной характеристике нелинейного элемента в контуре $\bar{u}_n = f\bar{u}_p$ (нелинейная зависимость в штриховом квадрате на рис. 1-8), или введением блока деления, обеспечивающего деление выходного напряжения регулятора на u''_n (рис. 1-9, а).

Если в контуре есть интегрирующее звено, охваченное обратной связью (рис. 1-10, а), то, как уже отмечалось в п. 1-2-1, в различных рабочих режимах разными оказываются и коэффициент передачи, и постоянная времени апериодического звена в линеаризованной схеме. В точке А $\bar{k}_{о.с} = 1$, а $T_{о.б} = T_{о.б}$. Изображения переменных $\Delta \bar{u}_{вых}$ и $\Delta \bar{u}_n$ связаны передаточной функцией $W_o(p) = 1/(T_{о.б} p + 1)$. Применяя ПИ-регулятор, можно произвести в этой точке настройку на ОМ, выбрав $\beta_p = T_{о.б}/(2T_M)$ и $\tau_p = T_{о.б}$. Тогда в точке О, где $\bar{k}_{о.с} = \bar{k}_{о.с.мин} < 1$, передаточная функция линеаризованного нелинейного звена будет

$$W_o(p) = \frac{1}{T_{о.б} p + 1} = \frac{\bar{k}_o}{T_{о.б} p + 1},$$

где $\bar{k}_o = 1/\bar{k}_{о.с.мин}$; $T_o = T_{о.б}/\bar{k}_{о.с.мин} > T_{о.б}$.

Это значит, что $T_0 > \tau_p$ и в ЛАЧХ разомкнутого контура появляется участок с наклоном -40 дБ/дек (рис. 1-10, б). Переходный процесс при малом скачке Δu_y будет иметь большее перерегулирование, чем при настройке на ОМ. В точке В, при $\bar{k}_{0.c} = \bar{k}_{0.c.н.н.}$, постоянная времени T_0 становится меньше базовой, а коэффициент неизменяемой части оказывается равным $\bar{k}_n = \bar{k}_0 = 1/\bar{k}_{0.c.макс} < 1$. В результате в асимптотической ЛАЧХ разомкнутого контура появляется участок с нулевым наклоном (рис. 1-10, в), а переходный процесс оказывается более медленным и плавным, чем при ОМ.

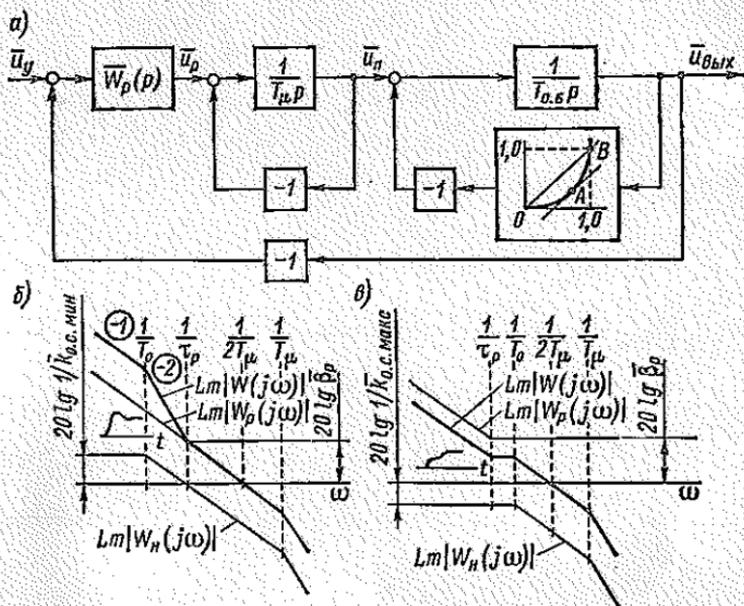


Рис. 1-10

Для того чтобы во всем диапазоне рабочих режимов частотные характеристики контура оставались неизменными, необходимо в зависимости от режима изменять и β_p , и τ_p , т. е. использовать принцип адаптации.

1-3-3. ОДНОКОНТУРНАЯ СИСТЕМА. ПОНИЖЕНИЕ РАСЧЕТНОГО ПОРЯДКА СИСТЕМЫ

В электроприводе конкретного механизма из многих координат (напряжение преобразователя, ток двигателя, его момент и скорость, скорость или перемещение ИО и др.) обычно одна является основной регулируемой координатой, по которой осуществляется главная обратная связь. Силовая часть электропривода и управляющая часть в виде регулятора, на входе которого сравниваются предписанное и истинное значения регулируемой переменной, образуют контур регулирования *одноконтурной системы*. При использовании тиристорных или других быстродействующих преобразователей структура силовой части электропривода оказывается достаточно простой, что позволяет осуществить коррекцию контура в соответствии с изложенными выше принципами, хотя он может содержать

и большее число инерционных звеньев, чем контуры, рассмотренные в п. 1-3-1.

На рис. 1-11, а представлен контур, содержащий три апериодических звена и регулятор. Обратная связь по-прежнему выполнена с передаточным коэффициентом $k_{o.c.}$. Существует возможность, применив ПИД-регулятор, осуществить настройку, например, на ОМ,

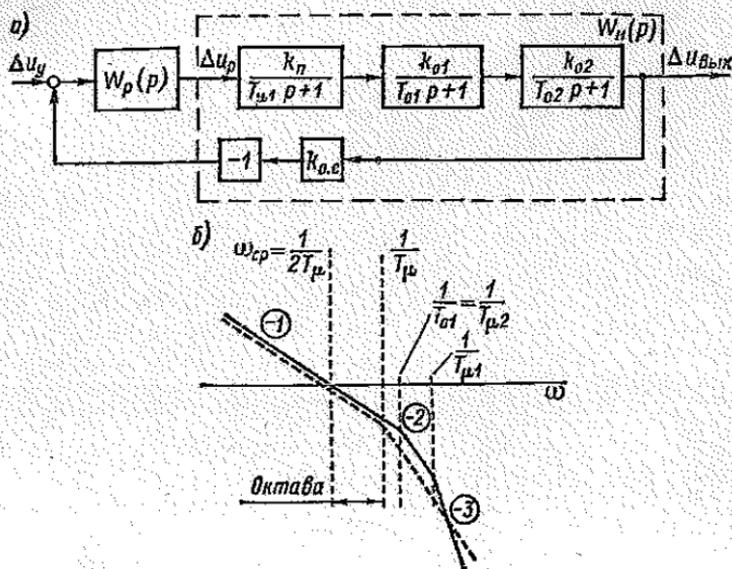


Рис. 1-11

исключив тем самым влияние T_{o1} и T_{o2} на вид переходного процесса по управлению. Однако по тем или иным причинам может оказаться целесообразным компенсировать лишь одну, большую из этих постоянных времени, например T_{o2} . Тогда вторую из них относят к числу малых постоянных времени $T_{\mu2} = T_{o1}$ и для настройки контура на ОМ применяют ПИ-регулятор с параметрами, выбранными в соответствии с (1-10) при $T_o = T_{o2}$, $k_o = k_{o1}k_{o2}$, $T_\mu = T_{\mu1} + T_{\mu2} = T_{\mu1} + T_{o1}$. Постоянную времени T_μ называют в этом случае *суммарной малой постоянной времени*. После подстановки в передаточную функцию разомкнутого контура

$$W(p) = W_p(p) W_u(p),$$

где передаточная функция неизменяемой части есть

$$W_u(p) = \frac{k_n k_{o1} k_{o2} k_{o.c.}}{(T_{\mu1}p + 1)(T_{\mu2}p + 1)(T_{o2}p + 1)},$$

выражения для передаточной функции регулятора (1-9) при

$$\beta_p = \frac{T_{o2}}{2T_{\mu1}k_n k_{o1} k_{o2} k_{o.c.}}; \quad \tau_p = T_{o2},$$

получится

$$W(p) = \frac{1}{2T_{\mu p} (T_{\mu 1} p + 1) (T_{\mu 2} p + 1)}$$

Вид соответствующей асимптотической ЛАЧХ показан сплошной линией на рис. 1-11, б. Там же для сравнения приведена ЛАЧХ контура второго порядка, настроенного на ОМ, при наличии одной малой постоянной времени, равной T_{μ} . Видно, что при расчете параметров регулятора замена нескольких малых постоянных времени их суммой приводит к выбору такого быстродействия контура, при котором частота, соответствующая большей из малых постоянных времени (например, $1/T_{\mu 2} = 1/T_{\mu 2}$), располагается более чем на октаву вправо от частоты среза $\omega_{ср}$. Это обеспечивает в рассматриваемом контуре третьего порядка переходные процессы, близкие к процессам в контуре второго порядка, настроенном на ОМ при малой постоянной времени, равной T_{μ} .

Изложенный подход может быть распространен и на контуры с большим числом постоянных времени. В этом случае из их числа выбирают одну (или две, если применяется ПИД-регулятор), наибольшую, влияние которой на переходный процесс стремятся исключить. Для определения параметров регулятора остальные постоянные $T_{\mu 1}, T_{\mu 2}, T_{\mu 3}, \dots$ складывают и в приведенные выше формулы подставляют

$$T_{\mu} = T_{\mu 1} + T_{\mu 2} + T_{\mu 3} + \dots$$

Поскольку соответствующий выбор параметров регулятора обеспечивает частоту среза разомкнутого контура, равную $1/(2T_{\mu})$, погрешность от упрощения вида ЛАЧХ в области верхних частот оказывается небольшой.

Звенья с малыми постоянными времени могут располагаться не только в прямом канале, но и в канале обратной связи. Разработаны формулы настроек, обеспечивающие в этом случае наибольшее приближение переходного процесса на выходе контура к стандартному [13]. Однако, как правило, запаздывание в цепи обратной связи невелико, так как определяется лишь фильтрами на выходе датчиков регулируемых переменных. В этом случае разница между характером изменения самой регулируемой величины и выходного напряжения датчика незначительна.

Из сказанного следует еще один важный вывод. В составе контура может быть элемент с передаточной функцией высокого порядка $W_i(p)$, производить компенсацию запаздывания которого признано нецелесообразным. Примером может служить измерительный элемент (датчик), который в определенной полосе частот имеет постоянный коэффициент усиления, а при больших частотах входного сигнала — круто падающую амплитудно-частотную характеристику. Настраивая контур, содержащий такой элемент, надо выбрать частоту среза так, чтобы падающая часть его амплитудной характеристики лежала правее частоты среза ЛАЧХ разомкнутого

контура. С этой точки зрения при выборе параметров регулятора можно заменить звено высокого порядка эквивалентным апериодическим с передаточной функцией $k_{ni}/(T_{\mu i}p + 1)$, выбрав постоянную времени $T_{\mu i}$ так, чтобы низкочастотная часть фазовой характеристики реального звена наилучшим образом совпадала с низкочастотной частью фазовой характеристики эквивалентного (рис. 1-12). Вследствие того, что в области частоты среза характеристики контура мало отличаются от характеристик контура, настроенного на ОМ, переходные процессы в нем будут близки к показанным на рис. 1-7. Если таких элементов в контуре несколько, то для расчета параметров регулятора каждый из них можно заменить эквивалентным апериодическим звеном и оперировать с суммарной малой постоянной времени, в которую постоянные времени этих звеньев войдут в качестве слагаемых.

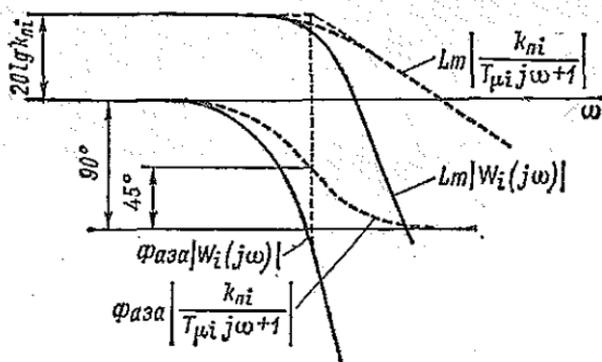


Рис. 1-12

Конечно, замена малых постоянных времени их суммой может производиться и при расчете параметров регулятора в контуре, настраиваемом на СО.

1-3-4. ОГРАНИЧЕНИЕ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ КООРДИНАТ. ПРИНЦИП ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

В процессе управления электроприводом регулируемая координата должна наилучшим образом воспроизводить изменения предписанного значения. Однако при этом часто оказывается необходимым ограничить пределы изменений одной или нескольких промежуточных координат (например, ток двигателя, его скорость при обработке перемещения и т. п.). С этой целью одноконтурная система дополняется обратными связями по этим координатам, вступающими в работу, когда контролируемая координата стремится превысить предельно допустимое значение.

На рис. 1-13, а показана такая связь, предназначенная для ограничения $u_{\text{вых1}}$ в системе с объектом в виде апериодического и интегрирующего звеньев. Во всех режимах, когда $u_{\text{вых1}} < U_{\text{огр}}$,

система работает как одноконтурная. При $u_{\text{вых1}} > U_{\text{огр}}$ дополнительная обратная связь замыкается. Если предположить, что ее передаточный коэффициент, определяемый наклоном рабочей части нелинейной характеристики, настолько велик, что действием главной обратной связи можно пренебречь по сравнению с действием дополнительной связи, система перейдет в режим, когда входной сигнал u_y будет определять значение $u_{\text{вых1}}$. Недостатком такого

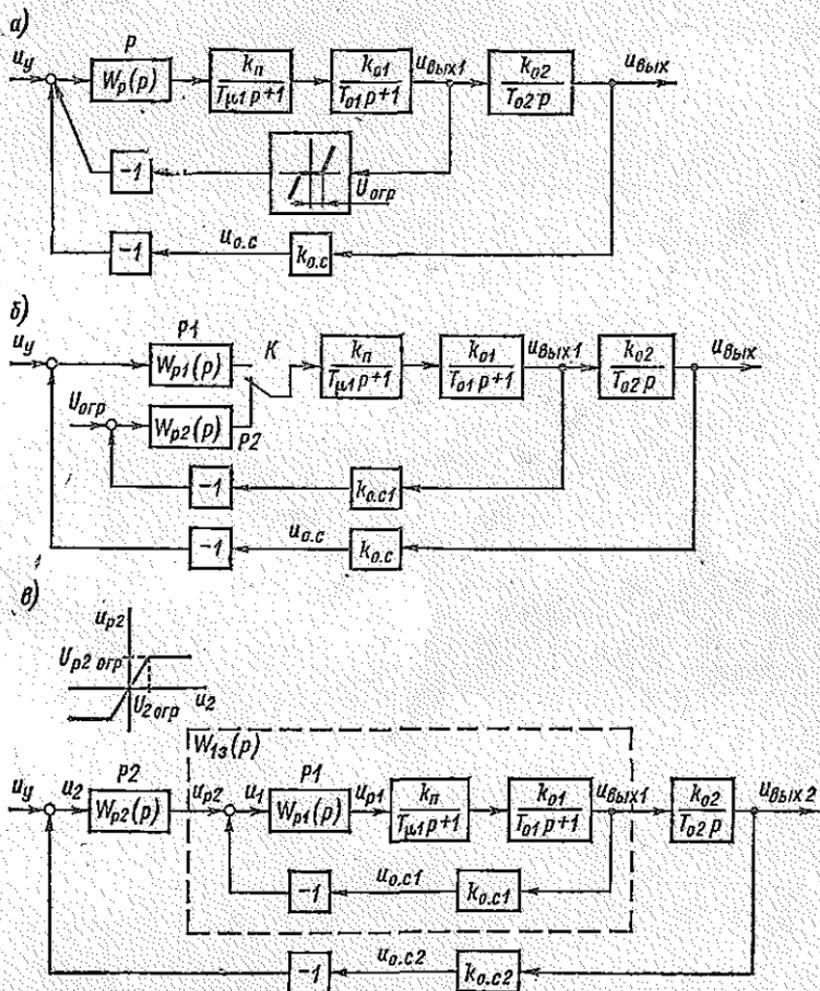


Рис. 1-13

способа ограничения является то, что при регуляторе $P1$ с передаточной функцией $W_p(p)$, выбранной из условия настройки одноконтурной системы, должна обеспечиваться удовлетворительная динамика и при действии обеих обратных связей. Это приводит обычно к необходимости уменьшить коэффициент передачи допол-

нительной обратной связи, что сопровождается ухудшением качества ограничения промежуточной переменной.

Иногда применяется схема с независимым регулированием координат (рис. 1-13, б). Когда промежуточная переменная $u_{\text{вых1}}$ стремится превысить предельно допустимое значение, логическое переключающее устройство (ЛПУ) переключает ключ K . Контур регулирования выходной переменной $u_{\text{вых}}$ размыкается, а контур регулирования $u_{\text{вых1}}$ с регулятором $P2$ замыкается. Система переходит в режим поддержания постоянства промежуточной координаты, значение которой будет определяться значением входного сигнала $U_{\text{огр}}$. В качестве величины, на которую реагирует ЛПУ (на схеме не показано), может использоваться разность $u_y - u_{\text{о.с}}$. Когда в переходном процессе она уменьшится до определенного значения, ЛПУ снова замкнет главный контур, разомкнув контур регулирования промежуточной координаты. Поскольку оба контура никогда не работают совместно, передаточные функции регуляторов $W_{p1}(p)$ и $W_{p2}(p)$ могут быть выбраны из условия оптимальной настройки соответствующих контуров.

Недостатком схемы является ее усложнение за счет введения ЛПУ. Это особенно ощутимо, если ограничение должно быть наложено на несколько промежуточных координат.

Наибольшее распространение имеют в настоящее время системы, построенные по принципу подчиненного регулирования, который поясняется рис. 1-13, в. В системе предусмотрены два контура регулирования со своими регуляторами $P1$ и $P2$, причем выходное напряжение регулятора внешнего контура u_{p2} является предписанным значением для внутреннего контура. Выходное напряжение регулятора $P2$ ограничено предельным значением $U_{p2\text{огр}}$. Поскольку $u_{\text{вых1}}$ задается выходным напряжением $P2$, оно не может превысить значения $U_{p2\text{огр}}$.

Применяя в рассматриваемой схеме ПИ-регулятор, можно реализовать стандартную настройку внутреннего контура, быстродействие которого будет определяться его малой постоянной времени $T_{\mu1}$. При настройке на ОМ передаточная функция замкнутого контура в соответствии с (1-7) получится в виде

$$W_{13}(p) = \frac{1/k_{\text{о.с1}}}{2T_{\mu1}^2 p^2 + 2T_{\mu1} p + 1}.$$

В контуре может быть не одна, а несколько малых постоянных времени. Тогда $T_{\mu1}$ будет представлять собой суммарную малую постоянную времени контура, а приведенная передаточная функция $W_{13}(p)$ будет описывать замкнутый контур приближенно.

Передаточную функцию

$$W_{12}(p) = W_{13}(p) \frac{k_{\text{о2}}}{T_{\text{о2}p}} k_{\text{о.с2}}$$

можно теперь рассматривать как передаточную функцию неизменяемой части нового, внешнего контура, замкнутого через собствен-

ный регулятор $P2$, с передаточной функцией $W_{p2}(p)$. Рассматривая замкнутый внутренний контур $W_{13}(p)$ как звено с эквивалентной малой постоянной времени, параметры регулятора нужно выбирать так, чтобы исключить влияние на динамику внешнего контура эквивалентной постоянной времени T_{13} . При расчете параметров регулятора внешнего контура внутренний замкнутый контур в соответствии с изложенным выше можно заменить апериодическим звеном с постоянной времени

$$W_{13}(p) \approx \frac{1/k_{0.c}}{T_{13}p + 1}.$$

При настройке внутреннего контура на ОМ принимают $T_{13} = 2T_{\mu 1}$. Если во внешнем контуре есть свои малые постоянные времени, то T_{13} входит в состав суммарной малой постоянной времени. Если звенья с малыми постоянными времени включены в цепи обратных связей и значения этих постоянных времени действительно малы, практически можно не выделять их из других постоянных времени.

Рассмотренный внешний контур может, в свою очередь, выступать как внутренний по отношению к третьему контуру и т. д. Такой принцип построения системы называется *принципом подчиненного регулирования*, так как работа каждого внутреннего контура подчинена внешнему контуру.

Два главных достоинства определяют широкое распространение систем подчиненного регулирования.

1. Простота расчета и настройки. Система разбивается на ряд контуров. Каждый контур включает в себя регулятор, за счет придания которому определенных динамических свойств получаются стандартные характеристики. Настройка в процессе наладки системы ведется начиная с внутреннего контура. Поскольку регулятор имеет простую передаточную функцию, а качество настройки может быть легко оценено по результатам сравнения реакции контура на скачок управляющего воздействия со стандартной переходной характеристикой, наладка системы оказывается простой.

2. Удобство ограничения предельных значений промежуточных координат системы. Поскольку выходной сигнал регулятора внешнего контура является предписанным значением для внутреннего контура, ограничение выходной координаты внутреннего контура достигается за счет ограничения определенным значением выходного сигнала регулятора внешнего контура.

Вместе с тем из принципа построения системы подчиненного регулирования очевидно, что быстродействие каждого внешнего контура будет ниже быстродействия соответствующего внутреннего контура. Действительно, если в первом контуре частота среза ЛАЧХ составит $\omega_{ср1} = 1/(2T_{\mu 1})$, то, даже при отсутствии во внешнем контуре других звеньев с малыми постоянными, кроме $W_{13}(p)$, частота среза его ЛАЧХ будет $\omega_{ср2} = 1/(2T_{13}) = 1/(4T_{\mu 1})$. Для третьего контура при тех же условиях $\omega_{ср3} = 1/(8T_{\mu 1})$ и т. д.

На самом деле в каждом из контуров могут быть и свои собственные малые постоянные времени, вследствие чего частоты их среза будут еще ниже. Поэтому системы подчиненного регулирования редко строятся с числом контуров больше трех.

1-3-5. РЕАЛИЗАЦИЯ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ РЕГУЛЯТОРОВ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

В рассмотренных выше контурах обеспечение их стандартных настроек осуществляется за счет придания требуемых динамических свойств регуляторам. В аналоговых системах управления эти регуляторы представляют собой операционные усилители, работающие в режиме суммирования токов.

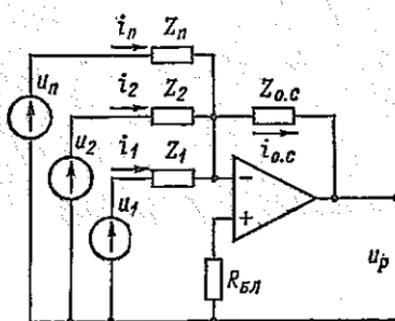


Рис. 1-14

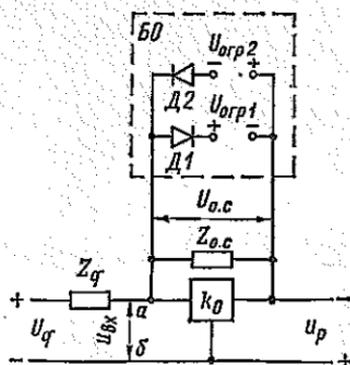


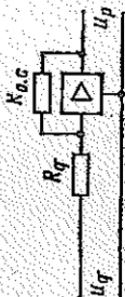
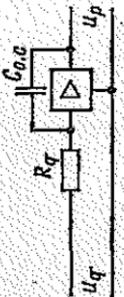
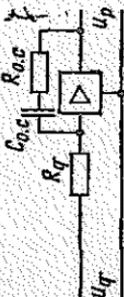
Рис. 1-15

Входные сигналы $u_1 - u_n$ подаются на внешние входные R - или RC -цепи, обозначенные Z_1, Z_2, \dots, Z_n (рис. 1-14) и включенные на инвертирующий вход усилителя. На этот же вход включается обратная связь $Z_{о.с.}$. Неинвертирующий вход через балластное сопротивление $R_{бл}$ замыкается на общую шину. За счет выбора комплексного сопротивления обратной связи и внешних входных сопротивлений регулятору придаются требуемые динамические свойства. Поскольку современные интегральные операционные усилители имеют весьма высокий коэффициент усиления и широкую полосу пропускания, при расчете динамики контуров можно воспользоваться упрощенной передаточной функцией регулятора, полученной в предположении, что собственный коэффициент усиления усилителя k_0 бесконечно велик. Тогда передаточная функция по некоторому q -му каналу может быть записана как

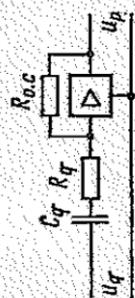
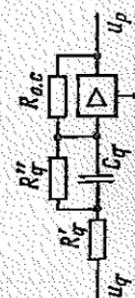
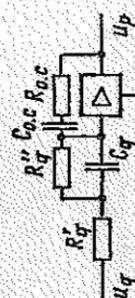
$$W_{pq}(p) = \frac{\Delta u_p(p)}{\Delta u_q(p)} = - \frac{Z_{о.с.}(p)}{Z_q(p)}. \quad (1-19)$$

В табл. 1-1 приведены такие передаточные функции для пропорционального (P), интегрирующего (I), пропорционально-интегрального (PI), дифференцирующего (D), пропорционально-дифференциального (PD) и пропорционально-интегрально-дифференциального (PID) регуляторов. На основании формулы (1-19) легко получить передаточную функцию регулятора при любой схеме входных цепей и цепи обратной связи. Передаточная функция по данному каналу $W_{pq}(p)$ не зависит от внешних входных сопротивлений других каналов. Это обеспечивает возможность иметь различные передаточные функции регулятора по разным каналам за счет разных внешних входных сопротивлений. Для регулятора, имеющего n входных каналов, с учетом (1-19) можно при $k_0 \rightarrow \infty$ записать выражение, связывающее выходное напряжение со всеми n входными сигналами:

Таблица 1-1. Передаточные функции некоторых типов регуляторов

Тип регулятора	Реализация регулятора на операционном усилителе	$W_{pq}(p)$	$Z_q(p)$	$Z_{o.c}(p)$	Связь параметров передаточной функции со значениями сопротивлений и емкостей
П		$-k_{pq}$	R_q	$R_{o.c}$	$k_{pq} = \frac{R_{o.c}}{R_q}$
И		$-\frac{1}{\tau_{ДП} p}$	R_q	$\frac{1}{p C_{o.c}}$	$\tau_p = C_{o.c} R_q$
ПИ		$-\beta_{pq} \frac{\tau_{ДП} p + 1}{\tau_{ДП} p}$	R_q	$R_{o.c} + \frac{1}{p C_{o.c}}$	$\beta_{pq} = R_{o.c} / R_q$ $\tau_p = R_{o.c} C_{o.c}$

Продолжение табл. 1-1

Тип регулятора	Реализация регулятора на операционном усилителе	$W_{pq}(p)$	$Z_q(p)$	$Z_{o.c}(p)$	Связь параметров передаточной функции со значениями сопротивлений и емкостей
Д		$-\frac{\tau_p p}{\tau'_p p + 1}$	$R_q + \frac{1}{pC_q}$	$R_{o.c}$	$\tau_p = C_q R_{o.c}$ $\tau'_p = C_q R_q$ $R_q \ll R_{o.c}$
ПД		$-k_{pq} \frac{\tau_p p + 1}{\tau'_p p + 1}$	$R'_q + \frac{R_q + 1/(pC_q)}{1 + R'_q + 1/(pC_q)}$	$R_{o.c}$	$k_{pq} = R_{o.c} / (R'_q + R_q)$ $\tau_p = C_q R_{o.c}$ $\tau'_p = C_q R'_q / (R'_q + R_q)$
ПИД		$-\beta_{pq} \frac{(\tau_{p1} p + 1)(\tau_{p2} p + 1)}{\tau_{p1} p (\tau'_p p + 1)}$	$R'_q + \frac{R_q + 1/(pC_q)}{1 + R'_q + 1/(pC_q)}$	$R_{o.c} + \frac{1}{pC_{o.c}}$	$\beta_{pq} = R_{o.c} / (R'_q + R_q)$ $\tau_{p1} = C_{o.c} R_{o.c}; \tau_{p2} = C_q R_q$ $\tau'_p = C_q R'_q / (R'_q + R_q)$

$$u_p \approx - \sum_{i=1}^n \frac{Z_{o.c}(p)}{Z_i(p)} u_i$$

Часто внешние входные сопротивления Z_i в статике представляют собой чисто активные (R_i), а сопротивление обратной связи $Z_{o.c}$ обращается в ∞ (как в ПИ-регуляторе, например). Тогда после деления обеих частей равенства на $Z_{o.c}(p)$ получается, что в установившемся режиме суммирование входных сигналов происходит в соответствии с равенством

$$\sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i} \approx 0, \quad (1-20)$$

где U_i — установившееся значение входного сигнала.

Ограничение выходного напряжения регулятора легко достигается путем охвата усилителя цепями обратных связей, включающими в себя источник постоянного напряжения $U_{огр1}$ или $U_{огр2}$ и диод $D1$ или $D2$, которые объединены в блок ограничения BO (рис. 1-15). Предположим, что входной сигнал u_q имеет полярность, указанную на рисунке. До тех пор пока $u_p < U_{огр1}$, ток обратной связи протекает через сопротивление $Z_{o.c}$, а диод $D1$ закрыт. Когда выходное напряжение (примерно равное напряжению обратной связи) достигнет значения $u_{вых} \approx u_{o.c} = U_{огр1}$, диод $D1$ откроется и напряжение $U_{огр1}$ окажется включенным параллельно выходу усилителя (точки a и b практически эквипотенциальны). Если внутреннее сопротивление источника $U_{огр1}$ равно нулю, а диод $D1$ — идеальный, дальнейшее увеличение входного сигнала не будет приводить к увеличению напряжения на выходе и оно будет оставаться постоянным. При уменьшении входного сигнала усилитель выйдет из ограничения, когда станет $k_0 u_{вых} < U_{огр1}$. Цепочка с источником $U_{огр2}$ и диодом $D2$ работает аналогично при другой полярности сигнала. Ставя значения напряжений $U_{огр1}$ и $U_{огр2}$ в зависимость от какой-то координаты системы, можно получить ограничение, уровень которого будет автоматически регулироваться в функции этой координаты.

1-4. ВОССТАНОВЛЕНИЕ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ НАБЛЮДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

1-4-1. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ НАБЛЮДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ПОЛНОГО ПОРЯДКА

Выше предполагалось, что переменные, по которым необходимо организовать обратные связи, могут быть непосредственно измерены. Однако в ряде случаев может оказаться целесообразным использовать обратную связь по переменной, непосредственное измерение которой невозможно или технически затруднено. Иногда качество управления может быть существенно улучшено за счет увеличения объема информации о координатах объекта управления, часть из которых не может быть измерена. Тогда встает задача их искусственного воспроизведения или, как говорят, восстановления с помощью наблюдающих устройств (наблюдателей).

Для построения такого устройства необходимо, чтобы объект был наблюдаем, т. е. чтобы существовала принципиальная возможность восстановить вектор неизмеряемых координат по вектору координат измеряемых. В литературе по теории наблюдающих устройств [например, 25] формулируются математические условия полной наблюдаемости. Не останавливаясь здесь на теоретической стороне вопроса, отметим, что физически требование наблюдаемости сводится к тому, чтобы между неизмеряемой и измеряемыми переменными существовала взаимосвязь, т. е. чтобы изменение неизмеряемой координаты приводило к изменению координат измеряемых.

Наблюдатель строится на основе известных структуры и параметров линейного объекта. Пусть объект n -го порядка, имеющий m входов и r измеряемых переменных состояния, описывается матричными уравнениями (1-4). Можно создать аналоговую или цифровую модель объекта, которая, для того чтобы переходные процессы в ней соответствовали переходным процессам в объекте, должна описываться уравнением

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu, \quad (1.21)$$

где в отличие от уравнений (1-4) фигурирует не реальный, а восстановленный вектор состояний \hat{x} (его оценка), который, по постановке задачи, должен быть равен x и который может быть полностью измерен, поскольку его составляющими являются переменные состояния модели. Начальные значения векторов состояний объекта и модели должны быть одинаковы, а входные воздействия, составляющие вектор входных воздействий u , должны прикладываться и к реальному объекту, и к модели. Однако даже если математическое описание объекта выполнено точно, а объект стационарен, можно ожидать, что по тем или иным причинам со временем равенство $x = \hat{x}$ может нарушиться и изменение выходных переменных модели не будет точно воспроизводить изменение координат объекта. Для уменьшения этого расхождения на вход модели вводят сигналы ошибок произведения тех переменных объекта y , которые доступны измерению. Сказанное иллюстрируется матричной структурной схемой объекта с наблюдателем (рис. 1-16, а). Вектор ошибки восстановления измеряемых переменных $\tilde{y} = \hat{y} - y$ размерности r вводится на входы наблюдателя через матрицу коэффициентов наблюдателя

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \dots & k_{1r} \\ k_{21} & k_{22} & \dots & k_{2r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ k_{m1} & k_{m2} & \dots & k_{mr} \end{bmatrix},$$

имеющую размерность $m \times r$.

Чтобы рассматривать собственно наблюдатель как замкнутую систему, на входы которой подаются вектор управления u и вектор измеряемых переменных состояния объекта y , можно просуммировать обратные связи по \hat{x} с передаточными матрицами A и $-KC$. В результате структура наблюдателя преобразуется к виду рис. 1-16, б. Собственная динамика наблюдателя как замкнутой системы зависит от значений элементов матрицы K . На основании матричной структурной схемы рис. 1-16, б можно записать

$$p\hat{x} = (A - KC)\hat{x} + Bu + Ky$$

или

$$[pI - (A - KC)]\hat{x} = Bu + Ky,$$

где I — единичная матрица.

Выбор элементов матрицы K означает определение вида характеристического уравнения наблюдателя $H(p) = 0$, т. е.

$$\det [pI - (A - KC)] = 0.$$

Для выбора распределения корней характеристического уравнения удобно воспользоваться одной из многочисленных стандартных форм, из которых здесь воспроизводятся две наиболее распространенные [25]:

а) биномиальная форма, когда при порядке системы, равном n , предлагается записывать полином $H(p)$ в виде

$$H(p) = (p + \omega_0)^n, \quad (1.22)$$

где ω_0 — модуль n -кратного вещественного корня;

б) форма Баттерворта, при которой $H(p)$ в зависимости от порядка системы выбирается в виде

$$\left. \begin{aligned} p + \omega_0; \\ p^2 + 1,4\omega_0 p + \omega_0^2; \\ p^3 + 2,0\omega_0 p^2 + 2,0\omega_0^2 p + \omega_0^3; \\ p^4 + 2,6\omega_0 p^3 + 3,4\omega_0^2 p^2 + 2,6\omega_0^3 p + \omega_0^4; \\ p^5 + 3,24\omega_0 p^4 + 5,24\omega_0^2 p^3 + 5,24\omega_0^3 p^2 + 3,24\omega_0^4 p + \omega_0^5. \end{aligned} \right\} \quad (1-23)$$

Отметим, что последняя форма при втором порядке системы приводит к характеристическому уравнению с коэффициентом демпфирования $\xi = \sqrt{2}/2$, соответствующему настройке на оптимум по модулю. По мере увеличения порядка системы при данном значении ω_0 колебательность несколько растет, но зато длительность процесса увеличивается в меньшей мере, чем при биномиальной форме.

Записав выражение

$$\det [pI - (A - KC)] = H(p)$$

и приравняв коэффициенты при одинаковых степенях оператора p , можно определить требуемые значения коэффициентов связей наблюдателя, являющихся элементами матрицы K .

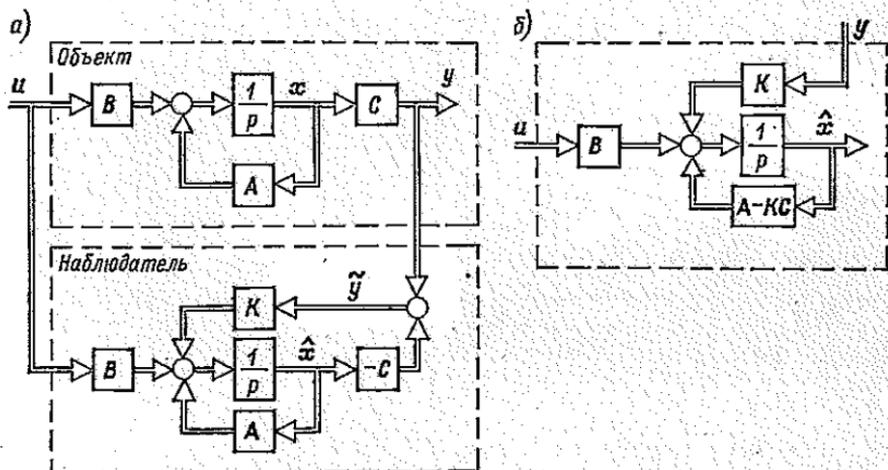


Рис. 1-16

Выбор частоты ω_0 , определяющей быстродействие наблюдателя, в общем случае представляет собой сложную задачу. Если бы структура и параметры стационарного линейного объекта были точно воспроизведены в наблюдателе, а все внешние воздействия, приложенные к объекту, действовали бы и на наблюдатель, как это показано на рис. 1-16, а, то замыкание системы управления по восстановленным координатам \hat{x} было бы эквивалентно замыканию по реальным координатам x (если бы они могли быть измерены). Собственная динамика наблюдателя при этом не влияла бы на динамику системы, замкнутой через него. Это становится очевидным из рассмотрения рис. 1-16, а: при описанных условиях всегда соблюдается равенство $\hat{x} = x$, благодаря чему $y = 0$, связь через матрицу K не работает.

Однако практически всегда существует некоторое несоответствие между математическими описаниями объекта и наблюдателя. Кроме того, на объект могут действовать возмущения, которые невозможно измерить и ввести на наблюдатель. Поэтому желательно иметь высокое быстродействие наблюдателя, так

как различие между реальными и восстановленными координатами будет в общем случае тем меньше, чем выше ω_0 . С другой стороны, поскольку обычно на измеряемые координаты объекта y и внешние воздействия u наложен шум в виде более или менее высокочастотных пульсаций, увеличение ω_0 может привести к недопустимому увеличению уровня шума на выходах наблюдателя.

Обычно рекомендуется выбирать ω_0 так, чтобы быстродействие наблюдателя было несколько выше быстродействия системы, которая через него замкнута.

1-4-2. РЕДУЦИРОВАННЫЙ НАБЛЮДАТЕЛЬ

Рассмотренный в предыдущем параграфе наблюдатель называют *наблюдателем полного порядка*. Он оценивает весь вектор состояния, несмотря на то что компоненты вектора y , входящие в состав вектора x , могут быть измерены непосредственно. Для восстановления лишь тех переменных, которые не могут быть непосредственно измерены, наблюдатель может быть выполнен как *редуцированный, или наблюдатель пониженного порядка*. Все переменные состояния объекта, составляющие вектор x , можно разделить на измеряемые, которые образуют вектор y размерности r , и неизмеряемые, образующие вектор w размерности $(n - r)$, т. е. записать

$$x = \begin{bmatrix} y \\ w \end{bmatrix}.$$

Тогда уравнение $\dot{x} = Ax + Bu$ может быть переписано в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \quad (1-24)$$

или, что то же самое,

$$\left. \begin{aligned} \dot{y} &= A_{11}y + A_{12}w + B_1u; \\ \dot{w} &= A_{21}y + A_{22}w + B_2u. \end{aligned} \right\} \quad (1-25)$$

Эти матрицы имеют размерности: $A_{12} - r \times (n - r)$; $A_{21} - (n - r) \times r$; $A_{22} - (n - r) \times (n - r)$; $B_1 - r \times 1$; $B_2 - (n - r) \times 1$. На основании второго уравнения можно рассматривать часть системы с выходным вектором w , для которой входными воздействиями являются B_2u и $A_{21}y$. Для этой части системы по изложенным выше принципам строится наблюдатель, на входе которого действуют векторы u и y соответственно через матрицы B_2 и A_{21} , а также вектор ошибки восстановления через некоторую матрицу L . Матрица L в редуцированном наблюдателе играет ту же роль, что и матрица K в наблюдателе полного порядка. Вектор w неизмеряем. Однако он может быть измерен косвенно через вектор входного воздействия и измеряемый вектор y в соответствии с первым уравнением системы (1-25)

$$A_{12}w = \dot{y} - A_{11}y - B_1u.$$

Для получения в определенном масштабе вектора ошибки \tilde{w} надо умножить вектор восстановленных координат \hat{w} слева на матрицу $-A_{12}$ и определить разность $A_{12}\hat{w} - A_{12}w$. После умножения на L ее следует ввести на вход наблюдателя. Сказанное поясняет матричная структурная схема (рис. 1-17, а). Группируя входные каналы с матрицами B_2 и $-LB_1$, A_{21} и $-LA_{11}$ и перенося сигнал yu со входа на выход наблюдающего устройства, что позволяет избежать операции дифференцирования, можно получить структурную схему рис. 1-17, б, а затем, вынося точку суммирования за точку съема, — схему рис. 1-17, в, где обозначено

$$\begin{aligned} G &= A_{21} - LA_{11} + (A_{22} + LA_{12})L; \\ F &= A_{22} - LA_{12}. \end{aligned}$$

Вектор z представляет собой вектор переменных состояния наблюдателя. Он связан с вектором восстановленных неизмеряемых координат \hat{w} и вектором u линейным преобразованием

$$z = \hat{w} - Ly.$$

Учитывая, что в редуцированном наблюдателе полный вектор восстановленных координат формируется как

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} y \\ \hat{w} \end{bmatrix},$$

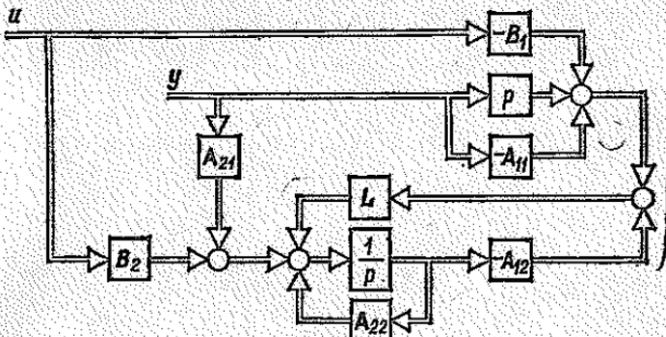
можно записать, что

$$z = T\hat{x}, \quad (1-26)$$

где $T = [-L; I]$.

Тогда $B_2 - LB_1 = TB$.

а)



б)

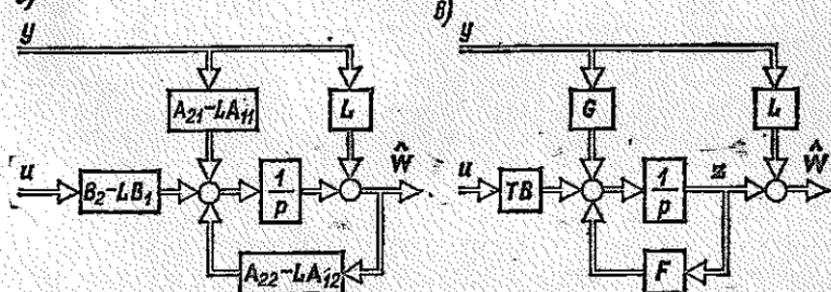


Рис. 1-17

Системы с применением наблюдателей получают распространение в АСУ ЭП. Если параметры объекта не остаются неизменными, то возникает необходимость в применении более сложных наблюдающих устройств с адаптацией, которые рассматриваются в гл. 9.

Если стремятся повысить быстродействие АСУ ЭП за счет расширения объема информации об объекте, то надо иметь в виду, что линейное описание системы всегда представляет собой определенное упрощение. Неучтенные при проектировании наблюдающего устройства нелинейности будут тем больше влиять на работу АСУ ЭП, чем выше быстродействие, которое стремится реализовать. Кроме того, в электромеханической системе получение высокого быстродействия связано с необходимостью обеспечения больших динамических моментов двигателя, а следовательно, и больших нагрузок на элементы механизма. Поэтому вопрос о целесообразности использования наблюдателя в АСУ ЭП должен решаться в каждом отдельном случае с учетом конкретных условий проектирования.

АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2-1. ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА И ТИРИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КАК ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СИЛОВОЙ ЧАСТИ

2-1-1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ПРИ УПРАВЛЕНИИ НАПРЯЖЕНИЕМ НА ЯКОРЕ И ПОТОКОМ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Двигатель с независимым возбуждением представляет собой наиболее распространенный тип двигателя постоянного тока. При рассмотрении его математического описания будем считать, что размагничивающее действие реакции якоря скомпенсировано, а индуктивность якорной цепи постоянна. В крупных машинах достаточно заметным оказывается влияние вихревых токов, которые возникают в массивных частях магнитной системы двигателя при изменениях магнитного потока. Магнитодвижущая сила этих токов препятствует изменению потока полюсов, замедляя процесс его нарастания и спадания. С этой точки зрения действие вихревых токов может приближенно рассматриваться как действие расположенной на полюсах машины дополнительной короткозамкнутой обмотки. С учетом этого двигатель может быть представлен в виде рис. 2-1, где сопротивление и индуктивность якорной цепи двигателя (вместе с добавочными полюсами и последовательной или компенсационной обмоткой) обозначены как $R_{я.ц.д}$ и $L_{я.ц.д}$, число витков обмотки возбуждения и фиктивной короткозамкнутой обмотки вихревых токов на полюс — $\omega_{о.в}$ и $\omega_{о.в.т}$, а их полные сопротивления — $R_{о.в}$ и $R_{о.в.т}$.

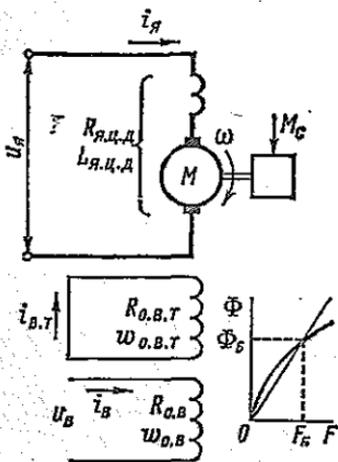


Рис. 2-1

Для цепи возбуждения можно записать

$$\left. \begin{aligned} u_b &= i_b R_{о.в} + 2p_n \xi \omega_{о.п} p \Phi; \\ 0 &= i_{в.т} R_{о.в.т} + 2p_n \xi \omega_{о.в.т} p \Phi; \\ F &= i_b \omega_{о.в} + i_{в.т} \omega_{о.в.т}; \\ \Phi &= f(F), \end{aligned} \right\} (2-1)$$

где i_b , $i_{в.т}$ — токи в обмотке возбуждения и фиктивной короткозамкнутой обмотке; p_n — число пар полюсов; ξ — коэффициент, связанный с коэффициентом рассеяния $\sigma = 1,12 \div 1,18$ выражением $\xi = 1 + (0,5 \div 0,7) (\sigma - 1)$ и учитывающий то обстоятельство, что часть потока рассеяния сцеплена не со всеми витками обмотки возбуждения; F — намагничивающая сила; Φ — полезный магнитный поток одного полюса.

Переходя к о. е., можно за базовое значение потока возбуждения принять номинальный поток $\Phi_b = \Phi_n$ и по характеристике намагничивания определить базовое значение намагничивающей силы $F_b = F_n$ (рис. 2-1). Базовые токи возбуждения и напряжения возбуждения будут: $I_{в.б} = F_b / \omega_{о.в}$, $U_{в.б} = I_{в.б} R_{о.в}$. Имеем в виду, что значение $I_{в.т.б}$ будет выбрано позже, поделим первое уравнение системы (2-1) на $U_{в.б}$, второе — на $I_{в.т.б} R_{о.в.т}$, третье — на $F_b = I_{в.б} \omega_{о.в}$. Четвертое уравнение будет уравнением характеристики намагничивания в о. е., которая получится из характеристики в абсолютных единицах после деления значений, отложенных на осях абсцисс и ординат, соответственно на F_b и Φ_b

(рис. 2-2). Вводя обозначения относительных величин $\bar{i}_n = i_n/U_{в.б.}$, $\bar{i}_{в.т} = i_{в.т}/I_{в.т.б.}$, $\bar{F} = F/F_б$ и выбирая базовое значение $I_{в.т.б.} = I_{в.б.}\omega_{о.в.}/\omega_{о.в.т.}$, можно записать уравнения для цепи возбуждения в о. е.:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_n &= \bar{i}_{в.т} + T_{в.б.}\rho\bar{\Phi}; \\ 0 &= \bar{i}_{в.т} + T_{в.т.б.}\rho\bar{\Phi}; \\ \bar{F} &= \bar{i}_n + \bar{i}_{в.т}; \\ \bar{\Phi} &= f(\bar{F}). \end{aligned} \right\} \quad (2-2)$$

Коэффициенты при $\rho\bar{\Phi}$, имеющие размерность времени и зависящие от выбранных $\Phi_б$, $I_{в.б.}$ и $I_{в.т.б.}$, представляют собой базовые постоянные времени возбуждения и вихревых токов:

$$T_{в.б.} = 2\rho n^2 \frac{\omega_{о.в.}}{R_{о.в.}} \frac{\Phi_б}{I_{в.б.}}; \quad (2-3)$$

$$T_{в.т.б.} = 2\rho n^2 \frac{\omega_{о.в.т.}}{R_{о.в.т.}} \frac{\Phi_б}{I_{в.т.б.}}. \quad (2-4)$$

Если правую часть выражения (2-3) умножить и поделить на $\omega_{о.в.}$ и учесть, что $I_{в.б.}\omega_{о.в.} = F_б$, то

$$T_{в.б.} = 2\rho n^2 \frac{\omega_{о.в.}^2}{R_{о.в.}} \frac{\Phi_б}{F_б}.$$

Следовательно, $T_{в.б.}$ численно равна постоянной времени возбуждения двигателя, у которого при прочих равных условиях характеристика намагничивания представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат и точку с координатами $\Phi_б$ и $F_б$ (рис. 2-1).

Для якорной цепи без учета падения напряжения под щетками можно записать

$$u_n = c_d \Phi \omega + R_{я.п.д} i_n + L_{я.п.д} di_n, \quad (2-5)$$

где u_n — напряжение на двигателе; ω — угловая скорость двигателя; i_n — ток якоря; $c_d = p_n N / (2\pi a)$ — конструктивный коэффициент двигателя, выраженный через число пар полюсов, число стержней обмотки якоря N и число пар параллельных ветвей в ней a .

При анализе систем, в которых питание двигателя осуществляется от отдельного тиристорного преобразователя, удобно вместо напряжения u_n входным воздействием считать ЭДС тиристорного преобразователя $e_{т.п.}$. Тогда уравнение для якорной цепи запишется в виде

$$e_{т.п.} = c_d \Phi \omega + R_{я.п.} (T_{я.п.}\rho + 1) i_n, \quad (2-6)$$

где $R_{я.п.} = R_{я.п.д} + R_{т.п.}$; $T_{я.п.} = (L_{я.п.д} + L_{т.п.}) / R_{я.п.}$; $R_{т.п.}$ и $L_{т.п.}$ — сопротивление и индуктивность преобразователя.

Уравнение моментов запишется как

$$M_d - M_c = J\rho\omega, \quad (2-7)$$

где M_d — электромагнитный момент двигателя; M_c — момент сопротивления (нагрузки); J — момент инерции, в состав которого при жесткой связи двигателя с механизмом входят моменты инерции двигателя и исполнительного механизма.

Учитывая, что

$$M_d = c_d \Phi i_n$$

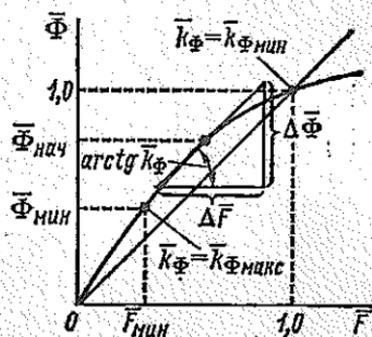


Рис. 2-2

и выбирая базовые значения скорости ω_6 , ЭДС $E_6 = c_d \Phi_6 \omega_6$, тока якоря $I_{я.6}$, момента $M_6 = c_d \Phi_6 I_{я.6}$ и проделав преобразования, аналогичные описанным выше, можно получить в о. е.

$$\left. \begin{aligned} \bar{e}_{т.п} &= \bar{\Phi} \bar{\omega} + \rho_{я.п} (T_{я.п} p + 1) \bar{i}_я; \\ \bar{\Phi} \bar{i}_я - M_c &= T_{м} p \bar{\omega}, \end{aligned} \right\} \quad (2-8)$$

где $\bar{e}_{т.п} = e_{т.п}/E_6$; $\rho_{я.п} = I_{я.6} R_{я.п}/E_6$ — относительное сопротивление якорной цепи; $T_{я.п} = L_{я.п}/R_{я.п}$ — постоянная времени якорной цепи; $T_{м} = J \omega_6/M_6$ — механическая постоянная времени.

Для построения структурной схемы двигателя независимого возбуждения (рис. 2-3) удобно в третье уравнение системы (2-2) подставить значение $\bar{i}_{я.т}$ из второго уравнения и переписать систему в виде

$$\bar{\Phi} = \frac{1}{T_{в.6} p} (\bar{u}_в - \bar{i}_в);$$

$$\bar{i}_в = F + T_{в.т.6} p \bar{\Phi};$$

$$F = f^{-1}(\bar{\Phi});$$

$$\bar{i}_я = \frac{1}{\rho_{я.п} (T_{я.п} p + 1)} (\bar{e}_{т.п} - \bar{e}_д);$$

$$\bar{\omega} = \frac{1}{T_{м} p} (\bar{\Phi} \bar{i}_я - M_c).$$

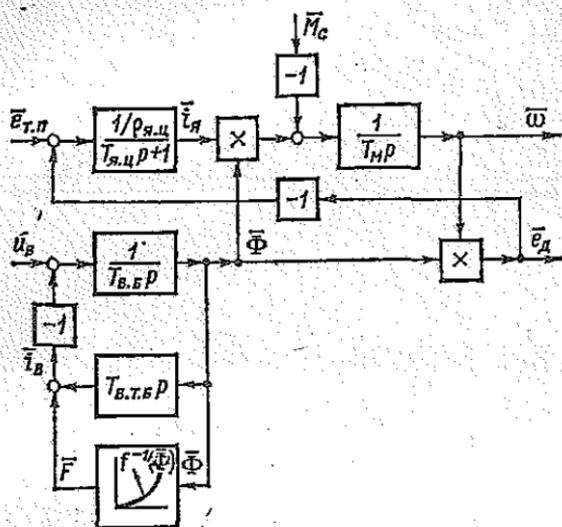


Рис. 2-3

Через $f^{-1}(\bar{\Phi})$ обозначена характеристика намагничивания в о. е., у которой по оси абсцисс отложен поток возбуждения, а по оси ординат — намагничивающая сила. Относительная ЭДС двигателя определяется как $\bar{e}_д = \bar{\Phi} \bar{\omega}$.

2-1-2. ЛИНЕАРИЗОВАННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

При линеаризации уравнений, описывающих цепь возбуждения двигателя, в первых трех уравнениях системы (2-2) надо заменить переменные их приращениями, а вместо четвертого записать уравнение, связывающее приращение потока возбуждения и намагничивающей силы в начальном режиме при потоке $\Phi = \Phi_{нач}$:

$$\Delta \bar{\Phi} = \bar{k}_\Phi \Delta F,$$

где \bar{k}_Φ представляет собой тангенс угла наклона касательной к характеристике намагничивания в о. е. в точке $\bar{\Phi} = \bar{\Phi}_{нач}$ (рис. 2-2):

$$\bar{k}_\Phi = \frac{\Delta \bar{\Phi}}{\Delta F} = \frac{\Delta \Phi}{\Delta F} \frac{F_6}{\Phi_6} = k_\Phi \frac{F_6}{\Phi_6}. \quad (2-9)$$

В соответствии с этим на линеаризованной структурной схеме цепи возбуждения блок с передаточной функцией $1/\bar{k}_\Phi$ заменит собой нелинейный блок $\bar{F} = f^{-1}(\bar{\Phi})$ и передаточные функции, связывающие приращения тока и потока возбуждения с приращением напряжения на обмотке возбуждения, получатся

в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta \bar{I}_B(\rho)}{\Delta \bar{u}_B(\rho)} &= \frac{T_{B,T} \rho + \frac{1}{\bar{k}_\Phi}}{(T_{B,G} + T_{B,T}) \rho + \frac{1}{\bar{k}_\Phi}} = \frac{T_{B,T} \bar{k}_\Phi \rho + 1}{(T_{B,G} + T_{B,T}) \bar{k}_\Phi \rho + 1}; \\ \frac{\Delta \bar{\Phi}(\rho)}{\Delta \bar{u}_B(\rho)} &= \frac{1}{(T_{B,G} + T_{B,T}) \rho + \frac{1}{\bar{k}_\Phi}} = \frac{\bar{k}_\Phi}{(T_{B,G} + T_{B,T}) \bar{k}_\Phi \rho + 1}. \end{aligned} \right\} (2-10)$$

Входящие сюда постоянные времени, переписанные с учетом выражения для \bar{k}_Φ и формул (2-3 и 2-4),

$$T_{B,G} \bar{k}_\Phi = 2\rho_n \xi \frac{\omega_{0,B} \Phi_0}{R_{0,B} I_{н.б.}} k_\Phi \frac{I_{B,G} \omega_{0,B}}{\Phi_0} = 2\rho_n \xi \frac{\omega_{0,B}^2}{R_{0,B}} \frac{\Delta \Phi}{\Delta F} = T_B; \quad (2-11)$$

$$T_{B,T} \bar{k}_\Phi = 2\rho_n \xi \frac{\omega_{0,B,T}^2 \Delta \Phi}{R_{0,B,T} \Delta F} = T_{B,T} \quad (2-12)$$

представляют собой постоянные времени возбуждения и вихревых токов, определенные в рабочей точке при $\Phi = \Phi_{взч}$. С учетом этого может быть записано

$$\left. \begin{aligned} \Delta \bar{I}_B &= \frac{T_{B,T} \rho + 1}{(T_B + T_{B,T}) \rho + 1} \Delta \bar{u}_B; \\ \Delta \bar{\Phi} &= \frac{\bar{k}_\Phi}{T_{B,T} \rho + 1} \Delta \bar{u}_B. \end{aligned} \right\} (2-13)$$

Постоянную времени вихревых токов $T_{B,T}$ можно экспериментально определить по осциллограмме приращения тока в обмотке возбуждения двигателя при подаче на нее ступенчатого приращения напряжения возбуждения ΔU_B (рис. 2-4). Длительность нарастания тока возбуждения определяется суммарной постоянной времени $(T_B + T_{B,T})$. После ее определения по амплитуде начального скачка тока возбуждения легко высчитать значение $T_{B,T}$.

После линеаризации уравнений (2-8) они запишутся в виде

$$\begin{aligned} \Delta \bar{e}_{T,n} &= \bar{\Phi}_{взч} \Delta \bar{\omega} + \bar{\omega}_{взч} \Delta \bar{\Phi} + \rho_{я,n} (T_{я,n} \rho + 1) \Delta \bar{I}_a; \\ \bar{\Phi}_{взч} \Delta \bar{I}_a + \bar{I}_{я,взч} \Delta \bar{\Phi} - \Delta \bar{M}_c &= T_{я,n} \rho \Delta \bar{\omega}. \end{aligned}$$

Составленная на основе этих уравнений и уравнений (2-13) линеаризованная структурная схема двигателя, управляемого изменением ЭДС преобразователя и напряжения на обмотке возбуждения, имеет вид рис. 2-5. Из нее могут быть получены передаточные функции для двигателя, управляемого только по цепи якоря при постоянном потоке, и для двигателя, управляемого только по цепи возбуждения:

$$\frac{\Delta \bar{\omega}(\rho)}{\Delta \bar{e}_{T,n}(\rho)} = \frac{1}{\bar{\Phi}_{взч}} \frac{1}{T_{я,n} \rho (T_{я,n} \rho + 1) + 1}; \quad (2-14)$$

$$\frac{\Delta \bar{\omega}(\rho)}{\Delta \bar{u}_B(\rho)} = \bar{k}_d \frac{T'_{я,n} \rho - 1}{[T_{я,n} \rho (T_{я,n} \rho + 1) + 1] [(T_B + T_{B,T}) \rho + 1]}. \quad (2-15)$$

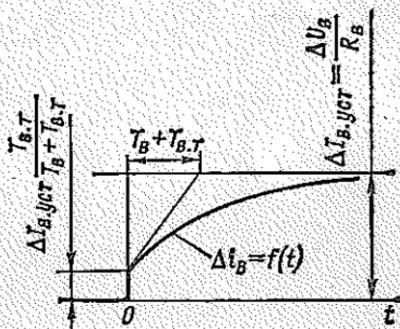


Рис. 2-4

Реакция двигателя на возмущение в виде изменения момента нагрузки характеризуется передаточной функцией

$$\frac{\Delta \bar{\omega}(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} = -\frac{\rho_{я.ц}}{\bar{\Phi}_{нач}^2} \frac{T_{я.ц} p + 1}{T_{эм} p (T_{я.ц} p + 1) + 1} \quad (2-16)$$

Электромеханическая постоянная времени $T_{эм}$ связана с введенной ранее механической постоянной времени выражением $T_{эм} = \rho_{я.ц} T_m / \bar{\Phi}_{нач}^2$ и определяется как

$$T_{эм} = J \frac{R_{я.ц}}{(c_d \bar{\Phi}_{нач})^2} \quad (2-17)$$

Кроме того, обозначено

$$\bar{k}_d = \bar{k}_\Phi \frac{\bar{\omega}_{нач} - \Delta \bar{\omega}_c}{\bar{\Phi}_{нач}}$$

где $\Delta \bar{\omega}_c = \bar{I}_{я.нач} \rho_{я.ц} / \bar{\Phi}_{нач}$ — падение относительной скорости двигателя при

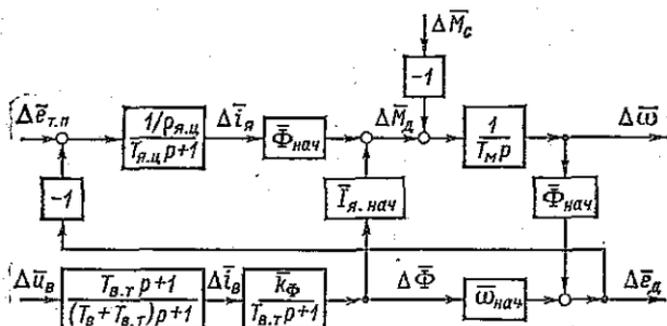


Рис. 2-5

изменении его нагрузки от идеального холостого хода до $I_{я.нач}$:

$$T'_{я.ц} = T_{я.ц} \frac{\Delta \bar{\omega}_c}{\bar{\omega}_{нач} - \Delta \bar{\omega}_c}$$

При записи передаточных функций в а. е. коэффициенты в передаточных функциях $\Delta \omega(p) / \Delta e_{г.п}(p)$, $\Delta \omega(p) / \Delta i_{я}(p)$, $\Delta \omega(p) / \Delta M_c(p)$ будут иметь вид соответственно $1 / (c_d \bar{\Phi}_{нач})$, $k_d = k_\Phi \omega_{о.в} (\omega_{нач} - \Delta \omega_c) / (R_{о.в} \bar{\Phi}_{нач})$ и $R_{я.ц} / (c_d \bar{\Phi}_{нач})^2$. Здесь k_Φ определяется по кривой намагничивания в а. е. так же, как \bar{k}_Φ на рис. 2-2, а падение скорости есть $\Delta \omega_c = I_{я.нач} R_{я.ц} / (c_d \bar{\Phi}_{нач})$.

2-1-3. НЕРЕВЕРСИВНЫЙ ТП, РАБОТАЮЩИЙ НА ДВИГАТЕЛЬ, ПРИ НЕПРЕРЫВНОМ ТОКЕ

Тиристорный преобразователь (ТП), работающий на нагрузку, можно представить в виде трех основных частей [54]: системы импульсно-фазового управления (СИФУ), собственно тиристорного преобразователя и нагрузки (рис. 2-6, а).

Назначением СИФУ является преобразование непрерывного входного сигнала управления $u_{с.у}$ в фазовый сдвиг отпирающего импульса α (формируемого генератором импульсов ГИ), отсчитываемый от момента естественного отпирания тиристора. На рис. 2-6, б для фазы a показано пилообразное опорное напряжение с линейно-нарастающим рабочим участком ab . Значение начального угла управления $\alpha_{нач}$ устанавливается напряжением смещения $U_{см}$ на входе СИФУ. При увеличении действующего встречно смещенно входного сигнала $u_{с.у}$ угол

управления уменьшается. Если изменению $\omega t = \pi/2$ (ω — круговая частота напряжения питания) соответствует изменение напряжения на выходе генератора пилообразного напряжения (ГПН), равное $U_{г.п.н.т}$, то на основании соотношения

$$\frac{\alpha_{нач} - \alpha}{u_{с.у}} = \frac{\pi/2}{U_{г.п.н.т}}$$

можно записать выражение, связывающее угол управления с сигналом на входе СИФУ:

$$\alpha = \alpha_{нач} - \frac{\pi}{2} \frac{u_{с.у}}{U_{г.п.н.т}} \quad (2-18)$$

При использовании в качестве опорного напряжения косинусоиды с амплитудой U_m , проходящей через нуль при $\alpha = 90^\circ$, угол управления определяется как

$$\alpha = \arccos \frac{u_{с.у} - U_{см}}{U_m} \quad (2-19)$$

где $U_{см}/U_m = \cos \alpha_{нач}$.

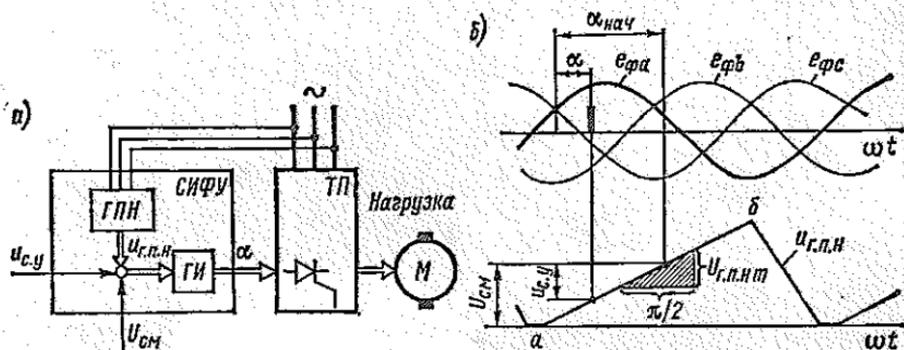


Рис. 2-6

Характеристики преобразователя различны в зависимости от характера тока нагрузки. При достаточно большой индуктивности цепи нагрузки в большей части диапазона изменений тока нагрузки последний имеет непрерывный характер. При этом напряжение идеального холостого хода (ЭДС) тиристорного преобразователя однозначно определяется углом α , а следовательно, напряжением управления $u_{с.у}$. Если пренебречь падением напряжения в тиристорах и активным сопротивлением фазы трансформатора, то напряжение на выходе преобразователя будет отличаться от ЭДС только на падение напряжения, обусловленное явлением коммутации. Для широко распространенной трехфазной мостовой схемы его среднее значение получается в виде

$$U_{г.п.н.} |_{R=0} = 2,34 E_{\phi} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_{\phi} I_{\pi} \quad (2-20)$$

где E_{ϕ} — эффективное значение фазной ЭДС на вторичной обмотке трансформатора (или напряжения сети, если трансформатор не применяется); I_{π} — среднее значение тока нагрузки; ω — круговая частота напряжения сети; L_{ϕ} — индуктивность фазы трансформатора или сети.

Первое слагаемое (2-20) представляет собой ЭДС ТП

$$E_d = E_{г.п.н.} = E_{г.п.н.т} \cos \alpha \quad (2-21)$$

где $E_{г.п.н.т} = E_{дт} = k_{сх} E_{\phi}$.

Таблица 2-1. Расчетные соотношения для некоторых

	Однофазная мостовая	Трехфазная со средней точкой	Трехфазная мостовая
Схема			
Область применения	до 10 кВт	до 50 кВт	до 3000 кВт
$k_{сх} = E_{г.п.н} / E_Ф$	0,9	1,17	2,34
m	2	3	6
$R_{г.п}$ при непрерывном токе	$R_Ф + r_{двн} + \frac{2\omega L_Ф}{\pi} + R_{др}$	$R_Ф + r_{двн} + \frac{3\omega L_Ф}{2\pi} + R_{др}$	$(2R_Ф + 2r_{двн} + \frac{3\omega L_Ф}{\pi} + R_{др})^*$
$L_{г.п}$	$L_Ф + L_{др}$	$L_Ф + L_{др}$	$2L_Ф + L_{др}$

* При малом угле коммутации, когда вне периода коммутации ток проте-

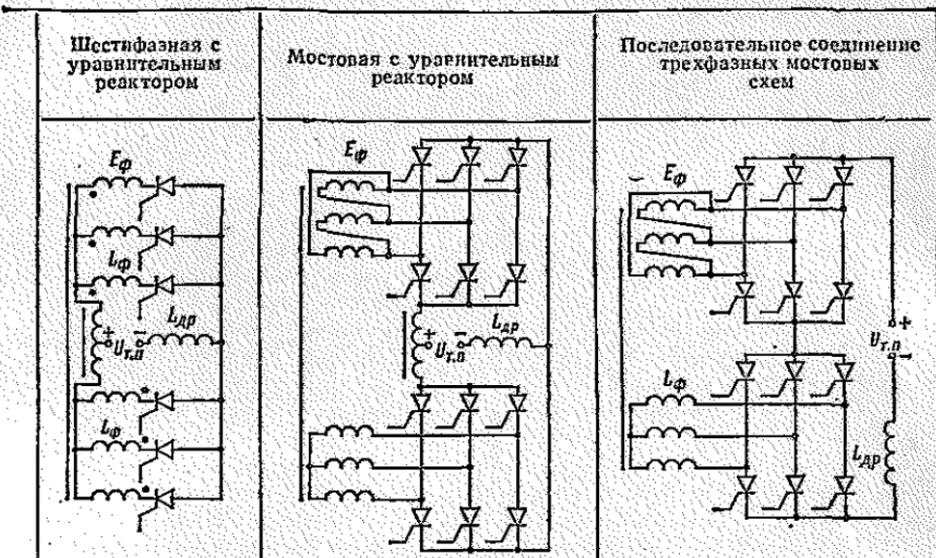
** Для нормального режима работы, когда ток нагрузки больше намагничива-

Значения коэффициента схемы $k_{сх}$, связывающего ЭДС ТП при $\alpha = 0$ с $E_Ф$, для некоторых схем приведены в табл. 2-1.

Если считать ток якоря идеально сглаженным, то при $\alpha_{нач} = \pi/2$ и использовании СИФУ с линейным пилообразным напряжением можно записать с учетом (2-21):

$$E_{г.п} = k_{сх} E_Ф \cos \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{u_{с.у}}{U_{г.п.н.т}} \right) = k_{сх} E_Ф \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{u_{с.у}}{U_{г.п.н.т}} \right).$$

нереверсивных схем тиристорных преобразователей



Приводы большой мощности

1,17	2,34	4,68
6	12	12
$\left(0,5R_\phi + 0,5r_{дпн} + \frac{3\omega L_\phi}{4\pi} + R_{др}\right)^*$	$\left(R_\phi + 2r_{дпн} + \frac{3\omega L_\phi}{\pi} + R_{тр}\right)^{**}$	$4R_\phi + 4r_{дпн} + \frac{6\omega L_\phi}{\pi} + R_{др}$
0,5L _φ + L _{др}	L _φ + L _{др}	4L _φ + L _{др}

кает через 2, а в период коммутации — через 3 тиристора, общего тока уравнительного реактора.

На основании этого выражения могут быть построены регулировочные характеристики ТП $E_{г.н} = f(u_{с.у})$ при $E_\phi = \text{const}$ (рис. 2-7). Имея в виду, что при линеаризации характеристик ТП в рабочей точке при $u_{с.у} = U_{с.у.нач}$ и $E_\phi = E_{\phi.нач}$ приращение ЭДС ТП имеет вид

$$\Delta E_{г.н} = \frac{\partial E_{г.н}}{\partial u_{с.у}} \bigg|_{\substack{u_{с.у} = U_{с.у.нач} \\ E_\phi = E_{\phi.нач}}} \Delta u_{с.у} + \frac{\partial E_{г.н}}{\partial E_\phi} \bigg|_{\substack{u_{с.у} = U_{с.у.нач} \\ E_\phi = E_{\phi.нач}}} \Delta E_\phi$$

можно определить в этой точке передаточные коэффициенты преобразователя по управлению и возмущению в виде изменения напряжения питающей сети:

$$\left. \begin{aligned} k_{т.п} &= \frac{\partial E_{т.п}}{\partial U_{с.у}} \bigg|_{\substack{U_{с.у} = U_{с.у.нач} \\ E_{\phi} = E_{\phi.нач}}} = \bar{k}_{сх} E_{\phi.нач} \frac{\pi}{2} \frac{1}{U_{г.п.пт}} \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{U_{с.у.нач}}{U_{г.п.пт}} \right); \\ k_{\phi} &= \frac{\partial E_{т.п}}{\partial E_{\phi}} \bigg|_{\substack{U_{с.у} = U_{с.у.нач} \\ E_{\phi} = E_{\phi.нач}}} = k_{сх} \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{U_{с.у.нач}}{U_{г.п.пт}} \right). \end{aligned} \right\} (2-22)$$

Коэффициент $k_{т.п}$ может быть определен при данном напряжении питания (например, при $E_{\phi} = E_{\phi.п}$ на рис. 2-7) непосредственно по регулировочной характеристике как $k_{т.п} = \Delta E_{т.п} / \Delta U_{с.у}$. При косинусоидальном опорном напряжении характеристика преобразователя получается ливевой. Регулировочная характеристика обычно приводится в каталожных данных на преобразователь.

Полное падение напряжения в преобразователе в режиме непрерывного тока зависит не только от явления коммутации, но и обусловлено: а) падением напряжения в первичной и вторичных обмотках трансформатора, а при отсутствии трансформатора — в обмотках анодных дросселей; б) падением напряжения в тиристорах ΔU , которое складывается из не зависящего от тока порогового напряжения U_0 и напряжения на динамическом сопротивлении тиристора $I_{г.дин}^*$. При инженерных расчетах падением напряжения в тиристорах, которое составляет для разных типов тиристоров (0,5 ÷ 1,5) В, иногда пренебрегают.

Явление коммутации тиристоров проявляется в наличии второго слагаемого в выражении (2-20), в котором коэффициент при токе можно рассматривать как некоторое сопротивление, входящее в эквивалентное внутреннее сопротивление преобразователя $R_{т.п}$. Активное сопротивление фазы трансформатора определяется на основании данных опыта короткого замыкания трансформатора как

$$R_{\phi} = \frac{P_{к.з}}{3I_{н1}^2 k_T^2} = \frac{P_{к.з}}{3I_{н2}^2},$$

где $P_{к.з}$ — мощность короткого замыкания трансформатора; $I_{н1}$ и $I_{н2}$ — номинальные первичный и вторичный фазные токи; k_T — коэффициент трансформации.

Для ограничения пульсаций тока нагрузки часто применяется сглаживающий дроссель, показанный на выходе преобразователя в табл. 2-1. Его сопротивление может быть определено через потери в меди обмотки дросселя $P_{акт}$ от номинального тока дросселя $I_{др.п}$

$$R_{др} = P_{акт} / I_{др.п}^2.$$

Внешняя характеристика преобразователя $U_{т.п} = f(I_n)$ при $\alpha = \text{const}$ и идеально сглаженным токе представляет собой прямую линию, проходящую через точку с координатами $I_n = 0$, $E_{т.п} = E_{г.пт} \cos \alpha$. Ее наклон определяется значением эквивалентного сопротивления преобразователя $R_{т.п}$.

* В табл. 2-1 $r_{дин}$ учтено как составная часть эквивалентного сопротивления преобразователя.

2-1-4. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
 НЕРЕВЕРСИВНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ НАЛИЧИИ
 ПРЕРЫВИСТЫХ ТОКОВ

Режим прерывистых токов характеризуется отклонением зависимости $U_{т.п} = f(I_a)$ от линейной в результате того, что ЭДС в цепи нагрузки оказывается больше, чем напряжение преобразователя, которое существовало бы при данном угле управления α и непрерывном токе. Поскольку режим прерывистых токов возникает при малых значениях тока, для упрощения рассмотрения обычно пренебрегают падением напряжения в активном сопротивлении якорной цепи.

Для части периода $0 \leq \omega t \leq 2\pi/m$ можно записать

$$e_{т.п} - e_d = L_{п.п} \frac{di_a}{dt},$$

где $e_{т.п}$ и e_d — мгновенные значения ЭДС преобразователя и двигателя; i_a — мгновенное значение тока якоря; $L_{п.п}$ — суммарная индуктивность якорной цепи; m — число пульсаций выпрямленного напряжения за период.

При достаточно большой механической инерции двигателя скорость его не содержит пульсаций и $e_d = \text{const}$. Тогда

$$i_a = \frac{1}{\omega L_{п.п}} \int_0^{\omega t} (e_{т.п} - e_d) d\omega t \quad (2-23)$$

В [54] показано, что среднее значение выпрямленного тока (для тиристорного электропривода — тока якоря) в граничном режиме начально-непрерывного тока определяется выражением

$$I_a = \frac{E_{т.пм} \sin \alpha}{\omega L_{п.п}} \left(1 + \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right).$$

При принятом пренебрежении активным сопротивлением преобразователя и падением напряжения в тиристорах в этом режиме справедливо равенство $U_{т.п} = E_{т.п} = E_{т.пм} \cos \alpha$. После деления выражения для I_a на значение тока при $\alpha = \pi/2$ $I'_a = \frac{E_{т.пм}}{\omega L_{п.п}} \left(1 + \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right)$, а выражения для $U_{т.п}$ — на $E_{т.пм}$, получается, что $I_a/I'_a = \sin \alpha$, $U_{т.п}/E_{т.пм} = \cos \alpha$, откуда

$$\frac{I_a^2}{I'^2_a} + \frac{U_{т.п}^2}{E_{т.пм}^2} = 1.$$

Часть соответствующего этому выражению эллипса, очерчивающего границу зоны прерывистых токов в первом квадранте, показала на рис. 2-8, а.

При уменьшении момента нагрузки ток якоря становится прерывистым; ЭДС двигателя и ЭДС преобразователя возрастают до значения большего, чем $E_{т.пм} \cos \alpha$.

Для построения участка внешней характеристики преобразователя в режиме прерывистого тока при пренебрежении активным сопротивлением якорной цепи ($R_{я.п} = 0$) можно воспользоваться выражениями для средних значений ЭДС и тока нагрузки

$$\left. \begin{aligned} E_{т.п} = E_d = \frac{E_m}{\lambda} \left[\sin \left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right]; \\ I_a = \frac{m E_m}{2\pi \omega L_{п.п}} \times \\ \times \left[\cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \cos \left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \lambda \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \frac{E_{т.п}}{E_m} \frac{\lambda^2}{2} \right], \end{aligned} \right\} \quad (2-24)$$

где для трехфазной мостовой схемы $E_m = \sqrt{3} \sqrt{2} E_\phi$ — амплитуда линейного, а для нулевых схем $E_m = \sqrt{2} E_\phi$ — амплитуда фазного напряжения.

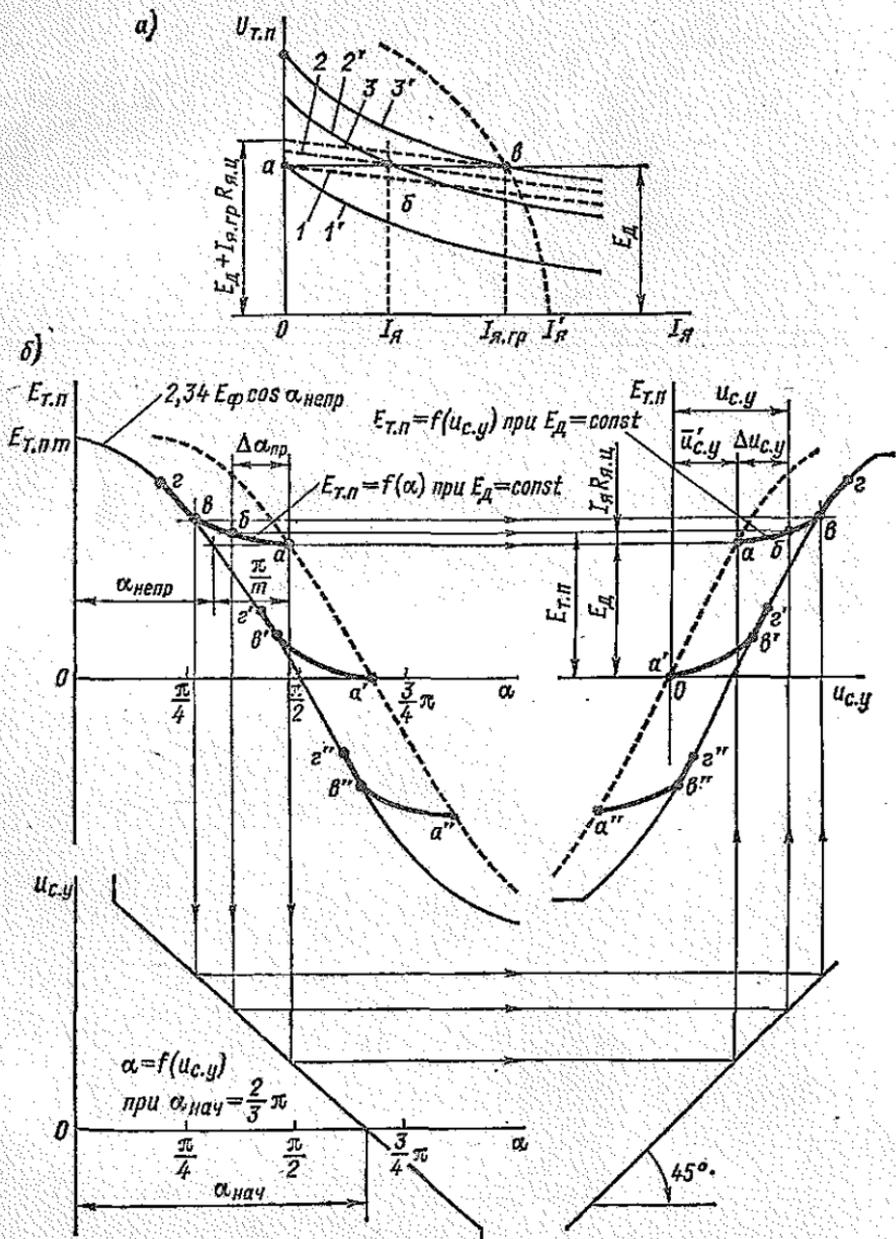


Рис. 2-8

Задаваясь угловой длительностью протекания тока $\lambda < 2\pi/m$, можно определить соответствующее этой длительности значение $E_{T,n}$, а затем среднее значение тока I_n , определяющие точку на внешней характеристике. Для того чтобы

определить значение ЭДС при $I_a = 0$, первое из выражений (2-24) удобно переписать в виде

$$E_{\tau, n} = E_m \frac{2 \cos \left(\frac{\lambda}{2} + \alpha - \frac{\pi}{m} \right) \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda},$$

откуда

$$\lim_{\lambda \rightarrow 0} E_{\tau, n} = E_m \cos(\alpha - \pi/m). \quad (2-25)$$

Отметим, что формулы (2-24) справедливы при условии, что $E_d < E_m \times \times \cos(\alpha - \pi/m)$.

Вид регулировочной характеристики преобразователя при наличии зоны прерывистых токов зависит от значения ЭДС двигателя [16]. Пусть ТП, выполненный по трехфазной мостовой схеме, работает на двигатель, скорость и ЭДС которого поддерживаются постоянными (например, с помощью системы регулирования скорости), а нагрузка меняется. Сопротивление якорной цепи $R_{я.ц} \neq 0$. Сравниваются два случая: а) индуктивность якорной цепи $L_{я.ц}$ конечна, вследствие чего существует зона прерывистого тока; б) $L_{я.ц} \rightarrow \infty$, тогда ток сглажен идеально и при любом сколь угодно малом значении является непрерывным.

При идеальном холостом ходе преобразователь без прерывистых токов работал бы на характеристике 1 (рис. 2-8, а); при некотором текущем значении тока I_a — на характеристике 2; при токе, соответствующем граничному режиму, $I_{a, гр}$ — на характеристике 3. Характеристики, соответствующие этим значениям тока в преобразователе с прерывистыми токами, обозначены цифрами 1'; 2'; 3'. Для точки а, принадлежащей характеристикам 1 и 1', в схеме с непрерывным током

$$E_{\tau, n} = E_d = 2,34 E_{\phi} \cos \alpha_{непр}, \quad (2-26)$$

где $\alpha_{непр}$ — угол управления в схеме без прерывистых токов, соответствующий данному значению ЭДС преобразователя.

При наличии зоны прерывистых токов точке а соответствует угол $\alpha_{пр}$, определяемый на основании (2-25) из равенства

$$E_{\tau, n} = E_d = \sqrt{3} \sqrt{2} E_{\phi} \cos(\alpha_{пр} - \pi/m)$$

и равный

$$\alpha_{пр} = \arccos \frac{E_d}{\sqrt{3} \sqrt{2} E_{\phi}} + \frac{\pi}{m}.$$

После подстановки сюда значения E_d из выражения (2-26) получится

$$\alpha_{пр} = \arccos \frac{2,34}{\sqrt{3} \sqrt{2}} \cos \alpha_{непр} + \frac{\pi}{m}.$$

Пренебрегая разницей коэффициента $2,34/(\sqrt{3} \sqrt{2}) = 0,955$ и единицы можно считать, что угол $\alpha_{пр}$, при котором ток нагрузки равен нулю ($E_{\tau, n} = E_d$) в схеме с прерывистым током, и угол $\alpha_{непр}$, при котором то же условие выполняется в схеме без прерывистого тока, при любом значении E_d связаны между собой выражением

$$\alpha_{пр} = \alpha_{непр} + \pi/m.$$

Рассмотренный режим идеального холостого хода при данном значении E_d характеризруется точкой а на графике $E_{\tau, n} = f(\alpha)$ (рис. 2-8, б).

При увеличении тока нагрузки до некоторого значения I_a (точка б на рис. 2-8, а) угол управления в схеме с прерывистым током должен быть уменьшен на величину $\Delta \alpha_{пр}$ до значения, соответствующего характеристике 2' на рис. 2-8, а. При токе $I_{a, гр}$, соответствующем граничному режиму, обоим рассматриваемым случаям (точка б характеристик 3 и 3') соответствует угол управ-

ления, значение которого на основании характеристики β определится как $\arccos \frac{E_d + I_a \cdot r_{я} R_{я.п}}{2,34 E_{\phi}}$. Дальнейшее увеличение тока нагрузки при неизменном

значении ЭДС, например, до точки z на кривой $E_{т.п} = f(\alpha)$ будет происходить в области непрерывного тока, и связь между ЭДС и углом управления будет определяться участком ab кривой $E_{т.п} = 2,34 E_{\phi} \cos \alpha_{непр}$. Если для данного значения E_d имеется семейство характеристик типа $1'$, $2'$ и $3'$ в диапазоне токов нагрузки $0 \leq I_a \leq I_{я.гр}$ и для каждой из них известно значение угла управления, участок abv кривой $E_{т.п} = f(\alpha)$ при $E_d = \text{const}$ может быть легко построен. Аналогичные построения могут быть произведены для различных значений E_d . На рис. 2-8, б показаны соответствующие кривые для $E_d = 0$ ($a'v'e'$) и отрицательного значения E_d ($a''b''z''$), когда преобразователь работает в инверторном режиме при $|E_d| > |E_{т.п}|$ и прежнем направлении тока.

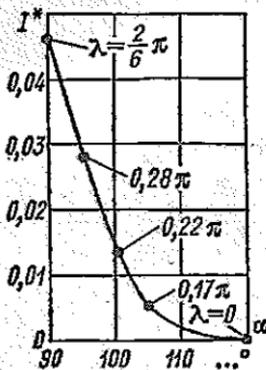


Рис. 2-9

На рис. 2-8, б показано построение регулировочных характеристик $E_{т.п} = f(u_{с.у})$ при линейной зависимости $\alpha = f(u_{с.у})$ и напряжении смещения на входе СИФУ, выбранном так, что начальное значение угла управления составляет $\alpha_{нач} = 2\pi/3$, что при любой индуктивности якорной цепи гарантирует отсутствие тока якоря при $u_{с.у} = 0$. Для того чтобы двигатель работал при ЭДС E_d и токе нагрузки I_a , напряжение управления на входе СИФУ

должно быть $u_{с.у} = u'_{с.у} + \Delta u_{с.у}$. Слагаемое $u'_{с.у}$ обеспечивает часть ЭДС преобразователя, покрывающую ЭДС двигателя и равную $E_{т.п.пт} \left(\sin \frac{\pi}{2} \frac{u'_{с.у}}{U_{т.п.пт}} \right)$, ($U_{т.п.пт}$ — приращение пилообразного опорного напряжения, соответствующее приращению угла управления, равному $\pi/2$), а слагаемое $\Delta u_{с.у}$ — составляющую ЭДС преобразователя, равную падению напряжения в якорной цепи от тока нагрузки $I_a R_{я.п}$.

Участки ab , $a'v'$, $a''v''$ характеристики $E_{т.п} = f(\alpha)$ могут быть построены с использованием формул (2-24), в которых надо полагать $E_{т.п} = E_d = \text{const}$. На рис. 2-9 в качестве примера показана кривая зависимости нормированного тока в прерывистом режиме от угла α для $E_d = 0$ в преобразователе, выполненном по трехфазной мостовой схеме [16]. Обозначено $I^* = I_a \frac{\pi \omega L_{я.п}}{m E_m}$. Определяя значения I_a и умножая их на $R_{я.п}$, можно построить участок характеристики $a'v'$. При таком расчете будет допускаться определенная погрешность, связанная с тем, что сами формулы (2-24) выведены без учета $R_{я.п}$.

2-1-5. РЕВЕРСИВНЫЙ ТП

Для построения реверсивного преобразователя используются две группы тиристоров. При совместном управлении группами две системы управляющих импульсов, сдвинутые друг относительно друга, подаются каждая на свою группу тиристоров. Это обуславливает одновременную работу обеих групп и наличие уравнительного тока. При согласованном совместном управлении и при пренебрежении малым значением падения напряжения в тиристорах ΔU требование к соотношению между углами управления первой α_1 и второй α_{II} групп получается в виде

$$\alpha_1 = 180^\circ - \alpha_{II}. \quad (2-27)$$

В большинстве схем с согласованным совместным управлением уравнительный ток носит начально-непрерывный характер и его наличие исключает воз-

возможность возникновения в преобразователе режима прерывистого тока даже при самых малых нагрузках. Внешняя характеристика преобразователя практически имеет прямолинейный характер, и реверсивный преобразователь может быть представлен как эквивалентный источник, обладающий двусторонней проводимостью, с ЭДС $E_{т. пм} \cos \alpha$ и внутренним сопротивлением $R_{т. п}$, определенным так же, как в неперевсивной схеме.

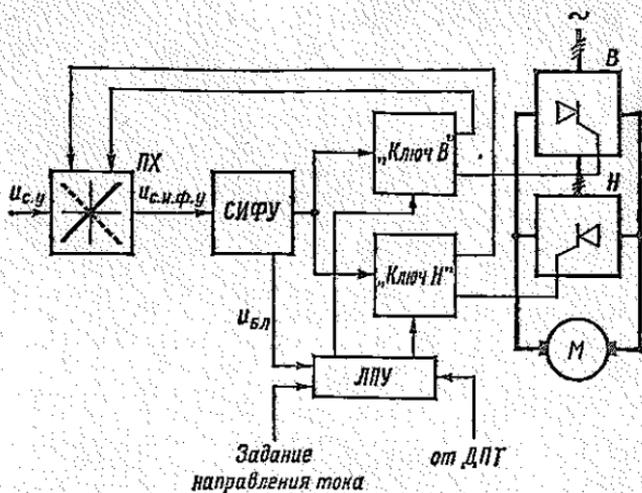


Рис. 2-10

При использовании раздельного управления группами тиристоров реверсивного преобразователя исключение уравнительного тока обеспечивается тем, что управляющие импульсы поступают всегда только на одну из групп. Одна из возможных схем управления реверсивным преобразователем, в которой применен один комплект СИФУ, подключаемый к группе тиристоров «Вперед» (В) или «Назад» (Н), показана на рис. 2-10. Подача импульсов с СИФУ на ту или иную группу тиристоров осуществляется с помощью электронных ключей «Ключ В» или «Ключ Н», причем возможность их одновременного включения исключена. Логическое переключающее устройство (ЛПУ) дает команду на отключение работающего и включение другого ключа в зависимости от сигнала задания направления тока. Однако команда на переключение ключей проходит лишь тогда, когда тиристор, через который протекал ток, выключится, что контролируется датчиком проводимости тиристоров (ДПТ) по значению падения напряжения на тиристорах, и когда импульсы с группы, работавшей до команды на изменение направления тока сняты. Это сигнализируется блокирующим напряжением $u_{БЛ}$. Сигнал задания направления тока может поступать, например, с выхода регулятора скорости системы с подчиненным токовым контуром (см. п. 2-2-2).

Отсутствие уравнительного тока (а также тенденция к созданию электродвигателей, рассчитанных на повышенный уровень пульсации тока якоря, что позволяет уменьшить индуктивность сглаживающего дросселя) приводит к тому, что индуктивность якорной цепи оказывается меньшей, чем в приводе с преобразователем, имеющим совместное управление группами. Поэтому сказанное выше о выборе $\alpha_{нач}$ и виде регулировочных характеристик при работе с прерывистыми токами справедливо для каждой из групп тиристоров реверсивного преобразователя.

Изменение направления тока якоря связано с переходом двигателя в режим рекуперативного торможения. Переключение групп тиристоров произойдет в тот момент, когда ток якоря станет равным нулю, а ЭДС преобразователя и двигателя будут равны друг другу. Переход в тормозной режим произойдет без броска якорного тока, если ЭДС включаемой группы, которая в период торможения будет работать в инверторном режиме, была равна ЭДС отключаемой группы и двига-

теля. Это будет обеспечено, если одновременно с переключением ключей полярность сигнала на входе СИФУ будет изменена на противоположную. Для этой цели служит переключатель характеристик (ПХ).

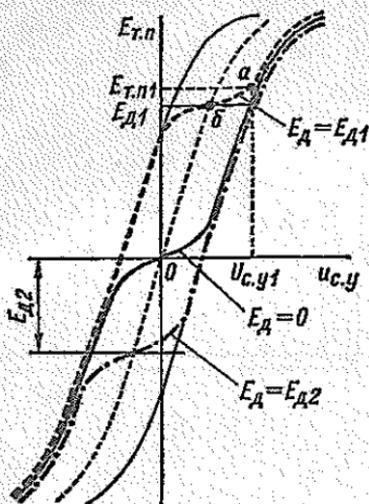


Рис. 2-11

Регулировочные характеристики рассматриваемого преобразователя для трех значений ЭДС двигателя E_d приведены на рис. 2-11. Рассмотрим несколько упрощенную картину реверса тока якоря двигателя, работающего в условном направлении «Вперед». Пусть ТП работает в точке a при напряжении на входе ПХ $u_{c,y1}$ и равном ему по значению и соответствующем по знаку напряжении $u_{c,n.ф.y}$. ЭДС двигателя равна E_{d1} , и предполагается, что за время реверса тока она не успеет измениться. Когда дается команда на реверс, $u_{c,y}$ начинает уменьшаться, но «Ключ В» отключится только тогда, когда при $E_{T,n} = E_{d1}$ ток станет равным нулю. После этого с выдержкой времени включится «Ключ Н». Одновременно изменится полярность на выходе ПХ и сигнал на входе СИФУ станет равным $u_{c,n.ф.y} = -u_{c,y}$. В дальнейшем, по мере торможения двигателя и разгона его в условном направлении «Назад», $u_{c,y}$ будет продолжать уменьшаться, а затем поменять знак. В установившемся

режиме знак $u_{c,y}$ будет противоположен тому, который был до начала реверса, а знак $u_{c,n.ф.y}$ сохранится прежним, что будет соответствовать выпрямительному режиму группы тиристорov Н.

2-1-6. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В соответствии с [54] динамика ТП характеризуется двумя его основными особенностями как элемента системы управления: 1) поскольку в системе импульсно-фазового управления аналоговый входной сигнал дискретно преобразуется в сдвиг управляющих импульсов, преобразователь управляется не непрерывно, а дискретно; 2) преобразователь представляет собой полууправляемое устройство — тиристор открывается в момент подачи управляющего импульса, а закрывается только тогда, когда ток через него станет равным нулю.

Таким образом, ТП проявляет себя как существенно нелинейное звено, полуса пропускающего которого ограничена и характер переходного процесса в котором зависит от значения и знака входного сигнала, а также от момента подачи этого сигнала внутри периода напряжения питания. Нелинейность преобразователя может явиться причиной ряда специфических явлений, таких, как появление низкочастотных биений при воздействии на преобразователь сигналов с частотой, большей частоты питания, возможность возникновения субгармонических колебаний в замкнутых системах при попытках реализовать высокое быстродействие, появление постоянной составляющей ЭДС при воздействии гармонического сигнала высокой частоты и т. п. Все эти явления нежелательны и в правильно построенной системе тиристорного электропривода должны быть исключены. В большинстве случаев этого удается добиться, если скорость изменения сигнала на входе ТП ограничена. В [54] приводится максимальное значение скорости изменения входного сигнала, при котором можно считать, что переходные процессы при уменьшении и увеличении входного сигнала оказываются практически одинаковыми:

$$\left| \frac{da(t)}{dt} \right| \leq \omega \quad \text{или} \quad \left| \frac{da(t)}{d\omega t} \right| \leq 1,$$

где ω — круговая частота напряжения питания.

В замкнутой системе определение величины $da(t)/dt$ сопряжено со значительными затруднениями. Однако можно утверждать, что явления, связанные со спецификой ТП как нелинейного динамического элемента системы, будут мало сказываться на работе системы тогда, когда частота среза контура, в котором используется преобразователь, будет ниже зоны частот, существенных для динамики собственно преобразователя.

При наличии на входе СИФУ фильтра, даже с постоянной времени T_{Φ} примерно 0,006—0,008 с, передаточную функцию собственно преобразователя можно записать в виде

$$W_{т.п}(\rho) = \frac{k_{т.п}}{T_{т.п}\rho + 1},$$

где $T_{т.п} = T_{\Phi} + 1/(2mf)$ [13]; $1/(2mf)$ — среднестатистическое запаздывание преобразователя, связанное с частотой напряжения сети $f = \omega/(2\pi)$.

Однако и в системе, где фильтра на входе СИФУ нет, при расчете настроек регулятора контура, в который включен преобразователь, можно воспользоваться этим выражением, положив постоянную времени фильтра $T_{\Phi} = 0$; это будет определять выбор частоты среза контура левее зоны существенных для преобразователя частот.

Если в переходном процессе в режиме непрерывного тока изменения тока нагрузки преобразователя велики и изменением угла коммутации пренебречь нельзя, то сопротивление $R_{т.п}$ (см. табл. 2-1) и в динамике выступает как сопротивление эквивалентного источника, а $L_{т.п}$ — как его индуктивность.

В соответствии с этим электромагнитная постоянная времени якорной цепи может быть записана в виде

$$T_{я.ц} = L_{я.ц}/R_{я.ц},$$

где $L_{я.ц} = L_{я.ц.д} + L_{т.п}$, $R_{я.ц} = R_{я.ц.д} + R_{т.п}$ — суммарные индуктивность и сопротивление якорной цепи; $L_{я.ц.д}$, $R_{я.ц.д}$ — то же якорной цепи собственно двигателя.

Электромеханическая постоянная времени

$$T_{эм} = J \frac{R_{я.ц}}{C_{д}^{2} \Phi_{нач}^2}.$$

При работе преобразователя на обмотку возбуждения с активным сопротивлением $R_{о.в}$ и индуктивностью $L_{в\Sigma}$ постоянная времени цепи возбуждения будет

$$T_{в} = \frac{L_{в\Sigma} + L_{т.п}}{R_{о.в} + R_{т.п}}.$$

В режиме прерывистого тока, когда ток преобразователя начинается и заканчивается нулевым значением в течение каждого интервала $2\pi/(m\omega)$, электромагнитный переходный процесс не оказывает влияния на среднее значение тока в цепи нагрузки, благодаря чему можно считать, что $T_{я.ц} = 0$. Сопротивление $R_{т.п}$, входящее в выражение для $T_{эм}$, может быть определено по касательной в рабочей точке внешней характеристики преобразователя (рис. 2-8, а) как $R_{т.п} = \Delta U_{т.п}/\Delta I_{я}$.

2-2. ТИПОВЫЕ СТРУКТУРЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2-2-1. ОДНОКОНТУРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ПУТЕМ ВОЗДЕЙСТВИЯ НА НАПРЯЖЕНИЕ ЯКОРЯ ПРИ ПОСТОЯННОМ ПОТОКЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Система управления скоростью (рис. 2-12, а) включает в себя силовую часть в виде двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (обмотка возбуждения ОВМ), получающего питание

от ТП, и управляющую часть в виде регулятора скорости (РС) и измерительно-преобразовательного устройства, представляющего собой датчик скорости. В аналоговой системе в качестве датчика скорости используется тахогенератор постоянного или переменного

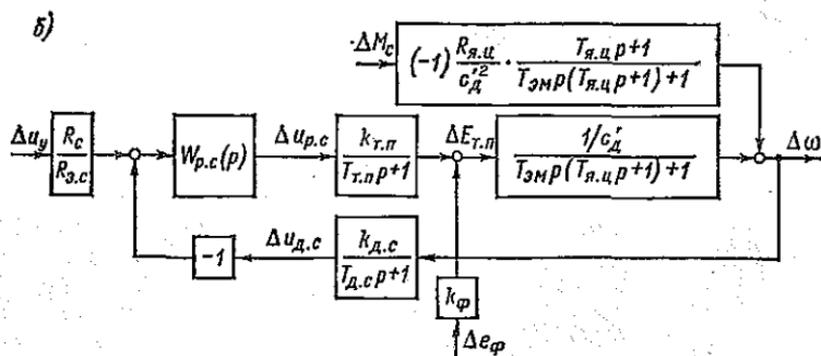
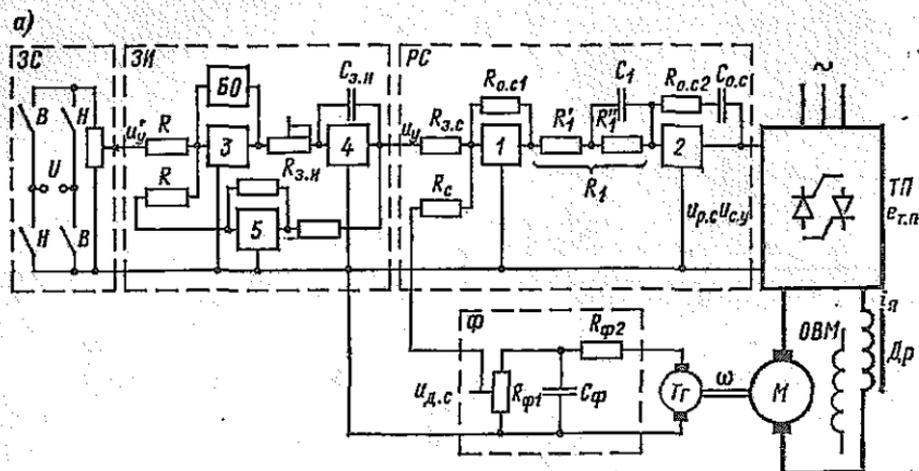


Рис. 2-12

тока T_2 со сглаживающим фильтром Φ . Сопротивления $R_{\Phi 1}$ и $R_{\Phi 2}$ представляют собой нагрузку тахогенератора. Сглаженное напряжение датчика скорости $u_{д.с}$, пропорциональное истинному значению скорости, подается на вход РС по каналу обратной связи по скорости с сопротивлением R_c и сравнивается с предписанным значением u_y , задающим значение скорости на входном сопротивлении $R_{з.с}$.

В соответствии с (1-20) в установившемся режиме для входных цепей РС можно записать

$$\frac{U_y}{R_{з.с}} - \frac{U_{д.с}}{R_c} \approx 0,$$

откуда, например, для номинальной скорости двигателя ω_n , которой соответствует входной сигнал $U_{y.n}$,

$$\frac{R_{з.с}}{R_c} \approx \frac{U_{y.n}}{k_{д.с}\omega_n} \quad (2-28)$$

Здесь $k_{д.с} = u_{д.с}/\omega$ — передаточный коэффициент датчика скорости.

Зная $U_{y.n}$, $k_{д.с}$ и ω_n , можно определить требуемое отношение $R_{з.с}/R_c$ и при известных допустимых значениях входных сопротивлений используемого операционного усилителя, задавшись одним сопротивлением, определить второе.

Предполагая, что якорный ток имеет непрерывный характер, при рассмотрении динамики линеаризованной системы с использованием а. е. нужно воспользоваться передаточными функциями двигателя в виде (2-14) и (2-16) с учетом сказанного в п. 2-1-2 о значениях их коэффициентов в а. е. Структурная схема системы управления электроприводом получается в виде рис. 2-12, б. Через $c'_д$ обозначен коэффициент $c'_д \Phi_{\text{нач}}$ при $\Phi_{\text{нач}} = \Phi_n$. Постоянная времени фильтра тахогенератора определяется как $T_{д.с} = C_\Phi R_{\Phi 1} R_{\Phi 2} / (R_{\Phi 1} + R_{\Phi 2})$, коэффициент $R_c/R_{з.с}$ учитывает различие коэффициентов передачи регулятора скорости по каналу задания скорости и каналу обратной связи. На изменение напряжения сети ТП реагирует мгновенным изменением своей ЭДС. Поэтому передаточный коэффициент k_Φ (2-22) характеризует реакцию преобразователя на изменение E_Φ и в динамике.

Если электромеханическая постоянная времени и постоянная времени якорной цепи таковы, что $T_{эм} \geq 4T_{я.ц}$, то передаточная функция двигателя по управлению может быть записана в виде

$$W_d(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta e_{г.н}(p)} = \frac{1/c'_д}{T_{эм}p(T_{я.ц}p+1)+1} = \frac{1/c'_д}{(T_{д1}p+1)(T_{д2}p+1)},$$

где $T_{д1}$ и $T_{д2}$ определяются в результате нахождения корней полинома знаменателя.

На основании изложенного в п. 1-3-1 для настройки системы с таким объектом надо применить ПИД-регулятор (см. табл. 1-1), в результате чего передаточная функция разомкнутой системы запишется как

$$W(p) = \beta_{p.c} \frac{(\tau_{p.c1}p+1)(\tau_{p.c2}p+1)}{\tau_{p.c1}p(\tau'_{p.c2}p+1)} W_n(p),$$

где передаточная функция неизменяемой части есть

$$W_n(p) = \frac{k_{т.н}k_{д.с}}{(T_{т.н}p+1)(T_{д.с}p+1)(T_{д1}p+1)(T_{д2}p+1)} \quad (2-29)$$

При пилообразном опорном напряжении системы управления тиристорами (как на рис. 2-6, б) коэффициент передачи преобразователя $k_{т.н}$ меняется в зависимости от значения $E_{т.н.нач}$, которое

соответствует скорости в рассматриваемом режиме. В соответствии с изложенным в п. 1-3-2 надо выбрать некоторое значение $k_{т.п} = k_{т.п}^0$ за настроечное, определив параметры регулятора скорости на основании выражений

$$\beta_{р.с} = \frac{T_{д1}}{2T_{\mu} \frac{k_{т.п}^0 k_{д.с}}{c_d'}}; \quad \tau_{р.с1} = T_{д1}; \quad \tau_{р.с2} = T_{д2}.$$

В суммарную малую постоянную времени T_{μ} должны быть включены постоянные времени преобразователя, фильтра тахогенератора и постоянная времени $\tau'_{р.с2}$, которая значительно меньше, чем $\tau_{р.с2}$: $T_{\mu} = T_{т.п} + T_{д.с} + \tau'_{р.с2}$. Реальное значение $\tau'_{р.с2}$ определяется возможностями применяемого операционного усилителя, который чаще всего возбуждается, если на его вход включен конденсатор без небольшого добавочного резистора R'_1 (R'_{11} в табл. 1-1). Обычно можно сделать $R'_1 \leq 0,1 R_1$, тогда $\tau'_{р.с2} \leq 0,1 \tau_{р.с2}$.

При таком выборе параметров регулятора в настроечном режиме

$$W(p) = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{т.п} p + 1) (T_{д.с} p + 1) (\tau'_{р.с2} p + 1)}.$$

Это, как показано в п. 1-3-3, позволяет утверждать, что при $k_{т.п} = k_{т.п}^0$ процесс изменения скорости при скачке сигнала u_y на входе РС будет близок к стандартному, показанному на рис. 1-7. Установившееся значение скорости будет $\omega_{уст} = U_y R_c / (R_{з.с} k_{д.с})$.

Реакция на возмущающее воздействие в виде изменения момента нагрузки определится передаточной функцией

$$\Psi_{\mu}(p) = \frac{\Delta \omega(p)}{\Delta M_c(p)} = (-1) \frac{R_{я.ц}}{c_d'^2} \frac{T_{я.ц} p + 1}{T_{эм} p (T_{я.ц} p + 1) + 1} \cdot \frac{1}{1 + W(p)}. \quad (2-30)$$

При $T_{эм} \geq 10 T_{я.ц}$ можно считать, что $T_{д1} \approx T_{эм}$, $T_{д2} \approx T_{я.ц}$. Это тем более справедливо, чем больше $T_{эм}$ по сравнению с $T_{я.ц}$.

Тогда

$$\Psi_{\mu}(p) \approx (-1) \frac{R_{я.ц}}{c_d'^2} \cdot \frac{1}{T_{д1} p + 1} \cdot \frac{1}{1 + W(p)}.$$

В настроечном режиме, когда $W(p)$ есть передаточная функция контура, настроенного на ОМ, это соответствует формуле (1-14а) при $T_0 = T_{д1}$ и $k_{возм} = (-1) R_{я.ц} / c_d'^2$ и все сказанное в п. 1-3-1 о виде переходного процесса по возмущению в настроенном на ОМ контуре с объектом в виде аperiodического звена справедливо для рассматриваемого случая. Вид переходного процесса при скачке момента нагрузки будет таким, как показано на рис. 1-7, б при $\alpha_x = (-1) T_{д1} c_d'^2 / (2T_{\mu} R_{я.ц})$.

При $4T_{я.ц} < T_{эм} < 10 T_{я.ц}$ точную оценку динамики при изменении нагрузки надо произвести на основании полной передаточ-

ной функции (2-30), хотя можно утверждать, что результат будет близок к показанному на рис. 1-7, б.

Если $T_{д.1}$ велика и полученное в системе, настроенной на ОМ, время восстановления скорости при изменении нагрузки недопустимо большое, то при условии, что $T_{д1} > 4 T_{и.}$, а изменение $k_{г.п}$ в рабочих режимах незначительно, можно произвести выбор параметров регуляторов в соответствии с формулами (1-17) и (1-18):

$$\text{при } T_{д2} > 4T_{и.} : \tau_{р.с1} = T_{д2}; \tau_{р.с2} = 4T_{и.}; \beta_{р.с} = \frac{T_{д1}c'_{д}}{2T_{и}k_{г.п}^2k_{д.с}} \frac{T_{д2}}{4T_{и.}}; \text{ при}$$

$$T_{д2} < 4T_{и.} : \tau_{р.с1} = 4T_{и.}; \tau_{р.с2} = T_{д2}; \beta_{р.с} = \frac{T_{д1}c'_{д}}{2T_{и}k_{г.п}^2k_{д.с}}.$$

Переходные процессы будут тем ближе к таковым в системе, настроенной на СО, чем больше $T_{д1}$ по сравнению с $4T_{и.}$

При $T_{эм} < 4T_{и.п}$ справедливо равенство $T_{эм\rho} (T_{и.п}\rho + 1) + 1 = T_{д\rho}^2 + 2\xi_{д}T_{д\rho} + 1$, где $T_{д} = \sqrt{T_{эм}T_{и.п}}$; $\xi_{д} = (1/2)\sqrt{T_{эм}/T_{и.п}}$. Для точной настройки на ОМ в этом случае потребовался бы регулятор, числитель передаточной функции которого представлял бы собой выражение вида $T^2\rho^2 + 2\xi T\rho + 1$ при $T = T_{д}$, $\xi = \xi_{д}$. Принципиальная возможность создания такого регулятора путем включения цепочки RLC в цепь обратной связи усилителя существует. Однако, как правило, удается ограничиться применением обычного ПИД-регулятора при $\tau_{р.с1} = \tau_{р.с2} = T_{д}$. Динамика системы будет тем ближе к соответствующей настройке на ОМ, чем больше $T_{д}$ по сравнению с постоянной времени $2T_{и.}$, определяющей частоту среза ЛАЧХ разомкнутой системы.

Показанный на рис. 2-12, а ПИД-регулятор скорости выполнен на двух операционных усилителях 1 и 2, что позволяет разделить функции суммирования сигналов и получения пропорционально-интегрально-дифференциальных характеристик. Динамический коэффициент усиления по каналу обратной связи по скорости определяется через параметры входной цепи и цепи обратной связи регулятора как

$$\beta_{р.с} = \frac{R_{о.с1}}{R_c} \frac{R_{о.с2}}{R_1 + R_1'} = \frac{R_{о.с1}}{R_c} \frac{R_{о.с2}}{R_1}.$$

Передаточный коэффициент разомкнутой системы k_{Σ} , определяемый как произведение коэффициента неизменяемой части и коэффициента усиления регулятора скорости в статике, будет тем выше, чем выше собственный коэффициент операционного усилителя k_0 . При $k_0 \rightarrow \infty$ статические ошибки от изменения момента нагрузки и напряжения сети будут стремиться к нулю:

$$\left(\frac{\Delta\omega}{\Delta M_c} \right)_{уст} = (-1) \frac{R_{и.п}}{c_{д'}^2 (1 + k_{\Sigma})} \rightarrow 0; \quad \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta E_{\phi}} \right)_{уст} = \frac{k_{\phi}}{c_{д'}^2 (1 + k_{\Sigma})} \rightarrow 0.$$

Если при $T_{эм} \geq 4T_{и.п}$ отнести $T_{д2}$ к числу малых постоянных времени, можно, пойдя на ухудшение быстродействия, вместо ПИД-регулятора применить ПИ-регулятор скорости. При $T_{эм} <$

$< 4T_{з.н}$ параметры ПИ-регулятора можно подобрать на основании рассмотрения частотных характеристик разомкнутой системы.

С целью задания допустимого темпа разгона и торможения привода в системе может быть применен задатчик интенсивности (ЗИ), формирующий на своем выходе линейно-нарастающее напряжение при ступенчатой форме входного сигнала u'_y . Показанный на рис. 2-12, а ЗИ [48] включает в себя усилитель 3 с высоким коэффициентом усиления, интегратор 4 и инвертор 5. Предельное напряжение усилителя 3 ограничено некоторым значением $U_{з.огр}$ с помощью блока ограничения (БО). Если на вход ЗИ поступает ступенчатый сигнал U'_y , на выходе усилителя 3 сразу устанавливается напряжение задания $U_{з.огр}$ и напряжение усилителя 4 меняется в соответствии с выражением $u_y = U_{з.огр} t / \tau_{з.н}$. Ускорение при разгоне и торможении двигателя, определяемое темпом изменения сигнала u_y , будет:

$$\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{з.н} \approx \frac{du_y}{dt} = \frac{U_{з.огр}}{\tau_{з.н}} = \text{const},$$

где $\tau_{з.н} = R_{з.н} C_{з.н}$.

Значение ускорения должно быть выбрано так, чтобы при известном характере зависимости момента нагрузки M_c от скорости якорный ток, определенный из выражения

$$c'_d I_a - M_c = J \left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{з.н},$$

не превышал допустимого значения.

Установка требуемого значения ускорения может быть осуществлена изменением $U_{з.огр}$ или $\tau_{з.н}$.

В момент, когда напряжение на выходе ЗИ достигнет значения напряжения на его входе, усилитель 3 выйдет из ограничения, обратная связь через усилитель 5 замкнется и далее будет поддерживаться равенство $u_y = U'_y$.

Значение скорости задается с помощью задатчика скорости (ЗС), направление вращения — включением контактов В или Н.

Рассмотренная одноконтурная система регулирования скорости достаточно проста, что является ее достоинством, однако она обладает рядом недостатков, из которых можно отметить следующие:

1. Для ограничения тока якоря должна быть предусмотрена специальная схема токоограничения, например описанная в п. 2-3-1 и не показанная на рис. 2-12, а.

2. Система имеет сравнительно большую динамическую ошибку при изменении напряжения сети, так как процесс восстановления ЭДС преобразователя начинается только после возникновения отклонения скорости. Это особенно сильно сказывается при применении тиристорного преобразователя, когда колебания напряжения сети вызывают такие же колебания выходного напряжения преобразователя.

3. Нелинейность характеристик преобразователя сказывается непосредственно на работе контура скорости.

2-2-2. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ В СИСТЕМЕ С ПОДЧИНЕННЫМ ТОКОВЫМ КОНТУРОМ

Схема системы управления скоростью двигателя за счет регулирования напряжения на якоре при наличии подчиненного токового контура (рис. 2-13, а) находит сегодня самое широкое распространение. Токковый контур включает в себя регулятор тока (РТ).

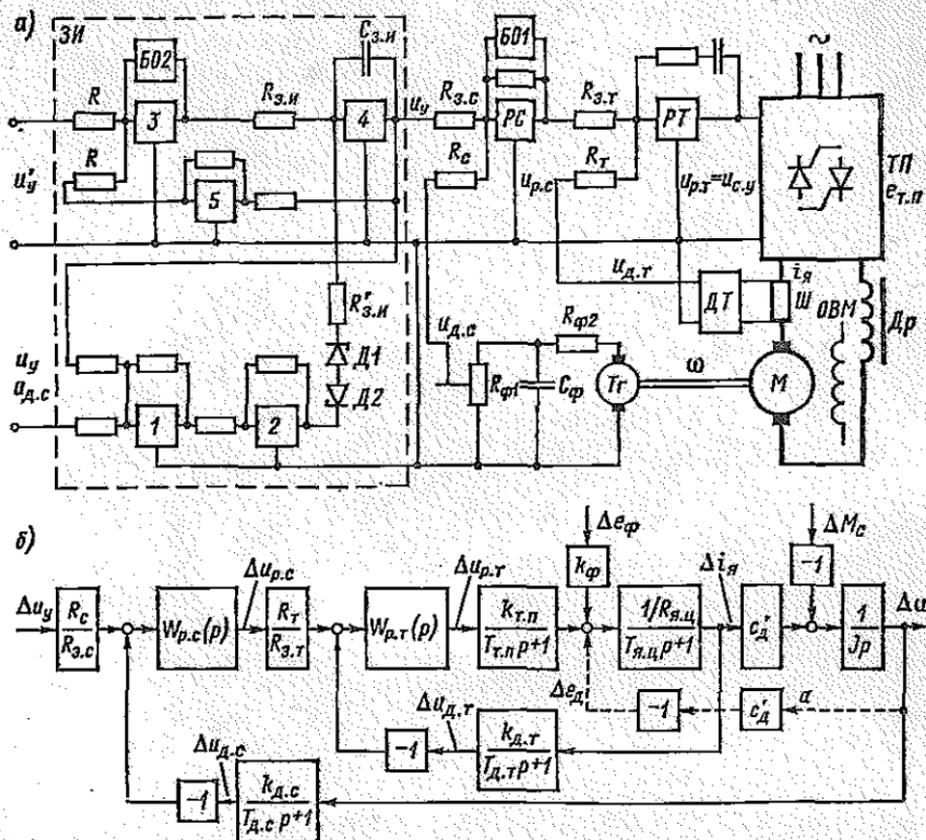


Рис. 2-13

На его входные сопротивления $R_{з.т}$ и R_t подаются сигналы задания тока якоря $u_{р.с}$ с регулятора внешнего контура скорости и датчика тока (ДТ) $u_{д.т}$. Назначением ДТ, включенного на шунт Ш, является преобразование тока якоря в пропорциональное ему напряжение, соответствующее уровню стандартного напряжения элементов системы управления, а также гальваническая развязка якорной цепи двигателя и цепей управления. Выходное напряжение РТ подано на систему управления ТП. Благодаря применению блока 1 ограничения (Б0) выходное напряжение регулятора скорости (РС) не может превысить значения $U_{р.с.огр}$. Этим достигается ограничение тока якоря на заданном уровне.

Рассмотрим режим пуска, предполагая пока, что задатчика интенсивности ($ЗИ$) нет и пуск осуществляется подачей на вход PC напряжения u_y , значение которого U_y определяет заданный уровень скорости*. Под действием большого входного сигнала на выходе PC сразу устанавливается напряжение $u_{p.c} = U_{p.c.огр} = \text{const}$ и коэффициент усиления PC становится равным нулю, т. е. контур скорости размыкается. Поскольку $u_{p.c}$ является задающим сигналом для контура тока, ток якоря $I_{я.макс}$, большой тока, соответствующего моменту нагрузки M_c , поддерживается примерно постоянным. При $M_c = \text{const}$ это соответствует разгону двигателя с постоянным ускорением. В этот период пуска для входных цепей регулятора тока можно записать

$$\frac{U_{p.c.огр}}{R_{з.т}} - \frac{U_{д.т.макс}}{R_t} \approx 0, \quad (2-31)$$

где $U_{д.т.макс} = k_{д.т} I_{я.макс}$; $I_{я.макс}$ — максимально допустимый ток в переходных режимах; $k_{д.т}$ — передаточный коэффициент датчика тока, вычисленный как отношение напряжения на выходе $ДТ$ к соответствующему ему значению якорного тока.

По мере разгона двигателя напряжение тахогенератора $u_{д.с} = k_{д.с} \omega$ растет и, когда оно достигнет значения, близкого к определяемому равенством

$$\frac{U_y}{R_{з.с}} - \frac{k_{д.с} \omega_{уст}}{R_c} \approx 0, \quad (2-32)$$

регулятор скорости выйдет из ограничения.

Вследствие еще продолжающегося увеличения скорости напряжение и ток якоря будут уменьшаться. Установившееся состояние, к которому придет система, будет характеризоваться значением $u_{p.c}$, которое соответствует данному току нагрузки.

Система в любом режиме будет ограничивать якорный ток значением $I_{я.макс}$, которое может быть превышено только в первый момент после ограничения PC за счет переходного процесса в токовом контуре.

За счет действия токового контура система быстро обрабатывает возмущения в виде изменений напряжения сети. Если напряжение сети изменится скачком, то в первый момент так же изменится и ЭДС $ТП$. Это приведет к изменению якорного тока, и лишь затем начнет изменяться скорость. Регулятор тока будет восстанавливать ток за счет воздействия на $ТП$. Если быстродействие токового контура велико, прежнее значение тока будет быстро восстановлено за счет изменения напряжения $u_{с.у}$ на входе $ТП$ и отклонение скорости вследствие изменения напряжения сети будет небольшим.

Примерные равенства (2-31) и (2-32) могут быть использованы для определения соотношений между внешними входными сопро-

* Предполагается, что входные цепи PC защищены от протекания недопустимо большого входного тока.

тивлениями PT и PC , если известны $I_{я, макс}$ и $\omega_{уст}$ и соответствующие им значения $U_{р.с.орг}$ и U_y .

При описании настройки автоматической системы управления будем считать, что ток якоря непрерывный, а входные воздействия достаточно малы, благодаря чему при рассмотрении структурной схемы системы можно воспользоваться линеаризованным описанием двигателя и считать, что выходное напряжение регулятора скорости, а следовательно, и ток якоря не ограничиваются (рис. 2-13, б). Структура двигателя изображена в соответствии с выражениями (2-6) и (2-7) при $c_d \Phi = c_d \Phi_n = c'_d$. Тиристорный преобразователь, датчик тока и тахогенератор с фильтром представлены аperiodическими звеньями с соответствующими коэффициентами передачи и постоянными времени.

Нетрудно видеть, что основное отличие рассматриваемой схемы от схемы рис. 1-13, в, поясняющей принцип подчиненного регулирования, состоит в том, что на вход звена $1/[R_{я.п}(T_{я.п}p + 1)]$, представляющего собой объект внутреннего контура, действует сигнал обратной связи по ЭДС двигателя ΔE_d . Положив $\Delta E_\phi = 0$ и $\Delta M_c = 0$ и перенеся точку a с выхода контура скорости на выход контура тока, можно записать передаточную функцию образовавшегося в токовом контуре объекта с прямым каналом $1/[R_{я.п}(T_{я.п}p + 1)]$ и каналом обратной связи $(-1)(c'_d)^2/(Jp)$ в виде

$$\frac{1}{R_{я.п}(T_{я.п}p + 1) \left[1 + \frac{c'_d{}^2}{JR_{я.п}p} \frac{1}{T_{я.п}p + 1} \right]} = \frac{1}{R_{я.п}(T_{я.п}p + 1)} A(p),$$

где $A(p) = T_{эм}p(T_{я.п}p + 1)/[T_{эм}p(T_{я.п}p + 1) + 1]$ — множитель, отражающий влияние обратной связи по ЭДС; $T_{эм} = JR_{я.п}/(c'_d)^2$ — электромеханическая постоянная времени привода.

Передаточная функция разомкнутого токового контура будет тогда иметь вид

$$W_I(p) = W_{р.т}(p) \frac{k_{т.п}k_{д.т}}{(T_{т.п}p + 1)(T_{д.т}p + 1)} \frac{1}{R_{я.п}(T_{я.п}p + 1)} A(p).$$

Если для настройки на ОМ использовать ПИ-регулятор тока на базе операционного усилителя с высоким коэффициентом усиления, выбрав

$$\beta_{р.т} = \frac{T_{я.п}R_{я.п}}{2T_{пИ}k_{т.п}k_{д.т}}; \quad \tau_{р.т} = T_{я.п} \quad (2-33)$$

где малая постоянная времени токового контура есть $T_{пИ} = T_{т.п} + T_{д.т}$, можно записать:

$$W_I(p) = W_I^{онт}(p) A(p). \quad (2-34)$$

Здесь

$$W_I^{онт}(p) = \frac{1}{2T_{пИ}p(T_{т.п}p + 1)(T_{д.т}p + 1)} \quad (2-35)$$

— передаточная функция токового контура, настроенного на Ом при пренебрежении влиянием обратной связи по ЭДС двигателя.

Часто при рассмотрении динамики системы подчиненного регулирования пренебрежение влиянием связи по ЭДС оказывается возможным. Физически это объясняется тем, что, как всякая замкнутая система, токовый контур стремится воспроизводить на выходе входной сигнал, которым в данном случае является напряжение регулятора скорости. Изменение ЭДС, возникающее при изменении скорости двигателя, является для него возмущением и приводит к отклонению тока якоря от значения, задаваемого входным сигналом. Если изменения скорости вследствие значительной $T_{эм}$ происходят сравнительно медленно, а быстрдействие токового контура, определяемое частотой среза его ЛАЧХ, равной $1/(2T_{эл})$, велико, ток якоря изменяется в соответствии с изменением напряжения регулятора скорости независимо от действующего на контур возмущения в виде изменения ЭДС двигателя.

Анализ частотных характеристик, соответствующих сомножителю $A(p)$ при различных соотношениях $T_{я.п}$ и $T_{эм}$, позволяет утверждать, что если частота среза контура хотя бы в 10 раз превышает частоту $1/T_{эм}$, т. е. выполняется условие $T_{эм} > 10 \cdot 2T_{эл}$, то частотные характеристики, соответствующие передаточным функциям (2-34) и (2-35), в области частоты среза практически не отличаются друг от друга, что дает основание считать выполнение этого неравенства достаточным условием для пренебрежения обратной связью по ЭДС двигателя.

В передаточной функции неизменяемой части контура скорости

$$W_{\omega\omega}(p) = \frac{R_r}{R_{с.т}} W_{I_3}(p) \frac{k_{п.с}}{T_{п.с}p + 1} \frac{c'_d}{Jp}$$

замкнутый токовый контур описывается передаточной функцией

$$W_{I_3}(p) = \frac{1}{k_{д.т}} \frac{W_I(p)}{1 + W_I(p)} (T_{д.т}p + 1). \quad (2-36)$$

Считая в дальнейшем, что условия пренебрежения влиянием обратной связи по ЭДС двигателя выполняются, в соответствии с изложенным в п. 1-3-3 при определении параметров регулятора скорости передаточную функцию контура тока можно заменить приближенной:

$$W_{I_3}(p) \approx \frac{1}{k_{д.т}} \cdot \frac{1}{T_{I_3}p + 1},$$

где $T_{I_3} = 2T_{эл}$ — эквивалентная постоянная времени контура тока.

Поскольку объект контура скорости представляет собой интегрирующее звено

$$W_{\omega\omega}(p) = \frac{c'_d}{Jp} = \frac{R_{я.п}}{c'_d} \frac{c'_d}{JR_{я.п}} \frac{1}{p} = \frac{R_{я.п}}{c'_d} \cdot \frac{1}{T_{эм}p},$$

то для настройки на ОМ следует применить пропорциональный регулятор с передаточным коэффициентом

$$k_{p.c}^{\text{опт}} = \frac{T_{\text{эм}}}{2T_{\mu\omega} \frac{R_{\tau}}{R_{\text{я.п}}} \frac{R_{\text{я.п}}}{k_{\text{д.с}}} \frac{k_{\text{д.с}}}{c'_{\text{д}}}}, \quad (2-37)$$

где $T_{\mu\omega} = T_{\text{д.с}} + T_{\text{яв}}$ — суммарная малая постоянная времени контура скорости.

Передаточная функция разомкнутого контура скорости по возмущению ΔM_c есть

$$\frac{\Delta\omega(p)}{\Delta M_c(p)} = (-1) \frac{1}{Jp} = (-1) \frac{R_{\text{я.п}}}{c'_{\text{д}}{}^2} \cdot \frac{1}{T_{\text{эм}} p}$$

В соответствии с (1-15) при $T_0 = T_{\text{эм}}$, $k_{\text{возм}} = -R_{\text{я.п}}/c'_{\text{д}}{}^2$ статическая ошибка системы определяется как

$$\left(\frac{\Delta\omega}{\Delta M_c}\right)_{\text{уст}} = -\frac{2T_{\mu\omega} R_{\text{я.п}}}{T_{\text{эм}} c'_{\text{д}}{}^2}$$

Поскольку величина $-R_{\text{я.п}}/c'_{\text{д}}{}^2$ характеризует ошибку разомкнутой системы, ясно, что в замкнутой системе с подчиненным токовым контуром ошибка будет тем меньше, чем меньше $T_{\mu\omega}$ по сравнению с $T_{\text{эм}}$. Если эта статическая ошибка недопустимо велика, контур можно настроить на СО, применив ПИ-регулятор скорости с $\tau_{p.c} = 4T_{\mu\omega}$ и значением $\beta_{p.c} = k_{p.c}^{\text{опт}}$, определяемым в соответствии с (2-37).

Выше, при рассмотрении принципа действия системы, предполагалось, что пуск осуществляется путем подачи полного напряжения U_y на вход РС (рис. 2-13, а) в результате чего РС ограничивался и пуск осуществлялся под контролем якорного тока при $I_{\text{я.макс}} = \text{const}$. В соответствии с выражением

$$c'_{\text{д}} I_{\text{я.макс}} - M_c = J \left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{\text{отр}} \quad (2-38)$$

такой режим соответствует постоянному ускорению только при $M_c = \text{const}$ и $J = \text{const}$.

Постоянное ускорение при любом характере изменения M_c в процессе разгона может быть обеспечено, когда пуск осуществляется при контроле скорости с использованием ЗИ. Основная часть ЗИ, состоящая из усилителей 3—5, описана в предыдущем параграфе. Очевидно, что при пуске с помощью ЗИ контур скорости должен быть замкнут, т. е. РС не должен ограничиваться. Это означает, что значение ускорения

$$\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{\text{з.п}} = \frac{1}{k_{\text{д.с}}} \frac{R_c}{R_{\text{я.с}}} \frac{du_y}{dt},$$

обеспечиваемое с помощью ЗИ, должно быть таким, чтобы при любом возможном значении момента нагрузки M_c значение тока

при заданном ускорении было меньше значения $I_{я, макс}$, при котором РС ограничивается. Роль ограничения регулятора скорости сводится при этом к ограничению тока якоря в ненормальных режимах.

Предположим, что в процессе разгона двигателя по каким-то причинам момент нагрузки возрос настолько, что для обеспечения задаваемого ЗИ ускорения $\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{з.н}$ ток должен стать больше тока ограничения $I_{я, макс}$. Тогда, за счет действия блока ограничения БО1, РС ограничится и контур скорости разомкнется. Разгон будет происходить под контролем тока с ускорением меньшим, чем $\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{з.н}$. В этом случае должны быть приняты меры к снижению темпа нарастания напряжения u_y на выходе ЗИ. Если этого не сделать, то пока разгон идет под контролем тока, напряжение на выходе ЗИ будет меняться по прежнему закону $\frac{du_y}{dt} = const$. Если теперь, пока разгон еще не закончен, M_c снова уменьшится, напряжение u_y будет больше, чем $u_{д.с}$, РС будет оставаться ограниченным, и ускорение $\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{огр}$ будет больше, чем $\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{з.н}$, до тех пор, пока не войдет в силу примерное равенство $\frac{U_y}{R_{э,с}} \approx \frac{U_{д.с}}{R_c}$. Если ускорение $\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{з.н}$ было выбрано как предельно допустимое, такой режим должен быть исключен. В схеме рис. 2-13, а это достигается с помощью усилителей 1 и 2, на входе первого из которых сравниваются напряжения ЗИ и датчика скорости. Когда разница между ними превысит значение, соответствующее напряжению пробоя стабилитронов Д1 и Д2, на вход интегратора 4 будет поступать сигнал, заставляющий изменяться u_y по закону, близкому $u_{д.с}$. После уменьшения M_c РС сразу выйдет из ограничения и дальнейший разгон будет происходить с ускорением $\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{з.н}$.

2-2-3. СИСТЕМА ДВУХЗОННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Регулирование скорости двигателя за счет изменения потока возбуждения применяется в основном в системах двухзонного регулирования, в которых часть полного диапазона регулирования до номинальной (основной) скорости обеспечивается за счет изменения напряжения на якоре от нуля до номинального значения при номинальном потоке возбуждения, а регулирование в верхней части диапазона при значениях скорости выше основной — за счет воздействия на поток при постоянном напряжении на якоре или ЭДС двигателя.

Возможности двигателя, работающего в системе двухзонного регулирования, могут быть охарактеризованы графиками рис. 2-14.

По оси абсцисс отложены значения скорости в о. е. $\bar{\omega} = \omega/\omega_{\text{осн}}$, где $\omega_{\text{осн}} = \omega_n$ — основная скорость, а по оси ординат — предельные значения длительно допустимых тока якоря $\bar{I}_a = I_a/I_{a,n}$, момента двигателя $\bar{M}_d = M_d/M_n = M_d/(c_d I_{a,n} \Phi_n)$ и мощности \bar{P} , принятой в первом приближении равной $\bar{P} = U_n I_a$. Везде индекс «н» обозначает номинальное значение величины. При обеспечении требуемого режима охлаждения во всем диапазоне длительно допустимым для двигателя значением тока якоря является его номинальный ток $I_a = I_n$. Поскольку на всех скоростях до основной ($\bar{\omega} \leq 1$) поток остается номинальным ($\bar{\Phi} = 1$), то и допустимое значение момента двигателя остается равным номинальному $M_d = 1$. На скоростях выше основной допустимое значение момента уменьшается в соответствии с выражением $M_d = 1/\bar{\omega}$, а допустимая мощность остается постоянной, так как $U_n \approx 1 = \text{const}$. Таким образом, применение двухзонного регулирования целесообразно в тех случаях, когда момент нагрузки механизма на верхних скоростях меньше, чем на скоростях ниже основной. В этом случае установленная мощность двигателя получится меньше, чем при обеспечении всего диапазона за счет изменения напряжения при $\bar{\Phi} = 1$.

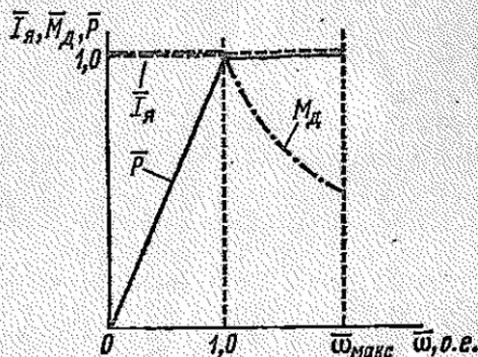


Рис. 2-14

В замкнутой системе регулирования скорости переход от режима регулирования напряжением к режиму регулирования потоком возбуждения обеспечивается за счет того, что на скоростях выше основной с помощью специального регулятора, воздействующего на цепь возбуждения, поддерживается равенство ЭДС двигателя номинальному значению. Поскольку ЭДС двигателя есть $e_d = c_d \Phi \omega$ в условиях, когда $e_d = E_d = \text{const}$, а значение ω задается входным сигналом, поток возбуждения будет изменяться обратно пропорционально скорости двигателя. ЭДС преобразователя в установленном режиме выше ЭДС двигателя на значение падения напряжения в якорной цепи от тока i_a . Если момент нагрузки возрастет, то в условиях, когда скорость и ЭДС двигателя поддерживаются своими системами регулирования постоянными, возросшее падение напряжения в цепи якоря будет покрыто за счет соответствующего увеличения ЭДС преобразователя при неизменном значении потока возбуждения.

Пуск двигателя может осуществляться под контролем скорости или тока якоря. Если в процессе пуска поддерживается $i_a = I_{a, \text{макс}} = \text{const}$, то при $M_c = \text{const}$ в течение времени $0 - t_1$

до момента достижения $\bar{\omega} = 1$ (рис. 2-15, а) разгон двигателя идет с постоянным ускорением, значение которого определяется динамическим моментом $\bar{M}_{\text{дин}} = I_{\text{я. макс}} - \bar{M}_c$. Начиная с момента времени t_1 ЭДС двигателя поддерживается постоянной, а поток возбуждения уменьшается. Динамический момент $\bar{M}_{\text{дин}} = I_{\text{я. макс}} \bar{\Phi} - \bar{M}_c$ падает, что приводит к снижению темпа разгона привода и на участке разгона ($t_1 - t_2$) — к отклонению зависимости $\bar{\omega} = f(t)$ от линейной. После достижения заданного значения скорости $\bar{\omega}_{\text{макс}}$ разгон прекращается и ток якоря становится равным значению $I_{\text{я.с}} = \bar{M}_c / \bar{\Phi}_{\text{мин}}$. ЭДС преобразователя $\bar{e}_{\text{т.п}}$ во время пуска превышает ЭДС двигателя $\bar{e}_{\text{д}}$ на постоянное значение падения напряжения в якорной цепи от пускового тока $I_{\text{я. макс}}$.

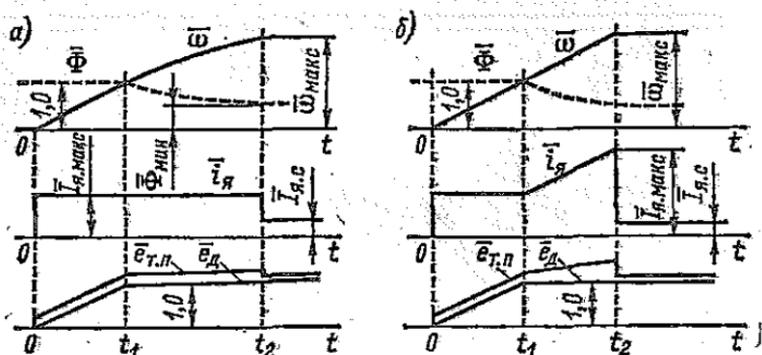


Рис. 2-15

Если пуск осуществляется при контроле скорости и на входе контура скорости действует линейно-нарастающий сигнал (рис. 2-15, б), то при $\bar{M}_c = \text{const}$ момент двигателя должен оставаться постоянным и равным $\bar{M}_{\text{д}} = \bar{M}_{\text{дин}} + \bar{M}_c$. В процессе ослабления потока возбуждения ток якоря линейно нарастает до значения $I_{\text{я. макс}} = \bar{M}_{\text{д}} / \bar{\Phi}_{\text{мин}}$. Соответственно увеличивается и ЭДС преобразователя. Если в процессе увеличения скорости момент нагрузки уменьшается, то и значение $I_{\text{я. макс}}$ будет меньше показанного на рисунке. Разгон с постоянным ускорением может быть реализован лишь тогда, когда значение якорного тока $I_{\text{я. макс}}$ не превышает предельно допустимого для двигателя и преобразователя значения.

В системе двухзонного регулирования (рис. 2-16) двигатель M питается от тиристорного преобразователя (ТП), а его обмотка возбуждения (ОВМ) — от тиристорного возбудителя (ТВ). Система управления электроприводом включает в себя две взаимосвязанные системы: а) воздействующую на напряжение ТП систему регулирования скорости с регулятором РС и подчиненным контуром регулирования тока якоря с регулятором РТЯ, аналогичную изображенной на рис. 2-13 (задатчик интенсивности не показан); б) систему регулирования ЭДС с регулятором ЭДС РЭ и подчинен-

ным контуром регулирования тока возбуждения с регулятором *РТВ*.

Подчиненный контур регулирования тока возбуждения замкнут по выходному напряжению датчика тока возбуждения (*ДТВ*), причем на входе *РТВ* по каналу обратной связи предусмотрен фильтр с постоянной времени T_{ϕ} , образованный резисторами $R'_{\tau.в}$ и $R''_{\tau.в}$ и конденсатором $C_{\tau.в}$. Входным сигналом для контура тока возбуждения является выходное напряжение регулятора ЭДС. Последнее

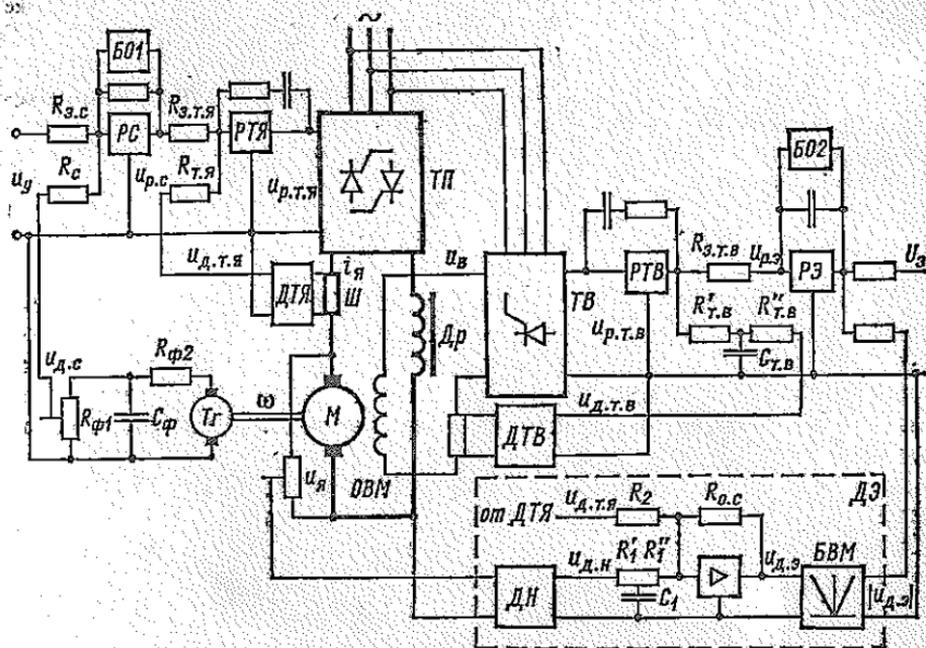


Рис. 2-16

ограничено с помощью блока ограничения *Б02* на значении $U_{р.в.огр}$, соответствующем номинальному току возбуждения. На входе *РЭ* сравниваются постоянное значение задающего напряжения $U_{з}$ с напряжением датчика ЭДС *ДЭ*.

Этот датчик представляет собой суммирующий усилитель, на один вход которого через фильтр, образованный резисторами R'_1 и R''_1 и конденсатором C_1 , подается напряжение $u_{д.н}$ датчика напряжения (*ДН*), а на второй — с резистором R_2 — напряжение $u_{д.т.я}$ датчика тока якоря (*ДТЯ*). Напряжение на выходе суммирующего усилителя датчика ЭДС может быть записано в виде

$$u_{д.э} = \frac{R_{о.с}}{R_1 (T_{д.э} p + 1)} u_{д.н} - \frac{R_{о.с}}{R_2} u_{д.т.я},$$

где $R_1 = R'_1 + R''_1$; $T_{д.э} = \frac{R'_1 R''_1}{R_1} C_1$ — постоянная времени фильтра на входе суммирующего усилителя.

Имея в виду, что $u_{д.н} = k_{д.н} u_n$, $u_{д.т.я} = k_{д.т.я} i_n$, можно получить, что

$$u_{д.э} = \frac{R_{о.с}}{R_1} k_{д.н} \frac{u_n - \frac{R_1 k_{д.т.я}}{R_2 k_{д.н}} (T_{д.э} p + 1) i_n}{T_{д.э} p + 1}.$$

Между тем ЭДС двигателя связана с напряжением на якоре и током якоря выражением

$$e_d = u_n - R_{я.п.д} (T_{я.п.д} p + 1) i_n.$$

Сравнение двух последних формул показывает, что, выбрав $T_{д.э} = T_{я.п.д}$, $R_1 k_{д.т.я} / (R_2 k_{д.н}) = R_{я.п.д}$ и обозначив $R_{о.с} k_{д.н} / R_1 = k_{д.э}$, можно выходное напряжение суммирующего усилителя записать как

$$u_{д.э} = \frac{k_{д.э}}{T_{д.э} p + 1} e_n.$$

Таким образом, ДЭ воспроизводит ЭДС с запаздыванием, равным постоянной времени якорной цепи двигателя. Так как при изменении направления вращения двигателя знак $u_{д.э}$ меняется на противоположный, в то время как знак сигнала на входе РЭ меняться не должен, на выходе ДЭ предусмотрен блок выделения модуля (БВМ).

Пока двигатель работает на скорости ниже основной, значение ЭДС двигателя меньше номинального. Задающее напряжение $U_э$ выбирается равным выходному напряжению ДЭ при номинальной ЭДС двигателя: $U_э = |U_{д.э.н}|$. Поэтому при $\omega < \omega_{осн}$, когда $|u_{д.э}| < |U_{д.э.н}|$, выходное напряжение регулятора ЭДС равно напряжению ограничения. Последнее выбирается исходя из приблизительного равенства

$$\frac{U_{р.э.огр}}{R_{э.т.в}} \approx \frac{k_{д.т.в} I_{н.в}}{R_{т.в}},$$

где $k_{д.т.в}$ — передаточный коэффициент датчика тока возбуждения; $I_{н.в}$ — номинальный ток возбуждения; $R_{э.т.в}$ и $R_{т.в} = R'_{т.в} + R''_{т.в}$ — сопротивления на входе РТВ по каналу задания и каналу обратной связи по току возбуждения.

Благодаря этому при $\omega < \omega_{осн}$ ток возбуждения двигателя поддерживается равным номинальному. Когда скорость двигателя станет примерно равной $\omega_{осн}$, а ЭДС двигателя достигнет значения $e_d = E_{д.н}$, напряжения $U_э$ и $|u_{д.э}|$ сравняются, регулятор РЭ выйдет из ограничения и контур регулирования ЭДС замкнется. С этого момента система перейдет в режим поддержания постоянства ЭДС двигателя и дальнейшее увеличение скорости происходит за счет ослабления потока возбуждения при $e_d = E_{д.н} = \text{const}$.

Для рассмотрения вопросов динамики системы в зоне, где $\omega > \omega_{осн}$, обратимся к структурной схеме рис. 2-17, составленной

на основе схемы рис. 2-16 с учетом структурной схемы двигателя рис. 2-3. Тиристорный возбудитель с тем же допущением, что и преобразователь в якорной цепи, представлен апериодическим звеном с постоянной времени $T_{т.в} = T_{т.п}$; $T_{д.т.в}$ — постоянная времени фильтра на выходе ДТВ, образованного резистором $R_{т.в} = R'_{т.в} + R''_{т.в}$ и конденсатором $C_{т.в}$. За базовые значения тока якоря, потока возбуждения, скорости, момента и ЭДС приняты их номинальные значения: $I_{я.б} = I_{я.н}$; $\Phi_б = \Phi_н$; $\omega_б = \omega_н = \omega_{осн}$;

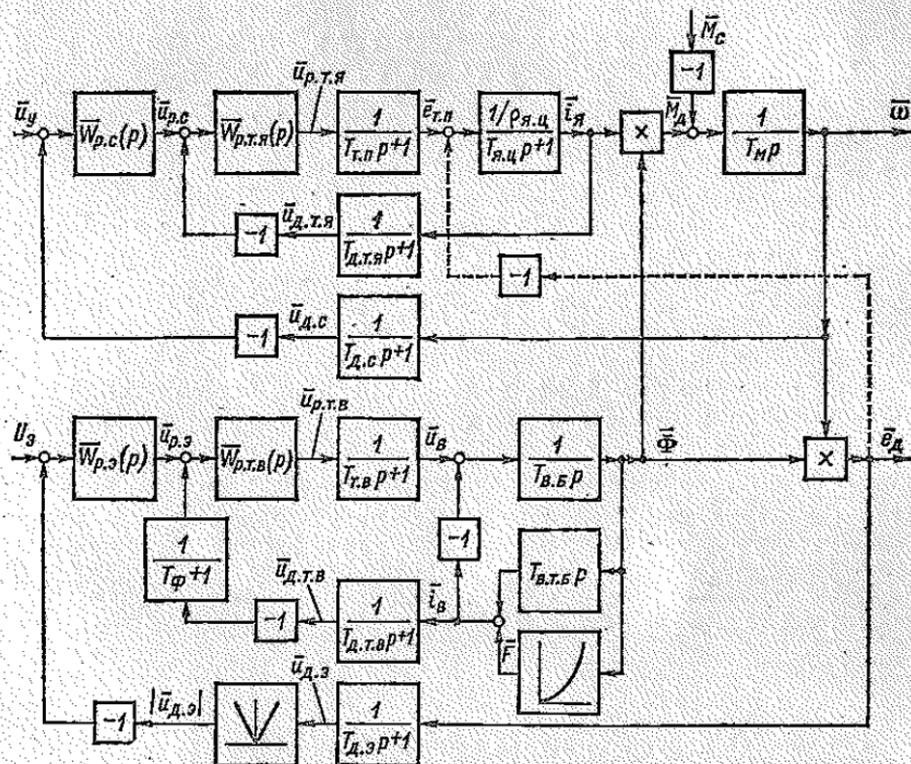


Рис. 2-17

$M_б = c_d \Phi_н T_{я.н}$; $E_{т.п.б} = E_{д.б} = c_d \Phi_н \omega_н$. Базовым током возбуждения считается ток, соответствующий $\Phi_н$ по кривой намагничивания. Другие базовые величины определяются в соответствии с формулами: $U_{д.т.я.б} = k_{д.т} I_{я.н}$; $U_{р.т.в.б} = E_{т.п.б} / k_{т.п}$; $U_{р.с.н} = U_{д.т.я.б} \times R_{з.т.я} / R_{т.я}$; $U_{д.с.б} = k_{д.с} \omega_н$; $U_{у.б} = U_{д.с.б} R_{з.с} / R_{с}$; $U_{д.т.в.б} = k_{д.т.в} I_{в.б}$; $U_{р.з.б} = U_{д.т.в.б} R_{з.т.в} / R_{т.в}$; $U_{д.в.б} = U_{з} = k_{д.в} E_{д.б}$; $U_{в.б} = I_{в.б} R_{о.в}$; $U_{р.т.в.б} = U_{в.б} / k_{т.в}$, где $k_{д.т.в}$ — передаточный коэффициент датчика тока возбуждения, $R_{о.в}$ — сопротивление обмотки возбуждения; $k_{т.в}$ — передаточный коэффициент тиристорного возбудителя.

Блоки ограничения на PC и $PЭ$ не показаны, так как при рассмотрении настройки регуляторов считается, что сигнал PC не

ограничивается вследствие малости входного сигнала, а регулятор ЭДС не входит в ограничение при $\omega > \omega_{\text{осн}}$ согласно принципу действия системы. Но даже при этих условиях система нелинейна, что определяется, как минимум, тремя факторами: контур скорости нелинеен вследствие того, что значение M_d получается как произведение относительных значений тока якоря и потока; контур ЭДС нелинеен, поскольку ЭДС есть произведение скорости и потока; контур тока возбуждения нелинеен вследствие нелинейности кривой намагничивания двигателя. Кроме того, могут быть нелинейными регулировочные характеристики $T\Pi$ и $TВ$, однако для упрощения рассмотрения вопроса будем считать, что $k_{т.п} = \text{const}$ и $k_{т.в} = \text{const}$.

Настройка контура тока якоря ничем не отличается от таковой в системе без регулирования потока. Регулятор тока должен быть пропорционально-интегральным с $\tau_{р.т.я} = T_{я.п}$. Динамический коэффициент усиления в о. е. в соответствии со структурой токового контура на рис. 2-17 определится как

$$\bar{\beta}_{р.т.я} = \frac{T_{я.п}}{2T_{\mu I}} \rho_{я.п}$$

Как показано в п. 1-2-1, наличие операции перемножения при линейаризации в рабочей точке приводит к появлению в контуре регулирования звена с передаточным коэффициентом, значение которого определяется выбором начального режима. При рассмотрении контура скорости этот коэффициент равен $\bar{\Phi}_{\text{нач}}$ и может меняться от 1 до $\bar{\Phi}_{\text{мин}}$. Обычно, настраивая контур скорости на ОМ, за настроечный режим принимают режим работы на основной скорости, когда $\bar{\Phi}_{\text{нач}} = 1$. Тогда

$$\bar{W}_{р.с}(p) = \bar{k}_{р.с} = \frac{T_{\mu}}{2T_{\mu\omega}}$$

В качестве регулятора тока возбуждения применен ПИ-регулятор с фильтром, имеющим постоянную времени T_{Φ} , в канале обратной связи. После линейаризации структурной схемы с учетом первого из выражений (2-10) передаточная функция разомкнутого контура запишется в виде

$$W_{IВ}(p) = \bar{\beta}_{р.т.в} \frac{\tau_{р.т.в} p + 1}{\tau_{р.т.в} p (T_{\Phi} p + 1)} \frac{1}{(T_{т.в} p + 1)} \frac{T_{в.т} p + 1}{(T_{д.т.в} p + 1) (T_{в} + T_{н.т}) p + 1} \quad (2-39)$$

Входящие сюда постоянные времени возбуждения и вихревых токов ($T_{в} = T_{в.б} \bar{k}_{\Phi}$ и $T_{в.т} = T_{в.т.б} \bar{k}_{\Phi}$) зависят от режима работы, т. е. от значения \bar{k}_{Φ} , которое меняется в пределах $\bar{k}_{\Phi \text{ мин}} < 1 < \bar{k}_{\Phi \text{ макс}}$ (см. рис. 2-2). Принимая режим, в котором $\bar{k}_{\Phi} = 1$, за настроечный и полагая $\bar{\beta}_{р.т.в} = (T_{в.б} + T_{в.т.б}) / (2T_{\mu I в})$, $\tau_{р.т.в} = T_{в.б} + T_{в.т.б}$, $T_{\Phi} = T_{в.т.б}$, где $T_{\mu I в} = T_{т.в} + T_{д.т.в}$ можно получить, что в этом

режиме

$$W_{I_B}(p) = \frac{1}{2T_{\mu I_B} p (T_{r.в} p + 1) (T_{д.т.в} p + 1)}$$

Передаточная функция замкнутого контура тока возбуждения будет иметь вид

$$\bar{W}_{I_{в.з}}(p) = \frac{\Delta \bar{i}_B(p)}{\Delta \bar{u}_{p.э}(p)} = \frac{W_{I_B}(p)}{1 + W_{I_B}(p)} (T_{д.т.в} p + 1) (T_{\Phi} p + 1)$$

При $\bar{k}_{\Phi} \neq 1$ передаточная функция контура будет отличаться от стандартной. Ее конкретный вид определится выражением (2-39) при принятых параметрах регулятора. Если \bar{k}_{Φ} меняется немного, т. е. характеристика намагничивания близка к линейной, то и переходные процессы во всех режимах будут близки к стандартным.

Если, как это бывает обычно, $T_{\Phi} = T_{в.т.б} \gg T_{д.т.в}$, то при рассмотрении контура ЭДС, вводя эквивалентную постоянную времени контура тока возбуждения $T_{I_{в.з}} = 2T_{\mu I_B}$, можно считать

$$\bar{W}_{I_{в.з}}(p) \approx \frac{1}{T_{I_{в.з}} p + 1} (T_{\Phi} p + 1)$$

На основании выражений (2-10)

$$\frac{\Delta \bar{\Phi}(p)}{\Delta \bar{i}_B(p)} = \frac{\bar{k}_{\Phi}}{T_{в.т.б} \bar{k}_{\Phi} p + 1}$$

Тогда передаточная функция, связывающая приращение потока возбуждения двигателя с напряжением на выходе РЭ, получится в виде:

$$\frac{\Delta \bar{\Phi}(p)}{\Delta \bar{u}_{p.э}(p)} \approx \frac{T_{\Phi} p + 1}{T_{I_{в.з}} p + 1} \frac{\bar{k}_{\Phi}}{T_{в.т.б} \bar{k}_{\Phi} p + 1}$$

В настроечном режиме при $\bar{k}_{\Phi} = 1$ выполняется равенство $T_{\Phi} p + 1 = T_{в.т.б} \bar{k}_{\Phi} p + 1$ и запаздывание $\Delta \bar{\Phi}$ по отношению к $\Delta \bar{u}_{p.э}$ определяется только эквивалентной малой постоянной времени. Во всех остальных режимах компенсация влияния вихревых токов в контуре ЭДС за счет действия фильтра на входе РТВ будет носить приблизительный характер.

В контуре ЭДС существуют две нелинейности: нелинейность в виде кривой намагничивания, что находит свое выражение в переменности коэффициента \bar{k}_{Φ} в выражении для $\Delta \bar{\Phi} / \Delta \bar{u}_{p.э}$, и нелинейность, появляющаяся в результате умножения $\bar{\Phi}$ на $\bar{\omega}$ для получения \bar{e}_d (рис. 2-17). Передаточную функцию разомкнутого контура ЭДС после линеаризации можно записать как

$$W_E(p) \approx W_{p.э}(p) \frac{T_{\Phi} p + 1}{T_{I_{в.з}} p + 1} \cdot \frac{\bar{k}_{\Phi}}{T_{в.т.б} \bar{k}_{\Phi} p + 1} \bar{\omega}_{нач} \frac{1}{T_{д.э} p + 1}$$

При $\bar{\omega}_{\text{нач}} = \bar{\omega}_{\text{макс}}$ поток равен минимальному значению $\bar{\omega}_{\text{мин}}$, что соответствует $\bar{k}_{\Phi} = \bar{k}_{\Phi\text{макс}}$; при $\bar{\omega}_{\text{нач}} = 1$ поток $\bar{\Phi} = 1$ и $\bar{k}_{\Phi} = \bar{k}_{\Phi\text{мин}}$. Таким образом, коэффициент неизменяемой части контура ЭДС $\bar{k}_{нЕ}$ меняется в пределах

$$\bar{k}_{\Phi\text{мин}} \leq \bar{k}_{нЕ} \leq \bar{k}_{\Phi\text{макс}} \bar{\omega}_{\text{макс}}$$

Поскольку в контуре нет больших постоянных времени, для настройки на ОМ должен быть применен интегрирующий регулятор с передаточной функцией

$$\bar{W}_{р.э}(p) = \bar{\beta}_{р.э}/p.$$

За настроечный режим обычно принимают режим работы на максимальной скорости и выбирают $\bar{\beta}_{р.э} = 1/(2T_{\mu\varepsilon} \bar{k}_{\Phi\text{макс}} \bar{\omega}_{\text{макс}})$.

На скоростях $\bar{\omega}_{\text{нач}} < \bar{\omega}_{\text{макс}}$ частота среза ЛАЧХ контура ЭДС будет уменьшаться пропорционально уменьшению $\bar{k}_{\Phi} \bar{\omega}$. Для регуляторов тока и скорости передаточные коэффициенты в а. е. $\beta_{р.т}$ и $k_{р.с}$ определяются выражениями (2-33) и (2-37) при $T_{эм} = JR_{я.д}/(c_d \Phi_{\text{нач}})^2$. Для регулятора тока возбуждения

$$\beta_{р.т.в} = \bar{\beta}_{р.т.в} \frac{U_{р.т.в.б}}{U_{д.т.в.б}} = \frac{T_{в.б} + T_{в.т.б}}{2T_{\mu\varepsilon} k_{т.в} k_{д.т.в}} R_{о.в}.$$

Для регулятора ЭДС

$$\beta_{р.э} = \frac{1}{2T_{\mu\varepsilon}} \frac{R_{з.т.в}}{R_{т.в}} \frac{k_{д.т.в}}{k_{\Phi\text{макс}} \omega_{о.в} c_d k_{д.э} \omega_{\text{макс}}}.$$

2-2-4. КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ, СВЯЗАННЫХ С ДВУХЗОННЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Быстродействие контуров регулирования скорости и ЭДС по-разному сказывается на работе системы.

А. Пусть быстродействие контура ЭДС значительно ниже, чем быстродействие контура скорости. Тогда скачок управляющего воздействия ΔU_y при скорости выше основной приведет вначале к изменению скорости только за счет изменения ЭДС ТЛ. Сигнал $\Delta \omega$ является возмущением для контура ЭДС. Поскольку, по предположению, его быстродействие ниже, можно считать, что он практически еще не вступил в действие, когда переходный процесс изменения скорости уже закончился и скорость изменилась на $\Delta \bar{\omega}_{\text{уст}} = -\Delta U_y = \Delta E_d$. Только после этого ЭДС двигателя будет восстанавливаться, возвращаясь к своему номинальному значению. Процесс восстановления ЭДС будет происходить при практически неизменной скорости двигателя, так как, несмотря на действие возмущения $\Delta \Phi$, замкнутый контур регулирования скорости будет поддерживать ее постоянство.

Б. Пусть теперь контур ЭДС обладает высоким по сравнению с контуром скорости быстродействием. Тогда ЭДС двигателя в пере-

ходном процессе практически не изменится, а скорость будет меняться практически по тому же закону, что и в предыдущем случае.

Таким образом, если быстродействие контура скорости определяет характер изменения скорости двигателя, то быстродействие контура регулирования ЭДС определяет, в первую очередь, амплитуду перерегулирования ЭДС в переходном процессе.

При выборе параметров регуляторов скорости и ЭДС, произведенном, как описано выше, в режимах, когда поток возбуждения и скорость отличаются от настроечных значений, быстродействие соответствующих контуров ухудшается. Для обеспечения быстродействия, соответствующего стандартным настройкам, осуществляют схему линейаризацию контуров регулирования.

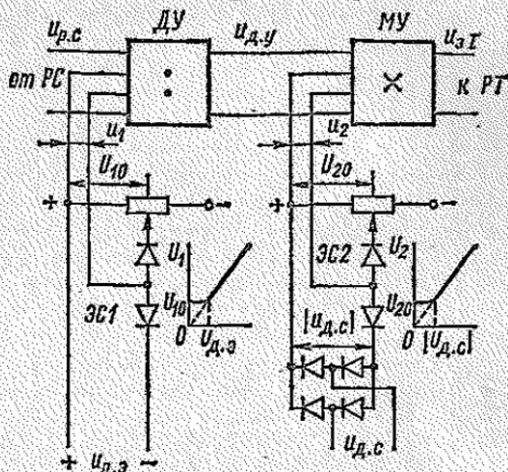


Рис. 2-18

В контуре регулирования скорости причиной отклонения параметров контура от соответствующих стандартной настройке является непостоянство передаточного коэффициента неизменяемой части из-за умножения тока якоря на поток возбуждения при получении момента двигателя. Параметры контура будут неизменными и переходные процессы в контуре скорости будут соответствовать стандартным вне зависимости от значения Φ , если в контуре будет предусмотрено делительное устройство, позволяющее поделить выходное напряжение регулятора скорости на величину, пропорциональную потоку возбуждения. Поскольку непосредственное измерение потока возбуждения связано с техническими трудностями, напряжение, пропорциональное ему, получают косвенным путем на основании зависимости $\Phi = e_d / (c_d \omega)$. Отсюда ясно, что деление выходного напряжения РС на поток возбуждения эквивалентно умножению его на величину, пропорциональную скорости, и делению на величину, пропорциональную ЭДС, т. е. соответственно на выходные напряжения датчика ЭДС и тахогенератора (наличие фильтров на их выходах не учитывается). Схема, реализующая этот принцип, показана на рис. 2-18. На первый вход делительного устройства (ДУ) включается регулятор скорости, а на второй подается напряжение u_1 , при скорости выше основной равное напряжению датчика ЭДС $u_{д.в}$. Выходное напряжение ДУ с помощью множительного устройства (МУ) умножается на напряжение u_2 , которое при $\omega > \omega_{осн}$ равно взятому без учета знака напряжению тахогенератора $|u_{д.с}|$. Выходное напряжение МУ $u_{д.г}$, являющееся

напряжением задания для контура тока, должно быть ограничено на значении, задающем максимально допустимый якорный ток (блок ограничения не показан). Элементы сравнения ЭС1 и ЭС2 служат для исключения возможности работы на начальных участках характеристик блоков МУ и ДУ. Пока скорость остается меньше некоторого значения $\omega_0 < \omega_n$, а ЭДС — меньше соответствующего значения $E_{д.0} = c_d \Phi_n \omega_0$, на выходе элементов сравнения существуют постоянные напряжения U_{10} и U_{20} , благодаря чему $u_{эл} = const$.

Для определения параметров множительно-делительного устройства могут быть записаны в а. е. уравнения для контура скорости с МУ и ДУ. Пренебрегая обратной связью по ЭДС двигателя, можно записать уравнения для неизменяемой части контура скорости при $\omega > \omega_0$, когда $u_1 = u_{д.в}$, $u_2 = |u_{д.с}|$:

$$\omega = \frac{1}{Jp} (M_d - M_c); \quad M_d = c_d \Phi i_a; \quad i_a = \frac{R_r}{R_{з.т}} W_{I_3}(p) u_{эл}; \quad u_{эл} = k_{м.у} u_{д.у} u_{д.с};$$

$$u_{д.у} = k_{д.у} u_{р.с} / u_{д.в}; \quad u_{д.с} = \frac{k_{д.с}}{T_{д.с} p + 1} \omega; \quad u_{д.в} = \frac{k_{д.в}}{T_{д.в} p + 1} e_d,$$

где $k_{м.у}$ и $k_{д.у}$ — коэффициенты множительного и делительного устройств.

Совместное решение этих уравнений при $M_c = 0$ дает передаточную функцию неизменяемой части контура скорости

$$W_{шв}(p) = \frac{u_{д.с}(p)}{u_{р.с}(p)} = \frac{k_{м.у} k_{д.у} k_{д.с} \omega}{k_{д.в} e_d} \cdot \frac{R_r}{R_{з.т}} W_{I_3}(p) \frac{k_{д.с}}{T_{д.с} p + 1} \frac{c_d \Phi T_{д.в} p + 1}{J p T_{д.с} p + 1}.$$

Если учесть, что $\omega/e_d = 1/(c_d \Phi)$ и выбрать $k_{м.у} k_{д.у} = k_{д.в} c_d \Phi_n / k_{д.с}$, то в передаточной функции вместо принимающей разные значения величины $\Phi_{пач}$ будет стоять номинальное значение потока Φ_n , т. е. вид передаточной функции не будет зависеть от значения потока возбуждения. Последний сомножитель в выражении для $W_{шв}(p)$, отражающий запаздывание датчика ЭДС и фильтра тахогенератора, будет оказывать незначительное влияние на вид переходного процесса в контуре скорости вследствие малости значений $T_{д.в}$ и $T_{д.с}$. В случае, когда предъявляются строгие требования к амплитуде перерегулирования ЭДС, линеаризуют и характеристики контура ЭДС, деля напряжение регулятора скорости на напряжение тахогенератора.

2.3. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ, СВЯЗАННЫЕ СО СВОЙСТВАМИ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КАК ЭЛЕМЕНТА СИСТЕМЫ

2.3-1. ОГРАНИЧЕНИЕ ЯКОРНОГО ТОКА В ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ

Особенность ограничения тока в тиристорном электроприводе связана, в первую очередь, с тем, что открытый управляющим импульсом тиристор в схеме с естественной коммутацией может за-

крыться лишь тогда, когда протекающий через него ток станет равным нулю. До тех пор пока в схеме токовой отсечки (рис. 2-19, а) ток якоря $i_a < I_{a, \text{макс}}$, обратная связь по току на вход преобразователя Π отсутствует. Когда же в переходном процессе ток достигнет предельно допустимого значения, сигнал на входе Π уменьшается, ограничивая ток. Такая схема удовлетворительно работает при питании двигателя от $T\Pi$, если постоянная времени якорной цепи достаточно велика. В этом случае, хотя при резком изменении сигнала u_y угол управления тиристорами резко изменится, изменение тока за интервал проводимости тиристора будет мало по сравнению с $I_{a, \text{макс}}$ и токовая отсечка, воздействуя на вход Π , увеличит угол управления раньше, чем ток успеет превысить допустимое значение.

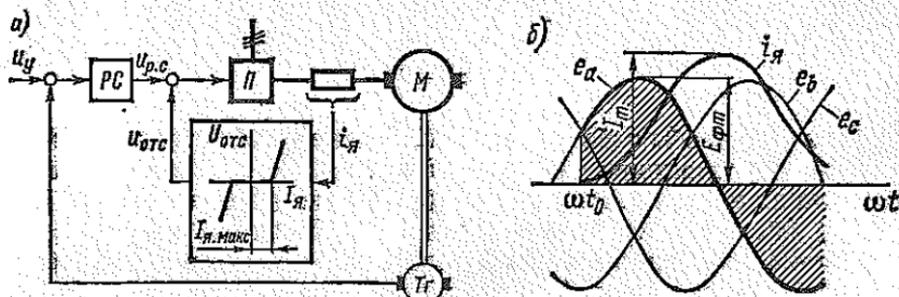


Рис. 2-19

Работа схемы при малом значении постоянной времени якорной цепи рассмотрена в [21] на примере трехфазной схемы со средней точкой при нулевой уставке тока и бесконечно большом коэффициенте усиления контура токоограничения. В схеме с непрерывно управляемым преобразователем при нулевой уставке тока появление сигнала u_y на входе не привело бы к появлению тока, так как сигнал с выхода PC сразу был бы скомпенсирован сигналом обратной связи по току. В схеме с $T\Pi$ появление большого сигнала в момент, предшествующий ωt_0 (рис. 2-19, б), приведет к открыванию тиристора фазы a при угле управления $\alpha = 0$. Поскольку, по условию, постоянная времени $T_{a, \text{я}}$ мала, ток якоря начнет резко возрастать. Если предположить, что $\omega L_{a, \text{я}} \gg R_{a, \text{я}}$, то при $\alpha = 0$ он достигнет значения

$$I_m = \frac{E_{\text{фгм}}}{\omega L_{a, \text{я}}} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \right] \approx \frac{E_{\text{фгм}}}{R_{a, \text{я}}} \cdot \frac{1,87}{\omega T_{a, \text{я}}}$$

в момент, когда e_a проходит через нуль.

Значение I_m может в несколько раз превышать допустимое, и никакое изменение сигнала на входе СИФУ не приведет к уменьшению первого броска тока.

Аналогичное явление существует и в системах с подчиненным токовым контуром, если $T_{a, \text{я}}$ соизмерима с периодом проводимости тиристора $T\Pi$. Это усугубляется наличием запаздывания датчика

тока. Поэтому в системе с быстродействующим токовым контуром стремятся к тому, чтобы постоянная времени датчика тока удовлетворяла неравенству $T_{д.т} < 1/(fm)$, где f — частота питания [15].

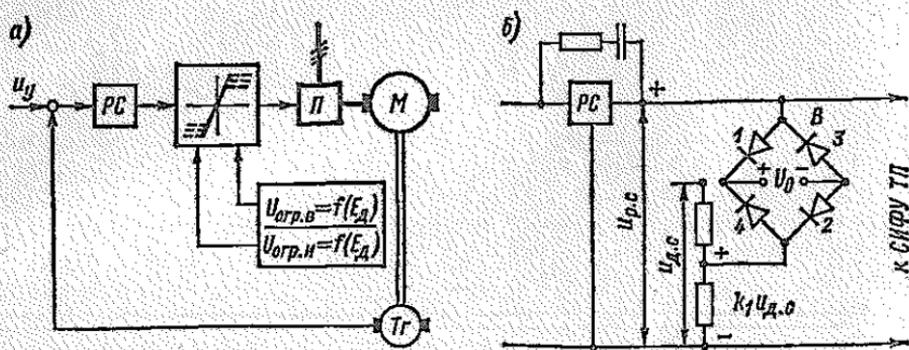


Рис. 2-20

Для того чтобы избежать первого броска тока, строят токоограничение на принципе упреждения (рис. 2-20, а), когда уровень сигнала на входе СИФУ в любом режиме не может превысить значения, обеспечивающего при данной ЭДС двигателя протекание предельно допустимого тока. Уровень управляемого ограничения при заданном значении $I_{д.макс}$ задается в зависимости от значения e_d отдельно для выпрямительной и инверторной групп так, чтобы выполнялись неравенства соответственно

$$e_{вп} \leq e_d + I_{д.макс} R_{я.п.};$$

$$e_{ин} \geq e_d - I_{д.макс} R_{я.п.}$$

В одноконтурной схеме, например рис. 2-12, а узел упреждающего токоограничения (рис. 2-20, б) включается между регулятором скорости и входом СИФУ тиристорного преобразователя. Пусть двигатель работает в двигательном режиме и полярности напряжений РС и Тг соответствуют указанным на рис. 2-20, б. Пока $u_{p.c} < (k_1 u_{д.c} + U_0)$, диоды выпрямительного моста В закрыты и $u_{p.c}$ приложено к входу ТП. Если в результате поступления команды на увеличение скорости $u_{p.c}$ возрастает, диоды 1 и 2 откроются и к входу ТП окажется приложенным напряжение $k_1 u_{д.c} + U_0$. Первое слагаемое будет задавать составляющую ЭДС преобразователя, равную ЭДС двигателя, а второе — составляющую $I_{д.макс} R_{я.п.}$ благодаря чему будет ограничиваться темп нарастания ЭДС ТП. При уменьшении u_y для уменьшения скорости $u_{p.c}$ поменяет знак. Если при этом окажется, что $u_{p.c} < (k_{д.c} u_{д.c} - U_0)$, откроются диоды 3 и 4 и будет ограничиваться темп снижения ЭДС инверторной группы.

Упреждающее токоограничение не обеспечивает высокой точности уставки ограничения тока, так как сильно реагирует на отклонение характеристик элементов схемы от расчетных. Поэтому

в быстродействующих приводах применяют иногда упреждающее токоограничение совместно с подчиненным токовым контуром, возлагая на первое ограничение первого броска тока, а на токовый контур — ограничение тока в течение всего переходного процесса.

2-3-2. РЕГУЛИРОВАНИЕ УРАВНИТЕЛЬНОГО ТОКА В ТИРИСТОРНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПРИ СОВМЕСТНОМ УПРАВЛЕНИИ ГРУППАМИ РЕВЕРСИВНОГО ТП

Выше, при рассмотрении принципов построения систем управления тиристорными электроприводами, предполагалось, что ТП работает в зоне непрерывных токов. Применительно к реверсивному электроприводу это означает, что используется совместное согласованное управление группами преобразователя, когда приращение напряжения $\Delta u_{c.y}$ вызывает одинаковые по значению и разные по знаку приращения углов управления выпрямительной и инверторной групп, соответствующие выражению (2-27). Уравнительный ток при этом поддерживается параметрически, т. е. непосредственно не контролируется. Существует опасность того, что из-за неустойчивости параметров СИФУ или нелинейности ее характеристик может возникнуть аварийный режим, при котором среднее значение ЭДС выпрямительной группы станет больше, чем ЭДС инверторной группы, что приведет к резкому увеличению уравнительного тока. Чтобы избежать этого, приходится отступать от согласованного управления, делая $\alpha_1 > (180^\circ - \alpha_{11})$. Это приводит к нарушению линейности электромеханической характеристики привода в зоне малых токов.

В тех случаях, когда используется преобразователь с совместным управлением, а к линейности характеристик предъявляются особенно высокие требования или когда мощность установки велика, а следовательно, велико и значение уравнительного тока, применяют двухканальные системы управления, в которых предусматривается непосредственное регулирование уравнительного тока. Одна из таких схем [13, 38] показана на рис. 2-21, а. Регуляторы тока $РТв$ и $РТн$ воздействуют на системы управления группами тиристорных В и Н СИФУв и СИФУн. Контур регулирования токов тиристорных групп замкнуты через датчики токов $ДТв$ и $ДТн$. В зависимости от полярности $u_{p.c}$ открыт диод $Д1$ или $Д2$. Поэтому на контур тока одной группы поступают сигналы задания тока нагрузки с регулятора скорости $РС$ и уравнительного тока i_{yp} с задатчика уравнительного тока $ЗУТ$. На другой контур тока поступает только сигнал задания уравнительного тока i_{yp} . При неизменном значении напряжения на выходе $РС$ ток i_{yp} поддерживается постоянным в соответствии с заданием с $ЗУТ$. При изменении задания скорости, когда напряжение $РС$ меняется, наблюдается отклонение уравнительного тока от заданного значения, связанное с тем, что изменение напряжения $РС$ воздействует лишь на один канал регулирования тока.

На рис. 2-21, б показана осциллограмма [38], иллюстрирующая реакцию системы на скачок напряжения РС при неподвижном двигателе. Ток $i_{вп}$ группы В, работающей в выпрямительном режиме, на вход токового контура которой поступил сигнал, возрастает в соответствии с настройкой контура. Поскольку сигнал

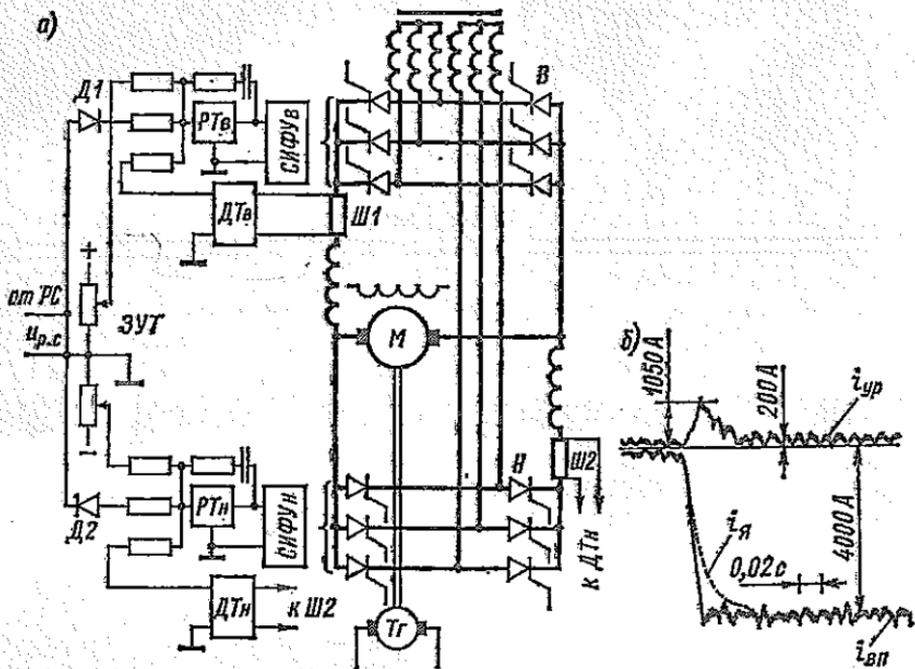


Рис. 2-21

на токовом контуре группы тиристоров Н не изменился (диод Д2 закрыт), возрастает разница между ЭДС групп В и Н, и уравнительный ток начинает расти, а затем возвращается к прежнему значению, соответствующему сигналу с ЗУТ. В результате ток двигателя, представляющий собой разность $i_я = i_{вп} - i_{вп}$, нарастает медленнее, чем ток группы В.

Для увеличения скорости нарастания тока двигателя до значения, соответствующего настройке на ОМ, увеличивают $\beta_{р,т}$ по сравнению со значением, определяемым выражением (2-33). При этом следует проверить характер изменения токов группы преобразователя, чтобы избежать недопустимых бросков токов при ступенчатом изменении $u_{р,с}$ [13]. Для уменьшения бросков токов применяют различные комбинации RC-цепей на входах токовых контуров. Простейшим решением, дающим значительный положительный эффект, является шунтирование диодов Д1 и Д2 конденсаторами, благодаря чему в переходном процессе на вход контура тока группы, подготовленной к инверторному режиму, поступает сигнал, представляющий собой в первом приближении производную от $u_{р,с}$.

что заставляет изменяться в нужном направлении угол управления тиристоров этой группы раньше, чем уравнивающий ток успеет значительно измениться.

2-3-3. ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ТОКОВОГО КОНТУРА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ТП С РАЗДЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ГРУППАМИ ТИРИСТОРОВ

В п. 2-1-4 отмечалось, что одной из особенностей электропривода с ТП, имеющим раздельное управление, является наличие значительной зоны прерывистых токов. Это вызывает трудности настройки токового контура, и может оказаться, что рассмотренные стандартные настройки контура реализовать не удастся.

Есть три основных направления решения этой задачи: а) использование адаптивного регулятора тока (см. п. 9-2-4); б) создание подчиненного контура регулирования напряжения преобразователя [13]; в) линеаризация статических характеристик путем компенсации нелинейности режима прерывистого тока [16].

Использование подчиненного контура регулирования напряжения позволяет линеаризовать характеристики объекта в токовом контуре за счет охвата ТП жесткой отрицательной обратной связью по напряжению. Для напряжения на выходе преобразователя, работающего в режиме непрерывного тока, можно записать

$$\Delta u_{т.п} = \Delta e_{т.п} - \Delta i_{я} R_{т.п} \left(\frac{L_{т.п}}{R_{т.п}} p + 1 \right),$$

где $R_{т.п}$ и $L_{т.п}$ — сопротивление и индуктивность ТП, если обратная связь по напряжению снимается непосредственно с его зажимов, или участка якорной цепи, охваченного связью.

Приращение тока якоря при $\Delta M_c = 0$ можно определить как

$$\Delta i_{я} = \frac{c'_d}{R_{я.ц}} T_{эм} p \Delta \omega_{д} = \frac{1}{R_{я.ц}} \frac{T_{эм} p}{T_{эм} p (T_{я.ц} p + 1) + 1} \Delta e_{т.п}$$

где

$$T_{эм} = J \frac{R_{я.ц}}{c'_d c'_d}; \quad T_{я.ц} = \frac{L_{я.ц}}{R_{я.ц}}$$

Подстановка этого выражения в формулу для $\Delta u_{я}$ дает

$$\frac{\Delta u_{т.п}(p)}{\Delta e_{т.п}(p)} = \frac{T_{эм.д} p (T_{я.ц.д} p + 1) + 1}{T_{эм} p (T_{я.ц} p + 1) + 1},$$

где обозначено

$$T_{эм.д} = J \frac{R_{я.ц} - R_{т.п}}{c'_d c'_d}; \quad T_{я.ц.д} = \frac{L_{я.ц} - L_{т.п}}{R_{я.ц} - R_{т.п}}$$

Передаточная функция контура напряжения (рис. 2-22, а) при условии представления ТП линейным звеном может быть записана

В ВИДЕ

$$W_U(p) = W_{p.n}(p) W_{т.п}(p) W_{д.н}(p) \frac{T_{эм.д} p (T_{я.ц.д} p + 1) + 1}{T_{эм} p (T_{я.ц} p + 1) + 1},$$

где $W_{т.п}(p)$ — передаточная функция ТП; $W_{p.n}(p)$ и $W_{д.н}(p)$ — передаточные функции соответственно регулятора и датчика напряжения.

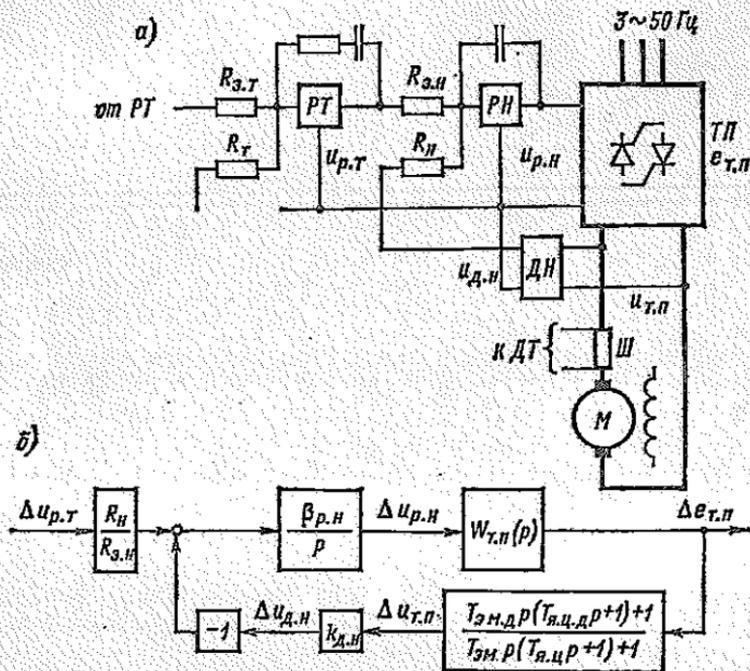


Рис. 2-22

Обычно частота среза ЛАЧХ контура напряжения значительно выше сопрягающих частот ЛАЧХ, соответствующей последнему сомножителю, и его влияние в области частоты среза можно оценить, рассматривая только высокочастотную часть соответствующей ЛАЧХ, т. е. полагать

$$\frac{T_{эм.д} p (T_{я.ц.д} p + 1) + 1}{T_{эм} p (T_{я.ц} p + 1) + 1} \approx \frac{T_{эм.д} T_{я.ц.д}}{T_{эм} T_{я.ц}} = \frac{L_{я.ц} - L_{т.п}}{L_{я.ц}}$$

При практической настройке контура напряжения, стремясь получить максимальное его быстродействие, считаются с тем фактом, что ТП в рассматриваемой зоне частот уже нельзя описать аperiodическим звеном. При безынерционном датчике напряжения, когда $W_{д.н}(p) = k_{д.н}$, и отсутствии фильтра на входе СИФУ единственной величиной, определяющей малую постоянную времени в контуре, является запаздывание самого преобразователя. Для того чтобы избежать автоколебаний, связанных с особенностями ТП

как нелинейного звена, рекомендуется [13] выбирать расчетное значение малой постоянной времени контура напряжения с учетом неравенства $2T_{\mu U} \geq 1/(2mf)$. Тогда для настройки на ОМ в соответствии с (1-11) надо применить интегрирующий регулятор напряжения (РН) с передаточной функцией $W_{p.n}(p) = \beta_{p.n}/p$ при $\beta_{p.n} = 1 / \left(2T_{\mu U} k_{r.n} k_{d.n} \frac{L_{r.n} - L_{r.n}}{L_{r.n}} \right)$. Соответствующая структурная схема приведена на рис. 2-22, б.

При переходе в зону прерывистых токов переходные процессы оказываются сильно отличающимися от стандартных. Это объясняется снижением передаточного коэффициента $T\Pi$ (см. рис. 2-8, б), отсутствием влияния постоянной времени якорной цепи, возрастанием электромеханической постоянной, связанным с увеличением крутизны внешней характеристики преобразователя. Быстродействие контура напряжения при этом снижается, а колебательность растет. Тем не менее рассмотренная настройка оказывается обычно приемлемой и при рассмотрении контура тока можно в первом приближении заменить $T\Pi$, охваченный обратной связью по напряжению, передаточной функцией линейного звена

$$W_{U_s}(p) = \frac{\Delta e_{r.n}(p)}{\Delta u_{p.r}(p)} \approx \frac{R_n}{R_{s.n}} \frac{1/k_{d.n}}{T_{U_s} p + 1},$$

где $T_{U_s} = 2T_{\mu U}$ — эквивалентная постоянная времени замкнутого контура; $R_n/R_{s.n}$ — отношение входных сопротивлений РН.

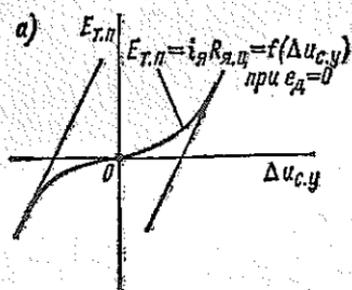
При линеаризации характеристик токового контура путем компенсации нелинейности $T\Pi$ в режиме прерывистого тока в контур тока включается нелинейное звено с обратной нелинейностью. Характер нелинейности $T\Pi$ был рассмотрен в п. 2-1-4 (см. рис. 2-8, 2-11). Было показано, что суммарный сигнал на входе СИФУ можно считать состоящим из двух частей: $u'_{c.y}$, обеспечивающей ЭДС преобразователя, равную ЭДС двигателя, и $\Delta u_{c.y}$, обеспечивающей ЭДС преобразователя, равную падению напряжения в якорной цепи от якорного тока. С учетом этого может быть реализован следующий принцип построения системы: за счет напряжения регулятора тока на входе СИФУ формируется только составляющая напряжения управления $\Delta u_{c.y}$, задающая падение напряжения от тока нагрузки, а составляющая $u'_{c.y}$, определяемая на основании выражения для ЭДС $T\Pi$ при непрерывном токе как

$$u'_{c.y} = - \frac{2U_{r.n.m}}{\pi} \arcsin \frac{e_{\pi}}{E_{r.n.m}},$$

вводится на вход СИФУ от отдельного источника сигнала.

Зависимость $i_n R_{a.n} = f(\Delta u_{c.y})$ нелинейна. Для линеаризации контура тока в него надо ввести нелинейное звено с обратной статической характеристикой. Зависимость $i_n R_{a.n} = f(\Delta u_{c.y})$ в данной схеме однозначно определяется зависимостью $i_n R_{a.n} = f(\alpha)$, построение которой описано в п. 2-1-4. Характер зависимости $i_n = f(\alpha)$

оказывается различным при различных значениях e_d , т. е. компенсирующее нелинейное звено должно было бы перестраиваться в зависимости от значения ЭДС двигателя. Однако опыт показывает



[16], что удовлетворительный результат получается и в том случае, если корректирующее нелинейное звено настроить на компенсацию зависимости $i_a R_{я.у} = f(\Delta u_{с.у})$ при $e_d = 0$. В реверсивной схеме она имеет вид рис. 2-23, а.

Структура части токового контура с компенсацией статической нелинейности, вызванной наличием зоны прерывистого тока, показана на рис.

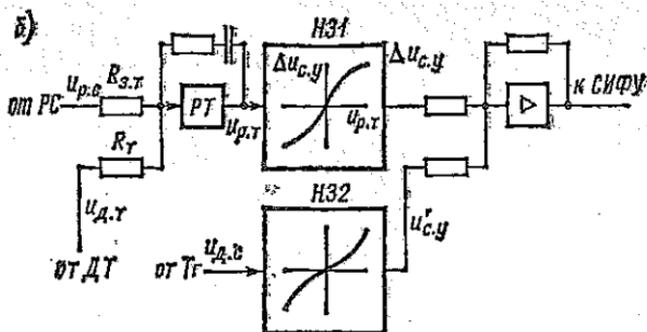


Рис. 2-23

2-23, б. Нелинейное компенсирующее звено $НЗ1$ включено на выход регулятора тока. Звено $НЗ2$ обеспечивает арксинусную зависимость напряжения $u'_{с.у}$ от напряжения тахогенератора, пропорционального ЭДС двигателя. При настройке регулятора тока можно определять передаточный коэффициент $ТП$ в рабочей точке характеристики $E_{т.н} = f(u_{с.у})$, построенной для режима прерывного тока.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Развитие полупроводниковой преобразовательной техники привело к широкому использованию электроприводов с электродвигателями переменного тока, к созданию новых систем управления этими электродвигателями. По сравнению с системами управления электроприводами постоянного тока системы управления электроприводами переменного тока значительно более разнообразны. В регулируемых электроприводах используются асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым или фазным ротором, синхрон-

ные и вентиляльные электродвигатели. Применяются различные способы регулирования скорости электродвигателя путем изменения: напряжения статора, частоты и напряжения статора, частоты и напряжения ротора, добавочного сопротивления в цепи ротора и др. Используется значительно большее число регулируемых координат, чем в электроприводах постоянного тока. Вместе с тем имеются определенные ограничения в использовании того или иного способа управления и созданной на основе этого способа системы управления электродвигателем. Все эти обстоятельства затрудняют формирование общих подходов к синтезу АСУ ЭП переменного тока в такой степени, как это было сделано в АСУ ЭП постоянного тока.

Управление электродвигателями переменного тока осложнено рядом обстоятельств, наиболее существенными из которых являются следующие: 1) момент электродвигателя определяется произведением двух результирующих векторов электромагнитных параметров статора и ротора и является функцией четырех переменных; 2) имеется сильное взаимодействие намагничивающих сил статора и ротора, взаимное состояние которых непрерывно меняется при вращении ротора; 3) с целью лучшего использования двигателя в различных режимах его работы возникает задача регулирования магнитного потока двигателя.

Электродвигатели переменного тока совместно с управляемыми преобразователями представляют собой сложные многосвязные нелинейные объекты управления. Полное математическое описание таких объектов оказывается довольно громоздким и неприменимым для инженерных методов синтеза систем управления. Вместе с тем в практике построения систем электроприводов, включая и АСУ ЭП переменного тока, получили распространение простые приемы синтеза систем управления, основанные на принципах подчиненного управления и на использовании унифицированных настроек контуров регулирования, входящих в систему управления. Использование этих приемов позволяет не только просто выполнить синтез систем управления, но и создает обоснованную возможность упрощения математического описания электроприводов переменного тока, в частности возможность пренебрежения взаимосвязью ряда координат и параметров электроприводов.

Основная сложность при создании АСУ ЭП переменного тока заключается в создании независимого управления электромагнитным моментом и потоком двигателя. Если это удастся выполнить, то АСУ ЭП переменного тока с обратными связями по скорости или по положению выполняются точно так же, как и АСУ ЭП постоянного тока, включая и способы управления пусковыми и тормозными режимами.

При синтезе взаимосвязанных систем управления используются два основных приема, обеспечивающих автономность (независимость) контуров регулирования: а) использование различного рода дополнительных компенсационных связей между локальными кон-

турами регулирования; б) разделение локальных контуров регулирования по быстрдействию. Оба этих приема используются при выполнении АСУ ЭП переменного тока, и это дает основание уже на стадии формирования математической модели электропривода делать ряд упрощений.

Принимая во внимание изложенное выше, в качестве методической основы математического описания динамических процессов в электроприводах переменного тока использованы подходы, разработанные в трудах проф. Р. Шенфельда [57, 58]. При использовании этих подходов получаются простые структурные схемы электроприводов переменного тока, по которым просто выполняется структурный и параметрический синтез систем управления. Более детальный параметрический синтез с учетом ряда частных случаев работы электропривода может быть выполнен с помощью специальных методов, использующих ЦВМ. Исследование электроприводов переменного тока в статических режимах обстоятельно выполнено в трудах проф. А. С. Сандлера [39, 40].

3-1. ДВИГАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА КАК ЭЛЕМЕНТЫ АСУ

3-1-1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПРИ УПРАВЛЕНИИ ЧАСТОТОЙ И НАПРЯЖЕНИЕМ СТАТОРА

При исследовании переходных процессов в трехфазных асинхронных электродвигателях целесообразно принять следующие допущения, позволяющие в доступной математической форме выразить соотношения основных параметров и координат электродвигателя: 1) намагничивающие силы обмоток двигателя распределены синусоидально вдоль окружности воздушного зазора; 2) потери в стали статора и ротора отсутствуют; 3) обмотки статора и ротора строго симметричны со сдвигом осей обмоток на 120° ; 4) насыщение магнитной цепи отсутствует.

Уравнения равновесия напряжений для обмоток трех фаз статора имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1a} &= i_{1a}R_1 + \frac{d\psi_{1a}}{dt}; \\ u_{1b} &= i_{1b}R_1 + \frac{d\psi_{1b}}{dt}; \\ u_{1c} &= i_{1c}R_1 + \frac{d\psi_{1c}}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (3-1)$$

соответственно для обмоток трех фаз ротора

$$\left. \begin{aligned} u'_{2a} &= i'_{2a}R'_2 + \frac{d\psi_{2a}}{dt}; \\ u'_{2b} &= i'_{2b}R'_2 + \frac{d\psi_{2b}}{dt}; \\ u'_{2c} &= i'_{2c}R'_2 + \frac{d\psi_{2c}}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (3-2)$$

где $u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}, u'_{2a}, u'_{2b}, u'_{2c}$ — мгновенные значения фазных напряжений статора и ротора; $i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}, i'_{2a}, i'_{2b}, i'_{2c}$ — мгновенные значения фазных токов статора и ротора; $\psi_{1a}, \psi_{1b}, \psi_{1c}, \psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$ — полные потокосцепления фазных обмоток; R_1, R'_2 — активные сопротивления обмоток статора и ротора.*

Асинхронный электродвигатель представляет собой систему магнитно-связанных обмоток, расположенных на статоре и роторе. При вращении ротора взаимное положение обмоток статора и ротора непрерывно изменяется, соответственно изменяется и взаимная индуктивность между ними. С учетом принятых допущений можно считать, что взаимная индуктивность пропорциональна косинусу текущего угла между осями обмоток ротора и статора. Полная система уравнений потокосцеплений в обмотках статора и ротора определяется уравнениями [45]

$$\begin{bmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{1c} \\ \psi_{2a} \\ \psi_{2b} \\ \psi_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 \\ 0 & 0 & L_1 \\ L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos (\theta_2 - 2\pi/3) & L_{12} \cos (\theta_2 - 4\pi/3) \\ L_{12} \cos (\theta_2 - 4\pi/3) & L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos (\theta_2 - 2\pi/3) \\ L_{12} \cos (\theta_2 - 2\pi/3) & L_{12} \cos (\theta_2 - 4\pi/3) & L_{12} \cos \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i'_{2a} \\ i'_{2b} \\ i'_{2c} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

где $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$, $L'_2 = L'_{2\sigma} + L_m$ — полные эквивалентные индуктивности фаз статора и ротора, состоящие из индуктивностей от полей рассеяния ($L_{1\sigma}, L'_{2\sigma}$) и главного потока ($L_m = \frac{3}{2}L_{12}$); L_{12} — максимальная взаимная индуктивность между любой обмоткой статора и любой обмоткой ротора, которая имеет место при совпадении их осей; θ_2 — текущий угол между осями обмоток фаз ротора и статора.

Уравнение (3-3) содержит гармонические коэффициенты, что создает значительные трудности при исследовании переходных процессов. Для того чтобы исключить гармонические коэффициенты, используют преобразования координат. С этой целью реальные переменные статора и ротора заменяются их проекциями на взаимно перпендикулярные оси координат, вращающиеся с произвольной скоростью ω_r . Такое преобразование координат соответствует приведению трехфазного электродвигателя к эквивалентному двухфазному.

* Здесь и в дальнейшем параметры и координаты рассматриваются приведенными к одной из сторон электродвигателя. В соответствии с общепринятым обозначением приведенные параметры и координаты помечаются штрихами.

При математическом описании трехфазных асинхронных электродвигателей удобно оперировать не мгновенными значениями координат, а их результирующими векторами. Если, например, мгновенные значения токов равны i_a, i_b, i_c , то результирующий вектор тока определяется уравнением:

$$\mathbf{i} = \frac{2}{3} (a^0 i_a + a i_b + a^2 i_c) = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c),$$

где $a^0 = e^{j0} = 1$; $a = e^{j2\pi/3}$; $a^2 = e^{j4\pi/3}$.

Аналогично определяются результирующие векторы напряжения

$$\mathbf{u} = \frac{2}{3} (u_a + a u_b + a^2 u_c)$$

и потокосцепления

$$\Psi = \frac{2}{3} (\psi_a + a \psi_b + a^2 \psi_c).$$

Используя выражения результирующих векторов, уравнения (3-1) можно записать в виде одного дифференциального уравнения в векторной форме. Для этого первое уравнение из (3-1) умножается на $\frac{2}{3} a^0$, второе на $\frac{2}{3} a$, третье на $\frac{2}{3} a^2$. Суммируя полученные произведения, получим

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} (u_{1a} + a u_{1b} + a^2 u_{1c}) &= \frac{2}{3} (i_{1a} + a i_{1b} + a^2 i_{1c}) R_1 + \\ &+ \frac{2}{3} \frac{d}{dt} (\psi_{1a} + a \psi_{1b} + a^2 \psi_{1c}) \end{aligned}$$

или в векторной форме

$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{i}_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt}. \quad (3-4)$$

Аналогично векторное уравнение напряжений ротора:

$$\mathbf{u}'_2 = \mathbf{i}'_2 R'_2 + \frac{d\psi'_2}{dt}. \quad (3-5)$$

В уравнениях (3-4) и (3-5) векторы записаны соответственно в системах координат статора и ротора. Для совместного решения уравнений их необходимо привести к одной системе координат.

При исследовании переходных процессов в электродвигателях переменного тока применяют различные ортогональные системы координат, отличающиеся угловой скоростью вращения координатных осей ω_r , например системы, оси которых неподвижны относительно ротора, или неподвижны относительно статора, или вращаются с синхронной скоростью. Подробные преобразования векторных уравнений для различных систем координат даны в работах [45, 53].

Уравнения асинхронного электродвигателя в системе координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_k , имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_k \psi_1; \\ u'_2 &= i'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega) \psi_2, \end{aligned} \right\} \quad (3-6)$$

где ω — угловая скорость вращения ротора; p_n — число пар полюсов.

При исследовании переходных процессов в асинхронном электродвигателе, управляемом частотой и напряжением статора, удобно использовать систему координат, вращающуюся со скоростью ω_k , равной угловой скорости вращения магнитного поля ω'_0 , приведенной к числу пар полюсов, равному единице (приведенной к двухполюсному электродвигателю). Предполагается при этом справедливым равенство

$$\omega'_0 = \omega_1 = 2\pi f_1,$$

где f_1 — частота напряжения статора, Гц; ω_1 — угловая частота напряжения статора, рад/с.

На основании уравнений (3-6) для рассматриваемой координатной системы можно записать

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_1 \psi_1; \\ u'_2 &= i'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + js\omega_1 \psi_2, \end{aligned} \right\} \quad (3-7)$$

где s — скольжение электродвигателя:

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_1 - p_n \omega}{\omega_1}$$

($\omega_0 = \omega'_0/p_n$ — угловая скорость вращения магнитного поля, или синхронная скорость электродвигателя).

Потокосцепления связаны с токами через индуктивности

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= i_1 L_1 + i'_2 L_m; \\ \psi_2 &= i_1 L_m + i'_2 L'_2. \end{aligned} \right\} \quad (3-8)$$

Для определения электромагнитного момента асинхронного электродвигателя используется векторное произведение ψ_1 и i_1 , тогда

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_1 \times i_1), \quad (3-9)$$

или векторное произведение ψ_2 и i'_2 , тогда

$$M = -\frac{3}{2} p_n (\psi_2 \times i'_2). \quad (3-10)$$

Учитывая выражения (3-8), можно записать (3-9) и (3-10) в виде

$$M = \frac{3}{2} p_n (i_1 L_1 + i_1' L_m) \times i_1 = \frac{3}{2} p_n L_m (i_1' \times i_1); \quad (3-11)$$

$$M = -\frac{3}{2} p_n (i_1 L_m + i_1' L_2) \times i_1' = -\frac{3}{2} p_n L_m (i_1 \times i_1'). \quad (3-12)$$

Вторые равенства в уравнениях (3-11), (3-12) справедливы потому, что векторное произведение двух одинаково направленных векторов равно нулю.

Для полного описания переходных процессов в асинхронном электродвигателе к уравнениям напряжений и моментов следует добавить уравнение

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3-13)$$

записанное для скалярных значений моментов M и M_c .

Полученная система уравнений электродвигателя является нелинейной, и решение ее для различных динамических режимов работы электродвигателя может быть выполнено с использованием вычислительных машин. Такие решения приводятся в ряде работ, например в [45]. Вместе с тем при синтезе систем управления асинхронным электродвигателем целесообразно располагать простыми и наглядными динамическими моделями электродвигателя в виде передаточных функций или структурных схем. Такая возможность появляется, если рассматривать переходные процессы в отклонениях относительно начальных координат электродвигателя.

Сравнительно простая структурная схема может быть получена, если пренебречь активным сопротивлением статорной цепи, т. е. положить $R_1 = 0$. Безусловно, что такое пренебрежение накладывает определенные ограничения на использование получаемых моделей. Они вполне применимы для систем с небольшим диапазоном регулирования скорости относительно синхронной скорости, для электродвигателей средней и большой мощности. При широком регулировании скорости, а также для электродвигателей малой мощности необходимы уточнения структурных схем.

Для дальнейших исследований динамических свойств асинхронных электродвигателей целесообразно результирующие векторы представить в виде проекций на комплексной плоскости и записать их через вещественные и мнимые части в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_{1\alpha} + j u_{1\beta}; & u_1' &= u_{1'\alpha} + j u_{1'\beta}; \\ i_1 &= i_{1\alpha} + j i_{1\beta}; & i_1' &= i_{1'\alpha} + j i_{1'\beta}; \\ \psi_1 &= \psi_{1\alpha} + j \psi_{1\beta}; & \psi_2 &= \psi_{2\alpha} + j \psi_{2\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (3-14)$$

Совместив вектор напряжения статора с действительной осью координатной системы, т. е. положив $u_{1\beta} = 0$, на основании (3-7)

получим

$$u_{1\alpha} = \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} - \omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (3-15)$$

$$0 = \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} + \omega_1 \psi_{1\alpha}; \quad (3-16)$$

$$u'_{2\alpha} = i'_{2\alpha} R'_2 + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} - s\omega_1 \psi_{2\beta}; \quad (3-17)$$

$$u'_{2\beta} = i'_{2\beta} R'_2 + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} + s\omega_1 \psi_{2\alpha}. \quad (3-18)$$

Выразив также электромагнитный момент по уравнению (3-9) через составляющие векторов тока и потокосцепления

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}) \times (i_{1\alpha} + ji_{1\beta})$$

и применив правило векторного произведения векторов, получим абсолютное значение момента:

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \psi_{1\beta} i_{1\alpha}), \quad (3-19a)$$

где

$$\psi_{1\alpha} = i_{1\alpha} L_1 + i'_{2\alpha} L_m; \quad \psi_{1\beta} = i_{1\beta} L_1 + i'_{2\beta} L_m.$$

Воспользовавшись выражением (3-10), можно аналогично получить

$$M = -\frac{3}{2} p_n (\psi_{2\alpha} i'_{2\beta} - \psi_{2\beta} i'_{2\alpha}), \quad (3-19b)$$

где

$$\psi_{2\alpha} = i_{1\alpha} L_m + i'_{2\alpha} L'_2; \quad \psi_{2\beta} = i_{1\beta} L_m + i'_{2\beta} L'_2.$$

Составляющие тока ротора могут быть выражены через составляющие потокосцепления в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} i'_{2\alpha} &= \frac{1}{L'_2} (\psi_{2\alpha} - k_1 \psi_{1\alpha}); \\ i'_{2\beta} &= \frac{1}{L'_2} (\psi_{2\beta} - k_1 \psi_{1\beta}), \end{aligned} \right\} \quad (3-20)$$

где k_1 — коэффициент электромагнитной связи статора;

$$k_1 = L_m/L_1; \quad (3-21a)$$

$$L'_2 = L'_2 - L_m^2/L_1 \approx L_{1\sigma} + L'_{2\sigma}. \quad (3-21b)$$

С учетом (3-8) и (3-21a) можно выражения моментов записать в форме, удобной для вывода передаточных функций двигателя:

$$M = -\frac{3}{2} p_n k_1 \psi_1 \times i'_2$$

или

$$M = -\frac{3}{2} p_n k_1 (\psi_{1\alpha} i'_{2\beta} - \psi_{1\beta} i'_{2\alpha}). \quad (3-22)$$

В случае одновременного изменения частоты и напряжения статора, при котором потокосцепление статора остается постоянным, из уравнений (3-15) и (3-16) можно получить

$$\frac{u_{1\alpha}}{\omega_1} = -\Psi_{1\beta} = \text{const}; \quad \Psi_{1\alpha} = 0. \quad (3-23)$$

Для двигателя с короткозамкнутым ротором в уравнениях (3-17), (3-18) $u'_{2\alpha} = u'_{2\beta} = 0$. Выразив из уравнений (3-20) $\psi_{2\alpha}$ и $\psi_{2\beta}$ и подставив их в уравнения (3-17), (3-18), получим

$$0 = i'_{2\alpha} R'_2 + L'_2 \frac{di'_{2\alpha}}{dt} - s\omega_1 L'_2 i'_{2\beta} - k_1 s\omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (3-24)$$

$$0 = i'_{2\beta} R'_2 + L'_2 \frac{di'_{2\beta}}{dt} + s\omega_1 L'_2 i'_{2\alpha}; \quad (3-25)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n k_1 \psi_{1\beta} i'_{2\alpha}. \quad (3-26)$$

Рассматривая переменные величины в приращениях относительно начальных значений $i'_{2\alpha} = I'_{2\alpha} + \Delta i'_{2\alpha}$, $i'_{2\beta} = I'_{2\beta} + \Delta i'_{2\beta}$, $\omega_1 = \Omega_1 + \Delta\omega_1$, $\omega = \Omega + \Delta\omega$, $s = S + \Delta s$, $M = M_{\text{нач}} + \Delta M$, получим из (3-23)–(3-26) уравнения для статического режима, связывающие начальные значения координат,

$$\frac{U_{1\alpha}}{\Omega_1} = -\Psi_{1\beta} = \text{const}; \quad (3-27)$$

$$0 = I'_{2\alpha} R'_2 - S\Omega_1 L'_2 I'_{2\beta} - k_1 S\Omega_1 \Psi_{1\beta}; \quad (3-28)$$

$$0 = I'_{2\beta} R'_2 + S\Omega_1 L'_2 I'_{2\alpha}; \quad (3-29)$$

$$M_{\text{нач}} = \frac{3}{2} p_n k_1 \Psi_{1\beta} I'_{2\alpha}, \quad (3-30)$$

и уравнения для динамического режима, связывающие приращения координат:

$$\Delta i'_{2\alpha} (T_{\text{эл}} p + 1) = \frac{S}{S_{\text{кр}}} \Delta i'_{2\beta} + \left(\frac{I'_{2\beta}}{S_{\text{кр}}} + \frac{k_1 \Psi_{1\beta} \Omega_1}{R'_2} \right) \Delta s; \quad (3-31)$$

$$\Delta i'_{2\beta} (T_{\text{эл}} p + 1) = -\frac{S}{S_{\text{кр}}} \Delta i'_{2\alpha} - \frac{I'_{2\alpha}}{S_{\text{кр}}} \Delta s; \quad (3-32)$$

$$\Delta M = \frac{3}{2} p_n k_1 \Psi_{1\beta} \Delta i'_{2\alpha}, \quad (3-33)$$

где $T_{\text{эл}} = L'_2/R'_2$ — электромагнитная постоянная времени электродвигателя; $S_{\text{кр}} = \frac{R'_2}{L'_2 \Omega_1}$ — критическое скольжение.

На основании уравнений (3-27)–(3-33) можно записать передаточную функцию

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{\frac{3}{2} p_n k_1 \frac{U_{1\alpha}}{\Omega_1 R'_2} (T_{\text{эл}} p + 1) - M_{\text{нач}} \frac{S}{S_{\text{кр}}} (T_{\text{эл}} p + 2)}{(T_{\text{эл}} p + 1)^2 + \left(\frac{S}{S_{\text{кр}}} \right)^2}. \quad (3-34)$$

Выражение $\frac{3}{2} p_n k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2}{\Omega_1 R_1^2}$ в первом слагаемом числителя (3-34) представляет собой значение фиктивного пускового момента $M_{п.ф.}$, определяемое в результате линеаризации рабочей части механической характеристики двигателя для принятых значений напряжения статора $U_{1\alpha}$ и угловой частоты напряжения статора Ω_1 :

$$M_{п.ф.} = M_{кр} \frac{2S}{S_{кр}} \Big|_{s=1} = \frac{2M_{кр}}{S_{кр}} = \frac{3}{2} p_n k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2}{\Omega_1 R_1^2}, \quad (3-35)$$

где $M_{кр} = \frac{3}{4} p_n k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2 S_{кр}}{\Omega_1 R_1^2}$ — критический момент двигателя.

Момент $M_{пач}$ во втором слагаемом числителя (3-34) можно записать с учетом принятых допущений в виде

$$M_{пач} = \frac{2M_{кр}}{S/S_{кр} + S_{кр}/S}. \quad (3-36)$$

С учетом (3-35) и (3-36) выражение (3-34) примет следующий вид:

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{п.ф.} \left[(T_{вэл} p + 1) - \frac{(S/S_{кр})^2}{1 + (S/S_{кр})^2} (T_{вэл} p + 2) \right]}{(T_{вэл} p + 1)^2 + (S/S_{кр})^2}. \quad (3-37)$$

Для рабочей части механической характеристики двигателя можно принять

$$(S/S_{кр})^2 \ll 1,$$

и тогда передаточную функцию (3-37) можно записать в упрощенном виде

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{п.ф.}}{T_{вэл} p + 1}. \quad (3-38)$$

Представив зависимость скольжения электродвигателя от угловой частоты напряжения статора в приращениях и выполнив линеаризацию при условии, что в рабочей области $s \ll 1$, получим

$$\Delta s = \frac{\Delta \omega_1 - p_n \Delta \omega}{\Omega_1}. \quad (3-39)$$

Уравнение равновесия моментов (3-13) может быть записано в приращениях в виде

$$\Delta M - \Delta M_c = J p \Delta \omega. \quad (3-40)$$

На основании полученных выражений может быть составлена структурная схема асинхронного двигателя при управлении угловой частотой напряжения статора и при условии постоянства потокосцепления статора. Однако это удобнее сделать, если представить координаты двигателя в о. е., приняв за базовые значения координат их значения в номинальном режиме: $M_{п.ф.н.}$, $\Omega_{1н.}$, $U_{1\alpha н.}$, $\Omega_{сн.} = \Omega_{1н.}/p_n$, где $\Omega_{сн.}$ — синхронная угловая скорость двигателя. Тогда $(\Delta \omega/\Omega_{сн.}) = \Delta \bar{\omega}$, $(\Delta \omega_1/\Omega_{1н.}) = \Delta \bar{\omega}_1$, $(\Delta M/M_{п.ф.н.}) = \Delta \bar{M}$,

$(\Delta M_c/M_{п.ф.н}) = \Delta \bar{M}_c$, $(\Delta u_{1\alpha}/U_{1\alpha н}) = \Delta \bar{u}_{1\alpha}$. Передаточная функция (3-37) с учетом (3-39) запишется так:

$$\frac{\Delta \bar{M}(\rho)}{\Delta \bar{\omega}_1(\rho) - \Delta \bar{\omega}(\rho)} = \left(\frac{\gamma}{\nu}\right)^2 \frac{(T_{эл}\rho + 1) - \frac{(S/S_{кр})^2}{1 + (S/S_{кр})^2} (T_{эл}\rho + 2)}{(T_{эл}\rho + 1)^2 + (S/S_{кр})^2}, \quad (3-41)$$

где $\gamma = U_{1\alpha}/U_{1\alpha н}$ — относительное напряжение статора; $\nu = \Omega_1/\Omega_{1н}$ — относительная частота напряжения статора.

Или в упрощенном виде:

$$\frac{\Delta \bar{M}(\rho)}{\Delta \bar{\omega}_1(\rho) - \Delta \bar{\omega}(\rho)} = \left(\frac{\gamma}{\nu}\right)^2 \frac{1}{T_{эл}\rho + 1}. \quad (3-42)$$

Соответственно на основании уравнения (3-40) имеем

$$\frac{\Delta \bar{\omega}(\rho)}{\Delta \bar{M}(\rho) - \Delta \bar{M}_c(\rho)} = \frac{1}{T_{м}\rho}, \quad (3-43)$$

где $T_{м} = J\Omega_{0н}/M_{п.ф.н}$ — механическая постоянная времени двигателя.

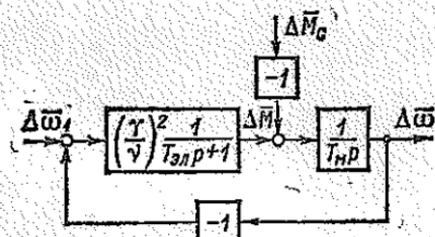


Рис. 3-1

Упрощенная структурная схема асинхронного двигателя при управлении угловой частотой напряжения статора, построенная на основании выражений (3-42), (3-43), показана на рис. 3-1.

Используя изложенный выше подход к выводу передаточных функций двигателя, можно получить передаточную функцию, связывающую изменение электромагнитного момента двигателя ΔM при изменении напряжения статора $\Delta u_{1\alpha}$ и неизменной частоте напряжения статора ($\omega_1 = \text{const}$). Этот случай соответствует изменяющемуся потокосцеплению статора. В о. е. получим

$$\frac{\Delta \bar{M}(\rho)}{\Delta \bar{u}_{1\alpha}(\rho)} = \frac{\gamma}{\nu^2} \frac{S_2(T_{эл}\rho + 2) + \nu \left(\frac{1}{\Omega_1}\right)^2 \rho^2}{(T_{эл}\rho + 1) \left[\left(\frac{1}{\Omega_1}\right)^2 \rho^2 + 1 \right]}, \quad (3-44)$$

где S_2 — абсолютное скольжение электродвигателя в рабочей точке, равное отношению угловой частоты ЭДС ротора Ω_2 (приведенной к двухполюсному электродвигателю) к номинальному значению угловой частоты напряжения статора $\Omega_{1н}$:

$$S_2 = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_{0н}} = \frac{\Omega_1 - p_n \Omega}{\Omega_{1н}} = \frac{\Omega_2}{\Omega_{1н}} = \nu S.$$

Подробный вывод передаточной функции (3-44) изложен в работе [57].

Структурная схема асинхронного электродвигателя при управлении напряжением статора показана на рис. 3-2. При построении систем управления асинхронным электродвигателем часто оказывается целесообразным использовать информацию о токе статора или ротора. В связи с этим полную структурную схему асинхронного электродвигателя, объединяющую частные случаи управления, рассмотренные выше, целесообразно представить с выделенными

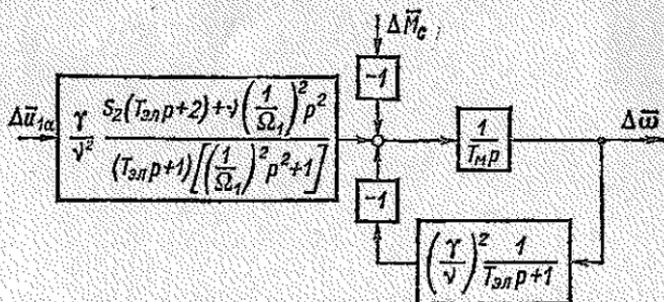


Рис. 3-2

приращениями токов $\Delta i_{1\alpha}$ и $\Delta i'_{2\alpha}$ относительно начальных значений $I_{1\alpha}$ и $I'_{2\alpha}$. Такая структурная схема показана на рис. 3-3 [58]. Дополнительно к ранее принятым обозначениям на рис. 3-3 обозначено через $\Delta I_{1\alpha} = \Delta i_{1\alpha} / I_{1\alpha н.р}$ относительное приращение активного тока в обмотке статора, где $I_{1\alpha н.р}$ — активный ток в обмотке статора

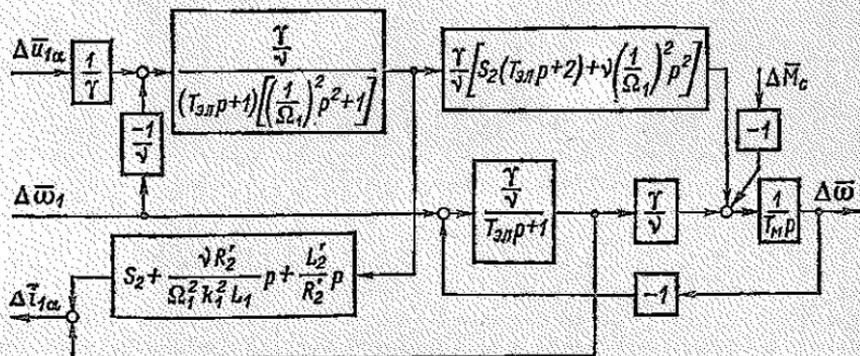


Рис. 3-3

при номинальном напряжении, номинальной частоте и неподвижном роторе. С учетом принятых допущений справедливо приближенное равенство

$$\Delta I_{1\alpha} \approx \Delta i'_{2\alpha}, \quad (3-45)$$

где $\Delta i'_{2\alpha} = \Delta i'_{2\alpha} / I'_{2\alpha н.р}$ — относительное приращение активного тока ротора; $I'_{2\alpha н.р}$ — активный ток в обмотке неподвижного ротора при номинальном напряжении и номинальной частоте напряжения статора.

В передаточных функциях двигателя присутствует колебательное звено $1/\left[\left(\frac{1}{\Omega_1}\right)^2 p^2 + 1\right]$. Частота колебаний согласуется с угловой частотой напряжения статора Ω_1 и, следовательно, зависит от выбора рабочей точки. Если учесть сопротивление обмотки статора R_1 (которое при исследовании динамики двигателя принято равным нулю), то вместо чисто колебательного звена будет демпфированное колебательное звено. Это обстоятельство подтверждается и экспериментальными исследованиями динамических характеристик частотно-регулируемых электроприводов.

3-1-2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПРИ УПРАВЛЕНИИ СО СТОРОНЫ РОТОРА

Введение в каждую из фаз ротора добавочной ЭДС, согласованной по частоте, амплитуде и фазе с ЭДС ротора, может обеспечить экономичное регулирование скорости двигателя выше и ниже синхронной скорости. Принцип управления может быть упрощенно пояснен, если рассматривать только роторную цепь асинхронного двигателя.

Предполагая, что в режиме холостого хода в каждую фазу ротора введена добавочная ЭДС $e_{доб}$, находящаяся в противофазе с основной ЭДС e_2 ($e_2 = E_{2н}s$) и равная ей по значению, а также принимая во внимание, что $s = 1 - \omega/\omega_{0н}$, можно записать

$$E_{2н} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{0н}}\right) = e_{доб}$$

или

$$\omega = \omega_{0н} \left(1 - \frac{e_{доб}}{E_{2н}}\right),$$

где $E_{2н}$ — номинальное значение ЭДС на кольцах неподвижного ротора.

Изменяя $e_{доб}$ от значения, равного $E_{2н}$, до нуля, можно изменить угловую скорость холостого хода двигателя от нуля до $\omega_{0н}$. Если добавочная ЭДС включена в фазе с основной ЭДС ротора, то двигатель будет вращаться с угловой скоростью, большей синхронной скорости $\omega_{0н}$. Регулирование скорости от значений, меньших $\omega_{0н}$, до значений, больших $\omega_{0н}$, носит название *двухзонного регулирования скорости*. При увеличении нагрузки на валу двигателя скорость его снижается, скольжение возрастает и ЭДС ротора превосходит добавочную ЭДС. В роторной цепи появляется ток i_2 , определяемый результирующей ЭДС $e_{2\Sigma} = e_2 + e_{доб}$ и полным сопротивлением цепи.

С помощью добавочной ЭДС можно регулировать не только угловую скорость двигателя, но и реактивную мощность роторной цепи, а следовательно, и всего двигателя. С этой целью добавочную ЭДС вводят с некоторым фазовым углом к ЭДС ротора, так

чтобы была реактивная составляющая добавочной ЭДС. Активная составляющая добавочной ЭДС будет в этом случае оказывать влияние только на скорость двигателя.

Техническая сложность введения добавочной ЭДС в цепь ротора двигателя заключается в том, что ЭДС ротора имеет переменную частоту, зависящую от скольжения двигателя. Поэтому и добавочная ЭДС должна иметь переменную частоту, синхронизированную с частотой ротора. С этой целью в роторную цепь двигателя включают преобразователи частоты.

Для асинхронных электроприводов малой мощности применяют способ управления частотой вращения двигателя плавным регулированием добавочных сопротивлений в роторной цепи. В этом случае энергия скольжения расходуется на добавочном сопротивлении и, следовательно, возникают дополнительные потери в приводе. Однако такой способ управления благодаря своей простоте получает распространение в практике электропривода.

Рассматривая динамику асинхронного электродвигателя с фазным ротором при регулировании добавочной ЭДС и добавочного сопротивления в цепи ротора, можно считать постоянным потоко-сцепление статора и пренебречь активным сопротивлением обмотки статора. Принимая во внимание также, что $\omega_1 = \omega_{1н}$, на основании (3-7) и (3-8) имеем

$$u_1 = j\omega_{1н}\psi_1;$$

$$u'_2 = i'_2 R'_2 + L'_2 \frac{di'_2}{dt} + js\omega_{1н} L'_2 i'_2 + jk_1 s \omega_{1н} \psi_1.$$

Выражение $jk_1 s \omega_{1н} \psi_1$ учитывает ЭДС e'_2 , индуцируемую в роторной цепи со стороны статора. В первом приближении можно пренебречь падением напряжения на индуктивном сопротивлении $js\omega_{1н} L'_2 i'_2$ по сравнению с падением напряжения на активном сопротивлении роторной цепи. Кроме того, представляя результирующие векторы u_1 , u'_2 , i'_2 и ψ_1 в виде проекций на комплексной плоскости и рассматривая только вещественную часть комплексной величины i'_2 , можно аналогично (3-15)—(3-17) записать

$$\Psi_{1\beta} = -(U_{1\alpha}/\omega_{1н}) = \text{const}; \quad (3-46)$$

$$\Psi_{1\alpha} = 0; \quad (3-47)$$

$$u'_{2\alpha} = R'_2 i'_{2\alpha} + L'_2 \frac{di'_{2\alpha}}{dt} - k_1 s \omega_{1н} \Psi_{1\beta}, \quad (3-48)$$

где $U_{1\alpha}$ — стационарное значение напряжения $u_{1\alpha}$; $k_1 s \omega_{1н} \Psi_{1\beta} = e'_{2\beta}$ — составляющая ЭДС роторной цепи, приведенная к цепи статора.

При регулировании добавочной ЭДС необходимо обеспечить равенство $u'_{2\alpha} = -e'_{2\alpha}$. Учитывая это, а также дополнительные параметры преобразователя частоты, с помощью которого регулируется $e'_{2\alpha}$, получим на основании (3-48) уравнение в приращениях отно-

сительно начальных значений координат:

$$-\Delta e'_{доб} = R'_{2\Sigma} \Delta i'_{2\alpha} + L'_{2\Sigma} p \Delta i'_{2\alpha} + k_1 U_{1\alpha} \Delta s, \quad (3-49)$$

где $\Delta e'_{доб}$ — приращение добавочной ЭДС относительно начального значения $E'_{доб.нач}$ ($e'_{доб} = E'_{доб.нач} + \Delta e'_{доб}$); $R'_{2\Sigma}$, $L'_{2\Sigma}$ — активное сопротивление и индуктивность роторной цепи, содержащие активное сопротивление и индуктивность ротора (R'_2 , L'_2) и приведенные активное сопротивление и индуктивность преобразователя в цепи ротора ($R'_{пр}$, $L'_{пр}$), т. е. $R'_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{пр}$, $L'_{2\Sigma} = L'_2 + L'_{пр}$.

Принимая во внимание (3-46), (3-47), можно на основании уравнения (3-22) записать уравнение электромагнитного момента в приращениях координат в следующем виде:

$$\Delta M = -\frac{3}{2} \frac{p_n k_1 U_{1\alpha}}{\omega_{1н}} i'_{2\alpha}. \quad (3-50)$$

Приращение скольжения Δs связано с приращением скорости $\Delta \omega$ уравнением

$$\Delta s = -\frac{\Delta \omega}{\omega_{0н}} = -\frac{p_n \Delta \omega}{\omega_{1н}}. \quad (3-51)$$

Из уравнений (3-40), (3-49), (3-50) и (3-51) могут быть выведены основные передаточные функции, характеризующие динамические процессы в асинхронном электродвигателе при регулировании добавочной ЭДС в цепи ротора

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta i'_{2\alpha}(p)}{-\Delta e'_{доб}(p) - \Delta e'_{2\beta}(p)} &= \frac{1}{R'_{2\Sigma}} \frac{1}{T_{эл\Sigma} p + 1}; \\ \frac{\Delta e'_{2\beta}(p)}{\Delta \omega(p)} &= -\frac{p_n k_1 U_{1\alpha}}{\omega_{1н}}; \\ \frac{\Delta M(p)}{\Delta i'_{2\alpha}(p)} &= -\frac{3}{2} \frac{p_n k_1 U_{1\alpha}}{\omega_{1н}}; \\ \frac{\Delta \omega(p)}{\Delta M(p) - \Delta M_c(p)} &= \frac{1}{Jp}, \end{aligned} \right\} \quad (3-52)$$

где $T_{эл\Sigma}$ — электромагнитная постоянная времени двигателя с учетом добавочных параметров роторной цепи ($T_{эл\Sigma} = L'_{2\Sigma}/R'_{2\Sigma}$).

При регулировании добавочного сопротивления в цепи ротора имеем добавочное напряжение в роторе, находящееся в фазе с током ротора, и можно записать

$$u'_{2z} = -R'_{доб} i'_{2\alpha}, \quad (3-53)$$

где $R'_{доб} = R'_{доб.нач} + \Delta R'_{доб}$ — приведенное добавочное сопротивление, представленное в виде некоторого начального сопротивления $R'_{доб.нач}$ и приращения $\Delta R'_{доб}$.

Уравнение (3-48) для рассматриваемого случая записывается в следующем виде:

$$-R'_{доб} i'_{2z} = R'_2 i'_{2z} + L'_2 \frac{di'_{2z}}{dt} + k_1 U_{1\alpha} s. \quad (3-54)$$

Рассматривая переходные процессы в отклонениях координат относительно начальных значений, имеем

$$-I'_{2\alpha} \Delta R'_{доб} = R'_{2\Sigma} \Delta i'_{2\alpha} + L'_2 p \Delta i'_{2\alpha} + k_1 U_{1\alpha} \Delta s, \quad (3-55)$$

где $R'_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{доб.нач}$.

Передаточные функции, характеризующие динамические процессы в асинхронном электродвигателе при регулировании добавочного сопротивления в цепи ротора, аналогичны передаточным функциям (3-52) с той лишь разницей, что передаточная функция, характеризующая электромагнитные процессы в цепи ротора, имеет вид

$$\frac{\Delta i'_{2\alpha}(p)}{-I'_{2\alpha} \Delta R'_{доб}(p) - \Delta e'_{2\beta}(p)} = \frac{1}{R'_{2\Sigma}} \frac{1}{T'_{эл\Sigma} p + 1}.$$

Электромагнитная постоянная времени двигателя с учетом добавочных параметров роторной цепи $T'_{эл\Sigma} = L'_2/R'_{2\Sigma}$ является переменной величиной, так как изменяется составляющая $R'_{доб.нач}$ суммарного сопротивления $R'_{2\Sigma}$. Изменяется, но в значительно меньшей мере, и постоянная времени $T'_{эл\Sigma}$ при управлении с помощью добавочной ЭДС. Эти изменения связаны со свойствами *ТП*, включаемых в цепь ротора.

3-2. ТИРИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, РАБОТАЮЩИЕ НА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА, КАК ЭЛЕМЕНТЫ АСУ

Для управления электродвигателями переменного тока используются различные *ТП*: выпрямители и зависимые инверторы, автономные инверторы, преобразователи частоты, импульсные преобразователи, преобразователи напряжения. Схемы *ТП* весьма разнообразны и определяются конкретными требованиями к электроприводу переменного тока по таким показателям, как мощность, диапазон регулирования скорости, потери электроэнергии, простота реализации, форма выходного напряжения или тока и др.

Тиристорные преобразователи частоты, получившие наибольшее распространение в технике электропривода, разделяются на две большие группы: *ТП* частоты со звеном постоянного тока и *ТП* частоты с непосредственной связью. В свою очередь *ТП* частоты со звеном постоянного тока разделяются на *ТП* частоты с управляемым или неуправляемым выпрямителем, с автономными инверторами тока или напряжения.

Рассмотрим основные схемы *ТП*, используемых для управления электродвигателями переменного тока в соответствии со способами, изложенными в § 3-1.

3-2-1. ТП ЧАСТОТЫ СО ЗВЕНОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В *ТП* частоты со звеном постоянного тока напряжение сети переменного тока вначале выпрямляется, затем сглаживается и с помощью автономного инвертора напряжения преобразуется в напряжение переменного тока регулируемой частоты и амплитуды. Возможно выполнение *ТП* частоты с управляемым или неуправляемым выпрямителем. В первом случае раздельное управление напряжением и частотой преобразователя сводится к воздействию на управляемый выпрямитель (*УВ*) для регулирования напряжения *ТП* и к воздействию на автономный инвертор (*АИ*) для регулирования частоты. При использовании неуправляемого выпрямителя (*НВ*) применяются автономные инверторы с широтно-

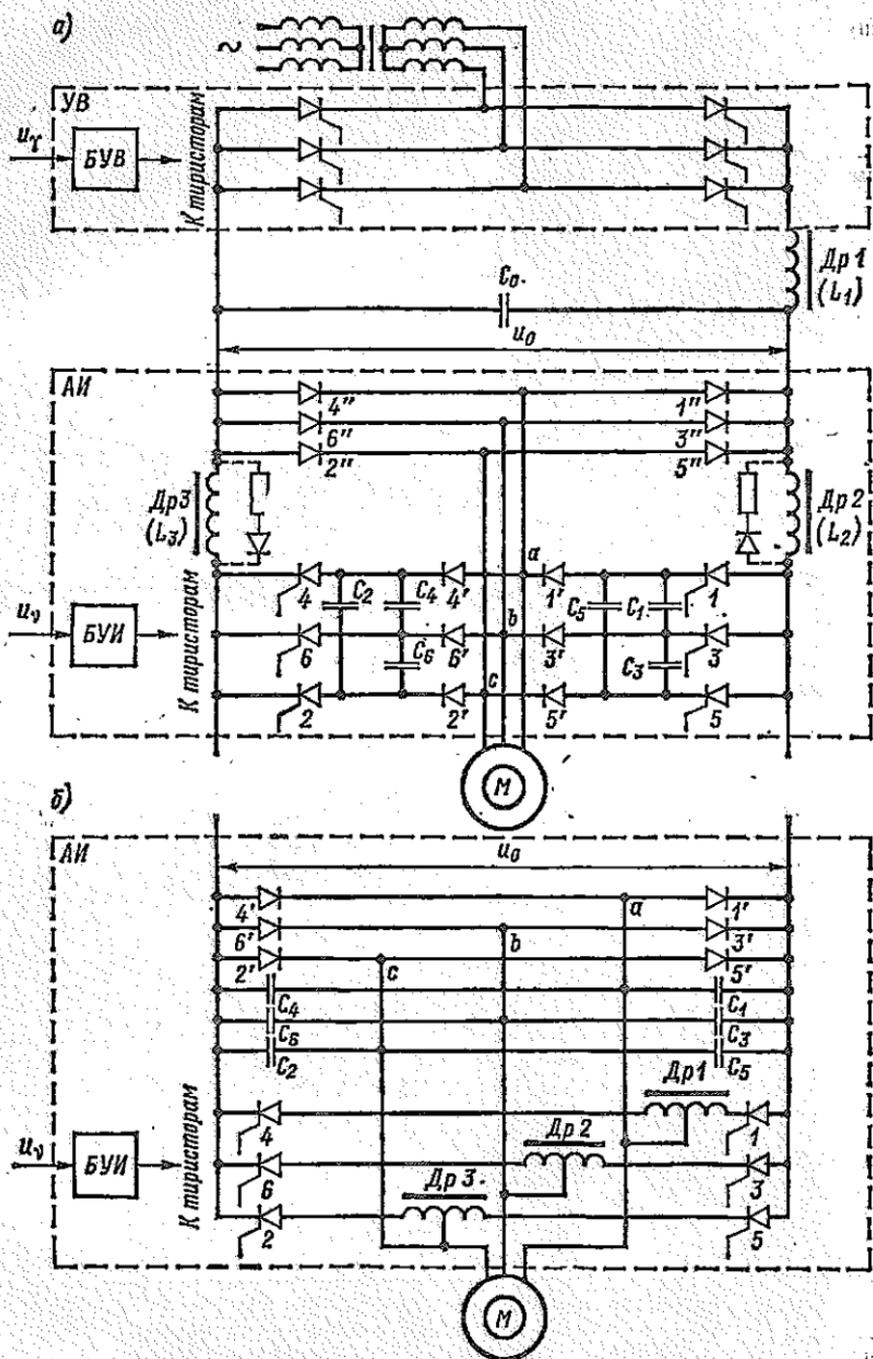


Рис. 3-4

импульсной модуляцией. Управление напряжением и частотой сводится к воздействию по раздельным каналам на АИ.

Упрощенная схема трехфазного ТП частоты с УВ показана на рис. 3-4, а. Управляемый выпрямитель выполнен по мостовой схеме. Для сглаживания пульсаций напряжения на выходе выпрямителя включен фильтр $L_1 C_0$. Автономный инвертор напряжения выполнен по схеме с фазовой коммутацией, отсекающими диодами и возвратным диодным мостом. Блоки управления выпрямителем и инвертором (БУВ и БУИ) формируют управляющие импульсы для тиристорной частоты. Коммутирующие конденсаторы $C_1 - C_6$ служат для записывания тиристоры 1-6. Индуктивные токи нагрузки циркулируют в схеме инвертора через возвратный диодный мост, состоящий из диодов $1''-6''$, и конденсатор C_0 . Наличие в схеме отсекающих диодов $1'-6'$, отделяющих коммутирующие конденсаторы от статорных обмоток двигателя, снижает возможность возникновения колебаний в цепи инвертор-двигатель из-за наличия RLC-цепей и позволяет уменьшить емкость коммутирующих конденсаторов. При высоких частотах напряжения инвертора эффективность работы отсекающих диодов снижается, поскольку коммутирующие конденсаторы на время перезаряда оказываются подключенными параллельно обмоткам двигателя, и это время становится сравнимым с периодом выходной частоты инвертора.

Характерная особенность схемы АИ, показанного на рис. 3-4, а, в том, что каждый из силовых тиристоры 1-6 открыт в течение $1/3$ периода выходной частоты, т. е. угол коммутации тиристора θ_{KM} равен $2\pi/3$. При этом форма выходного напряжения АИ зависит от коэффициента мощности нагрузки, что является недостатком такого АИ. Инвертор, выполненный по схеме рис. 3-4, б, позволяет получить выходное напряжение, форма которого не зависит от характера нагрузки. Без учета угла запаса угол коммутации тиристоры в этой схеме $\theta_{KM} = \pi$.

О форме напряжений, формируемых на выходе АИ при углах коммутации θ_{KM} , равных $2\pi/3$ и π , можно судить по диаграммам, приведенным на рис. 3-5 для активной трехфазной нагрузки, соединенной в звезду. На рис. 3-5, а показаны диаграммы последовательности коммутации тиристоры 1-6 (непрерывной линией для $\theta_{KM} = 2\pi/3$, штриховой — для $\theta_{KM} = \pi$).

Достоинство схем ТП частоты с УВ заключается в относительной простоте их реализации. Недостатки схем: изменение напряжения питания инвертора u_0 и необходимость соответствующих запасов по емкости коммутирующих конденсаторов либо необходимость применения отдельных источников подзаряда конденсаторов; низкий коэффициент мощности, зависящий от угла регулирования тиристоры УВ; существенный удельный вес высших гармоник в кривой выходного напряжения, что приводит к созданию дополнительных возмущений на систему электропривода при формировании электромагнитных моментов (особенно на низких скоростях электродвигателя) и повышению потерь в двигателе.

Существенным преимуществом обладают схемы ТП частоты с НВ и АИ с широтно-импульсной модуляцией. Схема одного из вариантов такого преобразователя частоты показана на рис. 3-6. Автономный инвертор напряжения выполнен с индивидуальной коммутацией тиристоры. Схема АИ содержит: силовые тиристоры 1-6, отсекающие диоды $1'-6'$ и диоды возвратного моста $1''-6''$.

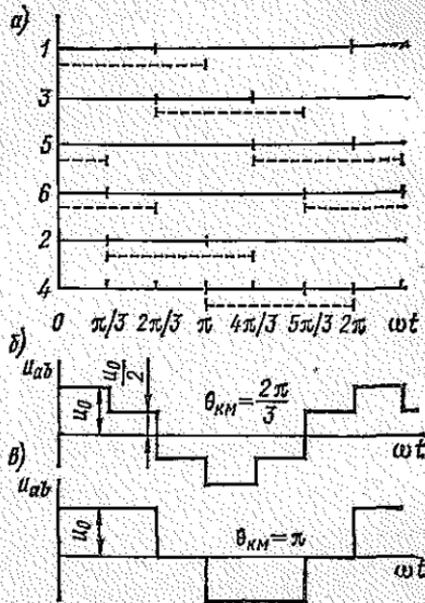


Рис. 3-5

Каждый из силовых тиристоров снабжается индивидуальным блоком коммутации (БК). Блок коммутации тиристора 1 — БК1 содержит, например, коммутирующий конденсатор C_1 , вспомогательный тиристор 7, дроссель Др2 и диод 8. На рис. 3-6 раскрыты только два блока коммутации: БК1 — для тиристора 1 анодной группы и БК4 — для тиристора 4 катодной группы. Остальные блоки коммутации показаны условно.

161.

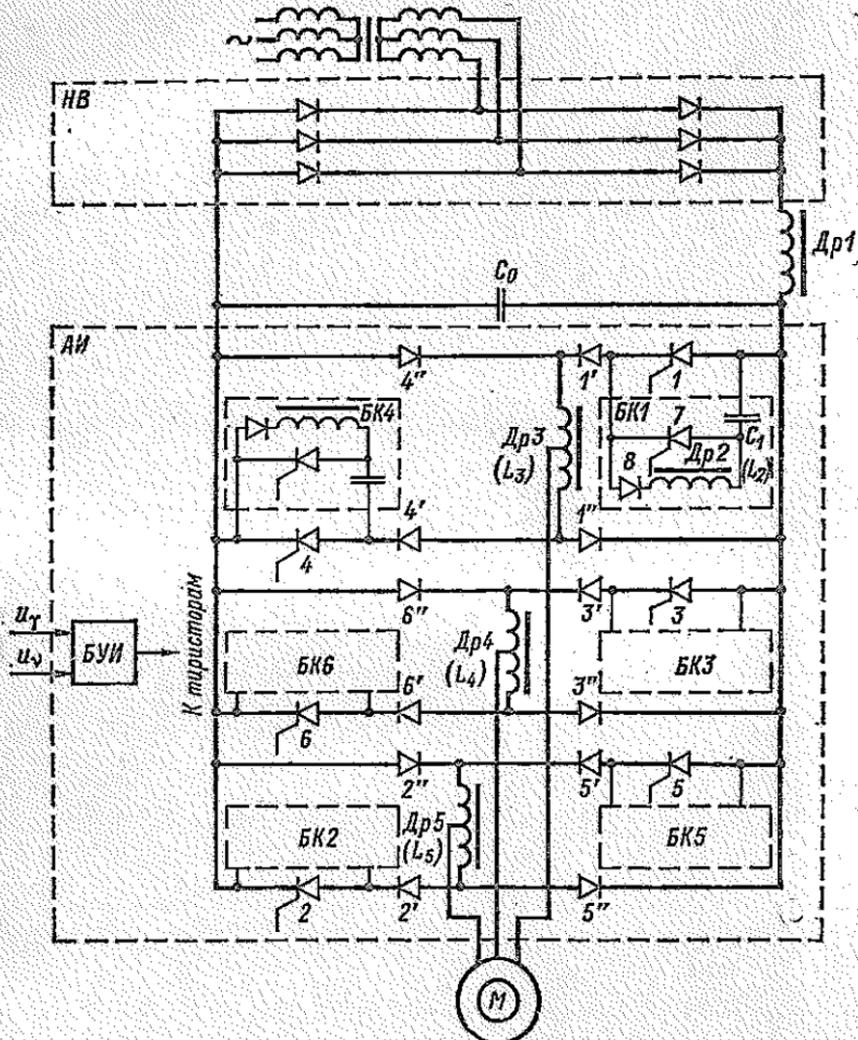


Рис. 3-6

Работа БК1 сводится к следующему. В исходном состоянии при открытом тиристоре 1 конденсатор C_1 имеет положительный потенциал на нижней пластине. При отпирании вспомогательного тиристора 7 тиристор 1 запирается. Перезаряд конденсатора C_1 происходит по контуру $C_1-7-1'-L_2-1''-C_1$. Процесс перезаряда носит колебательный характер и заканчивается при спадании тока до нуля, так как закрывается тиристор 7. При очередном отпирании тиристора 1 создается контур $C_1-1-8-L_2-C_1$. Вследствие относительно малых потерь в контуре процесс носит колебательный характер и заканчивается в конце первого

полупериода, когда напряжение на конденсаторе C_1 достигает максимума. Дальнейший процесс перезаряда конденсатора невозможен из-за наличия диода 8.

При использовании АИ с широтно-импульсной модуляцией можно существенно спланировать спектральный состав высших гармонических за счет изменения связности модуляции в процессе формирования полупериода выходного напряжения ТП частоты и тем самым приблизиться к синусоидальной форме этого напряжения.

Недостатком рассмотренного ТП частоты является относительная сложность и большое число элементов из-за наличия блоков коммутации.

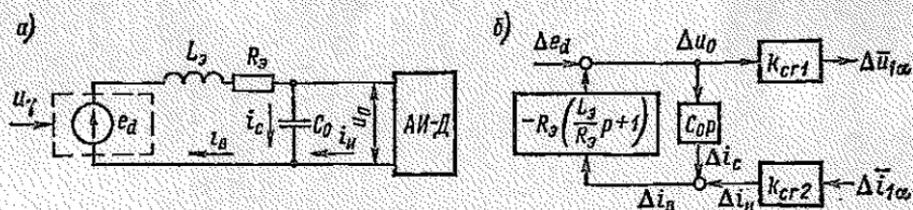


Рис. 3-7

Рассматривая динамику двигателя переменного тока, работающего от преобразователя частоты, следует рассматривать электромагнитные процессы в двигателе с учетом электромагнитных процессов в инверторе. Наличие большого числа различных цепей в инверторе, переключающихся одновременно с переключением тиристоров, оказывает определенное влияние на формирование электромагнитного момента двигателя. Однако учет динамических процессов в периодически переключающихся электромагнитных цепях совместно с динамическими процессами в двигателе является сложным, и часто в этом не возникает необходимости в связи с ограниченным спектром формирования управляющих воздействий на преобразователь частоты в замкнутых системах управления.

При исследовании динамики могут быть учтены в параметрах статорной цепи асинхронных электродвигателей приведенные параметры АИ напряжения точно так же, как это делается в электроприводах постоянного тока, когда параметры выпрямителя приводятся к параметрам якорной цепи электродвигателя. Наряду с этим в структуре ТП частоты имеется сглаживающий фильтр, существенно влияющий на динамику системы. В соответствии с эквивалентной схемой цепи выпрямитель—фильтр (рис. 3-7, а) можно записать основные уравнения динамики такой цепи в приращениях координат относительно начальных значений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_d &= R_3 \Delta i_a + L_3 \frac{d \Delta i_a}{dt} + \Delta u_0; \\ \Delta i_a &= \Delta i_c + \Delta i_u; \\ \Delta i_c &= C_0 \frac{d \Delta u_0}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (3-56)$$

где Δe_d — приращение ЭДС выпрямителя; Δi_a , Δi_c , Δi_u — приращение токов в цепях выпрямителя, конденсатора C_0 и инвертора; L_3 , R_3 — эквивалентные индуктивность и сопротивление выпрямителя совместно с дросселем DpI ; Δu_0 — приращение напряжения питания АИ.

Переходя к операторной форме записи уравнений (3-56) и выполнив через коэффициенты k_{cr1} и k_{cr2} согласование переменных Δu_0 и Δi_u с переменными $\Delta \bar{u}_{1\alpha}$ и $\Delta \bar{i}_{1\alpha}$, которые ранее рассматривались при исследовании динамики в асинхронном электродвигателе, можно получить упрощенную структурную схему электромагнитной цепи ТП частоты, работающего на электродвигатель (рис. 3-7, б). В соответствии с этой структурной схемой и структурной схемой электродвигателя для случая одновременного пропорционального управления напряжением и частотой инвертора (см. рис. 3-3), а также предполагая отсутствие влияния

нагрузки на выходное напряжение инвертора и пренебрегая инерционностью электромагнитной цепи электродвигателя, можно получить общую структурную схему электродвигателя совместно с преобразователем частоты (рис. 3-8). Динамические свойства выпрямителя по управляющему воздействию учтены инерционным звеном $k_B/(T_B p + 1)$, где k_B и T_B — передаточный коэффициент и постоянная времени выпрямителя. Аналогично могут быть учтены и динамические свойства АИ

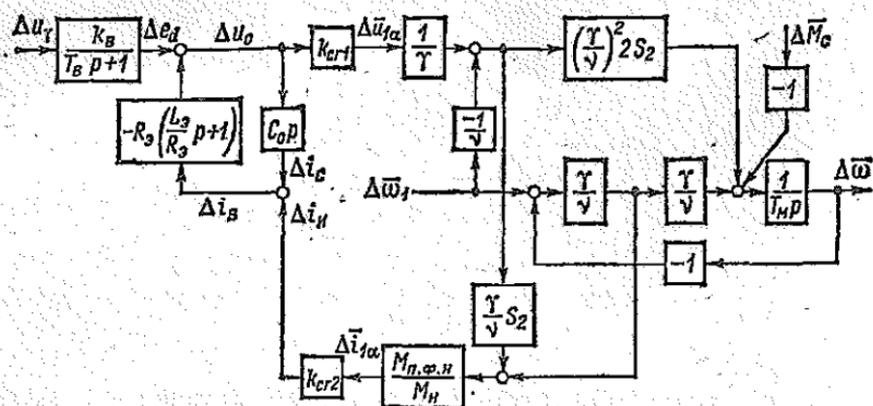


Рис. 3-8

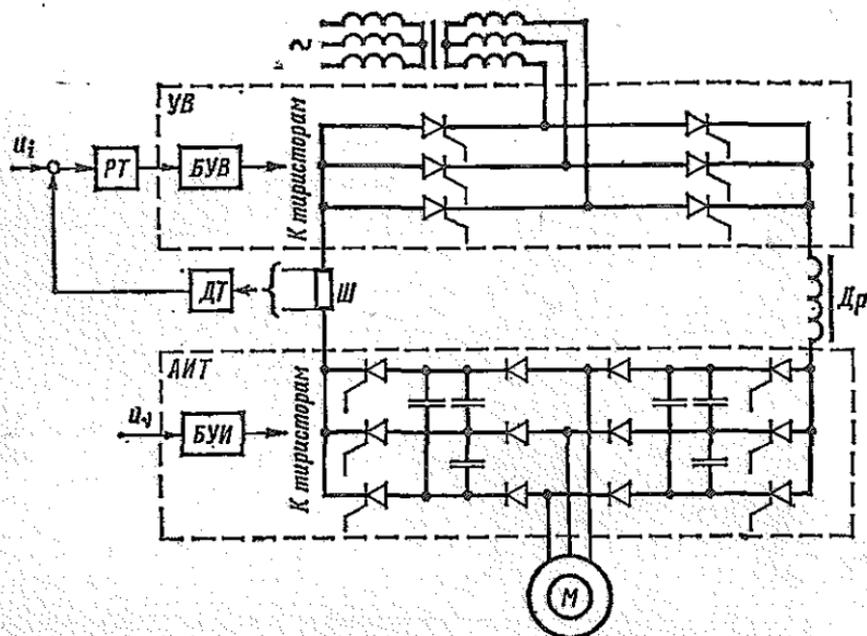


Рис. 3-9

по управляющему воздействию, однако они являются неоднозначными при широком диапазоне регулирования частоты. В области низких частот могут наблюдаться значительные запаздывания в АИ при отработке управляющих воздействий, что существенно снижает динамические свойства систем управления, если

формирование активных воздействий на электропривод идет по каналу регулирования частоты. Для электроприводов, работающих в области низких частот, рационально применять АИ с широтно-импульсной модуляцией либо ТП частоты с непосредственной связью.

При частотно-токовым управлении электроприводами переменного тока в ТП частоты применяются автономные инверторы тока (АИТ). В отличие от автономных инверторов напряжения (АИН) в АИТ происходит формирование переменного по частоте тока двигателя. Для питания инвертора постоянным током можно применить стабилизатор тока, выполненный на базе УВ.

Схема ТП частоты с АИТ показана на рис. 3-9. Реализация системы стабилизации тока и ее расчет аналогичны тем, что были рассмотрены в АСУ ЭП постоянного тока при использовании подчиненной обратной связи по току.

Инверторы тока технически реализуются проще инверторов напряжения, так как в них отсутствует возвратный диодный мост. Кроме того, в ТП частоты с АИТ возможна рекуперация энергии в сеть, что важно в электроприводах, работающих в повторно-кратковременных режимах работы. При работе электродвигателя в генераторном режиме направление постоянного тока не меняется. В замкнутых системах УВ автоматически переходит в инверторный режим и обеспечивает рекуперацию энергии в сеть. Для организации рекуперативных режимов работы электропривода с АИИ необходимо применять реверсивные выпрямители.

Недостатком АИТ является необходимость в их значительном усложнении при формировании токов двигателя, близких к синусоидальным. При использовании АИТ по схеме рис. 3-9 наблюдаются существенные потери мощности и формируются дополнительные возмущающие моменты в электродвигателе, вызывающие колебания скорости.

3-2-2. ТП ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

Упрощенная схема силовой части трехфазного ТП частоты с непосредственной связью показана на рис. 3-10. Группы тиристоров одной фазы двигателя (на рисунке обведены штриховой линией) соединены по встречно-параллельной схеме и, по существу, аналогичны схемам реверсивных управляемых выпрямителей, используемых в электроприводах постоянного тока. Каждая из половин периодического выходного напряжения ТП формируется соответствующей группой тиристоров: например, положительная полуволна — группой I, отрицательная — группой II. Выходное периодическое напряжение может иметь синусоидальную или прямоугольную форму. При прямоугольной форме выходного напряжения спектр и амплитуда высших гармоник на выходе ТП будет больше, чем при синусоидальной форме, что приводит к некоторому уменьшению КПД двигателя и появлению возмущающих воздействий в системе электропривода. Однако достоинство ТП частоты с прямоугольной формой напряжения — несколько больший коэффициент мощности, чем у ТП с синусоидальным выходным напряжением.

Принципы управления группами тиристоров в ТП частоты могут быть различными, так же как и в реверсивных выпрямителях. При согласованном управлении управляющие импульсы поступают одновременно и на группу I, работающую, например, в выпрямительном режиме, и на группу II, работающую в инверторном режиме. При этом соблюдается равенство средних значений напряжений групп тиристоров. Уравнительный ток между группами I и II, вызванный неравенством мгновенных значений напряжений, ограничивается уравнительными реакторами УР1—УР6. Возможно и раздельное управление группами тиристоров, при котором в момент перехода тока нагрузки через нуль специальное переключающее устройство снимает управляющие импульсы с тиристоров той группы, через которую до этого момента протекал ток нагрузки, и подает импульсы на тиристоры группы, вступающей в работу. В этом случае уравнительные токи отсутствуют и уравнительные реакторы могут быть из схемы исключены.

Динамические свойства ТП частоты с непосредственной связью в основном соответствуют динамическим свойствам реверсивных УВ, и к ним применимы основные положения динамики реверсивных УВ, изложенные в гл. 2.

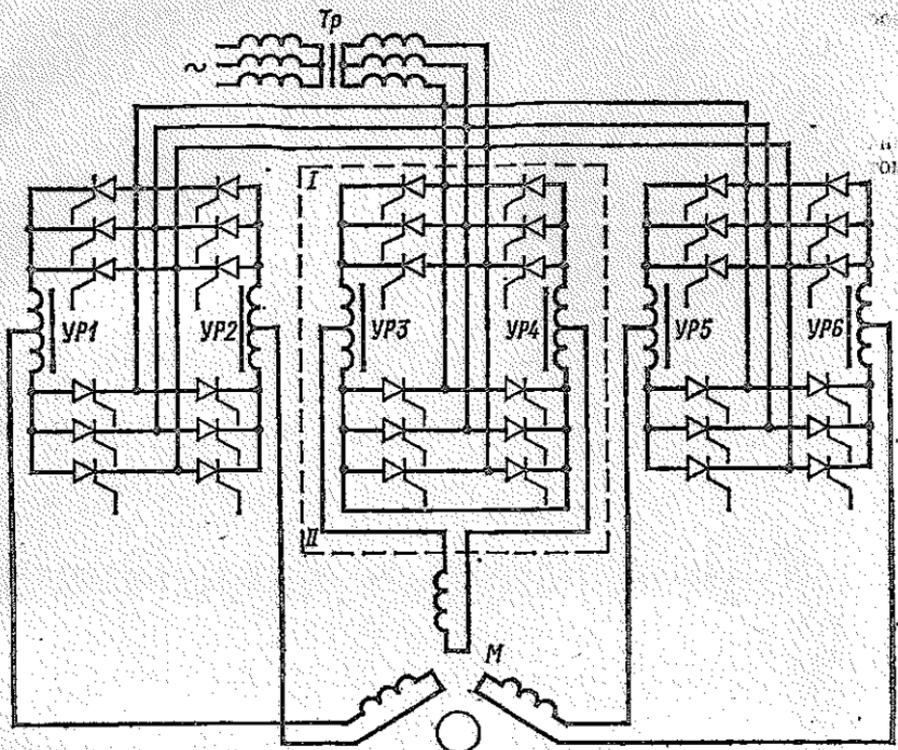


Рис. 3-10

3-2-3. ТП В РОТОРНЫХ ЦЕПЯХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Тиристорные преобразователи включаются в роторную цепь для реализации двух основных способов управления асинхронными электродвигателями: управления добавочной ЭДС и управления добавочным сопротивлением с помощью широтно-импульсного модулятора.

Силовая часть систем асинхронных электроприводов, управляемых добавочной ЭДС в цепи ротора, может быть различной в зависимости от типов применяемых ТП частоты, способов управления и включения их в роторную цепь. Эти электроприводы получили название асинхронно-вентильных каскадов (АВК) [31].

Для управления электродвигателями могут использоваться ТП частоты со звеном постоянного тока и с непосредственной связью. При реализации двухзонного регулирования скорости ТП частоты с непосредственной связью обладают некоторыми преимуществами по установленной мощности оборудования и простоте реализации. Схема включения в цепь ротора асинхронного двигателя ТП частоты с непосредственной связью, выполненного на основе трехфазной схемы с нулевой точкой, показана на рис. 3-11, а. Поясним особенности работы ТП частоты в схеме АВК.

Когда угловая скорость ротора меньше скорости, соответствующей естественной характеристике каскада, группы тиристоров отпираются в такой последовательности и с такой частотой, что обеспечивается встречное включение добавочной ЭДС и ЭДС ротора. Причем относительно питающей сети группы тиристоров работают в инверторном режиме, инвертируя ток ротора частоты скольжения в переменный ток частоты сети: тиристоры групп I, II, III открываются при отрицательных напряжениях сети на анодах, а группы IV, V, VI — при положительных напряжениях сети на катодах. При угловой скорости ротора выше ско-

рости, соответствующей естественной характеристике каскада, но ниже синхронной, добавочная ЭДС должна совпадать по направлению с ЭДС ротора, поэтому тиристоры групп *I, II, III* открываются при положительных напряжениях сети на анодах, а групп *IV, V, VI* — при отрицательных напряжениях на катодах. При синхронной скорости ротора три группы тиристоров, принадлежащие различным фазам ротора, включаются на работу в выпрямительном режиме и обмотки ротора питаются постоянным током. Механические характеристики такого привода имеют вид, примерно соответствующий механическим характеристикам привода при частотном управлении двигателями по цепи статора. С точки зрения технической реализации плавное регулирование скорости в районе синхронной скорости оказывается не простым. Наблюдается некоторая ступенчатость регулирования.

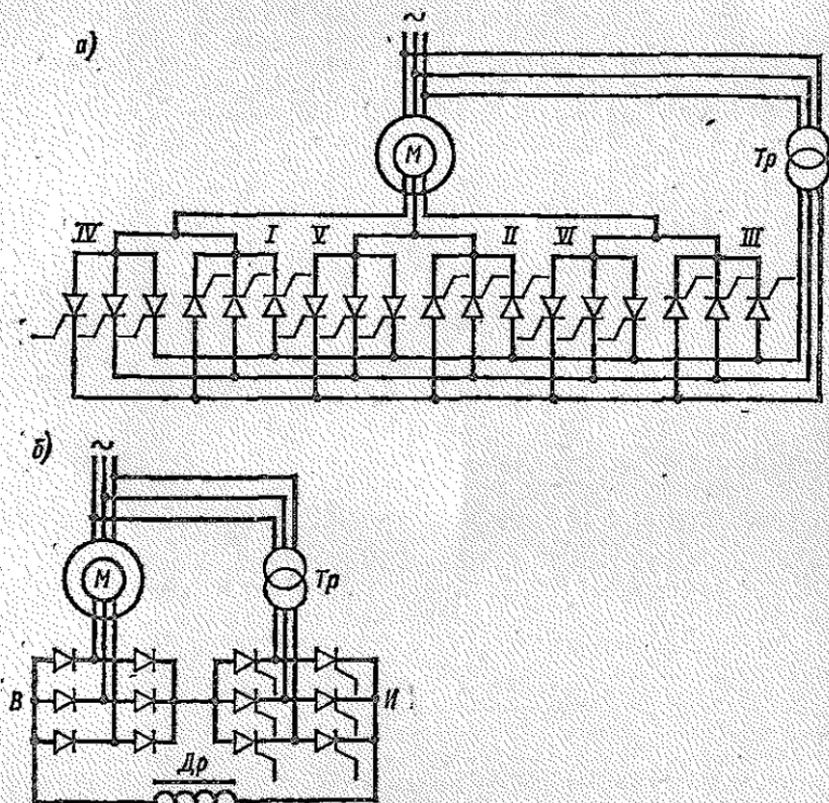


Рис. 3-11

Если регулирование скорости электродвигателя ограничено диапазоном вниз от основной скорости и не ставятся задачи регулирования реактивной мощности, то более простой схемой АВК и близкой по своим свойствам к неререверсивному приводу постоянного тока является схема, показанная на рис. 3-11, б. В этой схеме ток ротора выпрямляется с помощью трехфазного мостового выпрямителя (В) и в цепь выпрямленного тока вводится добавочная ЭДС. В качестве источника встречно-включенной добавочной ЭДС используется зависимый инвертор (И). Для согласования напряжения сети и инвертора используется трансформатор (Тр). Такая схема АВК обладает хорошей регулировочной способностью и получила наибольшее распространение на практике.

Уравнение динамики и структурная схема, характеризующие асинхронный двигатель при управлении добавочной ЭДС в цепи ротора, были получены в § 3-1 для изучения общего принципа управления двигателем без учета конкретной схемы реализации системы электропривода. Однако при рассмотрении электромагнитных процессов в силовой части системы электропривода следует учитывать ряд особенностей в совместной работе асинхронного двигателя и тиристорного преобразователя.

Как и при рассмотрении систем тиристорных электроприводов постоянного тока, можно допустить непрерывную аппроксимацию напряжения зависимого инвертора. Параметры цепи «асинхронный двигатель — выпрямитель — зависимый инвертор» удобно привести к цепи постоянного тока. Эквивалентная схема электромагнитной цепи для этого случая показана на рис. 3-12, а. ЭДС ротора приводится к цепи постоянного тока через коэффициент k_{cx} схемы выпрямления:

$$e_{d2} = k_{cx} E_{2H} s.$$

Приведенная индуктивность двигателя при мостовой схеме выпрямителя равна

$$L_d = 2x_d / \omega_{1H},$$

где x_d — приведенное к неподвижному ротору индуктивное сопротивление фазы двигателя,

$x_d = (L'_\sigma + L_{2\sigma}) \omega_{1H}$; ω_{1H} — номинальная угловая частота напряжения сети.

Приведенное сопротивление двигателя R_d для трехфазного мостового выпрямителя в роторной цепи представляет собой сумму сопротивлений:

$$R_d = \frac{3x_{d2}s}{\pi} + 2(R_2 + R'_1s),$$

где $3x_{d2}s/\pi$ — эквивалентное сопротивление, обусловленное явлением коммутации диодов выпрямителя; R_2 — сопротивление фазы ротора; R'_1s — сопротивление статора, приведенное к цепи ротора.

Сопротивление R_d зависит от скольжения двигателя и, следовательно, является переменной величиной. Имеется некоторая зависимость R_d и от тока выпрямителя, однако при исследовании динамики этой зависимостью можно пренебречь.

Сопротивление инвертора с учетом сглаживающего дросселя в цепи постоянного тока определяется по формуле

$$R_H = \frac{3x_T}{\pi} + 2(R_T + R_{др}),$$

где x_T — индуктивное сопротивление фазы трансформатора; R_T — активное сопротивление фазы трансформатора; $R_{др}$ — активное сопротивление дросселя.

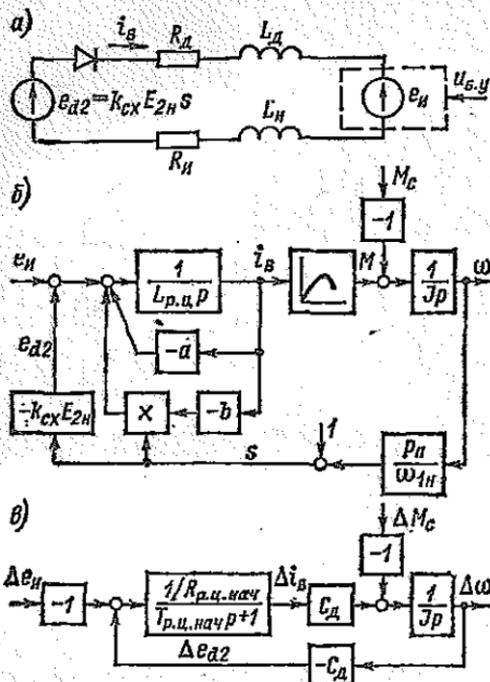


Рис. 3-12

Сопротивление R_{Π} является величиной постоянной. Суммарное эквивалентное сопротивление роторной цепи, приведенное к цепи постоянного тока, равно

$$R_{p.ц} = R_d + R_{\Pi}$$

и вследствие переменности R_d является величиной переменной.

Суммарная эквивалентная индуктивность роторной цепи может быть принята постоянной величиной, рассчитываемой по формуле

$$L_{p.ц} = L_d + L_{др} + L_{\Pi} = \frac{2x_d}{\omega_{1n}} + L_{др} + \frac{2x_{\tau}}{\omega_{1n}},$$

где $L_{др}$ — индуктивность дросселя.

При рассмотрении зависимости электромагнитного момента двигателя от тока в выпрямленной цепи различают несколько рабочих областей, связанных с коммутационными процессами в ТП [31]. Для первой рабочей области

$$M = \frac{k_{сх} \rho_{\Pi}}{\omega_{1n}} \left(E_{2n} i_B - \frac{\sqrt{2}}{2} i_B^2 x_d \right),$$

для второй рабочей области

$$M = \frac{k_{сх} \rho_{\Pi} \sqrt{3} i_B}{2 \omega_{1n}} \sqrt{E_{2n}^2 - 2 i_B^2 x_d^2}.$$

Структурная схема системы электропривода АВК с учетом нелинейных связей координат системы показана на рис. 3-12, б [39]. На схеме обозначено: $a = 2R_2 + R_{\Pi}$, $b = 3x_{\tau}/\pi + 2R_1$.

Ограничивая рассмотрение динамики областью токов выпрямителя от 0 до $i_{B.н}$, можно приближенно считать

$$M \approx \frac{k_{сх} \rho_{\Pi} E_{2n}}{\omega_{1n}} i_n = c_d i_n,$$

где $c_d = \frac{k_{сх} \rho_{\Pi} E_{2n}}{\omega_{1n}}$ — постоянная двигателя в схеме АВК.

Кроме того, выполнив линеаризацию системы в рабочей точке, определяемой начальными значениями координат и параметров, получим линеаризованную структурную схему системы в приращениях координат, показанную на рис. 3-12, в. На схеме приняты обозначения: $R_{p.ц.нач}$ — эквивалентное сопротивление в рабочей точке; $T_{p.ц.нач} = L_{э.л}/R_{p.ц.нач}$ — электромагнитная постоянная времени роторной цепи в рабочей точке.

3-3. АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННЫХ КОРОТКОЗАМКНУТЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

3-3-1. ЧАСТОТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ В СТАТИЧЕСКИХ РЕЖИМАХ

На основании уравнений, описывающих переходные процессы в двигателе, может быть получена схема замещения одной фазы асинхронного короткозамкнутого двигателя с учетом регулирования в широком диапазоне частоты и напряжения статора (рис. 3-13). Индуктивные сопротивления x_1 , x'_2 и x_m соответствуют номинальной частоте статора и равны: $x_1 = \omega_{1n} L_{1\sigma}$; $x'_2 = \omega_{1n} L'_{2\sigma}$; $x_m = \omega_{1n} L_m$. Параметры роторной цепи приведены к статорной цепи.

На основании схемы замещения могут быть установлены основные соотношения координат и параметров двигателя, с помощью которых можно выявить рациональные способы частотного управ-

ления [40]. Такими соотношениями являются зависимости электро-движущей силы E_1 , магнитного потока в воздушном зазоре Φ , тока статора I_1 , тока ротора I_2' , тока намагничивания I_m и электромагнитного момента M от параметров схемы замещения и регулируемых параметров v и γ . Кроме основных соотношений, представленных в общем виде, целесообразно использовать формулы, в которых в качестве независимых величин приняты поток двигателя Φ и ток статора I_1 . Основные соотношения в действующих значениях величин для трех указанных форм представления приведены в табл. 3-1. Приняты следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} A(v, S_2) &= (b^2 + c^2 v^2) S_2^2 + 2R_1 R_2' v S_2 + (d^2 + e^2 v^2) R_2'^2; \\ B(S_2) &= R_3'^2 + x_3'^2 S_2; \\ D(S_2) &= R_2'^2 / x_m^2 + k_{\sigma 2}^2 S_2^2; \\ C(S_2) &= R_3'^2 / x_m^2 + (1 + k_{\sigma 2})^2 S_2^2; \\ b &= R_1 (1 + k_{\sigma 2}); \quad c = x_m k_{\sigma}; \quad d = R_1 / x_m; \quad e = 1 + k_{\sigma 1}, \end{aligned} \right\} (3-57)$$

где c_1 — конструктивная постоянная двигателя; m_1 — число фаз статора; $\varphi = \Phi / \Phi_n$ — относительный поток двигателя; $k_{\sigma 1}$, $k_{\sigma 2}$, k_{σ} — коэффициенты рассеяния соответственно для статора ($k_{\sigma 1} =$

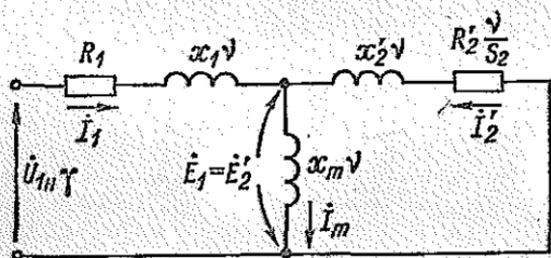


Рис. 3-13

$= x_1 / x_m$), ротора ($k_{\sigma 2} = x_2' / x_m$) и общий ($k_{\sigma} = k_{\sigma 1} + k_{\sigma 2} + k_{\sigma 1} k_{\sigma 2}$).

Записанные в общем виде основные координаты двигателя являются функциями параметров схемы замещения и регулируемых координат v , S_2 и не создают однозначности в формировании алгоритмов

управления. Однозначность в управлении основными координатами появляется при формировании в виде независимых координат потока двигателя или тока статора. Если обеспечить стабилизацию указанных координат, то все остальные координаты однозначно выражаются через абсолютное скольжение S_2 . Исходя из этого различают два основных способа частотного управления: 1) частотное управление, при котором в качестве управляющих воздействий приняты частота и напряжение статора; 2) частотное управление, при котором в качестве управляющих воздействий приняты частота и ток статора. Второй способ называют *частотно-токовым управлением*. Формирование механических характеристик асинхронных двигателей при частотном управлении, как и при управлении двигателями постоянного тока, подчинено задачам обеспечения требуемой перегрузочной способности и жесткости характеристик во всем диапазоне регулирования скорости.

Таблица 3-1. Основные соотношения координат и параметров асинхронного короткозамкнутого электродвигателя при частотном управлении

Искомая величина	Значение величины в общем виде	Значение величины при независимом магнитном потоке	Значение величины при независимом токе статора
$E_1 = E_2$	$U_{1н} \gamma \sqrt{\frac{B(S_2)}{A(\nu, S_2)}}$	$c_1 \Phi f_1 = E_{1н} \nu \Phi$	$\nu I_1 \sqrt{\frac{B(S_2)}{C(S_2)}}$
Φ	$\frac{U_{1н} \gamma}{c_1 I_{1н}} \sqrt{\frac{B(S_2)}{A(\nu, S_2)}}$	—	$\frac{1}{c_1 I_{1н}} I_1 \sqrt{\frac{B(S_2)}{C(S_2)}}$
I_1	$U_{1н} \gamma \sqrt{\frac{C(S_2)}{A(\nu, S_2)}}$	$E_{1н} \Phi \sqrt{\frac{C(S_2)}{B(S_2)}}$	—
I_2	$U_{1н} \gamma \frac{S_2}{\sqrt{A(\nu, S_2)}}$	$E_{1н} \Phi \frac{S_2}{\sqrt{B(S_2)}}$	$I_1 \frac{S_2}{\sqrt{C(S_2)}}$
I_m	$U_{1н} \gamma \sqrt{\frac{D(S_2)}{A(\nu, S_2)}}$	$E_{1н} \Phi \sqrt{\frac{D(S_2)}{B(S_2)}}$	$I_1 \sqrt{\frac{D(S_2)}{C(S_2)}}$
M	$\frac{m_1 U_{1н}^2}{\omega_{0н}} \gamma^2 \frac{R_2' S_2}{A(\nu, S_2)}$	$\frac{m_1 E_{1н}^2}{\omega_{0н}} \varphi^2 \frac{R_2' S_2}{B(S_2)}$	$\frac{m_1 I_1^2}{\omega_{0н}} \frac{R_2' S_2}{C(S_2)}$

Заданная перегрузочная способность обеспечивается путем выполнения определенных соотношений между частотой и напряжением статора. Жесткость механических характеристик может быть сколь угодно высокой при использовании обратных связей по скорости. Следует подчеркнуть, что и без обратных связей по скорости жесткость механических характеристик частотно-управляемых электроприводов переменного тока оказывается более высокой, чем у приводов постоянного тока. Это обстоятельство способствует применению простых систем управления асинхронными электроприводами, не оснащенными датчиками скорости и контурами регулирования скорости.

Помимо требований формирования механических характеристик двигателей, к системам управления могут предъявляться также требования оптимального управления по энергетическим затратам, например обеспечение требуемых момента и скорости при минимуме тока статора или минимуме потерь, обеспечение макси-

мального момента при заданном токе статора. Такие задачи управления решаются при использовании экстремальных систем управления.

3-3-2. СИСТЕМЫ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ С ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ КООРДИНАТ

При частотном управлении асинхронным двигателем напряжение статора может в общем случае регулироваться как в функции относительной частоты статора ν , так и в функции момента нагрузки. При этом предполагается, что абсолютное скольжение S_2 может определяться, а относительное напряжение статора γ является функцией ν и S_2 , т. е. $\gamma = \gamma(\nu, S_2)$. Тогда, используя запись момента в общем виде, имеем

$$M = \frac{m_1 U_{1н}^2}{\omega_{0н}} \gamma^2(\nu, S_2) \xi(\nu, S_2), \quad (3-58)$$

где $\xi(\nu, S_2) = R_2' S_2 / A(\nu, S_2)$.

Условие максимума момента определяется выражением $\partial M / \partial S_2 = 0$, или

$$\frac{\partial M}{\partial S_2} = 2\xi(\nu, S_2) \gamma(\nu, S_2) \frac{\partial \gamma(\nu, S_2)}{\partial S_2} + \gamma^2(\nu, S_2) \frac{\partial \xi(\nu, S_2)}{\partial S_2} = 0.$$

Из этого выражения нельзя получить общие формулы критического скольжения и критического (максимального) момента для произвольной зависимости γ от ν и S_2 . В частном случае, когда γ не зависит от S_2 , например для постоянной нагрузки двигателя $\partial \gamma(\nu, S_2) / \partial S_2 = 0$, и

$$\frac{\partial M}{\partial S_2} = \frac{\partial \xi(\nu, S_2)}{\partial S_2} = 0.$$

С учетом равенств (3-57)

$$\frac{\partial M}{\partial S_2} = (d^2 + e^2 \nu^2) R_2'^2 - (b^2 + c^2 \nu^2) S_2^2 = 0.$$

Отсюда значение критического абсолютного скольжения

$$S_{2кр} = \pm R_2' \sqrt{\frac{d^2 + e^2 \nu^2}{b^2 + c^2 \nu^2}}. \quad (3-59)$$

Подстановкой выражения (3-59) в (3-58) находится значение критического момента

$$M_{кр} = \frac{m_1 U_{1н}^2}{\omega_{0н}} \gamma^2 \frac{1}{R_1 \nu \pm \sqrt{(b^2 + c^2 \nu^2)(d^2 + e^2 \nu^2)}}. \quad (3-60)$$

На основании (3-60) записывается функциональная зависимость относительного напряжения γ от относительной частоты ν . Приравняв к единице отношение критических моментов при номинальной

и при любой другой частоте, т. е. $M_{кр}/M_{кр.н} = 1$, получим

$$\gamma = \sqrt{\frac{R_1 v \pm \sqrt{(b^2 + c^2 v^2)(d^2 + e^2 v^2)}}{R_1 \pm \sqrt{(b^2 + c^2)(d^2 + e^2)}}} = F(v). \quad (3-61)$$

Из выражения (3-61) следует, что для постоянства критического момента при уменьшении частоты необходимо уменьшать значение напряжения в меньшей степени, чем значение частоты. Графическое представление $\gamma = F(v)$ показано на рис. 3-14, а [40]. Вид механических характеристик двигателя при управлении частотой и напряжением статора в соответствии с условием (3-61) показан на рис. 3-14, б. Значения синхронных угловых скоростей ω_{01} , ω_{02} , ω_{03} соответствуют трем произвольным значениям частоты напряжения статора.

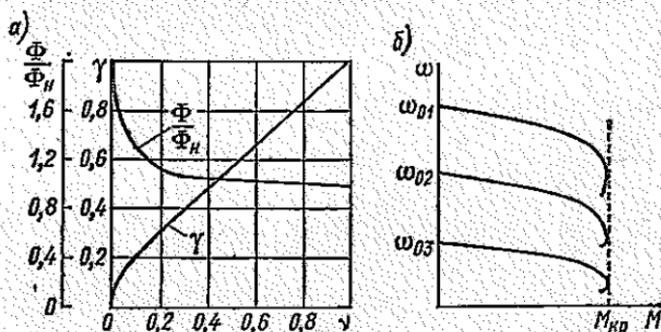


Рис. 3-14

Следует, однако, иметь в виду, что при большом снижении частоты постоянство критического момента обеспечивается за счет увеличения магнитного потока двигателя и соответственно тока намагничивания. Примерный график изменений относительного потока двигателя в зависимости от относительной частоты статора показан на рис. 3-14, а. Из графика следует, что постоянство потока двигателя обеспечивается при снижении частоты до значений, составляющих примерно 0,2—0,3 номинального значения. При большем снижении частоты постоянство перегрузочной способности привода сопровождается резким увеличением потока двигателя и тока намагничивания. С учетом насыщения двигателя и ограничений по току статора получение критического момента при значениях $v < 0,1$, равного критическому моменту при $v = 1$ становится проблематичным.

Аналогично можно получить иные законы регулирования, например определить $\gamma = F(v)$ при вентиляторной нагрузке привода, при постоянстве мощности и др. Однако в каждом из этих случаев расчет $\gamma = F(v)$ необходимо производить для вполне определенной нагрузки двигателя. Произвольные изменения нагрузки в процессе регулирования скорости могут приводить к нарушению нормальных условий работы двигателя.

Реализуя желаемые зависимости $\gamma = F(\nu)$ с помощью функциональных преобразователей в системах управления асинхронными короткозамкнутыми электродвигателями, можно получить простейшие схемы управления. На рис. 3-15, а показана разомкнутая система частотного управления. Напряжение с задатчика интенсивности (ЗИ) непосредственно поступает для задания частоты на вход автономного инвертора (АИ) и через функциональный преобразователь (ФП) для задания напряжения на вход управляемого выпрямителя (УВ). В рассматриваемой системе применен ТП частоты со звеном постоянного тока. Аналогично выполняется система и с ТП частоты с непосредственной связью. В системе управления с ФП могут использоваться обратные связи по напряжению УВ или всего ТП. На рис. 3-15, б показана функциональная схема системы с контуром регулирования напряжения УВ. На схеме обозначено: ДН — датчик напряжения; РН — регулятор напряжения.

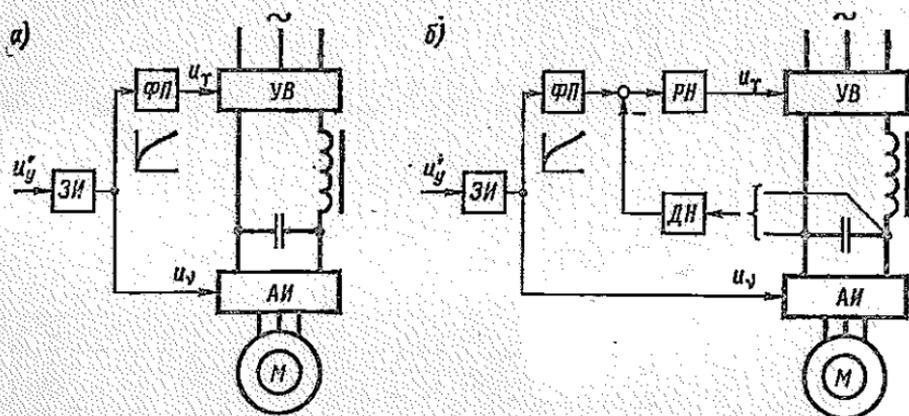


Рис. 3-15

Если регулировочные характеристики ТП частоты по каналам напряжения и частоты нелинейны, то в характеристике ФП требуемая зависимость $\gamma = F(\nu)$ должна быть реализована с учетом этих нелинейностей. При прочих равных условиях зависимости $\gamma = F(\nu)$ в схемах рис. 3-15, а, б будут несколько различаться, так как они рассчитываются в зависимости от параметров статорной цепи двигателя совместно с приведенными сопротивлениями ТП частоты. Последние же в рассматриваемых схемах будут различны. В схеме рис. 3-15, б производится стабилизация напряжения УВ, и тем самым уменьшается приведенное сопротивление статорной цепи. При использовании регуляторов напряжения с интегральной составляющей (см. гл. I) статическая ошибка контура регулирования напряжения может быть принята равной нулю. Если использовать в системе управления обратную связь по выходному напряжению ТП частоты, то при расчете $\gamma = F(\nu)$ можно учитывать только параметры статорной цепи двигателя.

3) В системах управления с $\Phi\Pi$ можно применять не только контуры регулирования напряжения, но и подчиненные контуры регулирования тока. Функциональная схема такой системы управления показана на рис. 3-16. Синтез регуляторов напряжения ($PН$) и тока ($PТ$) можно выполнять на основании исходной и преобразованной структурных схем системы, показанных на рис. 3-17, а, б. Инерционность сглаживающего фильтра на выходе выпрямителя в $T\Pi$ частоты представляет собой основную инерционность, по сравнению с которой можно пренебречь инерционностью электромагнитной цепи двигателя.

В связи с этим структурная схема асинхронного двигателя при управлении частотой и напряжением статора, показанная в полном виде на рис. 3-3, здесь представлена упрощенной. Параметры фильтра в структуре $T\Pi$ частоты учтены полностью в соответствии со схемой, показанной на рис. 3-8. При преобразовании исходной структурной схемы рис. 3-17, а к виду рис. 3-17, б сделано предположение об отсутствии изменения скорости во время переходного процесса по напряжению $T\Pi$ частоты. Это допущение дает возможность упростить исходную структуру. На схеме рис. 3-17, б приняты обозначения:

$$\frac{1}{R_i} = k_{cr1} k_{cr2} \frac{M_{п. \Phi. в}}{M_H} \frac{S_2}{v}; \quad T_{\Phi 1} = \frac{L_2}{R_2}; \quad T_{\Phi 2} = C_0 R_i,$$

где $T_{\Phi 1}$, $T_{\Phi 2}$ — постоянные времени сглаживающего фильтра.

Оба регулятора системы приняты пропорционально-интегральными. Расчет параметров регуляторов выполняется в соответствии с общей методикой, изложенной в гл. 1.

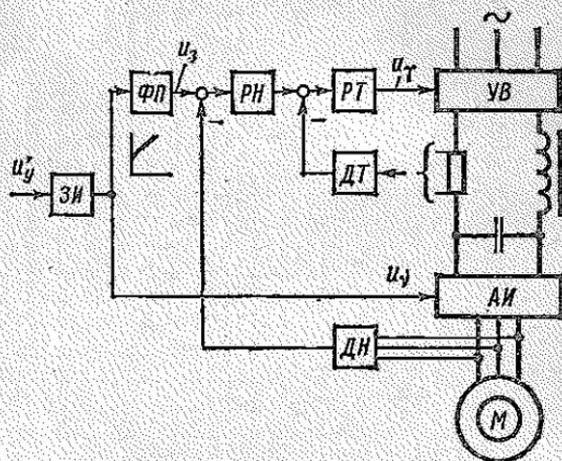


Рис. 3-16

3-3-3. СИСТЕМЫ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ ПО ЭДС СТАТОРА, СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ, СКОРОСТИ И ТОКУ ДВИГАТЕЛЯ

При использовании обратной связи по ЭДС статора двигателя сравнительно просто реализуются системы, в которых может быть обеспечена стабильность потока двигателя при регулировании скорости двигателя. Из табл. 3-1 следует

$$E_1 = E_{1н} \nu \Phi = E_{1н} \nu \frac{\Phi}{\Phi_H}.$$

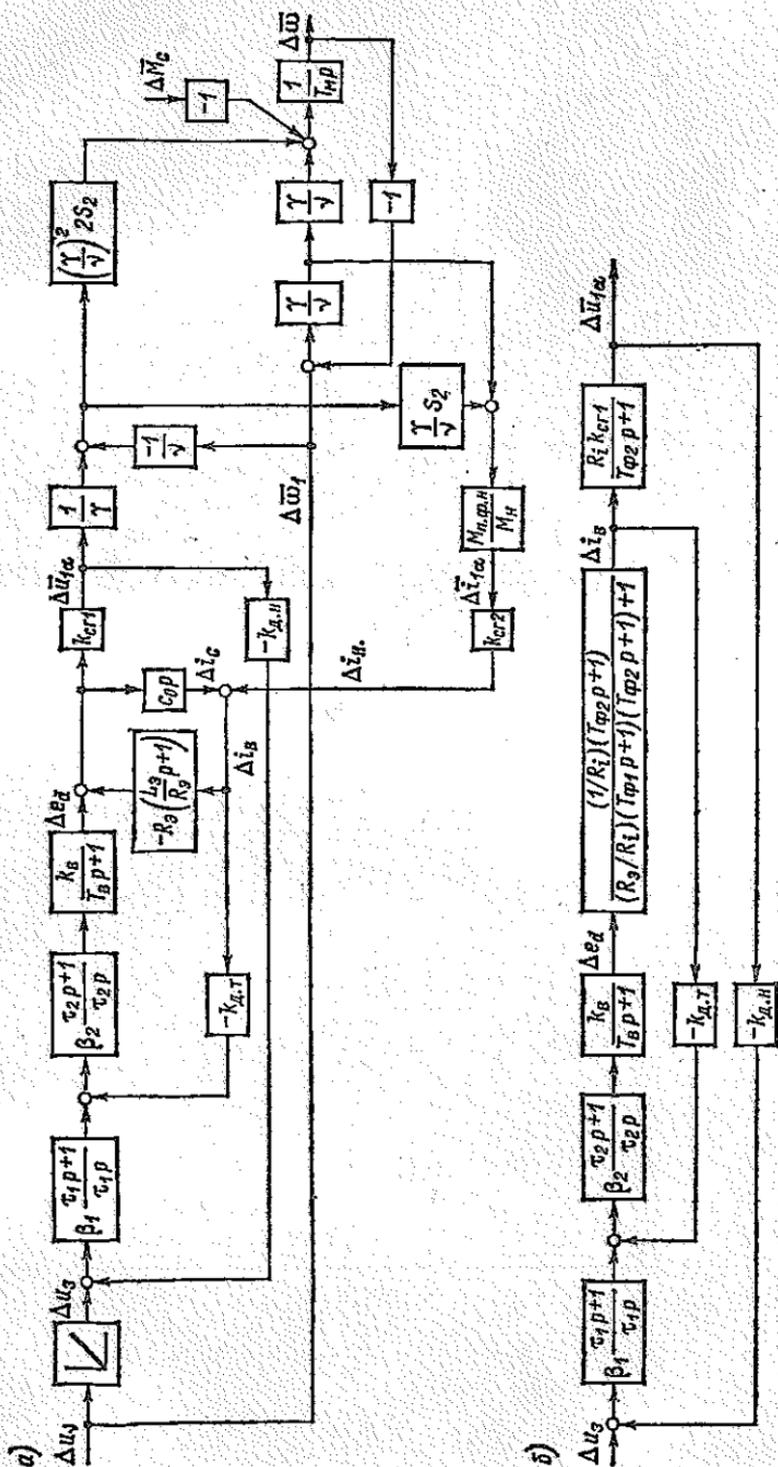


Рис. 3-17

Отсюда

$$\Phi = \frac{\Phi_n}{E_{1n}} \frac{E_1}{v}. \quad (3-62)$$

Следовательно, постоянство потока двигателя обеспечивается, если производить изменение ЭДС двигателя пропорционально изменению частоты статора. Задание по скорости двигателя в этом случае является общим заданием на частоту и ЭДС статора. Функциональная схема системы управления скоростью с обратной связью по ЭДС статора показана на рис. 3-18, а. Контур стабилизации ЭДС для заданной скорости включает в себя датчик ЭДС ДЭ и регулятор ЭДС РЭ. Измерение ЭДС статора можно производить с помощью дополнительных измерительных обмоток, выполняемых так же,

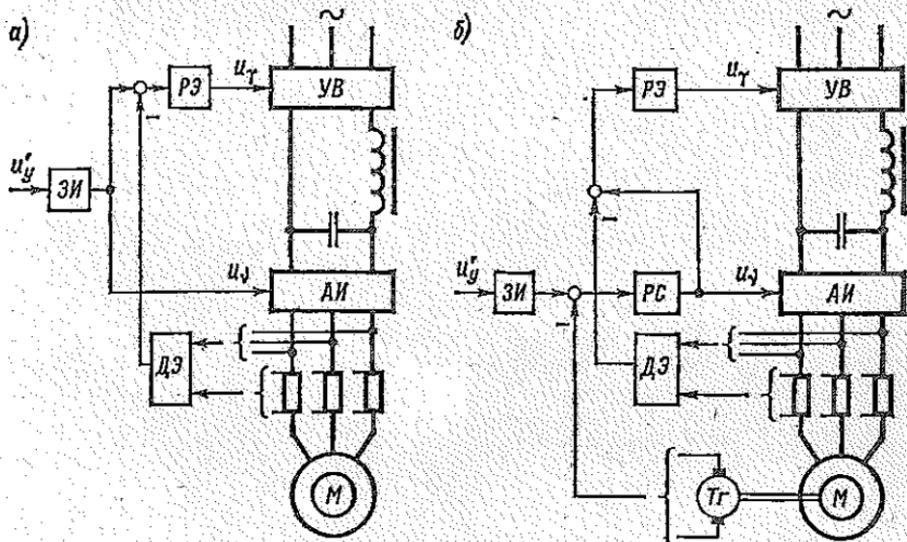


Рис. 3-18

как обмотки статора, либо с помощью измерительных устройств, восстанавливающих значение ЭДС по напряжению и току статора, аналогично тому, как это делается при измерении ЭДС двигателя постоянного тока. Датчик ЭДС в рассматриваемом случае включает в себя трансформатор напряжения, выпрямитель, усилитель с потенциальной развязкой в канале измерения тока, сумматор и фильтр. Синтез РЭ может быть выполнен по структуре системы с учетом тех же предположений, которые были приняты при рассмотрении структуры системы регулирования напряжения. Следует отметить, что передаточный коэффициент k_e , связывающий ЭДС и напряжение статора, является переменным. Действительно, из табл. 3-1 имеем

$$E_1 = U_{1n} \gamma v \sqrt{\frac{B(S_2)}{A(v, S_2)}}$$

$$k_c = \frac{E_1}{U_{10}\gamma} = v \sqrt{\frac{B(S_2)}{A(v, S_2)}}.$$

Вследствие изменения v при регулировании скорости двигателя изменяется и коэффициент k_c . Для получения стабильных динамических характеристик контура регулирования ЭДС, соответствующих расчетным условиям, необходимо выполнять и соответствующую перенастройку передаточного коэффициента $PЭ$. Выполнить это можно, например, по значению сигнала задания скорости.

Контур регулирования ЭДС обеспечивает постоянство потока двигателя. Вместе с тем можно использовать контур регулирования скорости двигателя, обеспечивающий высокую жесткость механических характеристик электропривода в замкнутой системе. Автоматическая система управления с контурами регулирования ЭДС и скорости показана на рис. 3-18, б. Сигнал задания скорости формируется $ЗИ$ и поступает на вход контура регулирования скорости. Выходной сигнал регулятора скорости ($РС$) является сигналом управления частотой $АИ$ и одновременно сигналом задания для контура регулирования ЭДС. Контур регулирования ЭДС в рассматриваемой схеме выполняется и рассчитывается точно так же, как и в предыдущей схеме. Синтез $РС$ можно выполнить, в первом приближении, используя упрощенную структурную схему двигателя при частотном управлении с учетом постоянства потокосцепления статора. Более точные результаты по синтезу параметров $PЭ$ и $РС$ могут быть получены при одновременном рассмотрении переходных процессов в обоих взаимосвязанных контурах регулирования. Такой синтез выполняется методами синтеза взаимосвязанных систем управления.

Из рассмотрения структурной схемы рис. 3-1 видна ее полная аналогия со структурной схемой двигателя постоянного тока при управлении напряжением якоря и постоянном потоке возбуждения. Следовательно, в рассматриваемом случае, как и в электроприводе постоянного тока, кроме контура регулирования скорости можно применить внутренний подчиненный контур регулирования тока статора двигателя. Тогда сигналом задания на частоту $ТП$ частоты и на значение ЭДС двигателя будет являться выходной сигнал $РТ$ статора.

3-3-4. СИСТЕМЫ ЧАСТОТНО-ТОКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

В системах частотно-токового управления двигатель питается от $ТП$ частоты с автономным инвертором тока ($АИТ$). В таком случае $УВ$ совместно с контуром регулирования тока выпрямителя образует источник тока. Управление двигателем производится путем задания тока статора и частоты $АИТ$. Обе величины, в свою очередь, зависят от общего сигнала задания на систему, определяющего скорость двигателя. Ток статора связан также с нагрузкой

двигателя. Эту связь проще всего выразить через абсолютное скольжение в соответствии с формулой

$$M = \frac{m_1 I_1^2 R'_s S_2}{\omega_{0н} C(S_2)} \quad (3-63)$$

табл. 3-1.

Из табл. 3-1 также имеем

$$\Phi = \frac{1}{c_{1f_{1н}}} I_1 \sqrt{\frac{B(S_2)}{C(S_2)}}. \quad (3-64)$$

При идеальном холостом ходе ($S_2 = 0$) ток статора

$$I_{1х.х} = \Phi c_{1f_{1н}} \sqrt{\frac{C(0)}{B(0)}}. \quad (3-65)$$

Подставив в равенство (3-65) величины $B(0)$ и $C(0)$ из равенств (3-57), получим

$$I_{1х.х} = \Phi c_{1f_{1н}} \frac{1}{x_m}. \quad (3-66)$$

Для произвольного значения абсолютного скольжения S_2 имеем

$$I_1 = \Phi c_{1f_{1н}} \sqrt{\frac{C(S_2)}{B(S_2)}}. \quad (3-67)$$

Подставив в (3-67) выражение (3-66), получим

$$I_1 = I_{1х.х} x_m \sqrt{\frac{C(S_2)}{B(S_2)}}. \quad (3-68)$$

Если при регулировании скорости задаваться условием постоянства потока на уровне требуемого значения, например $\Phi = \Phi_{н} = \text{const}$, то по формуле (3-68) можно рассчитать зависимость $I_1 = F(S_2)$, реализующую это условие. Зависимость $I_1 = F(S_2)$ представляет собой нелинейную функцию (рис. 3-19), и для простоты выполнения функционального преобразователя в системе управления рационально выполнить ее линейную аппроксимацию. Такая аппроксимация показана в виде штриховой линии на рис. 3-19. Величина $I_{1г}$ определяет граничный ток статора, равный допустимому току $TП$ частоты и двигателя. Характеристика $I_1 = F(S_2)$ симметрична относительно оси

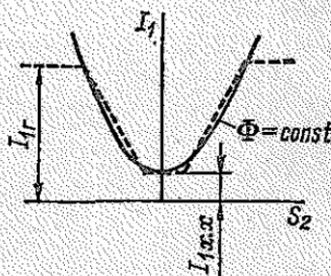


Рис. 3-19

асинхронной машины в генераторном и двигательном режимах. Используя реальную характеристику $I_1 = F(S_2)$ функционального преобразователя, можно из уравнений (3-63) и (3-64) рассчитать реализуемые зависимости $M = F(S_2)$ и $\Phi = F(S_2)$.

Функциональные схемы систем частотно-токового управления показаны на рис. 3-20. Заданием на ток статора является выходной

сигнал $\Phi\Pi$, в котором реализуется характеристика $I_1 = F(S_2)$. Входным сигналом $\Phi\Pi$ является сигнал u_s , пропорциональный абсолютному скольжению S_2 . Действительно, этот сигнал образован как разностный сигнал между сигналом u_v , пропорциональным при линейной регулировочной характеристике АИТ частоте напряжения статора, и сигналом тахогенератора $u_{т.г}$, пропорциональным

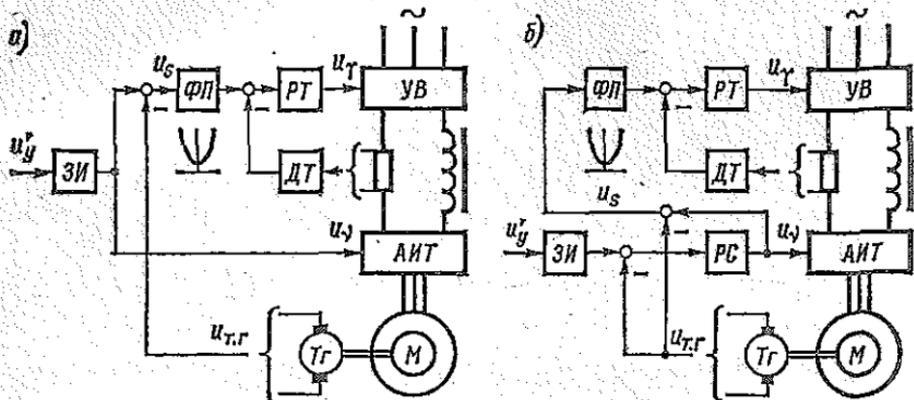


Рис. 3-20

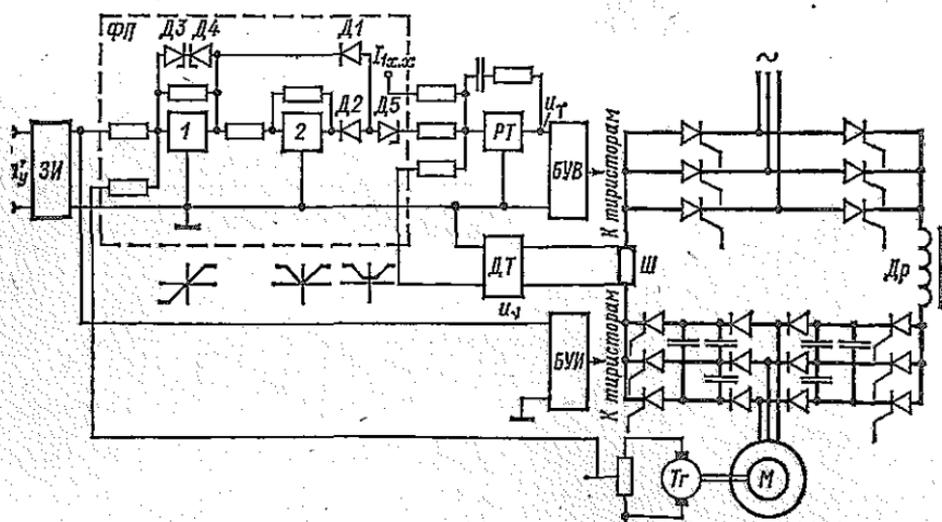


Рис. 3-21

частоте вращения ротора. С учетом передаточного коэффициента схемы вычитания получается информация о частоте напряжения ротора или абсолютном скольжении. Система управления работает таким образом, что при регулировании скорости приблизительно обеспечивается постоянство потока двигателя.

Как и в системах управления с обратными связями по ЭДС, в рассматриваемых системах для обеспечения требуемой жесткости

механических характеристик могут быть применены контуры регулирования скорости двигателя. Примером такой системы является система, функциональная схема которой показана на рис. 3-20, б. Входное напряжение $\Phi П$ определяется как разностный сигнал между выходным сигналом регулятора скорости $РС$ и сигналом тахогенератора T_2 . Задание на скорость вводится через $ЗИ$ на вход контура регулирования скорости двигателя. В системе управления имеются два взаимосвязанных контура регулирования, один из которых решает задачу приближенной стабилизации потока, другой обеспечивает требуемую жесткость механических характеристик.

Схема системы частотно-токового управления, соответствующая функциональной схеме рис. 3-20, а, показана на рис. 3-21. Функциональный преобразователь реализуется на операционных усилителях 1 и 2. На усилителе 1 реализуется ограничение напряжения, а на усилителе 2 и диодах $D1, D2$ — знакопостоянство выходного напряжения при знакопеременном входном напряжении. Стабилитрон $D5$ и дополнительный сигнал $I_{1x.x}$ на входе регулятора тока формируют нижнюю часть характеристики $I_1 = F(S_2)$ и определяют ток статора в режиме холостого хода двигателя. Регулятор тока $РТ$ принят пропорционально-интегральным. Формирование сигнала, пропорционального S_2 , производится на усилителе 1 путем вычитания из сигнала задания сигнала с выхода делителя T_2 .

3-3-5. СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Раздельное управление скоростью и потокосцеплением асинхронного короткозамкнутого электродвигателя можно эффективно производить, используя принцип векторного управления [14, 56]. Координаты электропривода, измеренные в неподвижной системе координат, могут быть преобразованы к вращающейся системе координат, и из них могут быть выделены постоянные значения, пропорциональные составляющим векторов во вращающейся системе координат. По этим координатам и производится управление.

Исходной информацией для построения системы векторного управления является информация о мгновенных значениях и пространственном положении вектора потокосцепления в воздушном зазоре, мгновенных значениях токов или напряжений статора и скорости ротора двигателя. Вращающаяся система координат принимается определенным образом ориентированной относительно вектора потокосцепления двигателя. Удобные алгоритмы управления имеют место при ориентации координатной системы относительно вектора потокосцепления ротора.

Функциональная схема системы векторного управления показана на рис. 3-22. Система имеет два канала управления: модулем вектора потокосцепления ротора и угловой скоростью ротора. Двухканальная система управления дает возможность осуществить независимое регулирование модуля вектора потокосцепления ро-

тора и скорости ротора при сохранении прямой пропорциональности между моментом, развиваемым двигателем, и составляющей намагничивающей силы статора, находящейся в квадратуре с волной потокосцепления ротора.

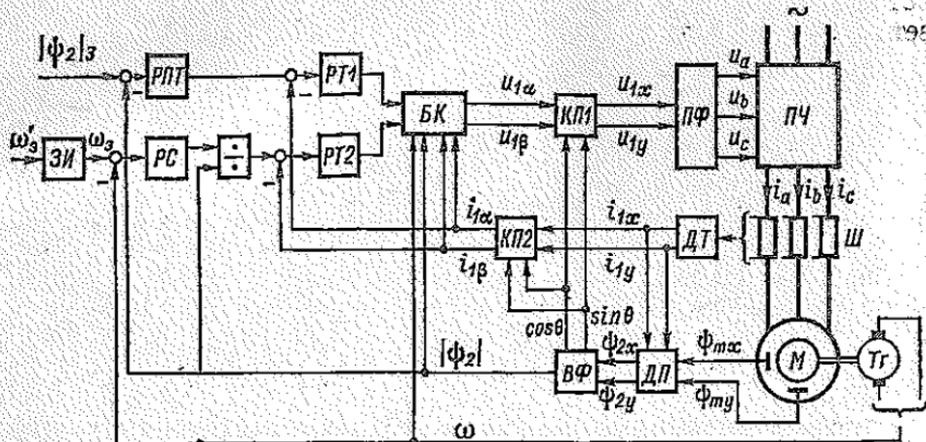


Рис. 3-22

Измерение текущих значений переменных производится в неподвижной системе координат с помощью датчика потока (ДП) и датчика тока статора (ДТ). Датчик потока измеряет составляющие ψ_{mx} , ψ_{my} в воздушном зазоре двигателя при помощи датчиков Холла, установленных в расточке статора по осям $x - y$, причем ось x совмещается с магнитной осью обмотки фазы a . Кроме того, в ДП осуществляется вычисление составляющих потокосцепления ротора согласно формулам

$$\psi_{2x} = \frac{1}{k_2} \psi_{mx} - L'_{2\sigma} i_{1x};$$

$$\psi_{2y} = \frac{1}{k_2} \psi_{my} - L'_{2\sigma} i_{1y},$$

где k_2 — коэффициент электромагнитной связи ротора; $k_2 = L_m/L'_2$.

Эти формулы получены из уравнения $\psi_2 = (1/k_2) \psi_m - L'_{2\sigma} i_1$, следующего из уравнений $\psi_2 = i_1 L_m + i'_2 L'_2$ и $\psi_m = L_m (i_1 + i'_2)$, если результирующие векторы представить в виде проекций в неподвижной системе координат аналогично равенствам (3-14).

ДТ измеряет мгновенные значения токов в трех фазах статора i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} и преобразует их в двухфазную систему переменных i_{1x} , i_{1y} .

Для пересчета переменных из неподвижной системы координат в систему координат, связанную с потокосцеплением ротора, используется вектор-фильтр (ВФ) и координатный преобразователь КП2. Вектор-фильтр осуществляет выделение модуля вектора потокосцепления ротора $|\psi_2|$ и тригонометрические функции $\cos \theta$ и $\sin \theta$, синфазные первым гармоническим составляющим ψ_{2x} и

$\psi_{2\beta}$. Координатный преобразователь КЛ2 представляет собой матрицу из четырех блоков произведения и осуществляет ортогональное преобразование — поворот вектора намагничивающей силы статора на угол, равный мгновенной фазе вектора потокосцепления ротора в осях $\alpha - \beta$ относительно неподвижных осей $x - y$ в соответствии с формулами, записанными через токи статора:

$$\left. \begin{aligned} i_{1\alpha} &= i_{1x} \cos \theta + i_{1y} \sin \theta; \\ i_{1\beta} &= -i_{1x} \sin \theta + i_{1y} \cos \theta. \end{aligned} \right\} \quad (3-69)$$

Уравнения переходных процессов в асинхронном двигателе при векторном управлении, выраженные в системе координат, ориентированной относительно вектора потокосцепления ротора, могут быть получены на основании уравнений (3-6).

Подставив в уравнение

$$u_2' = R_2' i_2' + \frac{d\psi_2}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega) \psi_2$$

значение тока ротора

$$i_2' = \frac{1}{L_2'} \psi_2 - \frac{L_m}{L_2'} i_1, \quad (3-70)$$

полученного на основании уравнения (3-8), и выполнив необходимые преобразования с учетом того, что для электродвигателя с короткозамкнутым ротором $u_2' = 0$, а $L_m/L_2' = k_2$, получим

$$\frac{d\psi_2}{dt} = -\frac{R_2'}{L_2'} \psi_2 + k_2 R_2' i_1 - j(\omega_k - p_n \omega) \psi_2. \quad (3-71)$$

Подставив в уравнение

$$u_1 = R_1 i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_k \psi_1$$

значение потокосцепления статора

$$\psi_1 = i_1 L_1 + i_2' L_m$$

и выполнив необходимые преобразования с учетом уравнений (3-70), (3-71), получим

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R_1 + k_2^2 R_2'}{L_1'} i_1 - j\omega_k i_1 + \frac{k_2 R_2'}{L_1' L_2'} \psi_2 - j p_n \omega \frac{k_2}{L_1'} \psi_2 + \frac{1}{L_1'} u_1, \quad (3-72)$$

где по аналогии с (3-21б) $L_1' = L_1 - (L_m^2/L_2) \approx L_{1\sigma} + L_2'$.

Выразив результирующие векторы через их вещественные и мнимые части в соответствии с равенствами (3-14), а также учитывая формулы (3-69) ортогональных преобразований, можно записать уравнения (3-71) и (3-72) в системе координат, вращающейся со скоростью ω_k , равной угловой скорости вращения вектора потокосцепления ротора ω_{ψ_2} , приведенной к двухполосному электродвига-

телу, в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d|\Psi_2|}{dt} + \frac{R_2'}{L_2'} |\Psi_2| &= k_2 R_2' i_{1\alpha}; \\ (\omega'_{\Psi_2} - p_n \omega) |\Psi_2| &= k_2 R_2' i_{1\beta}; \\ \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \frac{R_1 + k_2^2 R_2'}{L_1'} i_{1\alpha} &= \omega'_{\Psi_2} i_{1\beta} + \frac{k_2 R_2'}{L_1' L_2'} |\Psi_2| + \frac{1}{L_1'} u_{1\alpha}; \\ \frac{di_{1\beta}}{dt} + \frac{R_1 + k_2^2 R_2'}{L_1'} i_{1\beta} &= -\omega'_{\Psi_2} i_{1\alpha} + p_n \omega \frac{k_2}{L_1'} |\Psi_2| + \frac{1}{L_1'} u_{1\beta}, \end{aligned} \right\} (3-73)$$

где $|\Psi_2| = \Psi_{2\alpha}$, $\Psi_{2\beta} = 0$, так как вектор потокосцепления ротора совмещен с действительной осью координатной системы.

Электромагнитный момент двигателя может быть определен по формуле

$$M = \frac{3}{2} p_n k_2 |\Psi_2| i_{1\beta}, \quad (3-74)$$

которая следует из уравнений (3-19б), (3-70), и (3-14).

Добавив к уравнениям (3-73) и (3-74) уравнение равновесия моментов электропривода

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt},$$

получим систему уравнений, полностью характеризующую переходные процессы в электроприводе при векторном управлении.

Из анализа уравнений (3-73) и (3-74) можно установить однозначные зависимости модуля вектора потокосцепления ротора $|\Psi_2|$ от тока $i_{1\alpha}$, момента двигателя от тока $i_{1\beta}$, а также токов $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$ от напряжений $u_{1\alpha}$ и $u_{1\beta}$, если скомпенсировать следующие составляющие в правых частях уравнений (3-73) (предварительно умножив их на L_1''):

$$L_1'' \omega'_{\Psi_2} i_{1\beta}; \quad k_2 \frac{R_2'}{L_2'} |\Psi_2|; \quad -L_1'' \omega'_{\Psi_2} i_{1\alpha}$$

— и пренебречь внутренней обратной связью по ЭДС двигателя, которая учитывается членом $p_n \omega k_2 |\Psi_2|$, аналогично тому, как это делается в электроприводе постоянного тока.

В системе управления эта компенсация технически реализуется путем применения блока компенсации (БК), в который вводятся координаты $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, $|\Psi_2|$, ω и производятся соответствующие алгебраические преобразования.

Угловая скорость ω_{Ψ_2} равна угловой скорости ω'_0 . Однако для простоты выполнения алгебраических преобразований можно считать, что $\omega_k = \omega_{\Psi_2} \approx p_n \omega$.

С учетом компенсации составляющих правой части уравнения (3-73) записываются в следующем простом виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{L'_2}{R'_2} \frac{d|\Psi_2|}{dt} + |\Psi_2| &= k_2 L'_2 i_{1\alpha}; \\ \frac{L'_1}{R_1 + k_2^2 R'_2} \frac{di_{1\alpha}}{dt} + i_{1\alpha} &= \frac{1}{R_1 + k_2^2 R'_2} u_{1\alpha}; \\ \frac{L'_1}{R_1 + k_2^2 R'_2} \frac{di_{1\beta}}{dt} + i_{1\beta} &= \frac{1}{R_1 + k_2^2 R'_2} u_{1\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (3-75)$$

Преобразования составляющих напряжения статора $u_{1\alpha}$ и $u_{1\beta}$ (представленных в осях, жестко связанных с вектором потокоцепления ротора) в составляющие u_{1x} и u_{1y} неподвижных осей осуществляется в соответствии с формулами

$$\begin{aligned} u_{1x} &= u_{1\alpha} \cos \theta - u_{1\beta} \sin \theta; \\ u_{1y} &= u_{1\alpha} \sin \theta + u_{1\beta} \cos \theta. \end{aligned}$$

Эти преобразования выполняются в координатном преобразователе КПП (см. рис. 3-22). Далее напряжения u_{1x} и u_{1y} преобразуются с помощью преобразователя фаз (ПФ) в трехфазную систему переменных напряжений u_a, u_b, u_c , используемых для управления амплитудой и частотой выходного напряжения преобразователя частоты (ПЧ).

Динамические свойства ПЧ совместно с блоками измерения и преобразования координат могут быть упрощенно учтены введением эквивалентного инерционного звена с передаточной функцией

$$W_{\text{пр.э}}(p) = \frac{k_{\text{пр.э}}}{T_{\text{пр.э}} p + 1}, \quad (3-76)$$

где $k_{\text{пр.э}}$ — эквивалентный передаточный коэффициент преобразователя; $T_{\text{пр.э}}$ — эквивалентная постоянная времени преобразователя.

Обозначив $R_1 + k_2^2 R'_2 = R_\Sigma$, $(L'_1/R_\Sigma) = T_{\text{эл1}}$, $(L'_2/R'_2) = T_{\text{эл2}}$ и переходя к операторной форме уравнений (3-74), (3-75), получим с учетом (3-76) передаточные функции, характеризующие динамические процессы в асинхронном электродвигателе при векторном управлении:

$$\left. \begin{aligned} \frac{|\Psi_2|(p)}{i_{1\alpha}(p)} &= \frac{k_2 L'_2}{T_{\text{эл2}} p + 1}; \\ \frac{i_{1\alpha}(p)}{u_{1\alpha}(p)} &= \frac{k_{\text{пр.э}}}{T_{\text{пр.э}} p + 1} \frac{1/R_\Sigma}{T_{\text{эл1}} p + 1}; \\ \frac{i_{1\beta}(p)}{u_{1\beta}(p)} &= \frac{k_{\text{пр.э}}}{T_{\text{пр.э}} p + 1} \frac{1/R_\Sigma}{T_{\text{эл1}} p + 1}; \\ M(p) &= \frac{3}{2} p_n k_2 |\Psi_2|(p) i_{1\beta}(p); \\ \frac{\omega(p)}{M(p) - M_c(p)} &= \frac{1}{Jp}. \end{aligned} \right\} \quad (3-77)$$

На рис. 3-23, а показана упрощенная структурная схема системы электропривода, составленная на основании уравнений (3-77). Структурная схема системы электропривода переменного тока при векторном управлении аналогична структурной схеме системы электропривода постоянного тока при двухзонном регулировании скорости. Ввиду этого и системы управления электроприводами выполняются аналогичными.

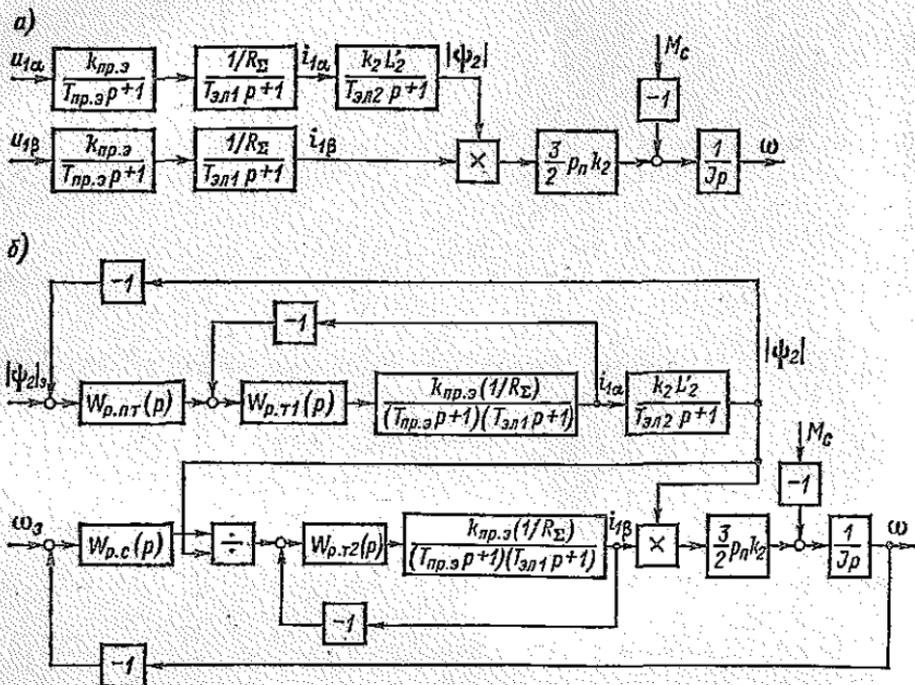


Рис. 3-23

В системе регулирования скорости асинхронного электродвигателя с подчиненной обратной связью по току $i_{1\beta}$ применяется локальная система стабилизации потокосцепления ротора, в которой применена подчиненная обратная связь по току $i_{1\alpha}$. Использование компенсационных связей, которые на структурной схеме не показаны, системе стабилизации потокосцепления ротора обеспечивается условие автономности. Это условие дает возможность выполнить синтез регуляторов потока (РПТ) и тока $i_{1\alpha}$ (РТ1) с передаточными функциями $W_{p,пт}(p)$ и $W_{p,т1}(p)$ независимо от координат системы стабилизации скорости. Аналогичное условие автономности применимо и при синтезе регуляторов скорости (РС) и тока $i_{1\beta}$ (РТ2) с передаточными функциями $W_{p,с}(p)$ и $W_{p,т2}(p)$.

Контуры регулирования токов $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$ являются одинаковыми. Малой некомпенсируемой постоянной времени является постоянная $T_{пр.э}$. Регуляторы РТ1 и РТ2 целесообразно выбирать пропорционально-интегральными. В качестве пропорционально-интеграль-

ного регулятора целесообразно выбрать и РПТ. Синтез РС в системе векторного управления выполняется аналогично тому, как это делается в системах управления электроприводом постоянного тока при двухзонном регулировании скорости. Последовательно с РС устанавливается блок деления, компенсирующий влияние узла произведения при формировании электромагнитного момента. Тем самым обеспечивается постоянство передаточного коэффициента разомкнутой по скорости системы при изменении потокоцепления ротора. Динамические характеристики системы векторного управления частотно-регулируемым электроприводом аналогичны динамическим характеристикам системы управления электроприводом постоянного тока.

Недостатком системы векторного управления является сложность управляющих и функциональных устройств при реализации преобразования координат и фаз, выполнение компенсационных связей при широком диапазоне регулирования скорости и нагрузки электропривода.

3-4. АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ

3-4-1. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ С ВВЕДЕНИЕМ ДОБАВОЧНОЙ ЭДС В РОТОРНУЮ ЦЕПЬ

Линеаризованная структурная схема асинхронно-вентильного каскада (см. рис. 3-12, в) полностью аналогична структурной схеме электропривода постоянного тока при нерегулируемом потоке возбуждения. В связи с этим и система управления электроприводом может быть выполнена аналогично системе управления электроприводом постоянного тока. На рис. 3-24, а показана схема двухконтурной системы автоматического управления скоростью асинхронного электродвигателя, а на рис. 3-24, б — структурная схема этой системы. Расчет РТ и РС выполняется так же, как для электропривода постоянного тока.

Изменение параметров роторной цепи двигателя в зависимости от скольжения может оказывать существенное влияние на динамику системы, если постоянная времени $T_{p, \text{п.нач}}$ близка к постоянной $T_{\mu I} = T_{II}$. При условии $T_{p, \text{п.нач}} \gg T_{\mu I}$ изменение $R_{p, \text{п.нач}}$ и $T_{p, \text{п.нач}}$ на работе контура регулирования тока практически не сказывается. Действительно, передаточная функция разомкнутого контура регулирования тока выпрямителя равна

$$W_I(p) = W_{p, \tau}(p) \frac{k_{II}}{T_{\mu I} p + 1} \frac{k_{d, \tau} / R_{p, \text{п.нач}}}{T_{p, \text{п.нач}} p + 1}$$

Для пропорционально-интегрального регулятора тока $W_{p, \tau}(p) = \beta_{p, \tau} (\tau_{p, \tau} p + 1) / (\tau_{p, \tau} p)$ необходимо выбрать параметры из условий

$$\beta_{p, \tau} = \frac{T_{p, \text{п.нач}} R_{p, \text{п.нач}}}{2 T_{\mu I} k_{II} k_{d, \tau}}; \quad \tau_{p, \tau} = T_{p, \text{п.нач}}$$

Для исходного режима имеем

$$W_I(p) = \frac{1}{2T_{\mu I} p (T_{\mu I} p + 1)}$$

При изменении параметров электропривода $R_{p.ц}$ и $T_{p.ц} = L_{p.ц}/R_{p.ц}$ и неизменных параметрах PT передаточная функция

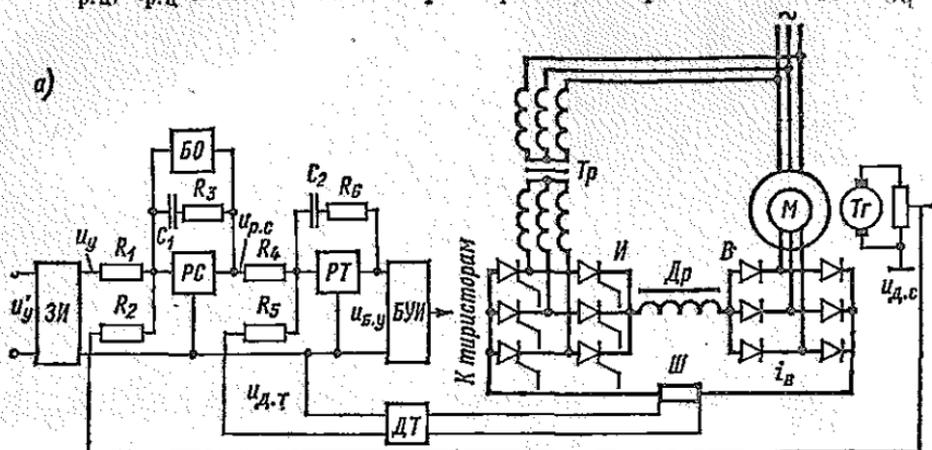


Рис. 3-24

$W_I(p)$ будет изменяться. Это следует из выражения

$$W_I(p) = \frac{R_{p.ц.нач}}{R_{p.ц}} \frac{T_{p.ц.нач} p + 1}{T_{p.ц} p + 1} \frac{1}{2T_{\mu I} p (T_{\mu I} p + 1)}$$

Если $T_{p.ц.нач} \gg T_{\mu I}$, то в области существенных частот изменений координат контура регулирования тока можно приближенно записать

$$W_I(p) \approx \frac{R_{p.ц.нач}}{R_{p.ц}} \frac{T_{p.ц.нач}}{T_{p.ц}} \frac{1}{2T_{\mu I} p (T_{\mu I} p + 1)} = \frac{1}{2T_{\mu I} p (T_{\mu I} p + 1)}$$

Передаточную функцию замкнутого контура регулирования тока можно в этом случае считать постоянной:

$$W_{I3}(p) = \frac{1}{k_{д.т} 2T_{\mu I} p (T_{\mu I} p + 1) + 1}$$

Если постоянная времени $T_{p.п}$ соизмерима с постоянной $T_{\mu л}$ и настройка контура выполняется аналогично изложенному выше, то динамические характеристики контура будут существенно меняться. Чтобы избежать этого, можно использовать автоматическую поднастройку параметров PT таким образом, чтобы стабилизировать динамические характеристики разомкнутой и, соответственно, замкнутой системы. Для этого необходимо изменять постоянную времени PT в соответствии с равенством

$$\tau_{p.т} = T_{p.п.нач} (S_2).$$

Коэффициент $\beta_{p.т}$ будет оставаться постоянным, так как

$$\beta_{p.т} = \frac{T_{p.п.нач} R_{p.п.нач}}{2T_{\mu л} k_{и} k_{д.т}} = \frac{L_{p.п}}{2T_{\mu л} k_{и} k_{д.т}} = \text{const.}$$

Для технической реализации такой настройки необходимо одновременно изменять сопротивления R_4 , R_5 и R_6 регулятора тока (рис. 3-24, а) пропорционально скольжению двигателя. Выполняется это приемами, которые изложены в гл. 9.

Как и в системах управления электроприводами постоянного тока, РС может быть пропорциональным (при этом реализуется оптимизация по модулю контура скорости) либо пропорционально-интегральным (реализуется симметричная оптимизация), что связано с конкретными режимами работы системы электропривода и требованиями к ошибке системы по нагрузке и допустимому переуправлению по току.

3-4-2. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ С ВОЗДЕЙСТВИЕМ НА ДОБАВОЧНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ В РОТОРНОЙ ЦЕПИ

В асинхронно-вентильных каскадах энергия скольжения электродвигателя преобразуется по цепи «выпрямитель — зависимый инвертор» в энергию сети. Такой способ обеспечивает возможность управления электроприводом с достаточно высокими энергетическими показателями, что является весьма важным для электроприводов средней и большой мощности. Для электроприводов малой мощности получил распространение способ управления электродвигателем, при котором энергия скольжения не преобразуется в энергию сети, а расходуется на добавочном сопротивлении, включенном на выходе выпрямителя роторной цепи. Регулирование скорости в таком электроприводе производится плавным регулированием добавочного сопротивления с помощью широтно-импульсного модулятора (ШИМ). Схема управления электроприводом показана на рис. 3-25. ШИМ выполняется на силовом тиристоре T_1 . Для искусственной коммутации тиристора применяется блок коммутации БК, принцип действия которого рассмотрен в § 3-2.

Неуправляемый выпрямитель B преобразует трехфазное переменное напряжение ротора в постоянное напряжение. Изменением добавочного сопротивления на выходе выпрямителя изменяется ток выпрямителя и соответственно ток ротора. Установившееся значение тока для конкретного значения добавочного сопротивления определяется нагрузкой на валу электродвигателя и ЭДС ротора.

Значение добавочного сопротивления зависит от состояния силового тиристора T_1 . Если T_1 включен, то сопротивление $R_{доб}$ замкнуто накоротко; если отключен, то в цепи выпрямителя будет полное сопротивление $R_{доб}$. При работе T_1

происходит путем изменения скважности модулятора. Нелинейная система уравнений, описывающая переходные процессы в электроприводе, может быть представлена в следующем виде:

$$e_{d2} = R'_{p.u} i_B + L'_{p.u} \frac{di_B}{dt};$$

$$M \approx \frac{k_{cx} p_u E_{2u}}{\omega_{1u}} i_B;$$

$$e_{d2} = k_{cx} E_{2u} s = k_{cx} E_{2u} \left(1 - \frac{p_u \omega}{\omega_{1u}} \right);$$

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt},$$

где $R'_{p.u} = [R_x + R_{\text{доб}}(1 - \delta) + R_{\text{др}}]$ — суммарное эквивалентное сопротивление роторной цепи, приведенное к цепи постоянного тока; $L'_{p.u} = (L_x + L_{\text{др}})$ — суммарная эквивалентная индуктивность роторной цепи, приведенная к цепи постоянного тока.

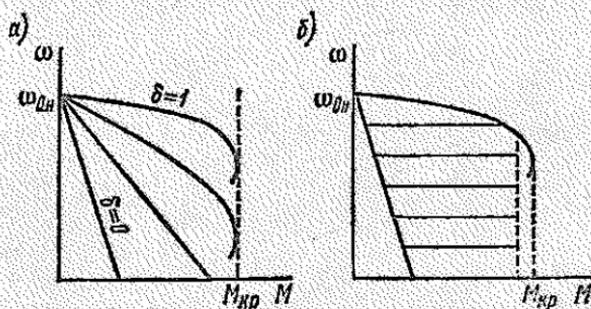


Рис. 3-26

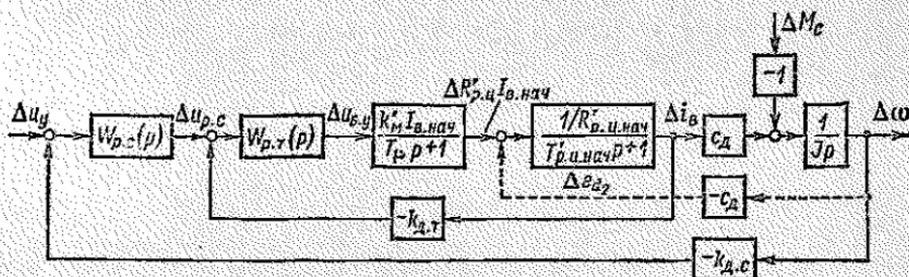


Рис. 3-27

Напряжение блока управления модулятором (БУМ) связано со скважностью δ зависимостью $u_{б.у} = k'_m \delta$, где k'_m — передаточный коэффициент модулятора.

Рассматривая переходные процессы в приращениях относительно начальных значений координат и параметров системы электропривода, можно получить линеаризованную систему уравнений, аналогично тому, как это было получено при рассмотрении системы АВК. Структурная схема системы электропривода будет в этом случае аналогична схеме рис. 3-24, б, однако параметры схемы в значительно большей степени будут подвержены изменениям вследствие изменений тока роторной цепи и напряжения БУМ.

Как и в схеме АВК, система управления скоростью электропривода может быть выполнена двухконтурной: с обратной связью по скорости двигателя и

с внутренней обратной связью по току выпрямителя. Структурная схема линеаризованной системы управления показана на рис. 3-27. Эквивалентное сопротивление роторной цепи и ток выпрямителя рассматриваются в виде некоторых начальных значений $R'_{р.ц.нач}$, $I_{в.нач}$ и приращений $\Delta R'_{р.ц}$, $\Delta i_{в}$ относительно начальных значений ($R'_{р.ц} = R'_{р.ц.нач} + \Delta R'_{р.ц}$, $i_{в} = I_{в.нач} + \Delta i_{в}$). Постоянная времени роторной цепи определяется из равенства $T'_{р.ц.нач} = L_{р.ц} / R'_{р.ц.нач}$.

Существенные изменения параметров электропривода приводят к изменению динамических характеристик контура тока. Такая параметрическая нестационарность при широком регулировании скорости и нагрузки может быть устранена применением адаптивного регулятора тока, параметры которого будут меняться в соответствии с изменением параметров роторной цепи двигателя.

Принципиальная схема системы управления электроприводом без контуров самонастройки выполняется аналогично системе управления АВК. В частном случае *PT* и *PC* могут быть выполнены пропорционально-интегральными. Механические характеристики замкнутой системы в рабочей области регулирования скорости электродвигателя показаны на рис. 3-26, б. Ограничение момента двигателя может быть выполнено ограничением тока выпрямителя путем применения блока ограничений (*BO*) в *PC*.

3-4-3. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ С ВОЗДЕЙСТВИЕМ НА НАПРЯЖЕНИЕ СТАТОРА

Регулирование скорости асинхронных электродвигателей в широком диапазоне возможно путем регулирования напряжения статора, если механические характеристики электродвигателя искусственно смягчены. Наиболее просто это можно выполнить, если в цепь ротора двигателя включить постоянное добавочное сопротивление. Наиболее благоприятным режимом работы таких электроприводов является режим с вентиляторным моментом нагрузки. Схемы электроприводов получаются сравнительно простыми и применяются в установках малой мощности, работающих в кратковременных и повторно-кратковременных режимах работы.

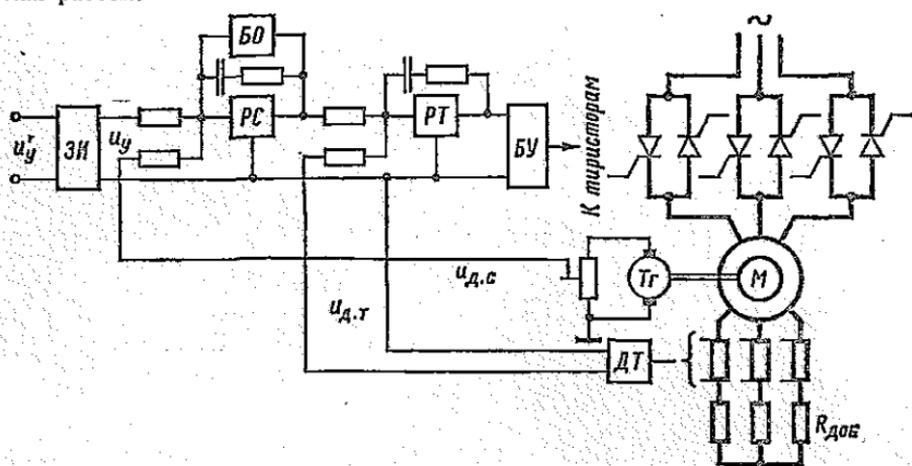


Рис. 3-28

Динамические процессы в системе электропривода могут быть исследованы на основании выводов, сделанных при рассмотрении динамических процессов в асинхронном электроприводе при регулировании частоты и напряжения статора. Следует рассматривать частный случай управления, соответствующий постоянству частоты статора.

Принципиальная схема системы управления неререверсивным асинхронным электроприводом с воздействием на напряжение статора показана на рис. 3-28.

Регулирование напряжения производится путем сдвига по фазе управляющих импульсов в тиристорах, включенных по противоположной схеме в каждую фазу статора двигателя. Как и в предыдущих схемах, система выполняется двухконтурной. Ток ротора измеряется с помощью шунтов.

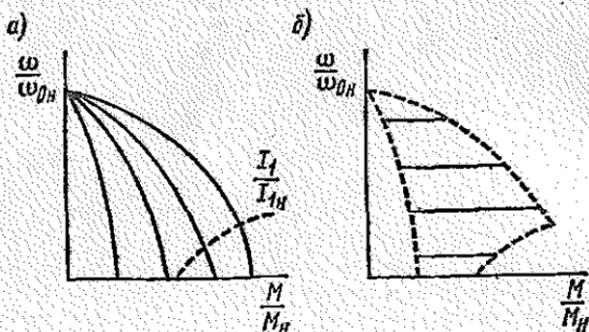


Рис. 3-29

Механические характеристики в разомкнутой системе электропривода показаны на рис. 3-29, а. Область регулирования скорости ограничена максимальным и минимальным напряжениями статора двигателя и допустимым током статора I_1 . Для статического режима работы асинхронного электродвигателя можно записать

$$\frac{M}{M_{кр.н}} = \left(\frac{U_{1ст}}{U_{1ан}} \right)^2 \frac{2}{(S/S_{кр}) + (S_{кр}/S)};$$

$$\frac{I_{2\alpha}}{I_{2\alpha кр.н}} = \sqrt{\frac{S}{S_{кр}} \frac{M}{M_{кр.н}}},$$

где $M_{кр.н}$ — критический момент при номинальном напряжении статора; $I_{2\alpha кр.н}$ — ток ротора, соответствующий моменту $M_{кр.н}$.

Механические характеристики в замкнутой системе электропривода при регулировании скорости в рабочей области показаны на рис. 3-29, б.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПРИ УПРУГОЙ СВЯЗИ ДВИГАТЕЛЯ С МЕХАНИЗМОМ

4-1. ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРА СИЛОВОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

4-1-1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ УПРУГОВЯЗКОГО ОБЪЕКТА

При рассмотрении изложенных выше принципов построения систем управления электроприводами предполагалось, что кинематическая связь между двигателем и исполнительным органом (ИО) не подвержена упругим деформациям и не содержит зазора. При таком допущении скорость двигателя и приведенная к двигателю скорость ИО равны между собой не только в установившемся режиме, но и в переходных процессах. Влияние механизма на работу электропривода проявляется лишь в том, что механизм определяет характер момента нагрузки на двигателе, а момент инерции

привода является суммой моментов инерции двигателя, редуктора и приведенного к двигателю момента инерции $ИО$. Изменение момента нагрузки на механизме в этом случае эквивалентно изменению момента нагрузки на двигателе. В большом числе случаев идеализация, основанная на предположении о жесткой связи двигателя и $ИО$, оказывается допустимой. Это связано с тем, что частота собственных упругих колебаний механизма оказывается значительно выше частоты, определяющей быстродействие АСУ ЭП. Если это условие не выполняется, пренебрежение упругостью при анализе и синтезе системы может привести к ошибочным результатам. Чем выше быстродействие системы управления, тем больше вероятность того, что влияние упругости на работу АСУ ЭП будет заметным.

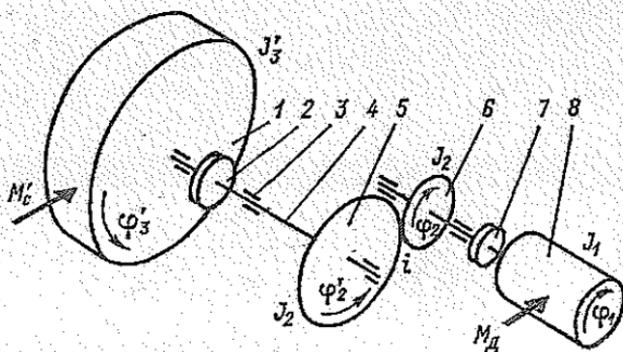


Рис. 4-1

Рассмотрению вопросов динамики АСУ ЭП реального механизма должно предшествовать создание модели механизма. Эта модель, с одной стороны, должна быть достаточно подробной, для того чтобы составленное на ее основе математическое описание давало достоверную картину динамических процессов. С другой стороны, она должна быть по возможности простой, чтобы изучение этих процессов на ее основе было реально осуществимым. Критерием допустимости принятого упрощения должно быть удовлетворительное совпадение теоретических результатов с результатами эксперимента.

На рис. 4-1 приведена схема электромеханической системы, где исполнительный орган 1 через редуктор, условно показанный в виде зубчатых колес 5 и 6, приводится во вращение двигателем, ротор которого изображен в виде вращающейся массы 8. Соединение редуктора с двигателем и $ИО$ осуществляется с помощью муфт 2 и 7. Валы вращаются в подшипниках 3. Связь двигателя с $ИО$ в общем случае оказывается упругой за счет скручивания вала 4 и упругой деформации зубьев колес редуктора, а также соединительных муфт, выполненных, например, с обрешиненными пальцами. Кинематическая цепь в общем случае содержит обусловлен-

ный неточностью изготовления узлов передачи зазор, который распределен между муфтами и зубчатым зацеплением в редукторе. На систему действуют внешние моменты: момент двигателя M_d , приложенный к ротору, и действующий на ИО момент нагрузки M'_c , который может быть активным или пассивным. На работу механизма оказывают влияние диссипативные силы, представляющие собой силы трения в подшипниках, силы трения в зубчатых зацеплениях, а также силы внутреннего трения в материале вала, возникающие в процессе его скручивания.

При исследовании динамических процессов в приводах механизмов обычно оказывается допустимым представление двигателя и механизма в виде системы с сосредоточенными параметрами, когда ротор двигателя и отдельные элементы механизма, такие, как ИО, зубчатые колеса, маховики, узлы, совершающие поступательное движение, и т. п., представляются в виде материальных точек, обладающих определенными массами или моментами инерции, а идеализированные безынерционные связи между ними массой не обладают и характеризуются только упругостью и диссипативными свойствами. Считается, что внешние силы или моменты приложены к сосредоточенным массам. Весьма сложную задачу представляет собой создание математического описания диссипативных явлений. Теоретическое решение ее часто дает весьма приближенные результаты, что определяет значительные трудности при создании достоверной модели упругой системы с учетом сил трения.

В рассмотренном на рис. 4-1 примере сосредоточенными массами можно считать массы ротора 8, зубчатых колес 5 и 6 и исполнительного органа 1. Упругости зубчатого зацепления и муфты 7 могут быть объединены в общую упругость связи двигателя с редуктором, а упругость связи редуктора с ИО определится как результирующая упругость вала 4 и муфты 2.

Имея в виду, что зазоры в механической передаче будут введены при построении структурной схемы и пока не учитываются, можно написать уравнения равновесия моментов, действующих на выделенные сосредоточенные массы:

$$\left. \begin{aligned} M_d - M_{12} - b_{12}(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_2) - M_{f1} &= J_1 \ddot{\varphi}_1; \\ M_{12} &= c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2); \\ M_{12} - b_{12}(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_1) - \frac{1}{i} [M'_{23} + b'_{23}(\dot{\varphi}'_3 - \dot{\varphi}'_2)] - M_{f2} &= J_2 \ddot{\varphi}_2; \\ M'_{23} &= c'_{23}(\varphi'_3 - \varphi'_2); \\ M'_{23} - b'_{23}(\dot{\varphi}'_3 - \dot{\varphi}'_2) - M'_c - M'_{f3} &= J'_3 \ddot{\varphi}'_3, \end{aligned} \right\} (4-1)$$

где M_d — момент двигателя; M'_c — момент нагрузки на исполнительном органе (штрихом помечены величины, не приведенные к валу двигателя); i — передаточное число редуктора; φ_1 , φ_2 , φ'_2 ,

φ'_3 — углы поворота соответствующих масс (см. рис. 4-1); $\varphi_1, \varphi_2, \varphi'_2, \varphi'_3, \dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2, \dot{\varphi}'_3$ — их первые и вторые производные; b_{12}, b'_{23} — коэффициенты внутреннего трения, постоянные, если считать, что моменты внутреннего трения в упругих связях пропорциональны разностям угловых скоростей концов этих связей; M_{f1}, M_{f2}, M_{f3} — моменты трения на сосредоточенных массах, в общем случае зависящие от скоростей соответствующих масс; M_{12} и M'_{23} — моменты в скручиваемых упругих связях соответственно между 1-й и 2-й, 2-й и 3-й массами, связанные с углом скручивания коэффициентами жесткости c_{12} и c'_{23} ; J_1 — момент инерции ротора и муфты 7; J_2 — приведенный к двигателю момент инерции редуктора (зубчатые колеса *б* и *в*); J'_3 — момент инерции ИО.

Приведение к двигателю коэффициентов жесткости и внутреннего трения осуществляется через квадрат передаточного числа:

$$c_{23} = c'_{23}/i^2; \quad b_{23} = b'_{23}/i^2.$$

Для перехода к о. е. должны быть выбраны базовые значения скорости и моментов на валу двигателя ω_6 и M_6 и на исполнительном валу $\omega'_6 = \omega_6/i$ и $M'_6 = M_6 i$. За базовый угол поворота вала двигателя принимается угол, на который повернется вал двигателя, вращающийся со скоростью ω_6 за одну секунду, $\varphi_6 = \int_0^1 \omega_6 dt$, а исполнительного вала — $\varphi'_6 = \varphi_6/i$. Тогда, вводя в рассмотрение скорости сосредоточенных масс $\bar{\omega}_1, \bar{\omega}_2$ и $\bar{\omega}_3$, уравнения (4-1) можно переписать в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{\varphi}_1 &= \frac{1}{p} \bar{\omega}_1; \\ \bar{\varphi}_2 &= \frac{1}{p} \bar{\omega}_2; \\ \bar{\varphi}_3 &= \frac{1}{p} \bar{\omega}_3; \\ \bar{\omega}_1 &= \frac{1}{T_{m1p}} [\bar{M}_d - \bar{M}_{12} - k_{c12}(\bar{\omega}_1 - \bar{\omega}_2) - k_{f1}\bar{\omega}_1]; \\ \bar{M}_{12} &= \frac{1}{T_{c12p}} (\bar{\omega}_1 - \bar{\omega}_2); \\ \bar{\omega}_2 &= \frac{1}{T_{m2p}} [\bar{M}_{12} + k_{c12}(\bar{\omega}_1 - \bar{\omega}_2) - \bar{M}_{23} - k_{c23}(\bar{\omega}_2 - \bar{\omega}_3) - k_{f2}\bar{\omega}_2]; \\ \bar{M}_{23} &= \frac{1}{T_{c23p}} (\bar{\omega}_2 - \bar{\omega}_3); \\ \bar{\omega}_3 &= \frac{1}{T_{m3p}} [\bar{M}_{23} + k_{c23}(\bar{\omega}_2 - \bar{\omega}_3) - \bar{M}_c - k_{f3}\bar{\omega}_3], \end{aligned} \right\} (4-2)$$

где $d/dt = p$; $T_{m1} = J_1 \omega_6 / M_6$, $T_{m2} = J_2 \omega_6 / M_6$, $T_{m3} = J'_3 \omega'_6 / M'_6 = J_3 \omega_6 / M_6$ — механические постоянные времени сосредоточенных масс; $T_{c12} = M_6 / (\omega_6 c_{12})$, $T_{c23} = M'_6 / (\omega'_6 c'_{23}) = M_6 / (\omega_6 c_{23})$ — постоян-

ные времени жесткости кинематических связей; $k_{c12} = b_{12}\omega_0/M_0$, $k_{c23} = b'_{23}\omega'_0/M'_0 = b_{23}\omega_0/M_0$ — относительные коэффициенты внутреннего трения; k_{f1} , k_{f2} , k_{f3} — относительные (в общем случае переменные) коэффициенты, характеризующие зависимости моментов внешнего трения \bar{M}_{f1} , \bar{M}_{f2} , \bar{M}_{f3} от скоростей соответствующих масс $\bar{\omega}_1$, $\bar{\omega}_2$, $\bar{\omega}_3$.

Уравнениям (4-2) отвечает структурная схема механизма, приведенная на рис. 4-2. На схеме учтены зазоры в кинематической цепи в виде нелинейных элементов на входах звеньев $1/T_{c12}$, $k_{c12}p$ и $1/T_{c23}$, $k_{c23}p$: упругий момент (\bar{M}_{12} или \bar{M}_{23}) и момент внутреннего трения возникают лишь после того, как разность углов ($\bar{\varphi}_1 - \bar{\varphi}_2$ или $\bar{\varphi}_2 - \bar{\varphi}_3$) превысит результирующий зазор ($\pm \bar{\varphi}_{01}$ или $\pm \bar{\varphi}_{02}$).

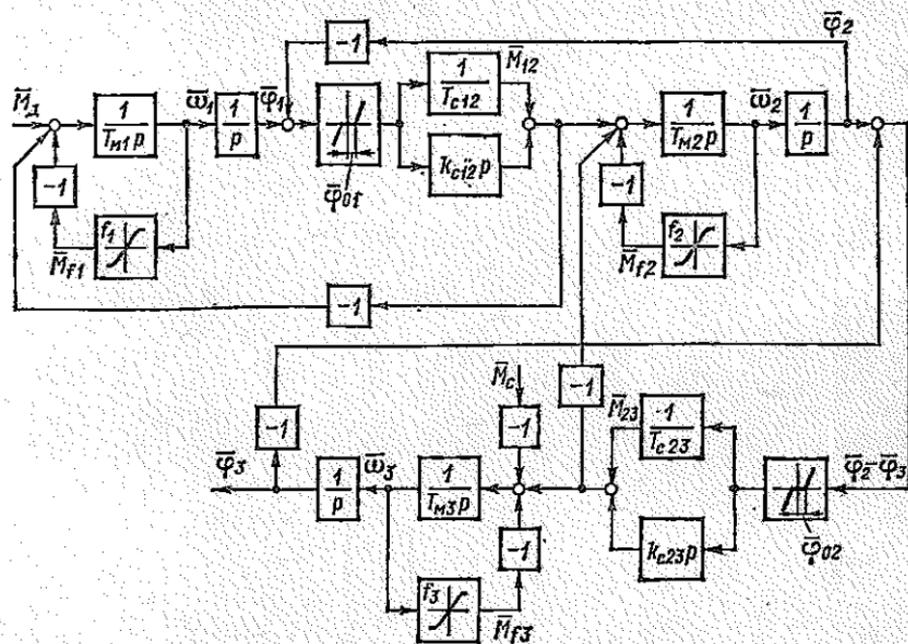


Рис. 4-2

Полученное математическое описание механизма удобно использовать при исследовании электромеханической системы с помощью вычислительных машин.

Для линеаризации системы надо пренебречь влиянием зазоров и в уравнениях (4-2) заменить переменные их приращениями, считая, что момент нагрузки \bar{M}_c не зависит от скорости, а коэффициенты k_{f1} и k_{f2} постоянны. Тогда связь между координатами и внешними воздействиями можно охарактеризовать передаточными функциями, получив их в результате преобразования линеаризованной структурной схемы или системы уравнений (4-2).

Воспользуемся матричной формой записи уравнений. Введя обозначения: $x_1 = \Delta\bar{\varphi}_1$, $x_2 = \Delta\bar{\varphi}_2$, $x_3 = \Delta\bar{\varphi}_3$, $x_4 = \Delta\bar{\omega}_1$, $x_5 = \Delta\bar{M}_{12}$, $x_6 = \Delta\bar{\omega}_2$, $x_7 = \Delta\bar{M}_{23}$, $x_8 = \Delta\bar{\omega}_3$, можно на основании системы (4-2) записать матричное уравнение механизма в виде

$$\dot{x} = Ax + Bu. \quad (4-3)$$

Матрица коэффициентов размерностью 8×8 имеет вид

$$A = \begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix},$$

а матрица управления размерностью 8×2 есть $B = [0 : B_{21}]^T$, где

$$A_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$A_{22} = \begin{bmatrix} \frac{k_{c12} + k_{f1}}{T_{m1}} & -\frac{1}{T_{m1}} & \frac{k_{c12}}{T_{m1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{c12}} & 0 & -\frac{1}{T_{c12}} & 0 & 0 \\ \frac{k_{c12}}{T_{m3}} & \frac{1}{T_{m1}} & -\frac{k_{c12} + k_{c23} + k_{f2}}{T_{m2}} & -\frac{1}{T_{m2}} & \frac{k_{c23}}{T_{m2}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{c23}} & 0 & -\frac{1}{T_{c23}} \\ 0 & 0 & \frac{k_{c23}}{T_{m3}} & \frac{1}{T_{m3}} & -\frac{k_{c23} + k_{f3}}{T_{m3}} \end{bmatrix};$$

$$B_{21} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_{m1}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{m2}} \end{bmatrix}.$$

Вектор входных воздействий имеет своими компонентами приращения моментов, действующих на первую и третью массы:

$$u = [\Delta M_d \Delta M_c]^T,$$

где индекс «т» — знак транспонирования.

Если оперировать не с углами поворота, а со скоростями сосредоточенных масс $\Delta\bar{\omega}_1$, $\Delta\bar{\omega}_2$, $\Delta\bar{\omega}_3$, т. е. в качестве вектора состояний

рассматривать вектор $x = [x_4, x_5, x_6, x_7, x_8]^T$, то

$$\dot{x} = A_{22}x + B_{21}u. \quad (4-4)$$

Матричная передаточная функция объекта, определяющая связь координат $x_4 - x_8$ с внешними входными воздействиями, получается как

$$W_o(p) = (pI - A_{22})^{-1} B_{21} = \frac{\text{Adj}(pI - A_{22})}{\det(pI - A_{22})} B_{21},$$

где $\text{Adj}(pI - A_{22})$ — присоединенная матрица; $\det(pI - A_{22})$ — определитель матрицы $pI - A_{22}$; I — единичная матрица.

Поскольку в матрице B_{21} отличными от нуля являются только 1-й элемент 1-й строки и 2-й элемент 5-й строки, для получения матричной передаточной функции объекта необходимы элементы лишь 1-го и 5-го столбцов присоединенной матрицы. Если обозначить их $a_{11}, a_{21}, \dots, a_{51}; a_{15}, a_{25}, \dots, a_{55}$, то

$$\begin{bmatrix} \Delta \bar{w}_1 \\ \Delta \bar{M}_{12} \\ \Delta \bar{w}_2 \\ \Delta \bar{M}_{23} \\ \Delta \bar{w}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{\det(pI - A)} \begin{bmatrix} a_{11}/T_{m1} & a_{15}/T_{m3} \\ a_{21}/T_{m1} & a_{25}/T_{m3} \\ a_{31}/T_{m1} & a_{35}/T_{m3} \\ a_{41}/T_{m1} & a_{45}/T_{m3} \\ a_{51}/T_{m1} & a_{55}/T_{m3} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta \bar{M}_d \\ \Delta \bar{M}_c \end{bmatrix}.$$

Элементы 1-го столбца после деления их на $\det(pI - A)$ будут представлять собой передаточные функции, связывающие соответствующую выходную координату с $\Delta \bar{M}_d$, 2-го — с $\Delta \bar{M}_c$. Так, например,

$$\frac{\Delta \bar{w}_1(p)}{\Delta \bar{M}_d(p)} = \frac{1}{\det(pI - A)} \frac{a_{11}}{T_{m1}}.$$

Через элементы матрицы могут быть определены передаточные функции, связывающие между собой отдельные координаты; например,

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \bar{w}_3(p)}{\Delta \bar{w}_1(p)} &= \frac{\Delta \bar{w}_3(p)}{\Delta \bar{M}_d(p)} \left/ \frac{\Delta \bar{w}_1(p)}{\Delta \bar{M}_d(p)} \right. = \frac{a_{31}}{a_{11}}; \\ \frac{\Delta \bar{w}_3(p)}{\Delta \bar{w}_2(p)} &= \frac{\Delta \bar{w}_3(p)}{\Delta \bar{M}_d(p)} \left/ \frac{\Delta \bar{w}_2(p)}{\Delta \bar{M}_d(p)} \right. = \frac{a_{31}}{a_{21}}. \end{aligned}$$

При учете трения передаточные функции оказываются чрезвычайно громоздкими. Имея в виду, что обычно в промышленных механизмах приходится иметь дело со слабодемпфированными упругими связями, и исходя из стремления получить обозримый результат, можно положить $k_{c12} = k_{c23} = k_{f1} = k_{f2} = k_{f3} = 0$.

Тогда после формальных преобразований получится

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \bar{\omega}_1(\rho)}{\Delta \bar{M}_d(\rho)} &= \frac{1}{T_m \rho} \times \\ &\times \frac{T_{c12} T_{c23} T_{m2} T_{m3}}{T_{c12} T_{c23} \frac{T_{m1} T_{m2} T_{m3}}{T_m} \rho^4 + \left[T_{c12} \frac{T_{m1} (T_{m2} + T_{m3})}{T_m} + T_{c23} \frac{T_{m3} (T_{m1} + T_{m2})}{T_m} \right] \rho^2 + 1} = \\ &= \frac{1}{T_m \rho} \frac{(T_1^2 \rho^2 + 1) (T_3^2 \rho^2 + 1)}{(T_1^2 \rho^2 + 1) (T_3^2 \rho^2 + 1)}; \\ \frac{\Delta \bar{\omega}_2(\rho)}{\Delta \bar{\omega}_1(\rho)} &= \frac{T_{m3} T_{c23} \rho^2 + 1}{T_{c12} T_{c23} T_{m2} T_{m3} \rho^4 + [T_{c12} (T_{m2} + T_{m3}) + T_{c23} T_{m3}] \rho^2 + 1} = \\ &= \frac{T_5^2 \rho^2 + 1}{(T_1^2 \rho^2 + 1) (T_3^2 \rho^2 + 1)}; \\ \frac{\Delta \bar{\omega}_3(\rho)}{\Delta \bar{\omega}_2(\rho)} &= \frac{1}{T_{c23} T_{m3} \rho^2 + 1} = \frac{1}{T_5^2 \rho^2 + 1}. \end{aligned}$$

Постоянные времени T_1 , T_2 , T_3 и T_4 определяются в результате нахождения корней соответствующих биквадратных уравнений и зависят от соотношения параметров объекта; $T_5 = \sqrt{T_{c23} T_{m3}}$. Частоты, соответствующие этим постоянным времени, имеют определенный физический смысл. Если на вход объекта подать приращение момента $\Delta \bar{M}_d$, то в возникших колебаниях скорости первой массы будут присутствовать составляющие с частотами $1/(2\pi T_2)$ и $1/(2\pi T_4)$. Если скачком изменить скорость первой массы (например, при установившемся вращении, наложив тормоз, затормозить двигатель), то скорость второй массы будет содержать колебания с частотами $1/(2\pi T_1)$ и $1/(2\pi T_3)$. При наложении тормоза на вторую массу третья масса будет совершать колебания с частотой $1/(2\pi T_5)$. В ряде случаев это может быть использовано при идентификации объекта.

Аналогичным путем может быть составлено математическое описание и более сложного объекта с большим числом масс. Однако аналитические выражения для системы с таким объектом в общем виде оказываются обычно чрезвычайно громоздкими.

4-1-2. ДВУХМАССОВАЯ УПРУГОВЯЗКАЯ СИСТЕМА «ДВИГАТЕЛЬ — МЕХАНИЗМ». РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ УПРУГИХ КОЛЕБАНИЙ

В значительном числе случаев математическое описание электромеханической системы оказывается более простым, чем это было рассмотрено выше, так как объект с достаточной степенью достоверности может рассматриваться как двухмассовый. Представим себе, что момент инерции зубчатых колес 5 и 6 (см. рис. 4-1) пренебрежимо мал по сравнению с моментами инерции ротора и ИО. Кроме того, будем считать, что моменты трения приложены к первой и третьей массам. Тогда после приведения моментов и углов к двигателю и введения обозначения $\phi = \rho\varphi$ второе уравнение

системы (4-1) переписывается в виде

$$M_{12} + b_{12}\rho (\varphi_1 - \varphi_2) = M_{23} + b_{23}\rho (\varphi_2 - \varphi_3),$$

так как $J_2 = 0$ и $M_{f2} = 0$.

Поскольку M_{12} и M_{23} пропорциональны углам скручивания соответствующих кинематических передач, а моменты внутреннего трения — разности скоростей концов связи, можно утверждать, что это равенство выполняется почленно, т. е.

$$M_{12} = M_{23} = M_y; \quad b_{12}\rho (\varphi_1 - \varphi_2) = b_{23}\rho (\varphi_2 - \varphi_3) = M_{\text{вн.тр}}$$

или, с учетом формул для M_{12} и M_{23} ,

$$c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2) = M_y;$$

$$c_{23} (\varphi_2 - \varphi_3) = M_y.$$

Домножая первое из этих выражений на c_{23} , а второе — на c_{12} и складывая их, получим

$$c_{12}c_{23} (\varphi_1 - \varphi_2) = (c_{12} + c_{23}) M_y,$$

откуда

$$M_y = c (\varphi_1 - \varphi_3),$$

где $c = c_{12}c_{23}/(c_{12} + c_{23})$.

Аналогично может быть получено

$$M_{\text{вн.тр}} = b (\varphi_1 - \varphi_3)$$

при $b = b_{12}b_{23}/(b_{12} + b_{23})$.

Коэффициенты c и b характеризуют эквивалентную жесткость кинематической передачи, связывающей ротор двигателя с ИО, и внутреннее трение в этой передаче.

В тех случаях, когда рассматривается система управления скоростью двигателя, целесообразно выходными координатами считать угловые скорости. Тогда для двухмассовой системы могут быть записаны уравнения в о. е., в которых величины, связанные с ИО, имеют индекс 2:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\omega}_1 &= \frac{1}{T_{\omega 1\rho}} [\bar{M}_x - \bar{M}_y - k_c (\bar{\omega}_1 - \bar{\omega}_2) - k_{f1} \bar{\omega}_1]; \\ \bar{M}_y &= \frac{1}{T_c \rho} (\bar{\omega}_1 - \bar{\omega}_2); \\ \bar{\omega}_2 &= \frac{1}{T_{\omega 2\rho}} [\bar{M}_y + k_c (\bar{\omega}_1 - \bar{\omega}_2) - \bar{M}_c - k_{f2} \bar{\omega}_2], \end{aligned} \right\} \quad (4-5)$$

где $k_c = b\omega_0/M_0$; $T_c = M_0/(c\omega_0)$.

При рассмотрении электромеханической системы, включающей в себя управляемый напряжением на якоре двигатель постоянного тока с независимым возбуждением и механизм, эти уравнения надо дополнить выражением для тока якоря, записанным на основании первого уравнения (2-8) при $\Phi = \text{const}$:

$$I_a = \bar{M}_x = \frac{1}{T_{я-ц\rho}} \left(\frac{\bar{e}_{т.п} - \bar{\omega}_1}{\rho_{я.п}} - I_a \right).$$

Соответствующая структурная схема с учетом зазора и нелинейной зависимости трения от скорости имеет вид рис. 4-3.

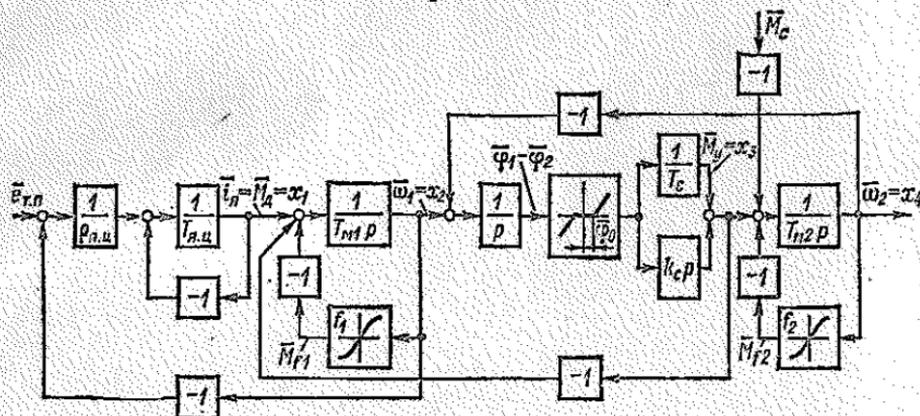


Рис. 4-3

В линеаризованной системе, вводя в рассмотрение вектор состояний объекта $[x_1 x_2 x_3 x_4]^T$ (где $x_1 = \Delta \bar{M}_y$, $x_2 = \Delta \bar{\omega}_1$, $x_3 = \Delta \bar{M}_y$, $x_4 = \Delta \bar{\omega}_2$) и вектор входных воздействий $u = [\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п} \Delta \bar{M}_c]^T$, можно получить матричное уравнение вида (4-3) при значениях матриц

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_{я.п}} & \frac{\rho_{я.п} T_{я.п}}{k_c + k_{f1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{м1}} & -\frac{k_c + k_{f1}}{T_{м1}} & -\frac{1}{T_{м1}} & \frac{k_c}{T_{м1}} \\ 0 & \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} \\ 0 & \frac{k_c}{T_{м2}} & \frac{1}{T_{м2}} & -\frac{k_c + k_{f2}}{T_{м2}} \end{bmatrix};$$

$$B = [B_u | B_m] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \rho_{я.п} T_{я.п} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{м2}} \end{bmatrix}. \quad (4-6)$$

Матричная передаточная функция системы «двигатель — механизм» записывается как

$$W_o(p) = \begin{bmatrix} \frac{\Delta \bar{i}_n(p)}{\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п}(p)} & \frac{\Delta \bar{i}_n(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} \\ \frac{\Delta \bar{\omega}_1(p)}{\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п}(p)} & \frac{\Delta \bar{\omega}_1(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} \\ \frac{\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п}(p)}{\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п}(p)} & \frac{\Delta \bar{M}_c(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} \\ \frac{\Delta \bar{M}_y(p)}{\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п}(p)} & \frac{\Delta \bar{M}_y(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} \\ \frac{\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п}(p)}{\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п}(p)} & \frac{\Delta \bar{M}_c(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} \\ \frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{\varepsilon}_{т.п}(p)} & \frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} \end{bmatrix} = \frac{1}{F(p)} \begin{bmatrix} a_{11} & -a_{14} \\ \frac{\rho_{я.п} T_{я.п}}{k_c + k_{f1}} & -\frac{1}{T_{м2}} \\ a_{21} & -\frac{1}{T_{м2}} \\ \frac{\rho_{я.п} T_{я.п}}{k_c + k_{f1}} & -\frac{1}{T_{м2}} \\ a_{31} & -\frac{1}{T_{м2}} \\ \frac{\rho_{я.п} T_{я.п}}{k_c + k_{f1}} & -\frac{1}{T_{м2}} \\ a_{41} & -\frac{1}{T_{м2}} \end{bmatrix}, \quad (4-7)$$

где $F(p) = \det(pI - A)$; $a_{11}, \dots, a_{44}, a_{12}, \dots, a_{41}$ — элементы присоединенной матрицы $Ad_j(pI - A)$.

Учет моментов вязкого трения на концах упругой связи, когда $k_{f1} \neq 0$ и $k_{f2} \neq 0$, приводит к достаточно громоздким передаточным функциям даже при рассмотрении двухмассовой системы. Так, передаточные функции, характеризующие изменения тока якоря, скоростей двигателя и ИО, получаются в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta \bar{M}_n(p)}{\Delta \bar{e}_{\tau, n}(p)} &= \frac{1}{F(p)} \frac{a_{11}}{\rho_{я, n} T_{я, n}} = \frac{(k_{f1} + k_{f2})(a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1)}{F(p) \rho_{я, n} T_{я, n} T_{м1} T_c T_{м2}}; \\ \frac{\Delta \bar{\omega}_1(p)}{\Delta \bar{e}_{\tau, n}(p)} &= \frac{1}{F(p)} \frac{a_{31}}{\rho_{я, n} T_{я, n}} = \frac{b_2 p^2 + b_1 p + 1}{F(p) \rho_{я, n} T_{я, n} T_{м1} T_c T_{м2}}; \\ \frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{e}_{\tau, n}(p)} &= \frac{1}{F(p)} \frac{a_{41}}{\rho_{я, n} T_{я, n}} = \frac{T_c k_c p + 1}{F(p) \rho_{я, n} T_{я, n} T_{м1} T_c T_{м2}}, \end{aligned} \right\} \quad (4-8)$$

где $a_1 = \{T_{м1} + T_{м2} + T_c [k_c (k_{f1} + k_{f2}) + k_{f1} k_{f2}]\} / (k_{f1} + k_{f2})$; $a_2 = T_c [T_{м1} (k_c + k_{f2}) + T_{м2} (k_c + k_{f1})] / (k_{f1} + k_{f2})$; $a_3 = T_{м1} T_{м2} T_c / (k_{f1} + k_{f2})$; $b_1 = T_c (k_c + k_{f2})$, $b_2 = T_c T_{м2}$.

Определитель системы имеет вид

$$F(p) = \frac{\rho_{я, n} (T_{я, n} p + 1) (k_{f1} + k_{f2}) (a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1) + (b_2 p^2 + b_1 p + 1)}{\rho_{я, n} T_{я, n} T_{м1} T_c T_{м2}}. \quad (4-9)$$

Рассмотрение этих передаточных функций возможно лишь при конкретных значениях параметров, когда могут быть определены корни полинома $a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1$. Вид передаточных функций для двухмассовой системы упрощается, если считать, что механическое демпфирование осуществляется за счет внутренних сил трения в упругой связи, а трение в массах пренебрежимо мало, т. е. что $k_{f1} = k_{f2} = 0$, а $k_c \neq 0$. Тогда

$$W_o(p) = \frac{1}{F(p) \rho_{я, n} T_{я, n} T_{м1} T_c T_{м2}} \left[\begin{array}{l} T_{м1} p (T_{я}^2 p^2 + k_c T_c p + 1) \\ \gamma T_{я}^2 p^2 + k_c T_c p + 1 \\ T_{м2} p \\ k_c T_c p + 1 \\ k_c T_c p + 1 \\ - \rho_{я, n} (T_{я, n} p + 1) (k_c T_c p + 1) \\ \rho_{я, n} T_{м1} p (T_{я, n} p + 1) + 1 \\ - \rho_{я, n} (T_{я, n} p + 1) \left[k_c T_c p \left(\frac{T_{м1}}{k_c} p + 1 \right) + 1 \right] + T_c p \end{array} \right], \quad (4-10)$$

где $T_{я} = T_{м1} + T_{м2}$ — суммарная механическая постоянная времени привода; $\gamma = \frac{T_{я}}{T_{м1}} = \frac{J_1 + J_2}{J_1}$ — коэффициент соотношения масс;

$$T_{я} = \sqrt{T_c T_{м1} T_{м2} / T_{я}};$$

$$F(p) = \frac{\rho_{я, n} T_{м1} p (T_{я, n} p + 1) (T_{я}^2 p^2 + k_c T_c p + 1) + (\gamma T_{я}^2 p^2 + k_c T_c p + 1)}{\rho_{я, n} T_{я, n} T_{м1} T_c T_{м2}}.$$

Постоянные времени $\sqrt{\gamma T_y}$ и T_y могут быть определены расчетным путем или найдены из эксперимента, если с достаточным основанием механизм можно рассматривать как линейную систему.

Движение ИО при изменении скорости двигателя определяется передаточной функцией

$$\frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{\omega}_1(p)} = \frac{k_c T_c p + 1}{\gamma T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1}.$$

Если предположить, что скорость двигателя скачком изменилась на $\Delta \bar{\omega}_1$, то по операционному изображению $\Delta \bar{\omega}_2(p) = \Delta \bar{\omega}_1 (k_c T_c p + 1) / (\gamma T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1)$ можно определить оригинал, представляющий собой зависимость скорости $\Delta \omega_2$ от времени:

$$\Delta \omega_2(t) = \exp\left(-\frac{\xi_2}{\sqrt{\gamma} T_y} t\right) \left[\cos \sqrt{\frac{1-\xi_2^2}{\gamma T_y^2}} t - \frac{\xi_2}{\sqrt{1-\xi_2^2}} \sin \sqrt{\frac{1-\xi_2^2}{\gamma T_y^2}} t \right] \Delta \bar{\omega}_1,$$

где $\xi_2 = \frac{k_c T_c}{2\sqrt{\gamma} T_y}$ — коэффициент демпфирования звена второго порядка в знаменателе передаточной функции $\Delta \bar{\omega}_2(p) / \Delta \bar{\omega}_1(p)$.

При слабом механическом демпфировании (при $\xi_2 \ll 1$) выражение для $\Delta \bar{\omega}_2(t)$ упрощается:

$$\Delta \bar{\omega}_2(t) \approx \exp\left(-\frac{\xi_2}{\sqrt{\gamma} T_y} t\right) \cos \frac{t}{\sqrt{\gamma} T_y} \Delta \bar{\omega}_1.$$

Таким образом, частота колебаний скорости второй массы равна $1/(\sqrt{\gamma} T_y)$, а затухание этих колебаний определяется значением ξ_2 .

При изменении момента двигателя движение ИО будет определяться передаточной функцией

$$\frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{M}_d(p)} = \frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{e}_{\tau, n}(p)} \left/ \left[\frac{\Delta \bar{M}_d(p)}{\Delta \bar{e}_{\tau, n}(p)} \right] \right. = \frac{1}{T_{\text{ин}} p} \frac{k_c T_c p + 1}{\gamma T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1}.$$

Приложив кратковременно момент к первой массе (например, подключив на короткое время двигатель к источнику питания), можно вызвать колебания всей двухмассовой системы. Считая, что изменение момента имеет характер единичной импульсной функции $\Delta \bar{M}_d(t) = \delta(t)$, можно записать

$$\Delta \bar{\omega}_2(t) = \frac{1}{T_{\text{ин}}} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{\xi_{12}}{T_y} t\right) \times \right. \\ \left. \times \left[\cos \frac{\sqrt{1-\xi_{12}^2}}{T_y} t - \frac{\xi_{12}}{\sqrt{1-\xi_{12}^2}} \sin \frac{\sqrt{1-\xi_{12}^2}}{T_y} t \right] \right\} \delta(t)$$

или, при $\xi_{12} \ll 1$,

$$\Delta \bar{\omega}_2(t) \approx \frac{1}{T_{\text{ин}}} \left[1 - \exp\left(-\frac{\xi_{12}}{T_y} t\right) \cos \frac{t}{T_y} \right] \delta(t).$$

Поскольку частота колебаний в этом режиме есть $1/T_y$, постоянную времени T_y называют *постоянной времени упругих колебаний двухмассовой системы*. Затухание колебаний определяется коэффициентом демпфирования $\xi_{12} = k_c T_c / (2T_y)$.

При замкнутой на источник питания якорной цепи колебания скорости двигателя и его ЭДС, возникающие в результате внешнего воздействия на привод, вызывают колебания тока якоря и момента M_1 . Это оказывает демпфирующее воздействие на процесс колебаний в электромеханической системе «двигатель—механизм» [53]. Если система управления электроприводом разомкнута и ЭДС преобразователя, так же, как момент нагрузки M_c , представляет собой внешнее воздействие, то при принятых допущениях характер изменения координат системы определяется передаточными функциями (4-10) и зависит от соотношения параметров системы и вида воздействия. Параметры, характеризующие механическое демпфирование, ξ_2 и ξ_{12} обычно в малой степени влияют на переходные процессы, так как основное демпфирование осуществляется за счет электропривода.

В замкнутой системе управления настройка системы должна быть произведена так, чтобы обеспечивалось наиболее эффективное демпфирование колебаний электроприводом и движение ИО было плавным, несмотря на наличие упругой связи.

4-2. УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДВУХМАССОВОГО УПРУГОВЯЗКОГО МЕХАНИЗМА В СИСТЕМЕ С ПОДЧИНЕННЫМ ТОКОВЫМ КОНТУРОМ

4-2-1. ВЛИЯНИЕ УПРУГОСТИ НА РАБОТУ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ПОДЧИНЕННЫМ ТОКОВЫМ КОНТУРОМ

В гл. 2 была рассмотрена система регулирования скорости электропривода с подчиненным токовым контуром в предположении, что двигатель жестко связан с ИО. В реальной системе существуют упругие деформации кинематической цепи и целесообразно определить, в каких случаях, несмотря на это, контуры тока и скорости можно настраивать так же, как в жесткой системе. Структурная схема системы при наличии упругой связи двигателя с ИО в предположении, что трение в основном происходит внутри связи, показана на рис. 4-4, а. На основании матричной передаточной функции (4-10) могут быть записаны передаточные функции, связывающие при управляющем воздействии скорость двигателя с током якоря (моментом двигателя) и скорость ИО со скоростью двигателя:

$$\frac{\Delta \bar{\omega}_1(p)}{\Delta \bar{i}_a(p)} = \frac{\Delta \bar{\omega}_1(p)}{\Delta \bar{e}_{r,n}(p)} \left/ \left[\frac{\Delta \bar{i}_a(p)}{\Delta \bar{e}_{r,n}(p)} \right] \right. = \frac{1}{T_n p} \frac{\gamma T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1}{T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1};$$

$$\frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{\omega}_1(p)} = \frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{e}_{r,n}(p)} \left/ \left[\frac{\Delta \bar{\omega}_1(p)}{\Delta \bar{e}_{r,n}(p)} \right] \right. = \frac{k_c T_c p + 1}{\gamma T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1}.$$

Тогда объект системы подчиненного регулирования можно представить в виде рис. 4-4, б, где введены обозначения

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1 = T_y^2 p^2 + 2 T_y \xi_{12} p + 1; \\ W_2(p) &= \gamma T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1 = \gamma T_y^2 p^2 + 2 \sqrt{\gamma} T_y \xi_2 p + 1. \end{aligned} \right\} (4-11)$$

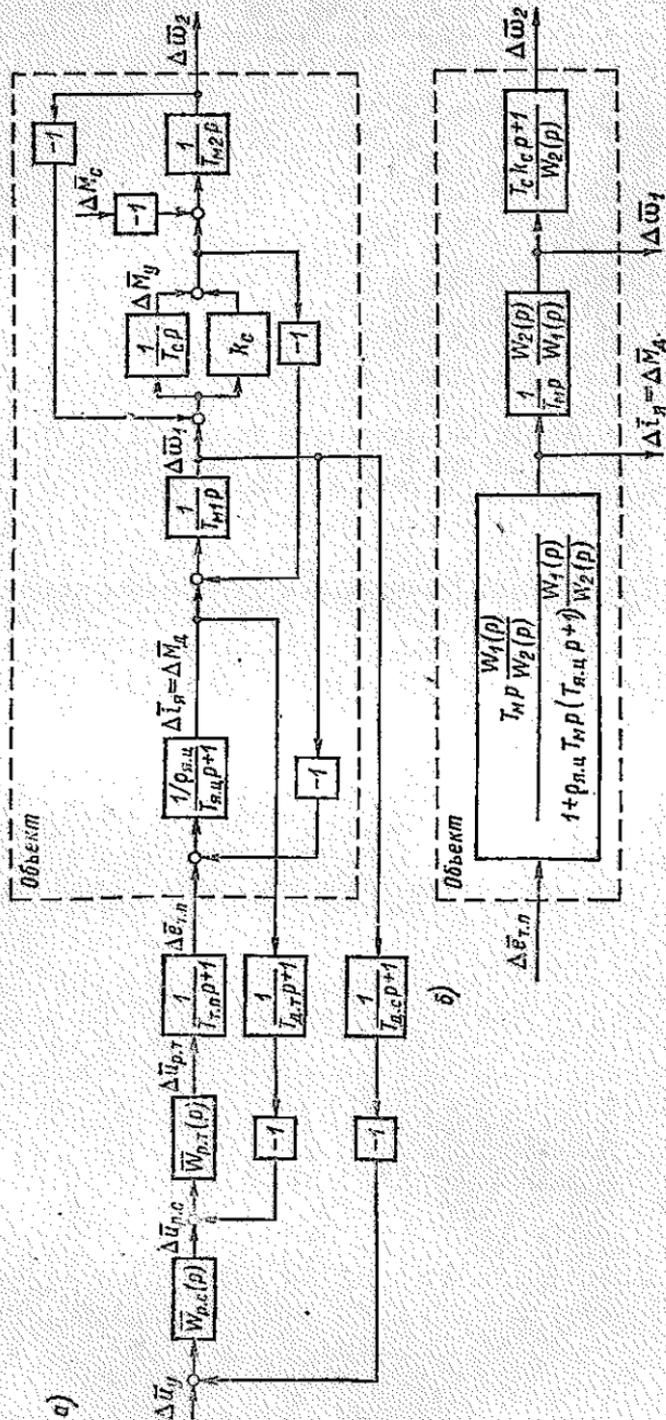


Рис. 4-4

Токовый контур. Считая в соответствии с постановкой задачи, что регулятор тока настроен так же, как в жесткой системе, можно на основании структурной схемы рис. 4-4 записать передаточную функцию разомкнутого токового контура в виде (2-34). В отличие от жесткой системы множитель $A(p)$, характеризующий влияние обратной связи по ЭДС двигателя, будет иметь вид

$$A(p) = \frac{\rho_{я.д} T_{я.д} p (T_{я.д} p + 1) W_1(p) / W_2(p)}{1 + \rho_{я.д} T_{я.д} p (T_{я.д} p + 1) W_1(p) / W_2(p)}$$

Влиянием упругости на токовый контур можно пренебречь в следующих случаях.

А. Приведенный к двигателю момент инерции много меньше момента инерции самого двигателя, т. е. коэффициент соотношения масс $\gamma \approx 1$. В этом случае $W_1(p) \approx W_2(p)$, множитель $A(p)$ и передаточная функция токового контура имеют тот же вид, что и в жесткой системе.

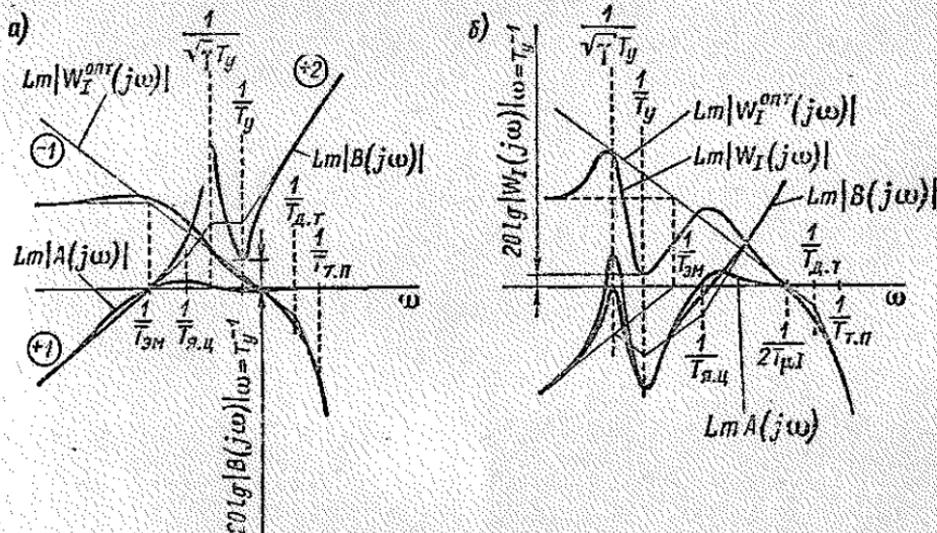


Рис. 4-5

Б. Параметры системы «двигатель — механизм» таковы, что наличие упругой связи не вызывает колебаний тока якоря в разомкнутой системе. Этот случай характеризуется тем, что вид частотной характеристики $A(j\omega)$, соответствующей множителю $A(p)$, близок к таковому в жесткой системе. Вид ЛАЧХ для некоторого конкретного соотношения параметров приведен на рис. 4-5, а. Через $B(p)$ обозначена передаточная функция

$$B(p) = \rho_{я.д} T_{я.д} p (T_{я.д} p + 1) W_1(p) / W_2(p),$$

и характеристика множителя $A(p)$ построена в соответствии с выражением $A(p) = B(p) / [1 + B(p)]$.

Если участок ЛАЧХ $Lm | B(j\omega) |$ в зоне частоты $\omega = 1/T_{я}$ располагается выше оси абсцисс, что можно охарактеризовать выполнением условия $20 \lg | B(j\omega) |_{\omega = 1/T_{я}} > 6$ дБ, то характеристика разомкнутого токового контура, построенная в соответствии с (2-34),

$$Lm | W_I(j\omega) | = Lm | W_I^{opt}(j\omega) | + Lm | A(j\omega) |$$

будет, как и в жесткой системе, отличаться от $Lm | W_I^{opt}(j\omega) |$ в основном в зоне частот левее $(1/T_{я.д}) = 1/(\rho_{я.д} T_{я.д})$.

Условие пренебрежения влиянием ЭДС двигателя на работу токового контура, определенное как $T_{\text{эм}} > 20 T_{\text{ш}}$, остается справедливым и для рассматриваемого случая.

В. Колебания тока якоря, вызванные колебаниями ЭДС при колебаниях механической части привода, в разомкнутой системе существуют, но при замыкании токового контура его быстрое действие достаточно велико для того, чтобы при возмущении в виде изменения ЭДС двигателя значение тока якоря определялось только входным сигналом контура, т. е. напряжением регулятора скорости. Соответствующие ЛАЧХ показаны на рис. 4-5, б. Хотя характеристика разомкнутого токового контура $Lm |W_I(j\omega)|$ сильно деформирована, характеристика замкнутого контура тока, построенная на основании передаточной функции

$$W_{I_3}(p) = \frac{W_I(p)}{1 + W_I(p)} (T_{\text{д.т}} p + 1),$$

будет мало отличаться от характеристики в жесткой системе, если провал ЛАЧХ $Lm |W_I(j\omega)|$ при частоте $\omega = 1/T_{\text{у}}$ располагается выше оси ω и соблюдается условие $20 \lg |W_I(j\omega)|_{\omega=T_{\text{у}}^{-1}} > 6$ дБ.

Чем ниже будет проходить ЛАЧХ разомкнутого токового контура при частоте $\omega = T_{\text{у}}^{-1}$, тем больше будет отличаться ЛАЧХ замкнутого токового контура в упругой системе от соответствующей характеристики в системе жесткой. Это отличие будет проявляться в наличии провала ЛАЧХ при частоте $1/T_{\text{у}}$.

Контур скорости. Рассматривая контур скорости, будем полагать, что влиянием обратной связи по ЭДС двигателя можно пренебречь. Тогда отличие передаточной функции разомкнутого контура скорости в упругой системе от соответствующей передаточной функции в жесткой системе сведется к наличию в первой из них сомножителя $W_2(p)/W_1(p)$. Считая, что РС выбран как в жесткой системе, настроенной на ОМ, можно записать

$$W_{\omega}(p) = W_{\omega}^{\text{опт}}(p) W_2(p)/W_1(p), \quad (4-12)$$

где $W_{\omega}^{\text{опт}}(p)$ — передаточная функция контура в жесткой системе при настройке на оптимум по модулю.

Здесь тоже могут быть рассмотрены три случая, когда влиянием упругости на контур можно пренебречь.

А. Коэффициент соотношения масс $\gamma \approx 1$. Очевидно, что при этом $W_{\omega}(p) = W_{\omega}^{\text{опт}}(p)$. Это означает, что влияние на электропривод со стороны механизма ничтожно мало и контур скорости может быть настроен, как в жесткой системе. Однако это означает также, что колебания ИО не передаются на электропривод с АСУ и он не оказывает заметного демпфирующего воздействия на колебания механизма, которые затухают лишь за счет действия диссипативных сил.

Б. Частота упругих колебаний значительно выше частоты среза ЛАЧХ контура скорости. На рис. 4-6, а показан вид характеристик, отвечающих передаточной функции (4-12). Контур практически можно настраивать так же, как в жесткой системе, если $20 \lg |W_{\omega}(j\omega)|_{\omega=T_{\text{у}}^{-1}} \leq -6$ дБ.

В. Частота $1/T_{\text{у}}$ значительно ниже частоты $1/(2T_{\text{ш}})$, являющейся частотой среза в жесткой системе при стандартной настройке (рис. 4-6, б). Поскольку сомножитель $W_2(p)/W_1(p)$ в области высоких частот равен γ , характеристика $Lm |W_{\omega}(j\omega)|$ идет в этой области на $20 \lg \gamma$ выше, чем $Lm |W_{\omega}^{\text{опт}}(j\omega)|$, и необходимо снизить коэффициент усиления РС в γ раз по сравнению с аналогичным коэффициентом при стандартной настройке, чтобы сохранить в зоне частоты среза вид ЛАЧХ контура скорости с упругостью таким же, как в жесткой системе. При выполнении этого условия для пренебрежения влиянием упругости на контур скорости надо, чтобы характеристика разомкнутого контура $Lm |W_{\omega}(j\omega)/\gamma|$

при частоте $1/(\sqrt{\gamma}T_y)$ проходила хотя бы на 6 дБ выше оси абсцисс:

$$20 \lg \left| \frac{1}{\gamma} W_{\omega}(j\omega) \right|_{\omega=(\sqrt{\gamma}T_y)^{-1}} > 6 \text{ дБ.}$$

Возможность настроить контур так же, как в жесткой системе, не означает, однако, возможности пренебрежения влиянием упругости на работу системы, потому что необходимо еще оценить характер изменения скорости ИО $\bar{\omega}_2$. В случае В резонансный всплеск характеристики, соответствующей передаточной функции $\Delta\bar{\omega}_2(p)/\Delta_1\bar{\omega}(p)$, будет почти полностью компенсирован за счет провала ЛАЧХ $Lm |W_{\omega}(j\omega)|$ при частоте $1/(\sqrt{\gamma}T_y)$ (рис. 4-6, а). В характеристике, связывающей скорость ИО с задающей величиной на входе контура скорости, будет существовать резонансный всплеск при частоте $1/T_y$. Однако, поскольку он будет располагаться значительно ниже оси абсцисс, амплитуда упругих колебаний ИО будет невелика. В случае В, когда скорость двигателя будет меняться так же,

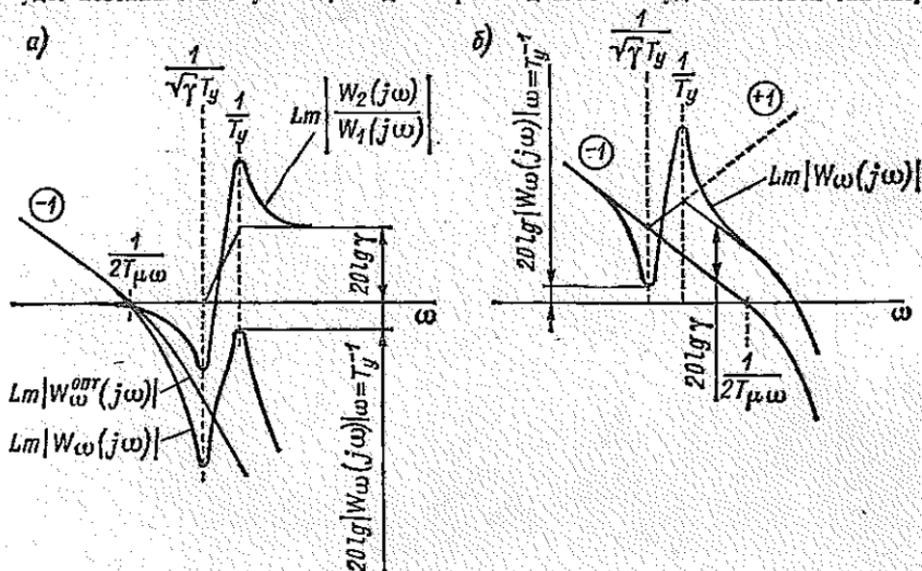


Рис. 4-6

как в жесткой системе при стандартной настройке, электропривод практически не будет демпфировать колебания ИО на резонансной частоте $1/(\sqrt{\gamma}T_y)$ и они будут затухать только за счет диссипативных сил. В этом случае, так же, как в случае, когда параметры системы таковы, что влиянием упругости пренебречь нельзя, встает задача выбора настроек регуляторов, а если это необходимо, то и введения дополнительных корректирующих устройств, которые позволили бы обеспечить плавное движение механизма при максимально достижимом быстродействии.

4-2-2. НАСТРОЙКА КОНТУРА СКОРОСТИ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С УПРУГОСТЬЮ

В общем случае, когда сформулированные выше условия пренебрежения упругостью не выполняются, осуществить настройку регуляторов в соответствии с принципами, изложенными в гл. 2, невозможно.

Если в жесткой системе предельное быстродействие определялось суммой малых постоянных времени, то в системе с упругостью оно зависит от постоянной времени упругих колебаний. Часто суммарная малая постоянная времени контура скорости $T_{\omega} \ll T_y$, и при правильно выбранных настройках регуляторов отдельные малые постоянные времени не оказывают заметного влияния на переходные процессы. Исходя из этого, рассмотрим случай, когда быстродействие токового контура велико [$W_{I_a}(p) \approx 1$] и постоянная времени фильтра тахогенератора мала по сравнению с T_y ($T_{т.г.} \approx 0$), а затем определим предельно допустимое значение T_{ω} , при котором могут быть реализованы настройки, полученные для системы без малых постоянных времени. Интересуясь в первую очередь возможностью демпфирования упругих колебаний за счет автоматизированного электропривода, пренебрежем влиянием диссипативных сил.

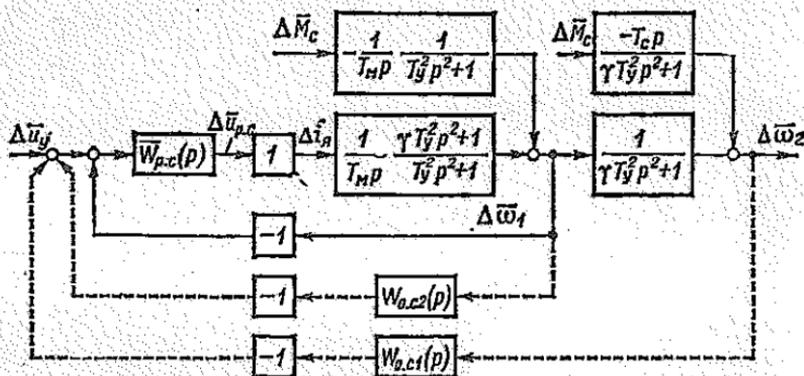


Рис. 4-7

Структурная схема, построенная на основании рис. 4-4 с учетом этих допущений, приведена на рис. 4-7. Если применяется пропорциональный РС с $W_{p.c}(p) = \bar{k}_{p.c}$, то передаточные функции, характеризующие изменение скорости двигателя и исполнительного вала, при управляющем воздействии (без учета показанных штриховыми линиями связей) будут:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta \bar{\omega}_1(p)}{\Delta \bar{i}_y(p)} &= \frac{\gamma T_y^2 p^2 + 1}{\frac{T_m T_y^2}{\bar{k}_{p.c}} p^3 + \gamma T_y^2 p^2 + \frac{T_m}{\bar{k}_{p.c}} p + 1}; \\ \frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{i}_y(p)} &= \frac{1}{\frac{T_m T_y^2}{\bar{k}_{p.c}} p^3 + \gamma T_y^2 p^2 + \frac{T_m}{\bar{k}_{p.c}} p + 1} \end{aligned} \right\} \quad (4-13)$$

Уравнение третьей степени, полученное в результате приравнивания к нулю полинома знаменателя, может быть нормировано, по Вышнеградскому [7], путем замены $p = s\Omega_0$, где среднегеометри-

ческий корень Ω_0 определяется выражением

$$\Omega_0 = \left(\frac{\bar{k}_{p,c}}{T_u T_y^2} \right)^{1/3}. \quad (4-14)$$

Коэффициенты Вышнеградского записываются в виде

$$A = \gamma \left(\frac{T_u}{T_y \bar{k}_{p,c}} \right)^{-2/3}; \quad B = \left(\frac{T_u}{T_y \bar{k}_{p,c}} \right)^{2/3}, \quad (4-15)$$

откуда очевидно, что

$$AB = \gamma. \quad (4-16)$$

Единственной величиной, которая может варьироваться в процессе настройки такой упрощенной системы, является коэффициент усиления PC . При заданных параметрах изменение $\bar{k}_{p,c}$ будет приводить к тому, что рабочая точка на плоскости диаграммы Вышнеградского будет перемещаться по характеристической кривой в виде равнобочной гиперболы, положение которой на диаграмме определяется только коэффициентом соотношения масс γ (рис. 4-8), причем увеличение $\bar{k}_{p,c}$ перемещает рабочую точку в область больших значений A и меньших значений B .

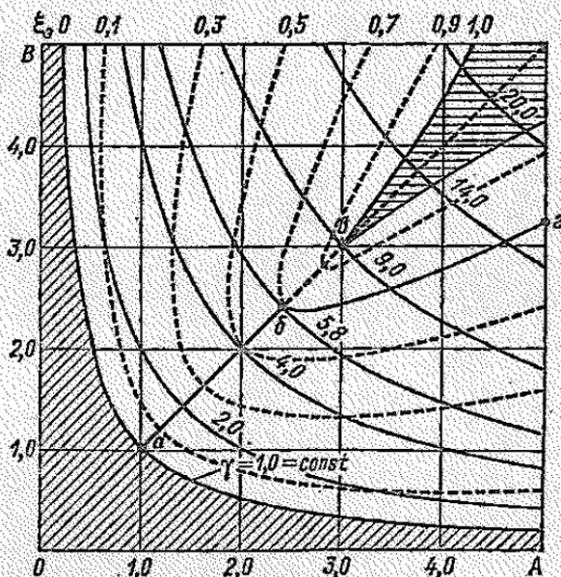


Рис. 4-8

При $\gamma = 1$ характеристическая кривая $AB = 1$ совпадает с границей колебательной устойчивости системы. Это указывает на то, что независимо от выбора $\bar{k}_{p,c}$ автоматизированный электропривод не будет демпфировать колебания HO , частота которых равна $(\sqrt{\gamma} T_y)^{-1} = T_y^{-1}$. Чем меньше будет $\bar{k}_{p,c}$ (т. е. чем меньше A и больше B), тем меньше будет амплитуда колебаний при управляющем воздействии. Демпфирующая способность автоматизированного

электропривода независимо от значения $\bar{k}_{p.c}$ будет оставаться незначительной и при $\gamma < 1,1 \div 1,2$.

Однако, поскольку характеристические кривые $AB = \gamma$ располагаются по всей плоскости диаграммы, существует, очевидно, сочетание параметров системы, при котором движение ИО будет плавным, несмотря на наличие упругой связи без механического демпфирования.

Переход от передаточной функции $\Delta\bar{\omega}_2(p)/\Delta\bar{u}_y(p)$ к передаточной функции, нормированной по Вышнеградскому,

$$\frac{\Delta\bar{\omega}_2(s)}{\Delta\bar{u}_y(s)} = \frac{1}{s^3 + As^2 + Bs + 1} \quad (4-17)$$

означает переход от абсолютного к относительному времени $\nu = t\Omega_0$.

При $\gamma < 9$ эта передаточная функция может быть представлена в виде

$$\frac{\Delta\bar{\omega}_2(s)}{\Delta\bar{u}_y(s)} = \frac{1}{(\tau_1 s + 1)(\tau_3^2 s^2 + 2\xi_3 \tau_3 s + 1)} \quad (4-18)$$

Из сравнения (4-17) и (4-18) очевидно, что $\tau_1 \tau_3^2 = 1$.

Линии равного значения ξ_3 нанесены на плоскость диаграммы рис. 4-8 штрихами.

При сравнительно небольших γ целесообразно так выбрать значение $\bar{k}_{p.c}$, чтобы обеспечить наибольшее возможное значение ξ_3 . Для этого необходимо, чтобы рабочая точка на диаграмме принадлежала прямой ab , на которой

$$A = B = \sqrt{\gamma}.$$

Как следует из выражений (4-15), выполнение этого равенства приводит к необходимости выбирать коэффициент усиления РС в соответствии с формулой

$$\bar{k}_{p.c} = \bar{k}_{p.c0} = T_m / (T_y \gamma^{3/4}). \quad (4-19)$$

Реакция системы на скачок управляющего воздействия при таком выборе $\bar{k}_{p.c}$ определяется только значением γ (сплошные линии на рис. 4-9). Реальная длительность процессов определяется частотой $\Omega_0 = 1/(T_y \gamma^{3/4})$, которая получается после подстановки значения $\bar{k}_{p.c} = \bar{k}_{p.c0}$ в выражение (4-14). Видно, что уже при $\gamma = 2$ колебания скорости ИО сравнительно сильно демпфируются электроприводом. При $\gamma = 4$ ($A = B = 2$) переходный процесс соответствует стандартному распределению корней по Баттерворту (см. 1-23), при $\gamma = 9$ ($A = B = 3$) — биномиальному распределению (см. 1-22). При $\gamma = 5,8$ коэффициент демпфирования равен $\xi_3 = \sqrt{2}/2$ и перерегулирование в переходной характеристике $\Delta\bar{\omega}_2/\Delta\bar{u}_y$ близко к тому, которое существует в системе 2-го порядка при настройке на ОМ.

Вид ЛАЧХ разомкнутого контура скорости при $\bar{k}_{p.c} = k_{p.co}$ приведен на рис. 4-10, а (характеристика 1).

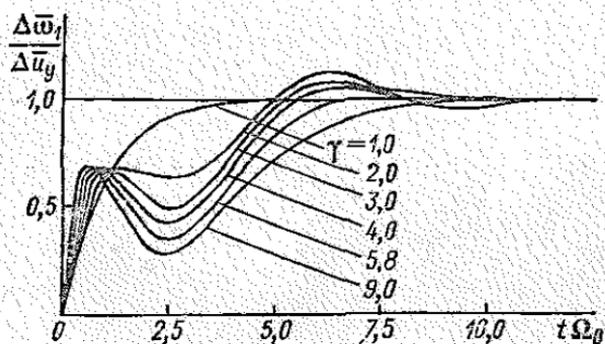
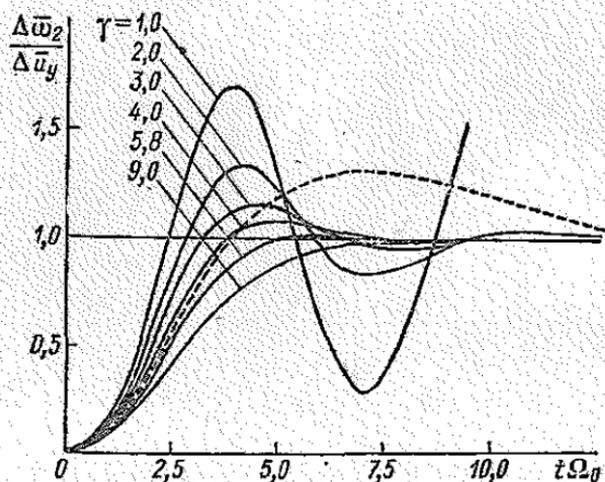


Рис. 4-9

При возмущении в виде изменения момента нагрузки на валу механизма передаточная функция, характеризующая его движение, на основании рис. 4-7 записывается в виде

$$\frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} = -\frac{1}{\bar{k}_{p.c}} \frac{T_{m1} T_c p^2 + \bar{k}_{p.co} T_m p + 1}{\frac{T_m T_y^2}{\bar{k}_{p.co}} p^3 + \gamma T_y^2 p^2 + \frac{T_m}{\bar{k}_{p.co}} p + 1}. \quad (4-20)$$

Статическая ошибка равна $(\Delta \bar{\omega}_2 / \Delta \bar{M}_c)_{уст} = -1 / \bar{k}_{p.co}$. Для ее уменьшения может быть применен ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$\bar{W}_{p.c}(p) = \beta_{p.c} \frac{T_{p.c} p + 1}{T_{p.c} p}.$$

Чтобы обеспечить приемлемый запас по фазе в области частоты среза $\omega_{ср\omega 1}$ (рис. 4-10, а), частоту излома ЛАЧХ регулятора $1/T_{p.c}$

приходится выбирать на октаву левее этой частоты. Переходная характеристика в системе с ПИ-регулятором для случая $\gamma = 5,8$ при $T_{\mu\omega} = 0$, $\bar{k}_{p,c} = \bar{k}_{p,c0}$, $\tau_{p,c} = 2/\omega_{ср\omega 1}$ показана на рис. 4-9 штриховой линией.

Поскольку переходный процесс, соответствующий настройке на ОМ, принято считать наилучшим, можно при $\gamma > 5,8$ и $T_{\mu\omega} \approx 0$

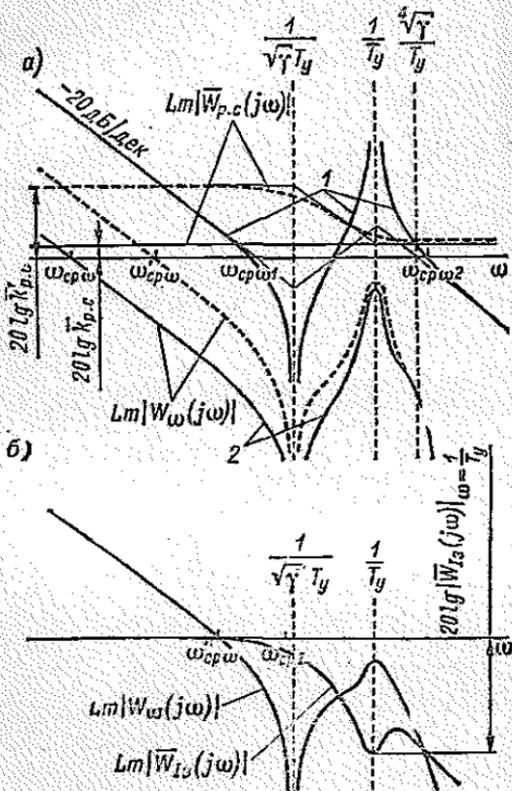


Рис. 4-10

рекомендовать выбирать $\bar{k}_{p,c}$ так, чтобы коэффициент демпфирования составлял $\xi_3 = \sqrt{2}/2$, т. е. чтобы рабочая точка располагалась на линии равного значения $\xi_3 = \sqrt{2}/2 = \text{const}$. Этого можно достичь и при уменьшении $\bar{k}_{p,c}$ по сравнению с $\bar{k}_{p,c0}$ ($A < B$), и при увеличении его ($A > B$). В первом случае переходный процесс будет более длительным, чем при $\bar{k}_{p,c} = \bar{k}_{p,c0}$. Поэтому практический интерес представляет второй случай (кривая б2 на рис. 4-8). Зная γ , можно определить A и B на пересечении кривых б2 и $\gamma = \text{const}$ и на основании одного из выражений (4-15) определить требуемое значение $\bar{k}_{p,c}$. При таком выборе $\bar{k}_{p,c}$ чем выше γ , тем больше τ_3 по сравнению с τ_1 и тем ближе переходная характеристика $\Delta\omega_2/\Delta\bar{u}_y$ к кривой второго порядка

при коэффициенте демпфирования $\sqrt{2}/2$.

Практическая возможность реализации описанных настроек зависит от справедливости предположения о том, что малые постоянные времени в контуре скорости реально малы. Если при выборе коэффициента регулятора скорости равным $\bar{k}_{p,c0}$ суммарная малая постоянная времени контура скорости будет удовлетворять условию

$$T_{\mu\omega} \leq 0,5T_y/\sqrt{\gamma}, \quad (4-21)$$

т. е. соответствующая ей частота будет хотя бы в два раза больше, чем $\omega_{ср\omega 2}$ (рис. 4-10, а), то запас по фазе при частоте $\omega_{ср\omega 2} = \sqrt{\gamma}/T_y$ будет близок к 60° и замыкание системы с $\bar{k}_{p,c} = \bar{k}_{p,c0}$ будет воз-

можно без значительного увеличения колебательности контура скорости.

Поскольку в жесткой системе со стандартной настройкой быстродействие зависит только от значения $T_{\mu\omega}$, а в системе с упругостью определяется T_y , необходимость выполнения неравенства (4-21) указывает на то, что при реализации рассматриваемой настройки быстродействие линейной упругой системы по сравнению с быстродействием жесткой будет тем хуже, чем больше γ . При увеличении $T_{\mu\omega}$ по сравнению со значением, определяемым выражением (4-21), будет увеличиваться колебательность контура скорости на частоте, близкой к $1/T_y$.

При $\gamma > 5,8$ и выборе рабочей точки на кривой бг ЛАЧХ $\text{Lm} | \bar{W}_\omega(j\omega) |$ пойдет выше характеристики, соответствующей $\bar{k}_{p.c} = \bar{k}_{p.c0}$, частота $\omega_{ср\omega 2}$ возрастет и требования к допустимому значению будут более жесткими.

Если суммарная малая постоянная времени $T_{\mu\omega}$ недопустимо велика, реализовать рассмотренную настройку оказывается невозможным из-за неустойчивости контура скорости. Тогда коэффициент усиления PC придется снизить так, чтобы резонансный всплеск ЛАЧХ при частоте $1/T_y$ лежал ниже оси частот (характеристика 2 на рис. 4-10). Естественно, что при рассмотрении этого случая нельзя пренебрегать механическим демпфированием. Быстродействие системы в этом случае будет определяться частотой среза $\omega_{ср\omega}$, которая значительно ниже частоты $\omega_{ср\omega 2}$ и частоты Ω_0 , определявшей быстродействие системы при $T_{\mu\omega} = 0$.

При значениях $\gamma > 10 \div 20$ быстродействие системы может быть повышено по сравнению с тем, которое соответствует характеристике 2 на рис. 4-10, за счет применения PC с передаточной функцией

$$\bar{W}_{p.c}(p) = \bar{k}'_{p.c} \frac{\tau_{p.c2} p + 1}{\tau_{p.c1} p + 1}. \quad (4-22)$$

Высокочастотная часть ЛАЧХ этой функции проходит на высоте $20 \lg \bar{k}_{p.c}$, где значение $\bar{k}_{p.c}$ соответствует характеристике 2. На рис. 4-10, а показана характеристика $\text{Lm} | \bar{W}_{p.c}(j\omega) |$ при $\tau_{p.c1} = \sqrt{\gamma} T_y$ и $\tau_{p.c2} = T_y$. Быстродействие в этом случае определяется частотой среза $\omega'_{ср\omega}$ и повышается примерно в γ раз по сравнению с быстродействием системы, в которой использован пропорциональный PC .

Выше предполагалось, что при частоте $1/T_y$ вследствие высокого быстродействия и отсутствия влияния обратной связи по ЭДС двигателя амплитуда частотной характеристики замкнутого контура тока $| \bar{W}_{I_3}(j\omega) |_{\omega=1/T_y}$ равна единице. Если на самом деле ЛАЧХ замкнутого контура тока имеет на этой частоте провал, то это также может позволить увеличить частоту среза контура скорости по сравнению с $\omega_{ср\omega}$. Поэтому иногда рекомендуется специально снижать быстродействие контура тока, как показано

на рис. 4-10, б, где частота среза токового контура снижена до значения $\omega_{ср1}$, близкого к $1/(\sqrt{\gamma}T_y)$. Поскольку при пропорциональном РС передаточная функция разомкнутого контура скорости имеет вид

$$W_{\omega}(p) = \bar{k}_{р.с} \bar{W}_{I_3}(p) \frac{1}{T_{мр}} \frac{W_2(p)}{W_1(p)},$$

уменьшение быстродействия токового контура снижает резонансный всплеск ЛАЧХ разомкнутого контура скорости на $20 \lg |\bar{W}_{I_3}(j\omega)|_{\omega = T_y^{-1}}$, позволяя, так же как при применении регулятора с передаточной функцией (4-22), увеличить быстродействие.

Во избежание низкочастотных колебаний в системе не следует делать $\omega_{ср1}$ меньше, чем $(1,5 \div 2)\omega_{ср\omega}$ (рис. 4-10, б). Недостатком этого способа коррекции является ухудшение качества ограничения тока якоря и увеличение ошибки системы при изменении напряжения сети.

4-2-3. НЕКОТОРЫЕ СПОСОБЫ КОРРЕКЦИИ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С УПРУГОСТЬЮ ПРИ МАЛЫХ КОЭФФИЦИЕНТАХ СООТНОШЕНИЯ МАСС

При значениях $\gamma < 1,5 \div 2,0$ добиться эффективного демпфирования упругих колебаний скорости ИО без значительного снижения быстродействия только за счет выбора структуры и параметров РС невозможно. Методы коррекции таких систем связаны с применением тех или иных корректирующих связей по скорости механизма.

Один из наиболее эффективных способов заключается во введении на вход системы сигнала по производной от скорости ИО. Чтобы оценить принципиальные возможности рассматриваемого способа коррекции, обратимся снова к системе без малых постоянных времени, считая, что осуществляется идеальное дифференцирование. Положим в схеме рис. 4-7 $\bar{W}_{о.с1}(p) = T_{о.с1}p$, $\bar{W}_{о.с2}(p) = 0$. Аналогично выражениям (4-13) и (4-20) можно получить

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{u}_y(p)} &= \frac{1}{\frac{T_m T_y^2}{\bar{k}_{р.с}} p^3 + \gamma T_y^2 p^2 + \left(\frac{T_m}{\bar{k}_{р.с}} + T_{о.с1} \right) p + 1}; \\ \frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} &= - \frac{1}{\bar{k}_{р.с}} \frac{T_c T_{м1} p^2 + \bar{k}_{р.с} T_c p + 1}{\frac{T_m T_y^2}{\bar{k}_{р.с}} p^3 + \gamma T_y^2 p^2 + \left(\frac{T_m}{\bar{k}_{р.с}} + T_{о.с1} \right) p + 1}. \end{aligned} \right\} (4-23)$$

Коэффициенты Вышнеградского записываются в виде

$$A = \gamma \sqrt{\left(\frac{T_y \bar{k}_{р.с}}{T_m} \right)^2}; \quad B = \left(1 + \bar{k}_{р.с} \frac{T_{о.с1}}{T_m} \right) \sqrt{\left(\frac{T_m}{T_y \bar{k}_{р.с}} \right)^2},$$

откуда $AB = \gamma \left(1 + \bar{k}_{р.с} T_{о.с1} / T_m \right)$.

Сравнивая последнее выражение с (4-16), можно сделать вывод, что введение обратной связи по производной от скорости ИО приводит к эффекту, эквивалентному увеличению коэффициента соотношения масс. Следовательно, в системе без малых постоянных времени при небольших значениях γ можно, вводя обратную связь по производной от скорости ИО, получить плавные переходные процессы, и в частности переходный процесс по управлению, соответствующий значению $\xi_0 = \sqrt{2}/2$, хотя в нескорректированной системе движение вала ИО имеет сильно колебательный характер. Для обеспечения такого процесса надо так выбрать коэффициент усиления пропорционального РС и постоянную времени обратной связи по производной от скорости, чтобы рабочей точкой являлась точка *б* на диаграмме рис. 4-8 и выполнялось равенство $AB = \gamma_0$ при $A = B = \sqrt{\gamma_0}$, где $\gamma_0 = 5,8$. Подставляя это равенство в выражение для *A* и *B*, можно определить $\bar{k}_{p.c}$ и глубину обратной связи $T_{o.c.1}$, необходимые для осуществления такой настройки:

$$\bar{k}_{p.c} = \frac{T_m \gamma_0^{3/4}}{T_y \gamma^{3/2}}; \quad T_{o.c} = \gamma^{1/2} \frac{\gamma_0 - \gamma}{\gamma^{3/4}} T_y. \quad (4-24)$$

Изменение скорости $\bar{\omega}_2$ при скачке управляющего воздействия соответствует переходной характеристике для $\gamma = 5,8$ на рис. 4-9. Реальная длительность переходного процесса определится значением среднегеометрического корня

$$\Omega_0 = \frac{\gamma_0^{1/4}}{\gamma^{1/3}} \frac{1}{T_y}. \quad (4-25)$$

Оценка возможности введения такой обратной связи в реальной системе, обладающей малыми постоянными времени, может быть произведена в результате рассмотрения передаточной функции разомкнутой системы. Допуская, что на измерителях скоростей $\bar{\omega}_1$ и $\bar{\omega}_2$ предусмотрены одинаковые фильтры с постоянной времени $T_{z.c}$ и что постоянная времени фильтра на выходе дифференциатора в 10 раз меньше постоянной времени дифференцирования, т. е. что

$$\bar{W}_{o.c.1}(p) = \frac{T_{o.c.1} p}{0,1 T_{o.c.1} p + 1},$$

можно получить передаточную функцию разомкнутой скорректированной системы

$$W(p) = \frac{\bar{k}_{p.c}}{T_m p (T_y^2 p^2 + 1)} \left(\gamma T_y^2 p^2 + 1 + \frac{T_{o.c.1} p}{0,1 T_{o.c.1} p + 1} \right) \frac{1}{(T_{I_3} p + 1) (T_{z.c} p + 1)}.$$

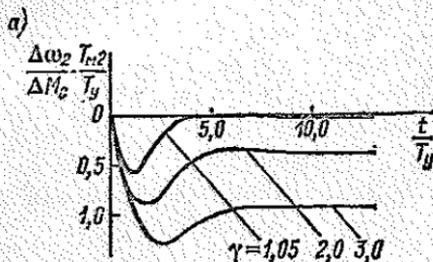
Подставляя сюда выражения для $\bar{k}_{p.c}$ и $T_{o.c.1}$ при $\gamma_0 = 5,8$, можно убедиться, что при отсутствии малых постоянных времени токового контура и фильтров измерителей скорости частота среза ЛАЧХ лежала бы примерно в пределах от $1/(0,3 T_y)$ (при $\gamma = 1$) до $1/(0,4 T_y)$ (при $\gamma = 3$). Наименьший запас по фазе при $\gamma = 1$ соста-

влет около 65° . Поэтому можно считать, что достаточный запас по фазе в реальной системе будет обеспечен при выполнении условия

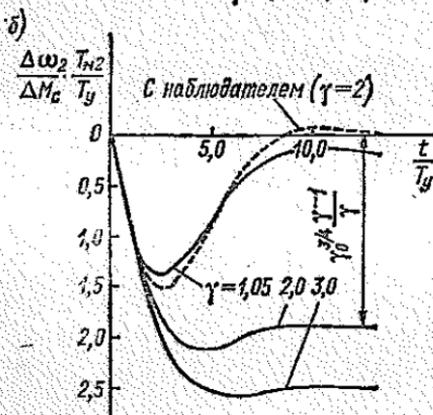
$$T_{\mu\omega} = T_{\text{л.с}} + T_{\text{г}} \leq (0,2 \div 0,3) T_{\text{У}},$$

причем большая цифра относится к случаю $\gamma = 3$.

Реакция на скачок возмущающего воздействия будет зависеть от параметров системы. Примерную оценку ее можно произвести, нормируя передаточную функцию $\Delta\bar{\omega}_2/\Delta\bar{M}_c$ (4-23) путем умножения ее на $T_{\text{н2}}/T_{\text{У}}$ и подставляя в нее значения $\bar{k}_{\text{р.с}}$ и $T_{\text{о.с1}}$ на основе выражений (4-24):



$$\frac{\Delta\bar{\omega}_2(p) T_{\text{н2}}}{\Delta\bar{M}_c(p) T_{\text{У}}} = - \frac{\gamma^{1/2} (\gamma - 1)}{\gamma_0^{3/4}} \times \frac{\frac{\gamma}{\gamma - 1} p_*^2 + \frac{\gamma^{1/2} \gamma_0^{3/4}}{\gamma - 1} p_* + 1}{\frac{\gamma^{3/2}}{\gamma_0^{3/4}} p_*^2 + \gamma p_*^2 + \gamma^{1/2} \gamma_0^{1/4} p_* + 1},$$



где $p_* = T_{\text{У}} p$.

Соответствующие этой передаточной функции переходные характеристики при значениях γ , равных 1,05; 2,0 и 3,0, приведены на рис. 4-11, а.

Положительный эффект может быть получен и при введении на вход РС сигнала по второй производной от скорости ИО. Однако двукратное дифференцирование обычно трудно выполнить из-за наличия пульсаций на выходе измерителя скорости.

Рис. 4-11

В отношении качества переходного процесса по управлению тот же результат может быть получен, если на вход РС ввести сигнал, пропорциональный разности скорости двигателя и приведенной к двигателю скорости ИО, т.е. положить в схеме рис. 4-7 $\bar{W}_{\text{о.с2}}(p) = -\bar{W}_{\text{о.с1}}(p) = \bar{k}_{\text{о.с}}$. Передаточная функция по управлению имеет в этом случае вид

$$\frac{\Delta\bar{\omega}_2(p)}{\Delta\bar{n}_y(p)} = \frac{1}{\frac{T_{\text{н}} T_{\text{У}}}{\bar{k}_{\text{р.с}}} p^2 + \gamma T_{\text{У}}^2 (1 + \bar{k}_{\text{о.с}}) p^2 + \frac{T_{\text{н}}}{\bar{k}_{\text{р.с}}} p + 1}.$$

Коэффициент передачи РС и коэффициент обратной связи надо выбрать в соответствии с выражениями

$$\bar{k}_{\text{р.с}} = T_{\text{н}} / (T_{\text{У}} \gamma_0^{3/4}); \quad \bar{k}_{\text{о.с}} = (\gamma_0 - \gamma) / \gamma. \quad (4-26)$$

Среднегеометрический корень равен

$$\Omega_0 = 1/(T_y \gamma_0^{1/4}), \quad (4-27)$$

благодаря чему при том же характере переходной функции при управлении длительность процесса будет в $\sqrt{\gamma_0/\gamma}$ раз больше, чем при введении обратной связи по производной от $\bar{\omega}_2$.

Передаточная функция по возмущению получается в виде

$$\frac{\Delta \bar{\omega}_2(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} = - \frac{1}{\bar{k}_{p.c}} \frac{T_c T_{m1} p^2 + \bar{k}_{p.c} (1 + \bar{k}_{o.c}) T_c p + 1}{\frac{T_n T_y^2}{\bar{k}_{p.c}} p^3 + \gamma T_y^2 (1 + \bar{k}_{o.c}) p^2 + \frac{T_m}{\bar{k}_{p.c}} p + 1}$$

В нормированной форме эта передаточная функция имеет вид

$$\frac{\Delta \bar{\omega}_2(p) T_{m2}}{\Delta \bar{M}_c(p) T_y} = - \gamma_0^{3/4} \frac{\gamma - 1}{\gamma} \frac{\frac{\gamma}{\gamma - 1} p^3 + \frac{\gamma_0^{1/4}}{\gamma - 1} p + 1}{\gamma_0^{3/4} p^3 + \gamma_0 p^2 + \gamma_0^{1/4} p + 1}. \quad (4-28)$$

Соответствующие переходные процессы показаны сплошными линиями на рис. 4-11, б.

Несмотря на то, что применение обратной связи по разности скоростей дает худший эффект, чем введение в систему сигнала по производной от $\bar{\omega}_2$, оно может оказаться полезным, когда введение сигнала по производной невозможно из-за влияния малых постоянных времени. Без значительного увеличения колебательности двигателя и ИО связь с параметрами, рассчитанными исходя из $\gamma_0 = 5,8$, может быть введена в реальной системе при $T_{\mu\omega} < (0,7 \div 0,8) T_y$. Достоинством такого способа коррекции является отсутствие необходимости дифференцировать сигнал скорости ИО.

4-2-4. НАБЛЮДАТЕЛЬ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ С ПОДЧИНЕННЫМ ТОКОВЫМ КОНТУРОМ

Из сказанного выше очевидно, что при малых значениях коэффициента соотношения масс для обеспечения плавного движения ИО целесообразно введение в систему информации о его скорости или ускорении. Если непосредственное измерение скорости ИО невозможно, то в стационарной системе результат может быть достигнут путем применения наблюдающего устройства, которое должно по измеренным току якоря и скорости двигателя восстановить производную от скорости ИО или разность скоростей $\hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_2$ (рис. 4-12, а).

При оценке работы системы необходимо иметь в виду, что на нее действует возмущение в виде момента нагрузки, который в подавляющем большинстве случаев не может быть измерен и введен на наблюдатель. Существуют [25] способы построения наблюдателей, которые принципиально позволяют произвести точную оценку вектора состояния и при действии на объект неизмеряемого возмущения. Для этого необходимо, чтобы возмущающее воздействие могло быть идентифицировано и описано системой дифференциальных уравнений. Эти уравнения включаются в общую систему уравнений, и для полученного расширенного объекта по общим правилам строится наблюдатель полного порядка, который восстанавливает как вектор координат системы, так и вектор возмущения. Однако в большинстве случаев возмущение носит произвольный характер и его математическое описание неизвестно. Тогда может быть поставлена задача точ-

ного восстановления координат лишь в установившемся режиме, когда $\dot{M}_c = \text{const}$, т. е. $\Delta \dot{M}_c = 0$. В переходных же процессах, связанных с изменением нагрузки, наблюдатель будет восстанавливать координаты системы и момент

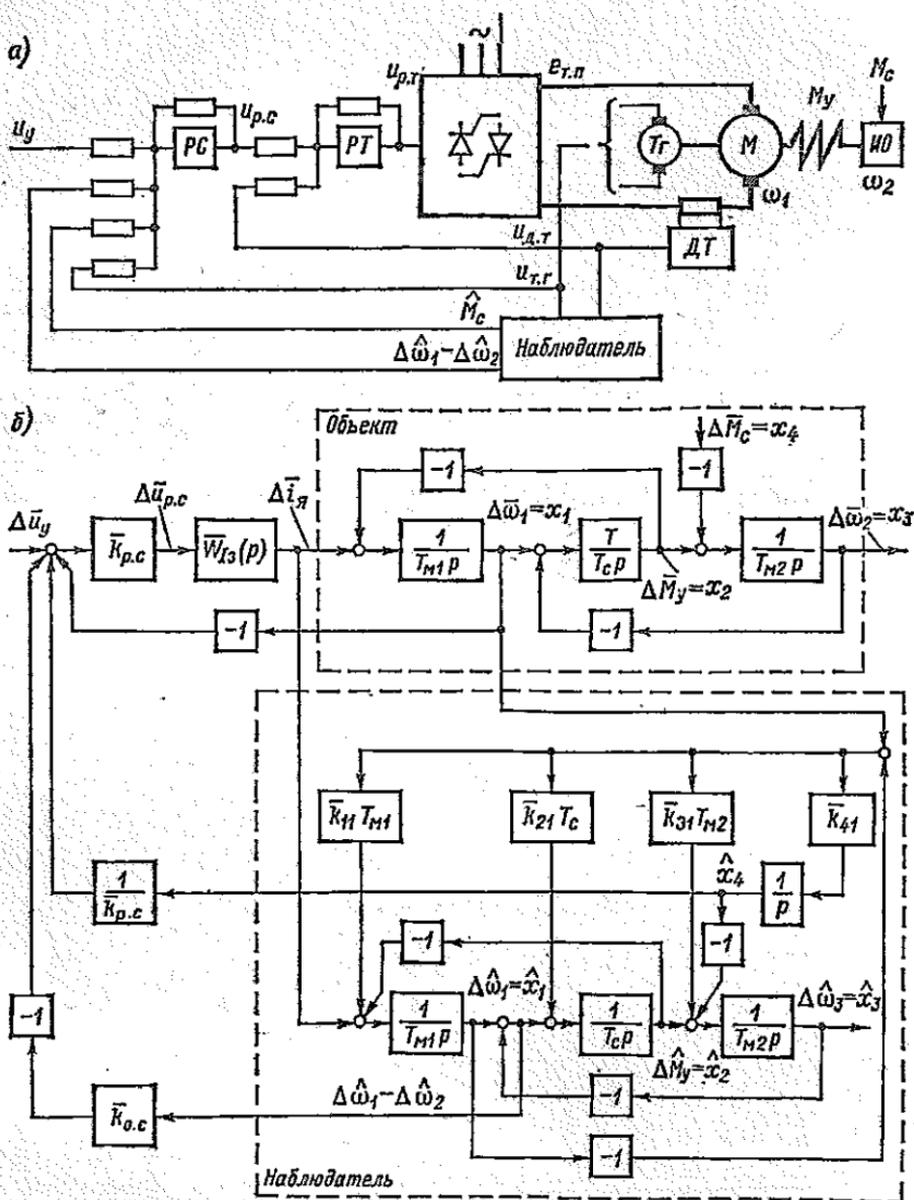


Рис. 4-12

нагрузки с ошибкой. Но и в этом случае введение на вход системы восстановленного возмущения может благотворно сказаться на виде переходных процессов.

Для обведенного на рис. 4-12, б штриховой линией расширенного объекта, в котором момент нагрузки рассматривается как одна из координат $x_4 = \Delta \dot{M}_c$,

а ток якоря — как сигнал управления, можно записать

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_{m1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_{m2}} & 0 & -\frac{1}{T_{m2}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_{m1}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta \bar{i}_a.$$

Матричная структурная схема наблюдателя полного порядка приведена на рис. 1-16, а. Поскольку единственной измеряемой координатой объекта является $x_1 = \Delta \bar{\omega}_1$, матрица выходного сигнала есть

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Наблюдатель должен включать в себя четыре интегратора, на вход первого из которых вводится сигнал управления $\Delta \bar{i}_a$ и сигнал ошибки, умноженный на коэффициент \bar{k}_{11} , а на входы остальных — только сигналы ошибки, взятые в масштабах, определяемых коэффициентами \bar{k}_{21} , \bar{k}_{31} , \bar{k}_{41} . Эти коэффициенты представляют собой элементы матрицы наблюдателя

$$K = [\bar{k}_{11} \ \bar{k}_{21} \ \bar{k}_{31} \ \bar{k}_{41}]^T.$$

В индексах коэффициентов первая цифра означает номер интегратора, на входе которого действует сигнал, а вторая — номер переменной, по которой вводится связь. Для наглядности основная часть структуры наблюдателя показана на рис. 4-12, б в виде модели, повторяющей структуру объекта [59]. В результате три интегратора наблюдателя имеют постоянные времени, отличные от единицы. В связи с этим на их входы вводятся связи с коэффициентами $\bar{k}_{11}T_{m1}$, $\bar{k}_{21}T_c$, $\bar{k}_{31}T_{m2}$, а не \bar{k}_{11} , \bar{k}_{21} и \bar{k}_{31} соответственно.

Как видно из п. 1-4-1, значения элементов матрицы K , определяющих динамику наблюдателя, находятся из выражения для определителя матрицы

$$\rho I - (A - KC) = \begin{bmatrix} \rho + \bar{k}_{11} & \frac{1}{T_{m1}} & 0 & 0 \\ \bar{k}_{21} - \frac{1}{T_c} & \rho & \frac{1}{T_c} & 0 \\ \bar{k}_{31} & -\frac{1}{T_{m2}} & \rho & \frac{1}{T_{m2}} \\ \bar{k}_{41} & 0 & 0 & \rho \end{bmatrix},$$

имеющего вид

$$\det [\rho I - (A - KC)] = \rho^4 + \bar{k}_{11}\rho^3 + \left(\frac{1}{T_c^2} - \frac{\bar{k}_{21}}{T_{m1}}\right)\rho^2 + \frac{1}{T_c} \left(\frac{\bar{k}_{31}}{T_{m1}} + \frac{\bar{k}_{41}}{T_{m2}}\right)\rho + \frac{\bar{k}_{41}}{T_c T_{m1} T_{m2}}.$$

Выбирая для распределения корней наблюдателя стандартную форму Баттерворта 4-го порядка (1-23) и приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях ρ , можно получить значения коэффициентов связей наблюдателя:

$$\left. \begin{aligned} \bar{k}_{11} &= 2,6\omega_{он}; \\ \bar{k}_{21} &= \left(\frac{1}{T_c^2} - 3,4\omega_{он}^2\right) T_{m1}; \\ \bar{k}_{31} &= 2,6\omega_{он} \frac{T_{m1}}{T_{m2}} (\omega_{он}^2 T_c^2 - 1); \\ \bar{k}_{41} &= -\omega_{он}^4 T_{m1} T_{m2} T_c. \end{aligned} \right\} \quad (4-29)$$

При введении в систему обратной связи по производной от \bar{w}_2 сигнал обратной связи должен быть взят со входа интегратора $1/(T_{m2}p)$ наблюдателя. Сигнал по разности скоростей, как это показано для рассматриваемого случая на рис. 4-12, б, снимается с точки после сумматора со входа звена $1/(T_{m1}p)$.

Одним из недостатков системы с коррекцией по разности скоростей является наличие при $\gamma > 1$ статической ошибки при действии на систему нагрузки (см. рис. 4-11, б). То обстоятельство, что сигнал \hat{x}_1 в статике равен моменту нагрузки ΔM_c , позволяет использовать его для компенсации этой ошибки. В установившемся режиме $\Delta M_c = \Delta M_y = \Delta \bar{i}_a \Delta \bar{u}_{p.c}$. Поэтому для компенсации установившегося значения момента нагрузки сигнал \hat{x}_1 должен быть введен на вход системы через звено с передаточным коэффициентом $1/k_{p.c}$.

При обработке управляющего воздействия, когда наблюдатель восстанавливает координаты системы без ошибки, соблюдается равенство $x_1 = \hat{x}_1$. Сигнал на входе интегратора, моделирующего нагрузку, в течение всего переходного процесса равен нулю, и процесс в системе с наблюдателем протекает так же, как в системе с обратной связью, — по разности скоростей $\bar{w}_1 - \bar{w}_2$.

При изменении момента нагрузки равенство $x_1 = \hat{x}_1$ нарушается и сигнал \hat{x}_1 поступает на вход системы. Вид переходного процесса будет зависеть от параметров системы и быстродействия наблюдателя. Этот переходный процесс может быть оценен в результате рассмотрения матричного уравнения системы, включающей в себя объект, токовый контур, наблюдатель и обратные связи. На основании структурной схемы рис. 4-12, б при упрощающем предположении, что быстродействие токового контура весьма велико, т. е. $\bar{W}_{I_3}(p) \approx 1$, а $\Delta p_y = 0$, это уравнение записывается в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \\ \dot{x}_7 \\ \dot{x}_8 \\ \dot{x}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\bar{k}_{p.c}}{T_{m1}} & -\frac{1}{T_{m1}} & 0 & -\frac{\bar{k}_{o.c}\bar{k}_{p.c}}{T_{m1}} & 0 & \frac{\bar{k}_{o.c}\bar{k}_{p.c}}{T_{m1}} & \frac{1}{T_{m1}} \\ \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_{m2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \bar{k}_{11} + \frac{\bar{k}_{p.c}}{T_{m1}} & 0 & 0 & -\left(\bar{k}_{11} + \frac{\bar{k}_{o.c}\bar{k}_{p.c}}{T_{m1}}\right) & -\frac{1}{T_{m1}} & \frac{\bar{k}_{o.c}\bar{k}_{p.c}}{T_{m1}} & \frac{1}{T_{m1}} \\ \bar{k}_{21} & 0 & 0 & -\bar{k}_{21} + \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} & 0 \\ \bar{k}_{31} & 0 & 0 & -\bar{k}_{31} & \frac{1}{T_{m2}} & 0 & -\frac{1}{T_{m2}} \\ \bar{k}_{41} & 0 & 0 & -\bar{k}_{41} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ -\frac{1}{T_{м2}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta \bar{M}_c \quad (4-30)$$

На рис. 4-11, б переходные процессы в системе с $\gamma < \gamma_0$ и корректирующей связью по разности скоростей нормированы. Для получения сравнимых результатов нужно в этом уравнении перейти от координат x_1, x_2, x_3, \hat{x}_1 и \hat{x}_2 к нормированным координатам $x_1 \frac{T_{м2}}{T_y}, x_2 \frac{T_{м2}}{T_y}, \hat{x}_1 \frac{T_{м2}}{T_y}$ и $\hat{x}_2 \frac{T_{м2}}{T_y}$, а вместо реального времени рассматривать относительное время t/T_y . Подстановка значений $\bar{k}_{p,c}$ и $\bar{k}_{o,c}$, а также значений коэффициентов наблюдателя из формул (4-26) и (4-29) в выражения для элементов матрицы коэффициентов (4-30) показывает, что они зависят только от значений γ, γ_0 и $\nu_{он} = \omega_{он} T_y$, т. е. от частоты, характеризующей быстрдействие наблюдателя, отнесенной к частоте собственных упругих колебаний двухмассовой системы $\omega_{л2} = 1/T_y$. Показанный на рис. 4-11, б штриховой линией переходный процесс получен в результате расчета после нормирования уравнения (4-30) при $\gamma = 2, \gamma_0 = 5,8, \nu_{он} = 3$. Если в системе с обратной связью по разности непосредственно измеренных скоростей статическая погрешность в соответствии с выражением (4-28) составляла

$$\frac{\Delta \bar{\omega}_2 T_{м2}}{\Delta \bar{M}_c T_y} = -\gamma_0^{3/4} \frac{\gamma - 1}{\gamma},$$

то в системе с описанным наблюдателем она равна нулю.

Динамическое отклонение скорости при прочих равных условиях будет тем меньше, чем выше $\nu_{он}$ ($\omega_{он}$). Однако возможности увеличения $\omega_{он}$ ограничены, так как оно влечет за собой увеличение коэффициентов наблюдателя, что практически оказывается затруднительным реализовать из-за наличия пульсаций тока якоря и напряжения тахогенератора.

ГЛАВА ПЯТАЯ

СТАБИЛИЗИРУЮЩИЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

5-1. ЗАДАЧИ СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

5-1-1. КЛАССИФИКАЦИЯ ССС

Системы стабилизации скорости (ССС) электроприводов применяются в тех случаях, когда с той или иной заданной точностью необходимо поддерживать скорость движения рабочих органов промышленных установок. Режимы работы ССС могут быть самыми разнообразными в зависимости от режимов работы промышленных установок в технологическом процессе. Наиболее характерным является режим длительной работы электроприводов в установках

с непрерывным технологическим процессом. К таким установкам относятся: непрерывные прокатные станы, бумагоделательные машины, установки для производства полимерных материалов, кордных тканей и др. Как правило, такие промышленные установки являются многодвигательными и содержат от нескольких электроприводов до нескольких десятков электроприводов.

Режимы работы ССС могут быть кратковременными при программном управлении скоростью в широких пределах. Стабилизация скорости в этих случаях является частным режимом на небольших временных интервалах. Это характерно для электроприводов ряда металлообрабатывающих станков, реверсивных прокатных станов.

При длительно-непрерывных режимах работы ССС особых требований к режиму пуска электроприводов не предъявляется. Режим пуска является вспомогательным. ССС проектируются исходя в основном из условий обеспечения заданной точности стабилизации скорости в установившемся режиме. Важно при этом исключить долговременные дрейфы в информационно-измерительных частях ССС, которые вызываются главным образом тепловыми процессами. В системах с кратковременным режимом работы требование по точности стабилизации скорости на одних интервалах времени может находиться в противоречии с требованием максимального быстрогодействия при изменении скорости на других интервалах.

Наиболее важным показателем ССС является точность стабилизации, о которой можно судить, например, по отклонению скорости $\Delta\omega_{ст}$ в установившемся режиме после завершения переходного процесса при изменении статического момента или напряжения сети. Отношение отклонения $\Delta\omega_{ст}$ к заданной скорости ω_3 определяет показатель статической точности ССС $\Delta\omega_{ст}/\omega_3$, который может быть также определен в процентном выражении. Показатель статической точности применяется в основном для оценки сравнительно грубых ССС. В современных аналоговых системах управления электроприводами в качестве регуляторов преимущественно используются операционные усилители с большим коэффициентом усиления, и не представляет особой сложности получить сколь угодно малые статические ошибки по скорости, если РС выполнять с интегральной составляющей. Аналогичная ситуация имеет место и в цифровых системах управления. В связи с этим более важным показателем, характеризующим точность ССС, является показатель динамической точности, связанный с оценкой мгновенных отклонений скорости на различных временных интервалах.

Мгновенные отклонения скорости зависят от ряда факторов, главные из которых: динамические изменения момента сопротивления и напряжения сети; параметрические возмущения в электродвигателях, полупроводниковых преобразователях и кинематических передачах; погрешности измерения текущих значений скорости; помехи в каналах управления. Если один из названных факторов оказывается более значительным по сравнению с дру-

гнии, то точность может быть оценена с учетом только этого фактора. В противном случае необходимо производить оценку точности с учетом всех основных факторов, приводящих к нестабильности системы управления.

Динамическая точность может оцениваться по отношению мгновенного максимального отклонения $\Delta\omega_{\text{мг}}$ или среднеквадратичного отклонения $\Delta\omega_{\text{срк}}$ к заданному значению скорости ω_3 . Вторая оценка полнее характеризует точность системы, так как она основана на статистических характеристиках отклонений. По динамической точности ССС могут быть разделены на следующие группы: 1) малой точности — больше $(1 \div 5) \%$; 2) средней точности — $(0,1 \div 1) \%$; 3) точные — $(0,01 \div 0,1) \%$; 4) высокоточные — менее $0,01 \%$.

В зависимости от требований по точности системы электропривода выполняются с различными информационными и управляющими устройствами. Применяются аналоговые, аналого-цифровые и цифровые системы электроприводов, в которых различным образом осуществляется ввод задания, измерение скорости и формирование алгоритмов управления. Имеется различие и в выполнении силовой части электроприводов — в выборе полупроводникового преобразователя, электродвигателя, кинематической передачи. Например, для точных и высокоточных систем целесообразно выполнять электроприводы безредукторными с управлением от широтно-импульсных преобразователей. Для электроприводов малой и средней точности применимы редукторные электроприводы с управлением от обычных ТП.

Существенным фактором в проектировании ССС является диапазон регулирования уровня скорости $d = \omega_{\text{макс}}/\omega_{\text{мин}}$, где $\omega_{\text{макс}}$, $\omega_{\text{мин}}$ — максимальная и минимальная скорости электропривода. По этому показателю системы электропривода разделяются на системы: 1) малого диапазона регулирования ($d < 3$); 2) среднего диапазона регулирования ($3 < d < 50$); 3) широкого диапазона регулирования ($d > 50$). В современных АСУ ЭП можно обеспечить диапазоны регулирования скорости до 100 000 и более.

При изменении скорости в широком диапазоне могут существенно меняться динамические характеристики возмущающих воздействий и погрешности информационных устройств. В этих условиях ССС могут выполняться с перенастройкой структуры информационной и управляющей частей системы.

5-1-2. СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ О ПАРАМЕТРАХ ДВИЖЕНИЯ

Точность ССС непосредственным образом зависит от способов задания, измерения скорости и формирования сигнала об отклонении скорости от заданного значения. Устройства задания и измерения скорости, а также формирования сигнала об отклонении скорости совместно образуют систему обработки информации о скорости движения электропривода.

Наиболее простыми системами обработки информации являются аналоговые системы. Задание скорости производится в виде напряжения постоянного тока, поступающего в систему управления от стабилизированных источников напряжения. Измерение скорости производится с помощью тахогенераторов (Tg) постоянного или переменного тока. В последнем случае напряжение переменного тока преобразуется, как правило, в напряжение постоянного тока с помощью выпрямителей и фильтров.

Измерение отклонения скорости от заданных значений производится с помощью сумматоров, выполняемых на операционных усилителях. В системах управления сумматор совмещается с PC . Для формирования процессов пуска или перехода с одной заданной скорости на другую применяются задатчики интенсивности ($ЗИ$), устройство и работа которых рассмотрены в гл. 2.

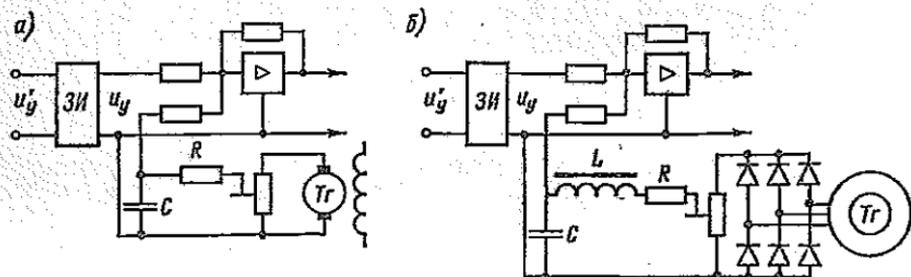


Рис. 5-1

Варианты двух аналоговых систем обработки информации о скорости электропривода с Tg постоянного и переменного тока показаны на рис. 5-1, а, б. Фильтры RC и RLC применяются для сглаживания пульсаций напряжений Tg . В Tg постоянного тока наблюдаются оборотные и коллекторные пульсации напряжений, связанные с такими явлениями, как магнитная анизотропия якоря, коммутационные явления в щеточно-коллекторном узле, неточные сочленения Tg с двигателем и др. Периодические пульсации выходных напряжений наблюдаются и при использовании асинхронных и синхронных Tg . Наличие довольно большого уровня помех и связанная с этим необходимость фильтрации выходных напряжений являются недостатками Tg постоянного и переменного тока.

Минимальная погрешность лучших образцов аналоговых систем обработки информации о скорости электроприводов находится на уровне 0,1 %. При необходимости получения больших точностей необходимо использовать цифровые системы обработки информации с импульсными датчиками скорости.

При повороте на некоторый угол импульсного датчика на его выходе формируется вполне определенное число импульсов, соответствующее углу поворота. Импульсные датчики могут использоваться для контроля линейных и угловых перемещений. При непрерывном движении датчика образуется непрерывная последователь-

ность импульсов, мгновенная частота которых пропорциональна мгновенной скорости датчика.

В современных системах электропривода используются в основном индукционные и фотоэлектрические импульсные датчики. Они обладают минимальными погрешностями, которые наиболее полно характеризуются спектральными плотностями $S(\omega)$ или корреляционными функциями $R(\tau)$. Наблюдаются в таких датчиках и регулярные (систематические) составляющие погрешностей — оборотные, шаговые и др. Уровни погрешностей в импульсных датчиках значительно ниже, чем в Тг.

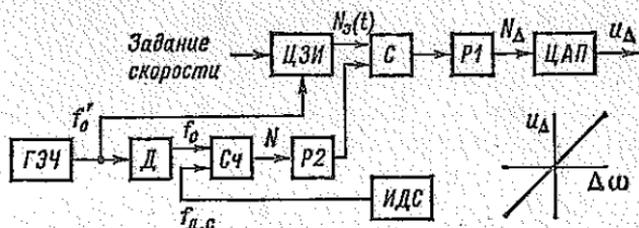


Рис. 5-2

При использовании импульсных датчиков задание скорости и формирование сигнала об отклонении скорости производится в цифровой форме. Сигналы в такой форме используются для построения цифровых систем управления либо преобразуются в форму аналоговых сигналов для построения цифроаналоговых систем управления.

На рис. 5-2 показана функциональная схема цифровой системы обработки информации о скорости электропривода [20]. Задание скорости производится в цифровом виде скачком либо в виде временной функции. Во втором случае используется цифровой задатчик интенсивности (ЦЗИ). С помощью этого задатчика, как и в аналоговых системах, формируются сигналы режимов разгона и торможения электропривода.

Развернутая функциональная схема ЦЗИ показана на рис. 5-3 [43]. Задание скорости в виде числа N'_3 поступает на вход устройства сравнения (УСК), где происходит сравнение N'_3 с выходным числовым значением N_3 . Если значение N'_3 оказывается большим N_3 , на выходе УСК появляется сигнал «больше» (Б), которым открывается ячейка совпадения, и импульсы с частотой $f_{д.ч}$ поступают на вход «сложения» счетчика (Сч). Число N_3 на выходе ЦЗИ

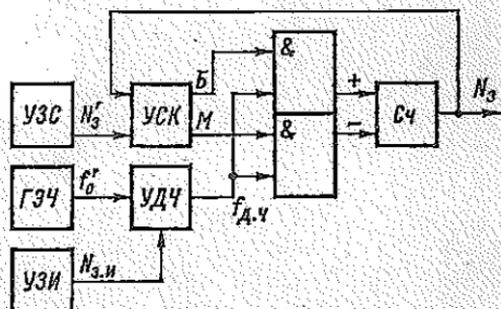


Рис. 5-3

в общем случае изменяется по закону

$$N_3(t) = \text{ent} \left[\int_0^t f_{\text{д.ч}}(t) dt \right],$$

где ent — целая часть числа в скобках.

Если частота $f_{\text{д.ч}} = \text{const}$, то

$$N_3(t) = \text{ent} [f_{\text{д.ч}} t],$$

т. е. происходит линейное во времени изменение числа N_3 . В момент равенства чисел N'_3 и N_3 сигнал «больше» на выходе УСК исчезает и импульсы через ячейку совпадения на Сч не проходят. Число N_3 сохраняется на выходе ЦЗИ до тех пор, пока вновь не произойдет изменение входного числа N'_3 . Если происходит уменьшение числа задания N'_3 , то на выходе УСК появляется сигнал «меньше» (M), которым открывается ячейка совпадения, и импульсы с частотой $f_{\text{д.ч}}$ поступают на вход «вычитания» счетчика Сч. Выходное число ЦЗИ будет линейно уменьшаться до N'_3 .

Устройство задания скорости (УЗС) может быть либо локальным для конкретной системы электропривода (тогда число N'_3 вырабатывается в результате действия оператора), либо представлять собой управляющую вычислительную машину (тогда число N'_3 будет являться одной из команд машины).

Интенсивность изменения N_3 во времени зависит от частоты $f_{\text{д.ч}}$. Если $f_{\text{д.ч}}$ меняется, то меняется и интенсивность изменения N_3 . Для регулирования интенсивности в ЦЗИ предусмотрен управляемый делитель частоты (УДЧ), на вход которого поступает опорная частота f_0 от генератора эталонной частоты (ГЭЧ), а выходная частота зависит от числа $N_{3.н}$, поступающего из устройства задания интенсивности (УЗИ).

ЦЗИ имеет цифровой выходной сигнал, квантованный только по уровню, и поэтому он не вносит возмущений в систему управления в установившемся режиме.

Измерение действительной скорости электропривода в цифровой системе обработки информации (см. рис. 5-2) может производиться двумя способами в зависимости от уровня скорости, диапазона регулирования и требуемой динамической точности. Первый способ основан на подсчете импульсов, поступающих от импульсного датчика скорости (ИДС) за фиксированный интервал времени T_0 , определяемый частотой дискретизации f_0 цифровой системы ($T_0 = 1/f_0$). Задание частоты f_0 производится через делитель D от ГЭЧ.

Значение текущей скорости электропривода в момент $t = iT_0$ будет пропорционально числу подсчитанных импульсов:

$$\omega [iT_0] = n \frac{2\pi}{zT_0},$$

где n — число импульсов датчика за интервал времени $[(i-1)T_0, iT_0]$; z — число импульсов, приходящихся на один оборот датчика,

Число N , образующееся на выходе счетчика C_1 по истечении интервала времени T_0 , запоминается в регистре P_2 до начала следующего периода $[iT_0, (i+1)T_0]$ и сравнивается в сумматоре C с числом N_3 , соответствующим заданной скорости ω_3 . Ошибка по скорости N_Δ , пропорциональная значению $\Delta\omega = \omega_3 - \omega [iT_0]$, запоминается на время T_0 в регистре P_1 . Выходной сигнал этого регистра может быть использован для цифрового управления электроприводом либо преобразован цифроаналоговым преобразователем (ЦАП) в аналоговую величину u_Δ для аналогового управления электроприводом.

Второй способ измерения действительной скорости связан с измерением временного интервала между i -м и $(i+k)$ -м импульсами ИДС путем подсчета числа импульсов, поступающих за этот временной интервал в информационную систему от ГЭЧ.

Период дискретизации системы будет в этом случае переменным:

$$T_n = \sum_{i=1}^k T_{д.с.i}$$

где k — число импульсов ИДС на интервале измерения; $T_{д.с.i}$ — длительность текущего временного интервала между двумя соседними импульсами ИДС.

Если временному интервалу T_n соответствует m импульсов эталонной частоты f_0 , то $T_n = mT_0$. Тогда значение текущей скорости электропривода в момент $t = iT_0$ будет обратно пропорционально числу m

$$\omega [iT_n] = \frac{1}{m} \frac{2\pi k}{zT_0}$$

Обратно пропорциональная зависимость скорости от числа m является недостатком этого способа измерения скорости. (Для получения прямо пропорциональной зависимости применяют специальные цифровые устройства преобразования.) Достоинством же этого способа является его большая информативность, определяемая возможностью получения более высокой частоты дискретизации системы. Временной интервал T_n может быть сведен в пределе к временному интервалу $T_{д.с.i}$ ИДС. Точность стабилизации скорости электропривода при втором способе измерения может быть получена более высокой, чем при первом.

Дальнейшее повышение точности измерения скорости может быть достигнуто, если производить измерение временных интервалов не между двумя соседними импульсами ИДС, а между импульсами задающей эталонной частоты f_3 и соответствующими импульсами ИДС частоты $f_{д.с}$ при абсолютном равенстве усредненной частоты $f_{д.с}$ и частоты f_3 .

Такой способ измерения фактически является измерением отклонения текущего углового или линейного перемещения относительно заданного значения за временной интервал $T_3 = 1/f_3$. Фор-

мирвание последовательности импульсов задающей частоты f_3 можно рассматривать в этом случае как способ задания линейно-изменяющегося во времени перемещения, что является эквивалентным заданию постоянства скорости. Измерение текущего отклонения временного интервала $T_{д.с.1}$ от временного интервала $T_3 = \text{const}$ производится с помощью фазовых дискриминаторов (ФД). Функциональная схема одного из вариантов ФД показана на рис. 5-4, а.

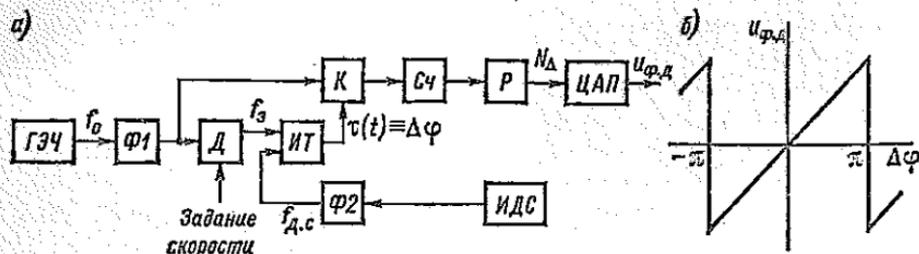


Рис. 5-4

Импульсы задающей эталонной частоты f_3 и частоты ИДС $f_{д.с}$ ($f_{д.с} = f_3$) поступают на отдельные входы измерительного триггера (ИТ), который управляет работой ключа (К). Информация о разности фаз каждого из импульсов задания и ИДС формируется в счетчике СЧ в виде кода и запоминается в регистре Р. Значение частоты f_0 на выходе ГЭЧ устанавливается таким образом, чтобы получить длину интервала квантования $T_0 = 1/f_0$, исходя из требуемой точности измерения текущего перемещения. Значение коэффициента деления делителя Д устанавливается в соответствии с требуемой скоростью двигателя и числом импульсов ИДС, приходящихся на один его оборот. Если на выходе ФД необходимо получить информацию в аналоговой форме, то, как и в предыдущей информационной системе, устанавливается ЦАП.

Поскольку измерение производится внутри сравнительно малых временных интервалов, особые требования предъявляются в ФД к формированию импульсов сигналов задания и обратной связи. В связи с этим устанавливаются формирователи Ф1 и Ф2, с помощью которых происходит формирование импульсов с крутыми передними фронтами. Такие формирователи устанавливаются и в цифровой системе, показанной на рис. 5-2, однако требования к ним там могут быть не столь высокими. Временной интервал $T_{д.с.1}$ между импульсами цепи обратной связи зависит от мгновенной скорости электропривода, а временной интервал импульсов задания T_3 считается постоянной величиной. Временной интервал между задающими импульсами и импульсами обратной связи пропорционален мгновенному значению разности фаз $\Delta\varphi$ импульсов в момент времени $t = iT_3$:

$$\tau [iT_3] = \frac{1}{2\pi f_3} \Delta\varphi [iT_3].$$

ИТ управляет К таким образом, что в течение τ ключ открыт и импульсы ГЭЧ поступают на вход Сч. После окончания цикла счета на выходе Сч формируется код числа, пропорционального $\Delta\varphi [iT_s]$,

$$N [iT_s] = \frac{f_0}{2\pi f_s} \Delta\varphi [iT_s].$$

Каждый разряд Сч связан с соответствующим разрядом Р таким образом, что передача информации от Сч к Р осуществляется по окончании счета и в течение относительно малого интервала времени. В остальное время связь между ними отсутствует и разряды Р сохраняют информацию о состоянии разрядов счетчика, соответствующую моменту окончания предыдущего счета. Так происходит на каждом временном интервале T_s .

Управление скоростью производится изменением коэффициента деления Д. Если информация на задание скорости поступает в цифровой форме, то вместо делителя используется преобразователь «код—частота».

На рис. 5-4, б показана характеристика ФД в интервалах изменения $\Delta\varphi$, соответствующих временному интервалу T_s . Эта характеристика является периодической функцией. При нормальной работе ССС изменение $\Delta\varphi$ происходит в интервале $[-\pi, \pi]$.

В приведенных выше схемах цифровых устройств не показаны временные задержки, цепи сброса, опроса регистров и установки нуля счетчиков.

5-1-3. ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ С УЧЕТОМ РЕГУЛЯРНЫХ И СЛУЧАЙНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВОЗМУЩЕНИЙ И ПОМЕХ

Результирующая динамическая ошибка ССС зависит в общем случае от регулярных и случайных составляющих воздействий. К *регулярным составляющим воздействий* относятся: оборотные и зубцовые изменения потока двигателя и связанные с этим изменения движущего момента; оборотные изменения моментов сопротивлений механизма и кинематической передачи; изменения электромагнитного момента в двигателях постоянного тока, обусловленные коммутацией в щеточно-коллекторном узле; изменения электромагнитного момента в двигателях переменного тока в связи с отклонением формы напряжений и токов статоров от гармонической формы; скачкообразные, периодические и другие виды изменений моментов сопротивлений, связанных с технологическим процессом. К *случайным составляющим воздействий* относятся: случайные изменения моментов сопротивлений и напряжения сети; помехи в каналах измерения параметров движения. Примерный вид переходного процесса по отклонению скорости относительно заданного значения в ССС показан на рис. 5-5.

В ССС эффективно уменьшается составляющая результирующей ошибки, вызванная изменениями напряжения сети, если приме-

няются внутренние подчиненные контуры регулирования тока или напряжения *ТП*. Наибольшее влияние на значение динамической ошибки *ССС* оказывают изменения момента сопротивлений и помехи в системе обработки информации о параметрах движения электропривода. Оптимизация *ССС*, исходя из минимума суммарной динамической ошибки, связана в этом случае с удовлетворением противоречивых требований оптимальной фильтрации помех измерения и составляющих ошибок от изменений момента сопротивлений.

Если помехи измерения и изменения момента сопротивлений могут быть представлены в виде некоррелированных случайных

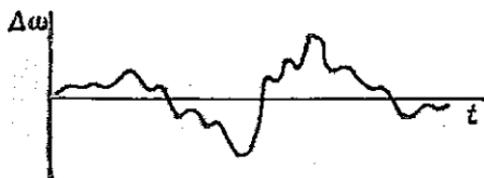


Рис. 5-5

процессов с нормальным распределением, с нулевыми математическими ожиданиями и спектральными плотностями соответственно $S_p(\omega)$ и $S_m(\omega)$, то частота среза контура скорости и вид нормированной частотной характеристики могут быть определены на осно-

вании следующего подхода к оптимизации *ССС*. Необходимо найти дисперсии составляющих результирующей ошибки от каждого из воздействий, определить дисперсию результирующей ошибки, найти частные производные дисперсии результирующей ошибки по варьируемым параметрам *ССС* и, приравняв их к нулю, определить значения параметров *ССС*, обеспечивающие минимальную результирующую динамическую ошибку.

Передаточную функцию разомкнутой *ССС* с учетом внутреннего замкнутого контура, аппроксимированного инерционным звеном $k/(T_{\mu\omega}p + 1)$, можно записать в следующей форме, удобной для параметрической оптимизации:

$$W_{\omega}(p) = \frac{aT_{\text{ср}}p + 1}{aT_{\text{ср}}^2 p^2 \left(\frac{T_{\text{ср}}}{a} p + 1 \right)},$$

где $T_{\text{ср}}$ — постоянная времени, соответствующая частоте среза $\omega_{\text{ср}}$ *ССС* ($T_{\text{ср}} = \frac{1}{\omega_{\text{ср}}} = aT_{\mu\omega}$); a — коэффициент соотношения сопрягающих частот ЛАЧХ вида $(-2-1-2)$ (см. рис. 1-6, где a принят равным 2).

Тогда передаточные функции *ССС* по управлению (месту приложения помехи измерения скорости ρ_{ω}) и моменту сопротивлений записываются в следующем виде:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{u_y(p)} = \frac{aT_{\text{ср}}p + 1}{T_{\text{ср}}^3 p^3 + aT_{\text{ср}}^2 p^2 + aT_{\text{ср}}p + 1};$$

$$W_u(p) = -\frac{\omega(p)}{M_c(p)} = -\frac{a}{J} \frac{T_{\text{ср}}^2 p \left(\frac{T_{\text{ср}}}{a} p + 1 \right)}{T_{\text{ср}}^3 p^3 + aT_{\text{ср}}^2 p^2 + aT_{\text{ср}}p + 1}.$$

Спектральную плотность помехи и момента сопротивлений можно выразить характеристиками белого шума, интенсивности соответственно N_ω и N_n и формирующих фильтров $W_{\Phi_1}(p)$ и $W_{\Phi_2}(p)$:

$$S_p(\omega) = N_\omega |W_{\Phi_1}(j\omega)|^2;$$

$$S_n(\omega) = N_n |W_{\Phi_2}(j\omega)|^2.$$

Дисперсия составляющей ошибки по скорости от действия помех канала измерения скорости может быть определена из выражения

$$D_\omega = \frac{N_\omega}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\Phi_1}(j\omega) W_\omega(j\omega)|^2 d\omega = F_1(N_\omega, a, T_{cp}),$$

где $F_1(N_\omega, a, T_{cp})$ — функциональная зависимость дисперсии D_ω от варьируемых параметров a, T_{cp} .

Аналогично, дисперсия составляющей ошибки по скорости от изменений момента сопротивлений

$$D_n = \frac{N_n}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\Phi_2}(j\omega) W_n(j\omega)|^2 d\omega = F_2(N_n, a, T_{cp}),$$

где $F_2(N_n, a, T_{cp})$ — функциональная зависимость дисперсии D_n от варьируемых параметров a, T_{cp} .

При вычислении дисперсий D_ω и D_n интегралы приводятся к типовому виду

$$J_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G(j\omega)}{H(j\omega)H(-j\omega)} d\omega, \quad (5-1)$$

$$\text{где} \quad G(j\omega) = b_0(j\omega)^{2n-2} + b_1(j\omega)^{2n-4} + \dots + b_{n-1},$$

$$H(j\omega) = a_0(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + \dots + a_n,$$

и используются табличные значения интегралов [7].

Дисперсия результирующей ошибки по скорости определится как сумма дисперсий отдельных составляющих

$$D = D_\omega + D_n = F_3(N_\omega, N_n, a, T_{cp}),$$

где $F_3(N_\omega, N_n, a, T_{cp})$ — функциональная зависимость дисперсии от варьируемых параметров a, T_{cp} .

Оптимальные параметры a и T_{cp} находятся, если найти частные производные дисперсии результирующей ошибки $\partial D / \partial T_{cp}$ и $\partial D / \partial a$ и приравнять их к нулю. Эти параметры будут соответствовать минимальной динамической ошибке ССС при заданных значениях N_ω и N_n . В соответствии с оптимальными параметрами a и T_{cp} находится значение минимальной динамической ошибки ССС в виде суммарной дисперсии $D_{мин}$ либо в виде среднеквадратичного отклонения $\sigma = \sqrt{D_{мин}}$.

Если изменение момента сопротивлений происходит в форме единичного скачка, то оптимальным переходным процессом по ско-

рости оказывается процесс, соответствующий значениям $a \approx 2$. Нормированный переходный процесс в приращениях координат показан для этого случая на рис. 1-7. Максимальное динамическое отклонение по скорости для заданного воздействия ΔM_c обратно пропорционально моменту инерции электропривода J и прямо пропорционально постоянной времени $T_{\text{мв}}$, характеризующей максимально достижимое быстродействие системы.

При синтезе точных и высокоточных ССС может оказаться необходимым учитывать не только помехи измерения выходной координаты и возмущения по нагрузке, но так же и помехи в измерении промежуточных координат, параметрические возмущения в двигателе, связанные с формированием электромагнитного момента, и другие воздействия. Кроме того, в этом случае необходимо учитывать ограничения выходных напряжений регуляторов, измерителей рассогласования координат, преобразователей и ограничения по допустимому току двигателя. В связи с этим задача синтеза таких ССС сводится к задаче многомерного синтеза. К ССС может быть в общем случае приложено m воздействий: $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_i, \dots, \rho_m$ — и при минимизации динамической ошибки может оказаться необходимым контролировать n координат: $y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_n$, из которых одна, например y_1 , является выходной координатой, а остальные $n - 1$ — промежуточными.

Минимизация динамической ошибки ССС в рассматриваемом случае может быть выполнена методами оптимальной фильтрации [35]. На основе этих методов в общем виде может быть получено выражение для передаточной функции оптимального фильтра, к которому сводится выражение для передаточной функции замкнутой системы управления. Однако техническая реализация передаточной функции оптимального фильтра, как правило, оказывается довольно сложной, и приходится прибегать к различного рода приближениям. Кроме того, наблюдается высокая чувствительность оптимального фильтра к изменениям его параметров и характеристик воздействий. В системах управления, кроме требований оптимальной фильтрации, реализуются также и требования ограничения тех или иных координат, для чего разработаны простые приемы реализаций ограничений. Синтез АСУ ЭП при детерминированных воздействиях выполняется на основе унифицированных методов, которые на практике подтвердили свою высокую эффективность. Целесообразно ориентироваться на эти же методы и при динамическом синтезе систем управления при случайных воздействиях. Синтезируемая же методами оптимальной фильтрации передаточная функция ССС может явиться только определенным ориентиром в достижении предельных результатов.

Исходя из изложенного выше, общую процедуру динамического синтеза ССС целесообразно выполнять с использованием ЦВМ в два этапа: 1) синтеза квазиоптимальной структуры системы; 2) параметрического синтеза в рамках квазиоптимальной технически реализуемой структуры. Основанием для решения задачи первого этапа

является сравнительно ограниченное число структур ССС с примерно равными динамическими возможностями, что позволяет путем «грубого» динамического синтеза с учетом реальных воздействий и основных ограничений выбрать квазиоптимальную структуру. На втором этапе синтеза производится детальная параметрическая оптимизация в рамках структурно-оптимальной системы. За функционал качества при синтезе ССС принимается суммарная дисперсия или средний квадрат отклонения выходной координаты.

Усложнения структуры ССС, связанные с измерением дополнительных координат (ускорение, скорость, динамический момент), оправданы только в том случае, если шумы измерения малы по сравнению с сигналами возможных динамических отклонений координат возбужденной системы, в которой отсутствуют обратные связи по этим координатам. Целесообразность введения новой координаты может быть предварительно оценена на основании неравенства

$$D_{nj} < \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{y_j}(\omega) d\omega,$$

где D_{nj} — ошибка измерения координаты y_j ; $S_{y_j}(\omega)$ — спектральная плотность координаты в возбужденной ССС.

Как уже отмечалось выше, воздействия в системах электропривода, кроме случайных составляющих, могут содержать регулярные составляющие, которые упрощенно могут представляться в виде гармонических сигналов $A_i \sin \omega_i t$. Тогда

$$p_i = q_i + A_i \sin \omega_i t; \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

где q_i — случайная составляющая воздействия.

Выразив спектральную плотность $S_{q_i}(\omega)$ случайной составляющей q_i через интенсивность белого шума N_i и характеристики формирующего фильтра

$$S_{q_i}(\omega) = N_i |W_{\Phi_i}(j\omega)|^2$$

(где $W_{\Phi_i}(j\omega)$ — передаточная частотная функция формирующего фильтра) и отнеся передаточную функцию фильтра к передаточной функции системы управления от i -го воздействия к j -й координате $W_{ji}(\omega)$, можно квадрат динамических отклонений j -й координаты записать в следующем виде:

$$y_j^2 = \sum_{i=1}^m \left[\frac{N_i}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\Phi_i}(j\omega) W_{ji}(j\omega)|^2 d\omega + A_i^2 |W_{ji}(j\omega)|^2 \right].$$

Или, принимая во внимание, что выражение

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_{\Phi_i}(j\omega) W_{ji}(j\omega)|^2 d\omega = \omega_{ji}$$

является эффективной полосой пропускания системы [35], имеем:

$$y_i^2 = \sum_{j=1}^m [N_i \omega_{ji} + A_i^2 |W_{ji}(j\omega)|^2]. \quad (5-2)$$

Если случайные воздействия представить в виде m -мерного вектора интенсивностей белого шума

$$N = [N_1 \dots N_i \dots N_m]^T,$$

регулярные воздействия — в виде m -мерного вектора квадратов амплитуд

$$A = [A_1^2 \dots A_i^2 \dots A_m^2]^T$$

и динамические отклонения координат — в виде n -мерного вектора квадратов отклонений

$$y = [y_1^2 \dots y_j^2 \dots y_n^2]^T,$$

то уравнение, характеризующее динамические процессы в ССС, может быть записано в векторно-матричной форме в виде

$$y = WN + KA, \quad (5-3)$$

где W — матрица размерности $n \times m$ эффективных полос пропускания системы

$$W = \begin{bmatrix} \omega_{11} & \dots & \omega_{1i} & \dots & \omega_{1m} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \omega_{j1} & \dots & \omega_{ji} & \dots & \omega_{jm} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \omega_{n1} & \dots & \omega_{ni} & \dots & \omega_{nm} \end{bmatrix}; \quad (5-4)$$

K — матрица размерности $n \times m$ квадратов модулей передаточных частотных функций:

$$K = \begin{bmatrix} |W_{11}(j\omega_1)|^2 & \dots & |W_{1i}(j\omega_i)|^2 & \dots & |W_{1m}(j\omega_m)|^2 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ |W_{j1}(j\omega_1)|^2 & \dots & |W_{ji}(j\omega_i)|^2 & \dots & |W_{jm}(j\omega_m)|^2 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ |W_{n1}(j\omega_1)|^2 & \dots & |W_{ni}(j\omega_i)|^2 & \dots & |W_{nm}(j\omega_m)|^2 \end{bmatrix}. \quad (5-5)$$

Члены матрицы эффективных полос пропускания ω_{ji} определяются по формулам табличных интегралов, аналогичных выражению (5-1).

При параметрической оптимизации системы в рамках квазиоптимальной структуры находятся параметры регуляторов, при которых обеспечивается минимум суммарной дисперсии или среднего квадрата отклонений выходной координаты от заданного значения при учете основных ограничений в системе и упругой механической связи между двигателем и механизмом. Формирование передаточной частотной функции $W_{ji}(j\omega)$ может быть выполнено на основании унифицированных динамических характеристик кон-

туров регулирования при вариации ряда параметров. В качестве варьируемых параметров, как и при синтезе ССС при двух воздействиях, где варьировались параметры a и $T_{ср}$ частотной характеристики, целесообразно выбирать параметры передаточных функций или частотных характеристик разомкнутых контуров регулирования. Таких параметров может быть несколько. Обозначив в общем случае варьируемые параметры через $b_1, \dots, b_n, \dots, b_l$, можно записать функционал качества при параметрическом синтезе ССС относительно выходной координаты y_1 в следующем виде:

$$Q = \min y_1^2(b_1, \dots, b_n, \dots, b_l);$$

$$(b_1 \in B_1, \dots, b_n \in B_n, \dots, b_l \in B_l),$$

где множествами $B_1, \dots, B_n, \dots, B_l$ задаются области варьируемых параметров.

При минимизации выходной координаты y_1 динамические отклонения остальных $n - 1$ координат ($y_2, \dots, y_j, \dots, y_n$) должны оставаться в пределах заданных ограничений, определяемых соответствующими значениями ($c_2, \dots, c_j, \dots, c_n$). Исходя из нормального закона распределения динамических отклонений промежуточных координат, при котором за максимальное отклонение принимается величина

$$\Delta_{j \text{ макс}} \approx 3\sigma_{y_j}$$

(где $\sigma_{y_j} = \sqrt{y_j^2}$ — среднеквадратичное отклонение координаты), можно записать условие учета ограничений при синтезе ССС в следующем виде:

$$\sigma_{y_2} < \frac{1}{3} c_2, \dots, \sigma_{y_j} < \frac{1}{3} c_j, \dots, \sigma_{y_n} < \frac{1}{3} c_n.$$

Если синтез выполняется относительно квадрата динамического отклонения координаты, то это же условие может быть записано в виде

$$y_2^2 < \frac{1}{9} c_2^2, \dots, y_j^2 < \frac{1}{9} c_j^2, \dots, y_n^2 < \frac{1}{9} c_n^2.$$

5-2. СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ ОДНОВИГАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

5-2-1. АНАЛОГОВЫЕ ССС

Системы управления скоростью электроприводов постоянного и переменного тока, рассмотренные в гл. 2 и 3, могут быть представлены и как аналоговые ССС, если в них используются аналоговые устройства обработки информации о скорости движения электропривода и задающее напряжение на входе системы остается постоянным.

Для ССС настройку регуляторов скорости производят на симметричный оптимум, при котором переходные процессы по скорости

Если для управления электроприводом достаточно использовать пропорциональный *РС*, то сигнал ошибки N_{Δ} с выхода регистра *P1* поступает в *ЦАП* и преобразуется в сигнал задания для контура регулирования тока. При необходимости реализации более сложных *РС* в систему вводятся дополнительные регистры, предназначенные для приема, промежуточного хранения и выдачи информации в процессе выполнения вычислительной операции, и сумматоры, выполняющие операции арифметического суммирования. Так, если дополнительно к пропорциональной составляющей *РС* необходимо ввести интегральную составляющую, т. е. получить *ПИ*-регулятор, то выполняется это посредством последовательного алгебраического суммирования текущих значений отклонения скорости $N_{\Delta}(iT_0)$ в накапливающем сумматоре *S2* и последующего запоминания результата в регистре *P3*. Отдельные составляющие сигнала регулирования скорости суммируются на сумматоре *S4*, и его выходной сигнал в виде числа N_{Σ} поступает в *ЦАП*.

Если необходимо реализовать *ПИД*-регулятор скорости, то дополнительно к пропорциональной и интегральной составляющим вводится дифференциальная составляющая (на рис. 5-6 ввод показан штрихами). В этом случае из текущего значения ошибки $N_{\Delta}(iT_0)$ алгебраически вычитается с помощью сумматора *S3* значение ошибки $N_{\Delta}[(i-1)T_0]$ в предыдущий период времени T_0 . Результат вычитания запоминается в регистре *P5*. Значение ошибки в предыдущий период хранится на интервале T_0 в регистре *P4*.

ПИД-закон управления в цифровой форме записывается выражением

$$N_{\Sigma}(iT_0) = k_1 N_{\Delta}(iT_0) + k_2 \sum N_{\Delta}(iT_0) + k_3 \{N_{\Delta}(iT_0) - N_{\Delta}[(i-1)T_0]\};$$

$$N_{\Delta}(iT_0) = N_s(iT_0) - N_w(iT_0),$$

где $N_s(iT_0)$, $N_w(iT_0)$ — заданное и действительное значения скорости, выраженные в цифровой форме на i -м такте вычисления; $N_{\Delta}(iT_0)$ — сигнал отклонения скорости от заданного значения в цифровой форме на i -м такте вычисления; k_1, k_2, k_3 — масштабные коэффициенты.

Реализацию цифрового *РС* и блоков цифровой информационной системы удобно выполнить, если управление электроприводом и другими системами, входящими в объект автоматизации, производится от ЦВМ. Тогда эта реализация сводится к составлению программы работы ЦВМ. Для локальной цифроаналоговой системы электропривода применяется более простой вариант системы, функциональная схема которой показана на рис. 5-7 [8].

Как и в предыдущей системе, задание на скорость электропривода вводится в форме числа N_s . Но далее число N_s преобразуется в частоту f_s в преобразователе «код-частота» (*ПКЧ*). Эта частота и определяет установившуюся скорость электропривода.

Регулятор скорости состоит из цифрового интегратора (*ЦИ*) и аналогового пропорционального звена, совмещенного с аналоговым сум-

матором C . Если $ЦИ$ исключить из схемы, то будет обычная аналоговая система регулирования скорости с подчиненной обратной связью по току и P -регулятором скорости. Напряжение задания u_3 на входе системы формируется из частоты f_3 с помощью преобразователя «частота-напряжение» ($ПЧН1$). Сигнал обратной связи $u_{д.с}$ формируется из частоты $f_{д.с}$ импульсного датчика скорости ($ИДС$) с помощью преобразователя «частота — напряжение» ($ПЧН2$).

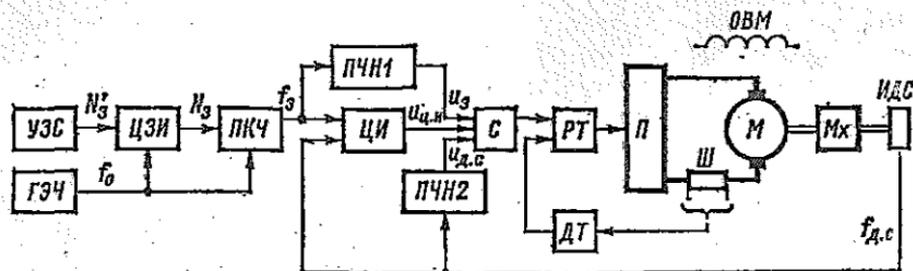


Рис. 5-7

Цифровой интегратор состоит из трех основных узлов: узла разделения входных импульсов во времени, реверсивного счетчика и преобразователя «код — напряжение». Узел разделения входных импульсов частот f_3 и $f_{д.с}$ распределяет импульсы во времени таким образом, чтобы импульсы одной последовательности поступали только во время пауз в другой последовательности. Тем самым предотвращается поступление на вход реверсивного счетчика совпадающих импульсов, которые нарушают его работу.

Переходная функция $ЦИ$ при постоянном значении частот входного сигнала $f_{вх}$ показана на рис. 5-8. Такая переходная функция соответствует звену с передаточной функцией

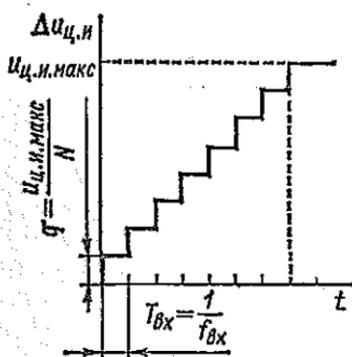


Рис. 5-8

$$W(p) = \frac{q}{1 - e^{-T_{вх} p}}, \quad (5-6)$$

где $q = u_{ц.н. макс} / N$ — дискретное приращение выходной величины; $u_{ц.н. макс}$ — максимальное напряжение на выходе $ЦИ$; N — цифровая емкость счетчика $ЦИ$; $T_{вх} = 1/f_{вх}$ — период следования входных импульсов.

Раскладывая $e^{-T_{вх} p}$ в степенной ряд

$$e^{-T_{вх} p} = 1 - \frac{T_{вх} p}{1!} + \frac{T_{вх}^2 p^2}{2!} - \frac{T_{вх}^3 p^3}{3!} \dots$$

и ограничиваясь двумя первыми членами разложения, можно запи-

сать выражение (5-6) в следующем виде:

$$W(p) = \frac{q}{T_{вх} p} = \frac{1}{\tau_{ц.п} p}$$

Постоянная времени интегратора

$$\tau_{ц.п} = \frac{T_{вх}}{q} = \frac{N}{u_{ц.п, макс} f_{вх}}$$

При неизменном уровне максимального напряжения на выходе ЦИ настройку постоянной времени ЦИ можно производить посредством изменения цифровой емкости счетчика или изменением масштаба входной частоты.

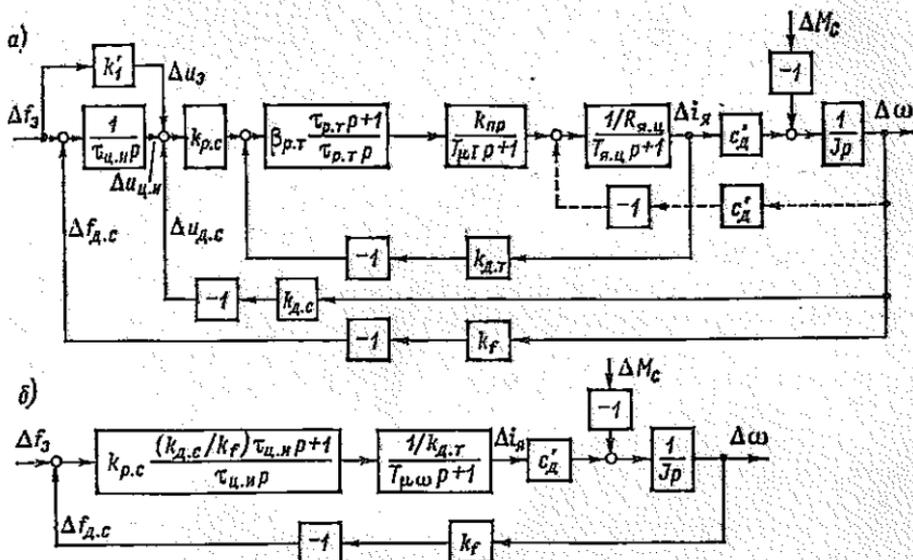


Рис. 5-9

Значение и полярность выходного напряжения ЦИ определяются интегралом разности входных частот

$$u_{ц.п} = q \int_0^t (f_3 - f_{д.с}) dt \quad (5-7)$$

или

$$u_{ц.п} = q_1 \Delta \varphi, \quad (5-8)$$

где $\Delta \varphi$ — разность фаз последовательностей импульсов входных частот; $q_1 = q/(2\pi)$.

В связи со свойствами ЦИ, отраженных уравнениями (5-7) и (5-8), способ выполнения РС с использованием ЦИ называют частотно-фазовым.

Если при исследовании динамики цифроаналоговой системы управления пренебречь дискретизацией ЦИ, то структурная схема

системы может быть представлена в виде рис. 5-9, а. На схеме обозначено: k_1' — передаточный коэффициент преобразователя ПЧН1; $k_f = f_{д.с}/\omega$ — передаточный коэффициент импульсного датчика скорости; $k_{д.с} = k_f k_2'$ — передаточный коэффициент аналоговой цепи обратной связи по скорости; k_2' — передаточный коэффициент преобразователя ПЧН2. По принципу построения системы необходимо, чтобы $k_1' = k_2' = k_{д.с}/k_f$. Расчет ПИ-регулятора тока и П-регулятора скорости может быть, в частности, выполнен в соответствии с методом, изложенным в гл. 2, применительно к аналогичной аналоговой системе регулирования скорости.

Передаточный коэффициент РС $k_{р.с}$ рассчитывается из условия настройки на оптимум по модулю аналогового контура скорости в соответствии с равенством

$$k_{р.с} = \frac{k_{д.т} J}{2T_{\mu\omega} c'_{д.с} k_{д.с}} \quad (5-9)$$

Постоянная времени интегрирования определяется, если предварительно выполнить преобразование структурной схемы рис. 5-9, а к виду, показанному на рис. 5-9, б. Преобразование выполняется переносом связей Δu_3 и $\Delta u_{д.с}$ со второго сумматора на первый. Полученная после преобразования передаточная функция РС, приведенного к частотному контуру, соответствует ПИ-регулятору. Следовательно, оптимизация контура скорости выполняется из условия симметричной оптимизации. Если записать передаточную функцию приведенного РС в виде

$$W_{р.с}(p) = k_{р.с} \frac{(k_{д.с}/k_f) \tau_{ц.н} p + 1}{\tau_{ц.н} p} = \beta_{р.с} \frac{\tau_{р.с} p + 1}{\tau_{р.с} p}$$

(где $\tau_{р.с} = (k_{д.с}/k_f) \tau_{ц.н}$ — постоянная времени РС; $\beta_{р.с} = (k_{д.с}/k_f) \times \times k_{р.с}$ — передаточный динамический коэффициент), то с учетом равенства (5-9)

$$\beta_{р.с} = \frac{k_{д.т} J}{2T_{\mu\omega} c'_{д.с} k_f}$$

Это равенство отвечает условию настройки приведенного РС на симметричный оптимум (СО). Постоянная времени регулятора в этом случае $\tau_{р.с} = 4T_{\mu\omega}$. Следовательно, постоянная времени ЦИ выбирается из условия

$$\tau_{ц.н} = \frac{k_f}{k_{д.с}} \tau_{р.с} = \frac{k_f}{k_{д.с}} 4T_{\mu\omega}$$

Переходные процессы в цифроаналоговой системе регулирования скорости будут близкими к переходным процессам в соответствующей ей по параметрам аналоговой системе. Вместе с тем, наличие цифровой части системы с ИДС дает возможность получить высокую точность стабилизации скорости и выполнить удобное согласование системы управления с устройством задания скорости в цифровой форме.

Используемые в системах электроприводов *ТП* по своему принципу работы являются дискретными устройствами, управление которыми производится в импульсной форме. В связи с этим становится логичным производить управление ими от блоков управления, в которых входная цифровая информация преобразуется в импульсы с определенным фазовым сдвигом без промежуточного преобразования в аналоговую форму. В таком виде система управления электроприводом становится полностью цифровой системой. Имеются разнообразные способы выполнения цифровых систем управления *ТП*, основанные на использовании следующих основных устройств: устройства синхронизации, согласующего управляющие импульсы с частотой сети; сдвигающего устройства, выполняющего сдвиг по фазе управляющих импульсов в соответствии с управляющим сигналом в цифровой форме; распределителя импульсов по тиристорам в соответствии с последовательностью их работы в конкретной схеме преобразователя [52]. Цифровой регулятор тока может быть выполнен аналогично цифровому регулятору скорости. Для получения информации о токе в цифровой форме на выходе датчика тока устанавливается аналого-цифровой преобразователь.

5-2-3. ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВЫЕ СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ ВЫСОКОТОЧНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

В импульсно-фазовых *ССС* могут быть получены наибольшие точности стабилизации скорости электроприводов. В таких системах целесообразно применять безредукторные электроприводы, регулирование скорости которых производится с помощью широтно-импульсных преобразователей.

Схема одного из вариантов импульсно-фазовой *ССС* электропривода постоянного тока показана на рис. 5-10. Задание скорости производится в виде числа N_3 , которое преобразуется в преобразователе «код—частота» (*ПКЧ*) в частоту задания f_3 . Точность частоты задания определяется точностью формирования частоты f_0 в генераторе эталонной частоты (*ГЭЧ*). Последовательности импульсов частоты задания и частоты импульсного датчика скорости (*ИДС*) $f_{д.с}$ поступают в фазовый дискриминатор (*ФД*). Если последовательности импульсов частот f_3 и $f_{д.с}$ синхронизированы, то на выходе *ФД* формируется сигнал, пропорциональный текущему фазовому сдвигу на интервале $T_3 = 1/f_3$ каждого импульса *ИДС* относительно каждого импульса задания, т. е. происходит контроль текущего положения электропривода относительно заданного значения.

Внешним контуром системы управления является контур регулирования текущего положения. Кроме *ФД* он включает в себя регулятор положения (*РП*), замкнутый контур регулирования тока якоря двигателя, механическую часть системы электропривода. Контур регулирования тока якоря двигателя является внутренним контуром системы управления.

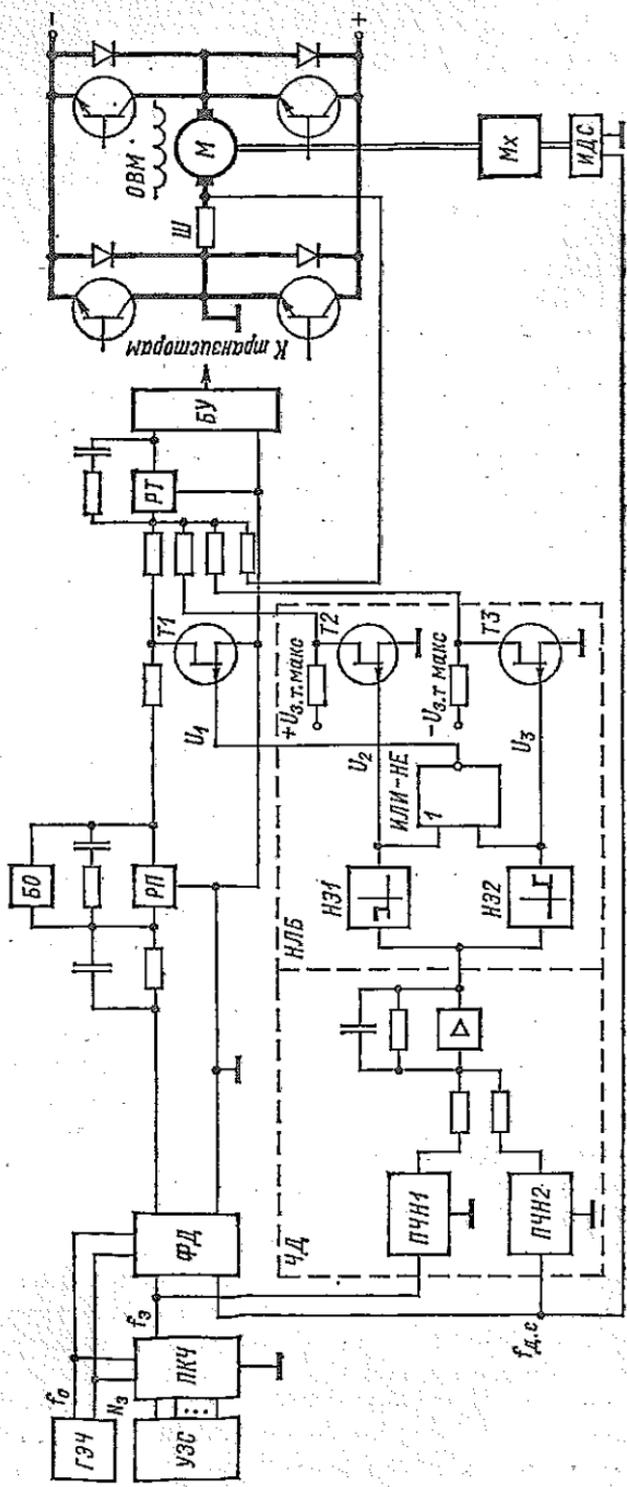


Рис. 5-10

Импульсно-фазовая ССС имеет также дополнительный контур автоматической синхронизации, с помощью которого осуществляется переход электропривода с одной скорости на другую при изменении задания. В таком режиме последовательности импульсов частоты задания и датчика не синхронизированы.

В зависимости от режима работы системы с помощью аналоговых ключей, выполненных на транзисторах $T1 - T3$, автоматически организуется одна из двух автономных структур системы. В синхронном режиме на вход регулятора тока (РТ) поступает сигнал с выхода РП и реализуется импульсно-фазовая система, замкнутая по угловому положению с помощью ФД. При изменении задания на скорость, а также при пуске и торможении электропривода отключается РП и на вход РТ поступает положительный или отрицательный сигнал задания максимально допустимого тока двигателя $U_{з.т. макс}$, соответствующий допустимому значению движущего или тормозного момента двигателя. Управление ключами производится в контуре автоматической синхронизации, включающем в себя частотный дискриминатор (ЧД) и нелинейный логический блок (НЛБ).

Следует отметить, что два указанных выше режима работы ССС могут быть совмещены в одной структуре. Однако важным преимуществом разделения структур является возможность оптимизации ССС в режиме синхронного движения по минимуму динамической ошибки независимо от условий синхронизации системы. Переходные процессы в режиме синхронизации могут формироваться путем коррекции контура автоматической синхронизации, не изменяя при этом условий оптимизации основной структуры.

Частотный дискриминатор содержит два преобразователя «частота—напряжение» (ПЧН1 и ПЧН2) и суммирующий усилитель. Выходной сигнал усилителя, пропорциональный разности частот $\Delta f = f_z - f_{д.с}$, поступает на входы нелинейных элементов НЭ1 и НЭ2. Если $\Delta f > 0$, то формируется сигнал U_2 ; если $\Delta f < 0$, то U_3 . Соответственно на вход РТ будут поступать сигналы $+ U_{з.т. макс}$ или $- U_{з.т. макс}$. В режиме синхронизации при нулевых сигналах U_2 или U_3 на выходе логической схемы ИЛИ — НЕ формируется сигнал U_1 и на вход РТ будет поступать сигнал с выхода РП. Зона нечувствительности нелинейных элементов определяется частотной полосой захвата фазовой системы управления $\Delta f_{зх}$, которая определяется максимальным скачком частот на входе ФД, при котором система управления, замкнутая по положению, автоматически втягивается в синхронизм.

При нарушении условий синхронизации последовательностей импульсов частот f_z и $f_{д.с}$ мгновенные фазовые рассогласования могут принимать значения, существенно превосходящие протяженность линейного участка характеристики вход — выход ФД. При этом возникает режим биений. Способность системы переходить от режима биений к режиму синхронного движения характеризует устойчивость процесса синхронизации. Эта устойчивость определя-

ется динамическими характеристиками системы, ограничением координат, значением и характером момента сопротивлений и скачком частот на входе ФД. Чем больше полоса захвата системы, тем выше ее устойчивость. При больших рассогласованиях частот f_3 и $f_{д.с}$ фазовая система теряет устойчивость и необходимо подключение контура автоматической синхронизации.

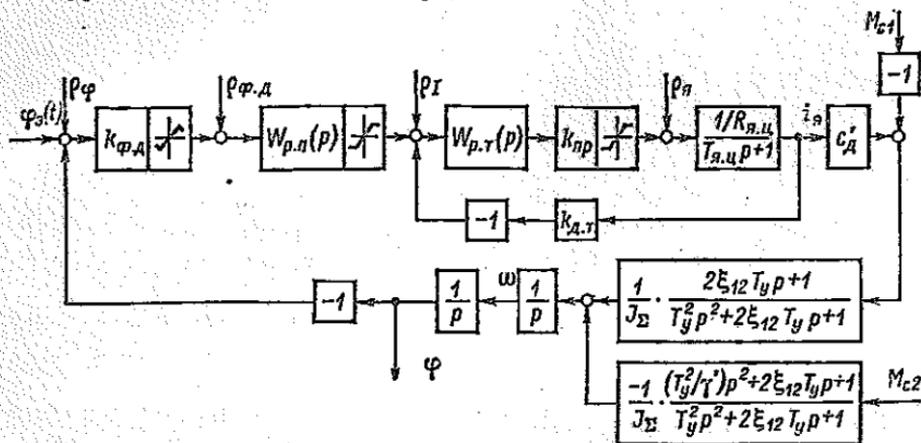


Рис. 5-11

Импульсно-фазовая ССС электроприводом совместно с контуром автоматической синхронизации представляет собой систему с переменной структурой. Структурная схема ССС в режиме синхронного движения имеет вид, показанный на рис. 5-11. На схеме приняты следующие обозначения: $W_{р.п}(p)$, $W_{р.т}(p)$ — передаточные функции регуляторов положения и тока; $k_{Ф.д}$, $k_{пр}$, $k_{д.т}$ — передаточные коэффициенты ФД, широтно-импульсного преобразователя и датчика тока; $J_Σ = J_1 + J_2$ — суммарный момент инерции; J_1 , J_2 — моменты инерции двигателя и механизма; T_y , $ξ_{12}$ — постоянная времени упругих механических колебаний и коэффициент внутреннего демпфирования; $ρ_φ$, $ρ_I$ — уровни шумов измерения углового положения и тока якоря; $ρ_{Ф.д}$, $ρ_я$ — уровень помех ФД и суммарное возмущение от источника питания преобразователя и от коммутационных процессов в электродвигателе; $M_{с1}$, $M_{с2}$ — возмущения в виде изменений моментов сопротивлений двигателя и механизма; $γ'$ — коэффициент соотношения моментов инерции, $γ' = J_2/(J_1 + J_2)$.

Механическую часть ССС можно рассматривать как двухмассовую систему, преобразованную для случая пренебрежения обратной связью по противо-ЭДС двигателя. На структурной схеме учитываются также ограничения значений напряжений фазового дискриминатора, регулятора положения и преобразователя.

Оценка динамической точности ССС в режиме синхронизации может быть выполнена по мгновенному фазовому отклонению выходной координаты $Δφ(t)$ относительно текущего заданного значения

этой координаты φ_3 (рис. 5-12, а, б)

$$\Delta\varphi(t) = \varphi_3(t) - \varphi(t).$$

Точность задания $\varphi_3(t)$ определяется точностью задания частоты f_3 . При использовании высокостабильных ГЭЧ $\varphi_3(t)$ приближенно соответствует заданию идеального равномерного движения. Предполагается при этом, что в ССС $\omega_{\text{ср}} \ll 2\pi f_3$ и помехи от квантования сигналов незначительны.

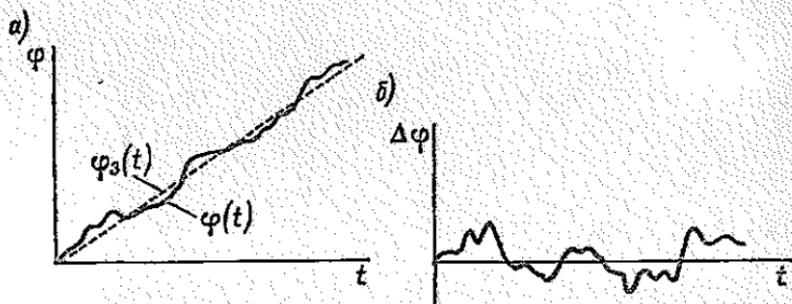


Рис. 5-12

Мгновенные отклонения скорости $\Delta\omega(t)$ от заданного значения $\omega_3 \equiv f_3$ определяются в результате дифференцирования текущих значений $\Delta\varphi(t)$.

Регуляторы тока и положения могут быть выбраны соответственно пропорционально-интегральным и пропорционально-интегрально-дифференциальным, исходя из условия получения нормированного вида частотных характеристик системы. Минимизация динамической ошибки системы с учетом характеристик возмущающих воздействий, помех измерения и ограничений координат может быть выполнена методом синтеза многомерной системы, который изложен в п. 5-1-3.

При использовании широтно-импульсных преобразователей на высокой частоте коммутации можно рассматривать преобразователь безынерционным. В этом случае нормированные передаточные функции разомкнутых контуров регулирования тока и положения могут быть записаны в виде

$$W_y(p) = \frac{1}{T_1 p};$$

$$W_\varphi(p) = \frac{(T_2 p + 1)^2 (2\xi_{12} T_y p + 1)}{T_3^2 p^3 (T_4 p + 1) (T_y^2 p^2 + 2\xi_{12} T_y p + 1)},$$

где $T_1 - T_4$ — постоянные времени, характеризующие нормированный вид передаточных функций и зависящие от параметров регуляторов тока и положения.

При параметрическом синтезе ССС в качестве варьируемых параметров принимаются постоянные времени $T_1 - T_4$ и передаточный коэффициент $k_{\varphi, \pi}$.

Для контура автоматической синхронизации весь процесс пуска или перехода с одной заданной скорости на другую может быть разделен на три участка. На первом участке, характеризующемся временем запаздывания $t_{зп}$, преодолевается зона нечувствительности *НЛБ*. На втором — $t_{раз}$ — происходит разгон или торможение при постоянном токе якоря. Третий участок соответствует колебаниям скорости относительно некоторого центра колебаний. Оптимальным условием работы контура автоматической синхронизации является условие введения системы в синхронный режим после первого достижения установившегося значения скорости. Соответствующий этому случаю переходный процесс при переходе скорости с одного заданного значения на другое показан на рис. 5-13.

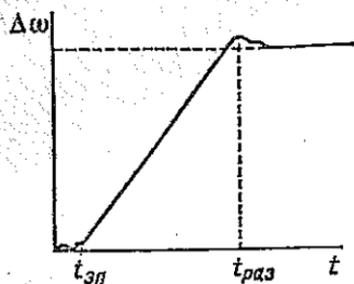


Рис. 5-13

5-3. СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

5-3-1. ХАРАКТЕРИСТИКА ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК С МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Многодвигательные электроприводы со стабилизацией скорости используются во многих промышленных установках с непрерывным технологическим процессом. К таким установкам относятся: непрерывные станы горячей и холодной прокатки, бумагоделательные машины, линии по обработке полимерных материалов, машины текстильного производства и др.

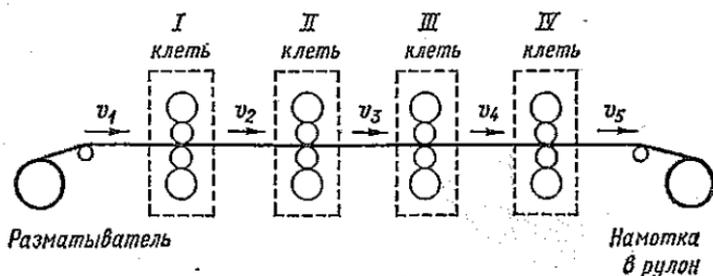


Рис. 5-14

Непрерывные прокатные станы содержат несколько рабочих клеток (рис. 5-14), в которых одновременно происходит прокатка металла. Металл движется в одном направлении, и происходит последовательное его обжатие в каждой рабочей клетке. Все клетки, разматыватель и устройство намотки в рулон (моталка) оснащаются электроприводами.

При одновременной прокатке металла в нескольких клетях количество металла, выходящего из предыдущей клетки, должно равняться количеству металла, входящего в последующую клетку. Через каждую клетку проходит в единицу времени одно и то же количество металла. Для n -клетьевого стана это может быть выражено формулой

$$F_1 v_1 = F_2 v_2 = \dots = F_i v_i = \dots = F_n v_n,$$

где F_i — сечение металла; v_i — скорость движения металла перед входом в i -ю клетку, $i = 1, 2, \dots, n$.

Скорость движения металла после обжатия в клетку определяется формулой [11]

$$v_i = \frac{\omega_i d_i}{2} (1 + S_i),$$

где ω_i, d_i — угловая скорость и диаметр рабочих валков i -й клетки; S_i — коэффициент опережения по скорости.

Если предположить, что связь между валками двух соседних клеток через металл отсутствует, то скорость выхода металла из i -й клетки

$$v_{\text{вых}i} = \frac{\omega_i d_i}{2} (1 + S_i),$$

а скорость выхода металла из $(i + 1)$ -й клетки

$$v_{\text{вых}i+1} = \frac{\omega_{i+1} d_{i+1}}{2} (1 + S_{i+1}).$$

Отсюда

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \frac{v_{\text{вых}i+1}}{v_{\text{вых}i}} \frac{d_i (1 + S_i)}{d_{i+1} (1 + S_{i+1})}.$$

В установившемся режиме $F_{\text{вых}i} v_{\text{вых}i} = F_{\text{вых}i+1} v_{\text{вых}i+1}$. Принимая во внимание, что $F_{\text{вых}i} = F_{\text{вх}i+1}$ и, обозначив отношение $F_{\text{вх}i+1}/F_{\text{вых}i+1}$, характеризующее вытяжку металла в клетку, через λ_{i+1} , получим

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \lambda_{i+1} \frac{d_i (1 + S_i)}{d_{i+1} (1 + S_{i+1})}. \quad (5-10)$$

Условие (5-10) соответствует режиму свободной прокатки, когда металл большого сечения не испытывает усилий натяжения и сжатия, а металл малых сечений прокатывается с образованием петли, имеющей постоянную длину. При этом $v_{\text{вых}i} = v_{\text{вх}i+1}$.

Если прокатка происходит с постоянным натяжением металла между клетками, то

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \lambda_{i+1} \delta \frac{d_i (1 + S_i)}{d_{i+1} (1 + S_{i+1})}, \quad (5-11)$$

где $\delta > 1$ — постоянный коэффициент, зависящий от заданного натяжения.

Из формул (5-10) и (5-11) следует, что скорости рабочих валков клетей должны быть разными, зависящими от ряда параметров, определяемых технологией прокатки и свойствами металла.

Нормальный режим прокатки обеспечивается при стабилизации соотношения скоростей валков всех клетей прокатного стана. Наряду с этим необходимо обеспечить одновременное регулирование скорости всех электроприводов для того, чтобы получать требуемые заправочные и рабочие скорости прокатного стана.

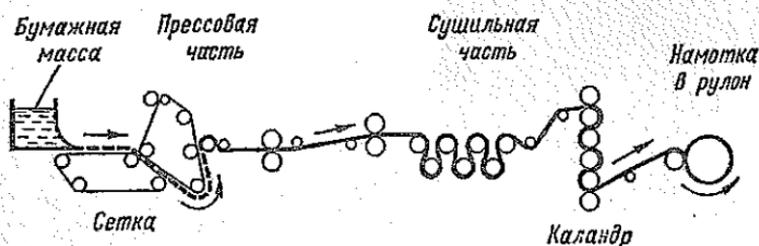


Рис. 5-15

Бумагоделательные машины представляют собой сложные промышленные установки (рис. 5-15). Бумажное полотно формируется из бумажной массы в результате нескольких непрерывно протекающих технологических операций. На первых операциях бумажная масса равномерно распределяется на непрерывно движущейся сетке и из массы удаляется влага путем тряски, отсасывания с помощью вакуумных устройств и прессования. Далее происходит сушка бумажного полотна в нескольких сушильных секциях, где увеличивается плотность и гладкость бумаги. Окончательная обработка полотна для придания ему необходимой прочности и гладкости происходит в каландрах, представляющих собой группу прижатых друг к другу металлических валов. Далее бумажное полотно наматывается на тамбурный вал в рулон.

В бумагоделательной машине часть группы приводных валов связана ленточной сеткой, часть — ленточным сукном. Движение сетки и сукна происходит по замкнутому тракту. Такие устройства применяются там, где бумага не имеет механической прочности. В сушильной части, каландрах и механизмах намотки в рулон приводные валы связаны только движущимся бумажным полотном.

Бумагоделательная машина в общей сложности может содержать несколько десятков электроприводов, обеспечивающих непрерывное движение бумаги при ее превращении из жидкой массы в плотное полотно, намотанное в рулон. После окончания намотки рулона бумажное полотно переводится на новый тамбурный вал и происходит намотка следующего рулона. Этот процесс непрерывно повторяется, и бумагоделательная машина работает длительное время в непрерывном режиме.

Для электроприводов бумагоделательных машин характерны те же основные особенности, что и для электроприводов непрерыв-

ных прокатных станов. Но, если в прокатных станах линейные скорости движения металла возрастают от первой клетки до последней, то в бумагоделательных машинах наблюдается возрастание линейной скорости движения бумаги только на первых секциях. В сушильной части вследствие усадки бумаги скорости уменьшаются. Окончательная обработка бумаги происходит при примерно постоянной линейной скорости.

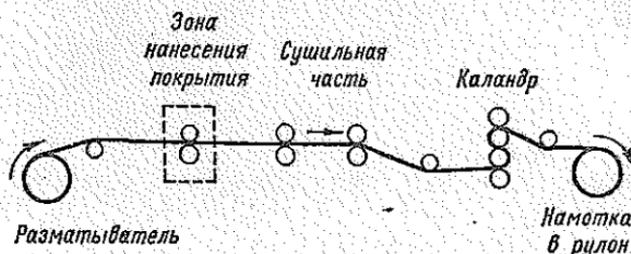


Рис. 5-16

В линиях по производству и обработке магнитных, рентгеновских, кино- и фотопленок применяют секции, аналогичные по своему функциональному назначению секциям бумагоделательных машин. Схема одной из таких линий показана на рис. 5-16. На сматываемую с рулона полимерную пленку наносится покрытие с помощью специальных валков, вращающихся в ванне с раствором. Толщина слоя покрытия зависит от соотношения скорости движущейся ленты и скорости валков. Далее пленка проходит сушильные камеры и происходит ее вспомогательная обработка в каландрах. Готовая пленка наматывается в рулон.

Для всех рассмотренных промышленных установок основные требования к АСУ ЭП являются общими. Необходима длительная стабилизация с той или иной точностью линейной скорости движения обрабатываемого полотна и связанная с этим необходимостью стабилизации соотношения скоростей отдельных секций, исходя из условий технологического процесса и поддержания заданных натяжений в межсекционных промежутках. Необходимо плавное регулирование скорости движения обрабатываемого полотна, а следовательно, и соответствующее этому автоматическое регулирование соотношения скоростей секций установки в диапазонах, зависящих от требований технологического процесса и свойств обрабатываемого полотна. Необходима подрегулировка скорости отдельных секций с зависимым или независимым управлением скоростью соседних секций. Необходимо рассматривать системы управления электроприводами как системы, взаимосвязанные через непрерывно движущееся полотно (металл, бумага, полимерная пленка, ткань и др.).

Соотношения скоростей отдельных секций устанавливаются, как правило, относительно ведущей секции, в которой обеспечивается только стабилизация скорости. К таким секциям относятся, напри-

мер, сушильные секции бумагоделательных машин, механизмы нанесения покрытий в линиях по обработке полимерной пленки и др. Системы управления ведомыми секциями обеспечивают необходимую их синхронизацию с ведущей секцией.

Совместно с системами управления скоростью в многодвигательных промышленных установках применяются системы стабилизации натяжений, межсекционных петель полотна, системы управления устройствами размотки полотна из рулона и намотки в рулон и др. Принципы построения некоторых из таких систем совместно с ССС рассматриваются в гл. 8.

5-3-2. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ И СООТНОШЕНИЕМ СКОРОСТЕЙ ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВодОВ

Многодвигательные электроприводы промышленных установок выполняются с использованием электродвигателей постоянного и переменного тока. Однако электроприводы постоянного тока оказываются более простыми и получили наибольшее распространение в практике. Силовая часть многодвигательных электроприводов постоянного тока может быть выполнена по схеме с общим TII на все или на группу электроприводов или по схеме с индивидуальными TII на каждый электропривод. Многодвигательные электроприводы с индивидуальными TII применяются без ограничений по мощности и обеспечивают более гибкое управление промышленными установками при широком диапазоне регулирования скорости. Для чистовой обработки металлов в прокатных станах применяют электроприводы с двухзонным регулированием скорости. Электроприводы могут также выполняться реверсивными, если прокатка металлической полосы происходит вначале в одном, а затем в обратном направлении. Для большинства других промышленных установок применяют неревверсивные электроприводы с однозонным регулированием скорости.

Функциональная схема системы управления трехдвигательным электроприводом с индивидуальными преобразователями на каждый электродвигатель показана на рис. 5-17. Локальные системы управления каждым электродвигателем выполняются по типовым схемам, подробно рассмотренным в гл. 2. Взаимосвязь локальных систем осуществляется по цепи нагрузки через общее обрабатываемое полотно и по цепи управления для задания уровня общей скорости электроприводов и соотношения скоростей электроприводов отдельных секций.

Задание общей скорости электроприводов производится сигналом $u_{з.о.}$, поступающим на входы локальных систем управления через инерционные звенья (ИЗ) и устройства задания соотношений скоростей (УЗСС). Плавное изменение общей скорости электроприводов производится путем формирования линейно-изменяющегося во времени сигнала $u_{з.о.}$ при произвольной форме сигнала $u_{з.о.}$

поступающего от устройств задания скорости (УЗС). Делается это с помощью задатчика интенсивности (ЗИ).

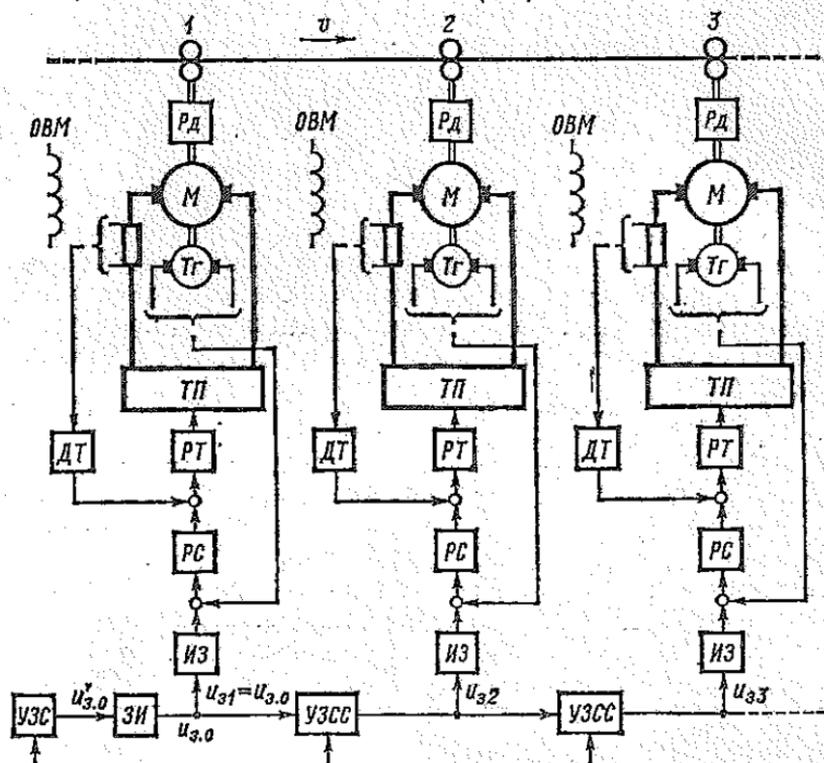


Рис. 5-17

УЗСС могут включаться таким образом, чтобы обеспечить следующие способы управления локальными электроприводами: 1) с параллельным (независимым) управлением; 2) с последовательным (каскадным) управлением, когда с изменением скорости предыдущего электропривода изменяются в определенном соотношении скорости последующих электроприводов; 3) с комбинированным управлением, сочетающим в себе способы параллельного и последовательного управления. Реализация этих способов в аналоговых системах выполняется с помощью масштабных операционных усилителей (рис. 5-18, а, б). При последовательном управлении локальными электроприводами масштабные усилители включаются последовательно (рис. 5-18, а).

Соотношения скоростей локальных электроприводов в общем виде определяются равенством

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \frac{u_{зi+1}}{u_{зи}} = k_{с.сi+1},$$

где $k_{с.сi+1}$ — коэффициент устройства задания соотношения скоростей, принимающий значения как больше, так и меньше единицы.

Требуемое значение коэффициента $k_{c,c}$ устанавливается с помощью регулируемого сопротивления в цепи обратной связи усилителя. При изменении напряжения $u_{3,0}$ (рис. 5-18, а) соответственно изменяются напряжения u_{32} и u_{33} :

$$u_{32} = k_{c,c2} u_{3,0};$$

$$u_{33} = k_{c,c3} u_{32} = k_{c,c3} k_{c,c2} u_{3,0}$$

— и изменяются скорости всех локальных электроприводов, а соотношения скоростей остаются прежними. Если $u_{3,0} = \text{const}$, а u_{32} изменится путем изменения коэффициента соотношения скоростей $k_{c,c2}$, то изменятся и все последующие напряжения задания u_{33} , u_{34} и т. д., а следовательно, и скорости соответствующих локальных электроприводов. Влияние же изменения $k_{c,c2}$ на предыдущее напряжение задания отсутствует из-за свойств операционных усилителей.

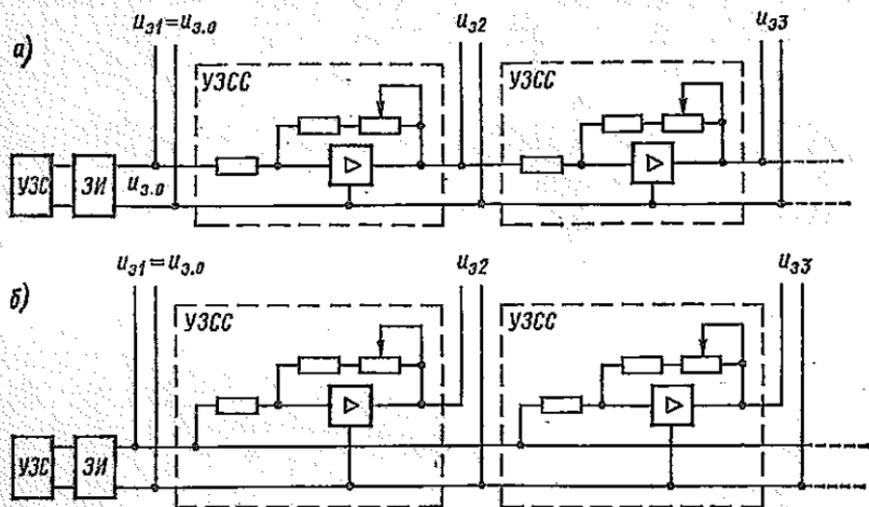


Рис. 5-18

При параллельном управлении локальными электроприводами масштабные усилители включаются независимо друг от друга (рис. 5-18, б) и изменение одного из напряжений задания не приводит к изменению других напряжений задания. В такой схеме соотношения скоростей локальных электроприводов устанавливаются в соответствии с равенством

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \frac{u_{3i+1}}{u_{3i}} = \frac{k_{c,c i+1}}{k_{c,c i}},$$

где $k_{c,c i} = u_{3i}/u_{3,0}$; $k_{c,c i+1} = u_{3i+1}/u_{3,0}$.

При изменении коэффициента соотношения скоростей одного из локальных электроприводов изменяется скорость только этого электропривода и, следовательно, соотношение скоростей двух рядом расположенных электроприводов. Соотношения скоростей

остальных электроприводов остаются неизменными. Регулирование общей скорости всех электроприводов происходит так же, как и при последовательном управлении.

При комбинированном управлении соотношением скоростей применяются оба способа включения масштабных усилителей, показанные на рис. 5-18, а, б.

Инерционные звенья ИЗ, устанавливаемые на входе локальных систем управления электроприводами (см. рис. 5-17), предназначены для уменьшения больших перерегулирований по скорости при изменении задания на соотношения скоростей электроприводов. Это обусловлено тем, что системы регулирования скорости рассматриваемых электроприводов настраиваются на симметричный оптимум, для которого характерны большие перерегулирования по скорости при скачкообразных изменениях напряжений задания. Такие изменения задания производятся при изменении сопротивлений регулируемых резисторов в устройствах задания соотношений скоростей.

Взаимосвязь локальных систем управления электроприводами через общее обрабатываемое полотно имеет место в тех случаях, когда движение полотна в межсекционном промежутке происходит с определенным значением натяжения F . Основные соотношения, характеризующие взаимосвязь электроприводов через полотно, могут быть установлены на основании схемы, представленной на рис. 5-19, а.

Для простоты рассмотрения предполагается, что радиусы всех приводных валов одинаковы:

$$r_1 = r_2 = r_3 = r,$$

а упругие деформации в кинематической цепи двигатель — приводной вал каждого из электроприводов отсутствуют в рассматриваемой полосе частот.

В связи с тем что схема, показанная на рис. 5-19, а, является частью более общей схемы, действие на полотно приводных валов, предшествующих валу 1 и следующих за валом 3, учтено в виде их реакций F_1 и F_4 .

При рассмотрении динамических процессов в натянутом в межсекционном промежутке полотне делаются следующие допущения: 1) полотно однородно и имеет по всей длине одинаковую толщину и ширину; 2) вес материала не влияет на его деформацию; 3) деформация в полотне имеет упругий характер, причем равномерно распределяется по поперечному сечению; 4) волновые процессы, связанные с распределением деформации по длине, несущественны; 5) проскальзывание движущегося полотна относительно приводных валов отсутствует.

Поведение полотна на участке растяжения длиной l_2 (рис. 5-19, а) описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{dv_2}{dt} = [v_2 - v_1(1 + \epsilon_2)] \frac{1}{t_2}, \quad (5-12)$$

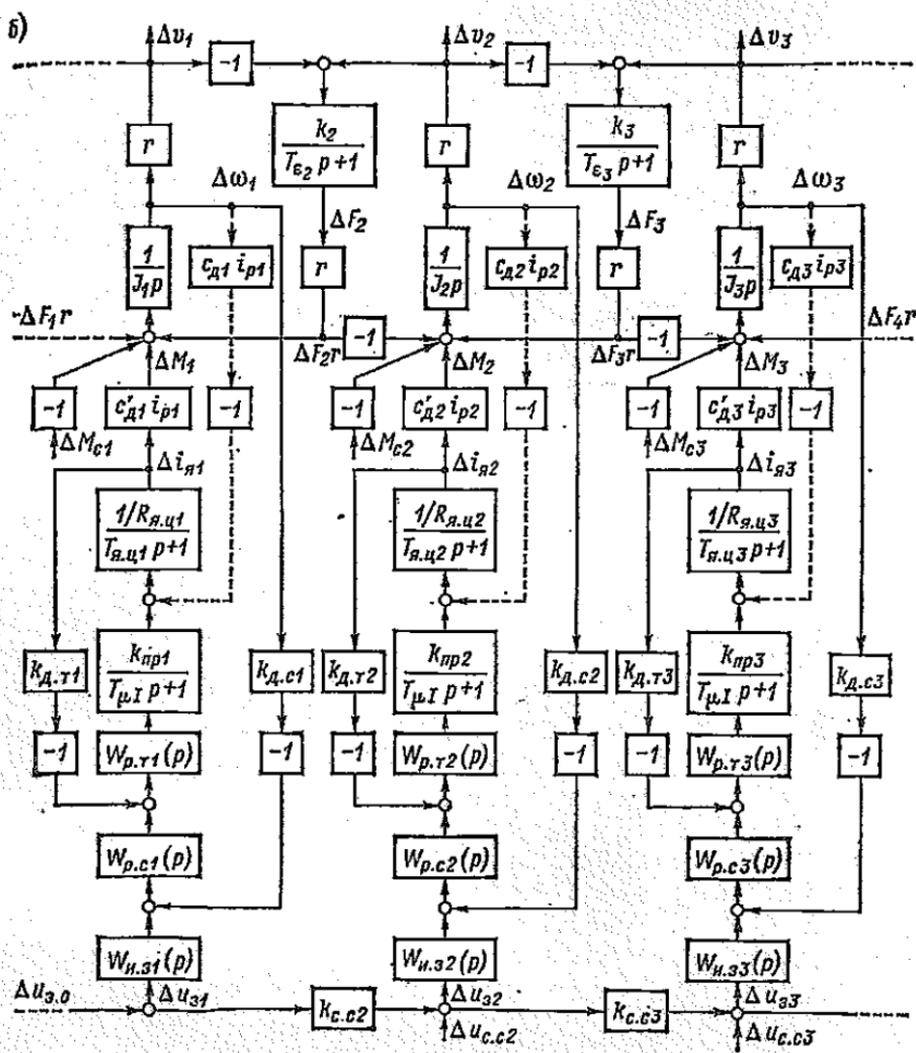
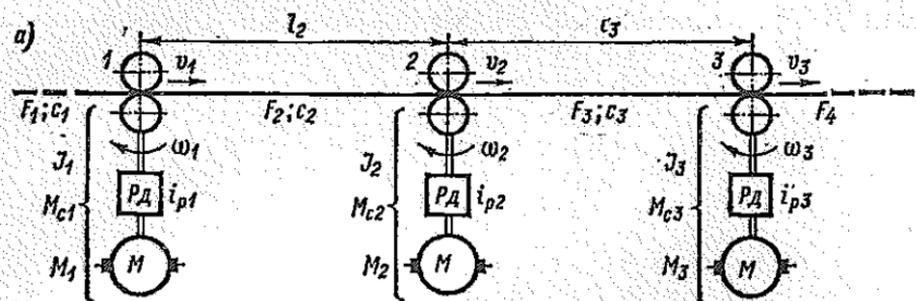


Рис. 5-19

где $\epsilon_2 = \Delta l_2 / l_2$ — относительное удлинение; v_1 и v_2 — линейные скорости полотна в начале и в конце участка растяжения; Δl_2 — абсолютное значение растяжения.

Натяжение, возникающее в материале, связано со значением Δl_2 выражением

$$F_2 = c_2 \Delta l_2 = c_2 l_2 \epsilon_2, \quad (5-13)$$

где c_2 — коэффициент жесткости полотна при растяжении.

Подставляя в (5-13) значение ϵ_2 из уравнения (5-12) и записывая уравнение равновесия моментов в электроприводе 1 для случая, когда параметры электропривода приведены к приводному валу, получим систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} M_1 - M_{c1} + (F_2 - F_1)r - J_1 \omega_1 \rho &= 0; \\ v_1 &= \omega_1 r; \\ F_2 &= \frac{c_2}{\rho} [v_2 - v_1 (1 + \epsilon_2)]; \\ \epsilon_2 &= \frac{1}{c_2 l_2} F_2, \end{aligned} \right\} \quad (5-14)$$

где M_1 и M_{c1} — момент электродвигателя и момент сопротивлений, приведенные к приводному валу; J_1 — приведенный момент инерции; $\rho = d/dt$.

Аналогично для электроприводов 2 и 3

$$\left. \begin{aligned} M_2 - M_{c2} + (F_3 - F_2)r - J_2 \omega_2 \rho &= 0; \quad v_2 = \omega_2 r; \\ F_3 &= \frac{c_3}{\rho} [v_3 - v_2 (1 + \epsilon_3)]; \quad \epsilon_3 = \frac{1}{c_3 l_3} F_3; \\ M_3 - M_{c3} + (F_4 - F_3)r - J_3 \omega_3 \rho &= 0; \quad v_3 = \omega_3 r. \end{aligned} \right\} \quad (5-15)$$

Системы уравнений (5-14) и (5-15) являются нелинейными из-за наличия произведений $v_1 \epsilon_2$ и $v_2 \epsilon_3$. Рассматривая для ССС переходные процессы в приращениях координат относительно начальных значений, можно записать системы уравнений в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta M_1 - \Delta M_{c1} + (\Delta F_2 - \Delta F_1)r - J_1 \Delta \omega_1 \rho &= 0; \quad \Delta v_1 = \Delta \omega_1 r; \\ \Delta F_2 &= \frac{c_2}{\rho} [\Delta v_2 - \Delta v_1 (1 + \epsilon_{2нач}) - v_{1нач} \Delta \epsilon_2]; \quad \Delta \epsilon_2 = \frac{1}{c_2 l_2} \Delta F_2; \\ \Delta M_2 - \Delta M_{c2} + (\Delta F_3 - \Delta F_2)r - J_2 \Delta \omega_2 \rho &= 0; \quad \Delta v_2 = \Delta \omega_2 r; \\ \Delta F_3 &= \frac{c_3}{\rho} [\Delta v_3 - \Delta v_2 (1 + \epsilon_{3нач}) - v_{2нач} \Delta \epsilon_3]; \quad \Delta \epsilon_3 = \frac{1}{c_3 l_3} \Delta F_3; \\ \Delta M_3 - \Delta M_{c3} + (\Delta F_4 - \Delta F_3)r - J_3 \Delta \omega_3 \rho &= 0; \quad \Delta v_3 = \Delta \omega_3 r, \end{aligned} \right\} \quad (5-16)$$

где $v_{1нач}$, $v_{2нач}$ — начальные значения линейных скоростей движения полотна; $\epsilon_{2нач}$, $\epsilon_{3нач}$ — начальные значения относительных удлинений.

В связи с тем что начальные значения относительных удлинений $\varepsilon_{2нач}$ и $\varepsilon_{3нач}$ оказываются много меньше единицы, можно в уравнениях системы (5-16) считать справедливыми приближенные равенства

$$(1 + \varepsilon_{2нач}) \approx 1; \quad (1 + \varepsilon_{3нач}) \approx 1. \quad (5-17)$$

Структурная схема трех электроприводов, взаимосвязанных движущимся полотном, полученная на основании системы уравнений (5-16) с учетом (5-17) и дополненная структурными схемами локальных систем управления, взаимосвязанных по цепям задания общей скорости и соотношений скоростей, показана на рис. 5-19, б. На схеме приняты следующие обозначения: $T_{\varepsilon_2} = l_2/v_{1нач}$; $T_{\varepsilon_3} = l_3/v_{2нач}$ — постоянные времени, характеризующие скорость процесса изменения удлинения полотна на участках l_2 и l_3 ; $k_2 = (c_2 l_2)/v_{1нач}$; $k_3 = (c_3 l_3)/v_{2нач}$; i_{p1} , i_{p2} , i_{p3} — передаточные числа редукторов. Обозначения элементов структурных схем локальных систем управления приняты такими же, как и в гл. 2, с учетом принятой на схеме рис. 5-19, а нумерации электроприводов.

На основании структурной схемы может быть выполнен синтез регуляторов и расчет переходных процессов по скорости и натяжению с учетом взаимосвязей систем управления. Это может быть выполнено методами моделирования на АВМ или ЦВМ, рассматриваемых в гл. 10 и 11. Синтез регуляторов локальных систем управления для каждого из электроприводов может быть выполнен в частном случае в соответствии с методами, изложенными в гл. 2.

На основании полученной структурной схемы можно также выявить условия, при которых взаимной связью электроприводов через обрабатываемое полотно можно пренебречь. Рассмотрим это на примере взаимосвязей электроприводов 1 и 2. Предположим, что происходит изменение только скорости $\Delta\omega_2$, а $\Delta\omega_1 = 0$. Тогда упругий момент $\Delta M_{y_2} = \Delta F_2 r$ будет определяться только скоростью $\Delta v_2 = r \Delta\omega_2$. Приводя связь по моменту ΔM_{y_2} на вход системы и определяя эквивалентную передаточную функцию $W'_3(p)$ двух параллельных связей по координате $\Delta\omega_2$ до входа системы, получим:

$$W'_3(p) = k_{л.сз} \left[1 + \frac{k_2 r^2}{T_{\varepsilon_2} p + 1} \frac{1}{J_2 p} \frac{1}{W_{\omega_2}(p)} \right],$$

где $W_{\omega_2}(p) = \frac{4T_{\mu\omega} p + 1}{8T_{\mu\omega}^2 p^2 (T_{\mu\omega} p + 1)}$ — передаточная функция разомкнутой системы регулирования скорости.

Если в области существенных частот для системы регулирования скорости ω_2 справедливо неравенство

$$\frac{k_2 r^2}{T_{\varepsilon_2} p + 1} \frac{1}{J_2 p} \frac{1}{W_{\omega_2}(p)} \ll 1,$$

то влиянием упругих деформаций в движущемся полотне на динамику системы можно пренебречь. В этом случае можно также

пренебречь и взаимосвязью по цепи нагрузки систем управления электроприводами 2 и 1 и рассматривать их как автономные системы. Аналогичные условия могут быть получены относительно взаимосвязи электроприводов 2 и 3.

5-3-3. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ И ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ И СООТНОШЕНИЕМ СКОРОСТЕЙ ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Цифроаналоговые и цифровые системы управления скоростью и соотношением скоростей многодвигательных электроприводов выполняются с использованием локальных цифроаналоговых и цифровых систем управления, рассмотренных в п. 5-2-2 и взаимосвязанных по цепи управления цифровыми устройствами задания скорости и соотношения скоростей.

На рис. 5-20 показана функциональная схема цифроаналоговой системы управления тремя электроприводами [20]. Каждая из локальных систем выполняется по схеме системы с цифровым интегратором. Управление соотношением скоростей производится в цифровой форме по схеме последовательного управления, аналогично тому, как это делается в аналоговых системах. На частотные входы ПКЧ каждой из систем управления ведомыми электроприводами поступает частота задания из предыдущей системы. На частотный вход ПКЧ системы ведущего электропривода 1 поступает частота f_0 с генератора эталонной частоты.

Регулирование соотношения скоростей производится изменением чисел $N_{1,2}$ и $N_{2,3}$ с помощью устройств задания соотношения скоростей. Эти числа пропорциональны соответствующим коэффициентам соотношения скоростей: $k_{c,c2}$ — электроприводов 2 и 1; $k_{c,c3}$ — электроприводов 3 и 2.

Одновременное регулирование скорости всех электроприводов производится путем изменения числа N_{31} . Частота задания f_{31} системы управления электроприводом 1 является ведущей частотой. Частоты задания систем управления электроприводами 2 и 3 определяются через коэффициенты соотношения скоростей

$$f_{32} = k_{c,c2} f_{31},$$

$$f_{33} = k_{c,c3} f_{32} = k_{c,c3} k_{c,c2} f_{31}.$$

Достоинством последовательного управления соотношением скоростей многодвигательных электроприводов в цифровой форме является отсутствие неустойчивости коэффициентов $k_{c,ci}$. При последовательном управлении большим числом электроприводов в аналоговых системах накопленная погрешность формирования

$\prod_{i=2}^{l=n} k_{c,ci}$ вследствие дрейфа напряжений масштабных усилителей

может оказаться слишком большой и применение аналоговой системы — недопустимым.

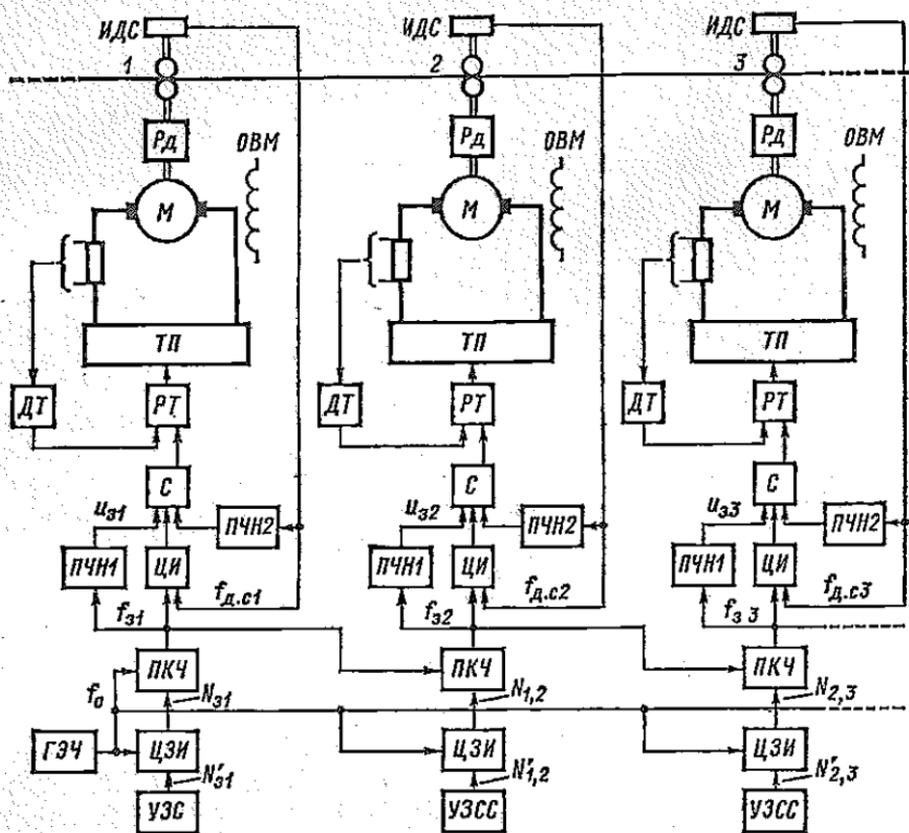


Рис. 5-20

При необходимости реализации параллельного управления соотношением скоростей локальных электроприводов частота f_0 генератора эталонной частоты поступает на частотные входы всех ПКЧ. Устройство задания скорости каждой системы управления электроприводом будет в этом случае одновременно являться и устройством задания соотношения скоростей.

Аналогично рассмотренной цифроаналоговой системе управления многодвигательным электроприводом с цифровыми интеграторами могут выполняться и другие цифроаналоговые и цифровые системы управления.

АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ МЕХАНИЗМА

6-1. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ

Системы регулирования положения представляют собой класс систем с чрезвычайно широким диапазоном назначений. Они находят применение в различных промышленных установках и роботах в качестве систем наведения антенн, оптических телескопов, и радиотелескопов, для стабилизации различных платформ в условиях качки оснований, на которых монтируются эти платформы, и т. д. Мощность исполнительных двигателей составляет от единиц и десятков ватт до десятков и сотен киловатт, их питание осуществляется от электромашинных, тиристорных преобразователей или транзисторных усилителей мощности. Большую группу приводов с регулированием положения составляют гидравлические и пневматические приводы, которые здесь не рассматриваются.

Контроль положения осуществляется с помощью датчиков, которые в аналоговой или дискретной форме дают информацию о перемещении рабочего органа механизма на протяжении всего пути. В качестве датчиков используются сельсины, вращающиеся трансформаторы, индуктосины, импульсные и цифровые датчики и др.

В большинстве случаев мощные промышленные системы управления положением строятся сегодня по принципам подчиненного регулирования при питании двигателей постоянного тока от *ТП*. При этом внутренние контуры тока и скорости выполняются, как это было описано в п. 2-2-2, и к ним добавляется цифровой или аналоговый контур регулирования положения. На рис. 6-1 показана схема системы управления положением, в которой при переключении переключателя *П* может быть осуществлено замыкание аналогового или цифрового внешнего контура.

В первом случае измерительным элементом являются сельсины, работающие в трансформаторном режиме. Сельсин-приемник (*СП*) связан с исполнительным органом (*ИО*), который приводится двигателем *М* через редуктор *Рд*. Подача на вход управляющего воздействия, которым является поворот сельсина-датчика (*СД*) на некоторый угол φ_y относительно согласованного с сельсин-приемником положения, вызывает появление на его однофазной обмотке напряжения переменного тока $u_{с.д.}$, значение которого определяется значением угла рассогласования, а фаза — направлением поворота относительно согласованного положения, т. е. знаком угла. С помощью фазочувствительного выпрямителя (*ФВЧ*) это напряжение выпрямляется, причем полярность напряжения $u_{ф.ч.в}$ определяется знаком рассогласования. Напряжение,

появившееся на выходе регулятора положения (РП), воздействует на вход контура скорости, и двигатель вращается, отрабатывая рассогласование до тех пор, пока не установится равенство $\varphi = \varphi_y$.

Параметрами, характеризующими неизменяемую часть контура положения, являются передаточное число редуктора i , коэффициент передачи пары сельсинов k_{cc} , связывающий напряжение на выходе СД с угловым рассогласованием $\delta\varphi$, и передаточный коэффициент фазочувствительного выпрямителя $k_{\varphi,ч.в}$. Хотя зависимость $u_{cc,д} = f(\delta\varphi)$ имеет синусоидальный характер, можно считать, что $k_{cc} \approx const$, так как уже при сравнительно небольших значениях напряжения $u_{cc,д}$ регулятор положения ограничивается, т. е. замкнутому контуру положения соответствует работа в начальной, близкой к линейной части синусоиды.

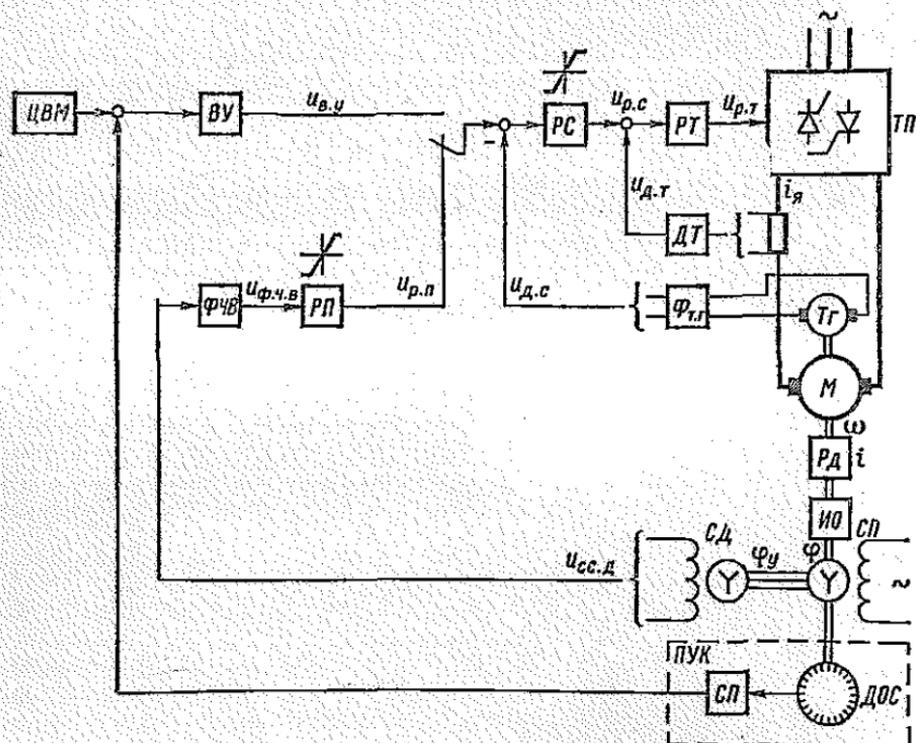


Рис. 6-1

В ряде случаев для повышения точности работы при малых рассогласованиях система снабжается датчиками грубого и точного отсчетов. В этом случае в диапазоне малых углов рассогласования работает система точного отсчета, в которой датчик соединен с валом ИО через повышающий редуктор, а при больших рассогласованиях контроль положения осуществляется датчиком грубого отсчета, непосредственно связанным с исполнительным валом.

При ограничении выходного напряжения $PП$ значением $U_{р.п.огр}$ максимальная скорость двигателя не превышает номинального значения ω_n .

В цифровом контуре положения измерительным элементом является дискретный датчик обратной связи (ДОС). С помощью схемы преобразования (СП) с него снимается сигнал в двоичном коде, благодаря чему датчик вместе со схемой преобразования представляет собой преобразователь «угол — код» (ПУК) или преобразователь «линейное перемещение — код». Вычислительное устройство (ВУ), сравнивая полученные в цифровой форме предписанное значение (задание) и истинное значение, определяет код ошибки, а также вырабатывает в цифровой форме корректирующий сигнал (например, интеграл или производную от ошибки) и преобразует результат вычислений в напряжение, действующее на вход контура скорости.

Одним из наиболее перспективных направлений при создании цифровых систем управления положением является применение управляющих цифровых вычислительных машин (ЦВМ). Характер связи ЦВМ с системой управления приводом может быть различным.

По принципу действия ЦВМ выполняет необходимые математические операции в течение определенного времени, называемого *периодом дискретности*. Если на ЦВМ возложено решение большого круга сложных задач по управлению всем технологическим процессом и рассматриваемая система управления положением является одной из многих локальных систем, то период дискретности не может быть сделан достаточно малым и использование ЦВМ в контуре регулирования оказывается нерациональным. Тогда система управления положением выполняется как автономная. Задачей ЦВМ в этом случае является выработка предписанного значения перемещения в цифровом виде.

В неавтономной системе ЦВМ включается в контур регулирования и задачи, выполняемые в автономной системе ВУ, возлагаются на ЦВМ.

В цифровом контуре регулирования значение величины, полученное в результате математических действий, выполненных в течение данного периода дискретности, обычно остается неизменным и в последующий период дискретности. Таким образом происходит процесс *квантования по времени*, представляющий собой процесс превращения непрерывной функции времени в ступенчатую. Кроме того, цифровое представление величин характеризуется тем, что возможна фиксация не любых значений величины, а ряда значений, отличающихся друг от друга на единицу младшего разряда. Так происходит *квантование по уровню*. Сочетание этих особенностей приводит к тому, что цифровой контур представляет собой нелинейную дискретную систему [7].

В общем случае структуру цифровой системы регулирования положения можно представить в виде рис. 6-2, а [32]. Цифровые

корректирующие устройства ЦКУ1 и ЦКУ2 обрабатывают информацию соответственно в ЦВМ и ВУ, реализуя принятые законы управления. Звенья постоянного запаздывания $e^{-\tau_1 p}$, $e^{-\tau_2 p}$, $e^{-\tau_3 p}$ учитывают время, затрачиваемое ЦВМ, ВУ и ПУК на обработку информации. Эффект квантования по времени учитывается введением импульсных элементов (ключи), имеющих периоды дискретности T_1 , T_2 , T_3 . Эффект квантования по уровню отображается нелинейными элементами НЭ1, НЭ2, НЭ3, имеющими релейную характеристику с числом ступеней $n = 2^\alpha - 1$, где α — число используемых двоичных разрядов. Экстраполятор Э преобразует дискретный сигнал в непрерывный. Если применен экстраполятор нулевого порядка, то его задача состоит в запоминании информации в течение времени, равного периоду дискретности T_2 . Передаточная функция его в этом случае есть

$$W(p) = \frac{1 - e^{-T_2 p}}{p}.$$

Выходное напряжение экстраполятора воздействует на аналоговую неизменяемую часть контура положения с передаточной функцией $\bar{W}_{нф}(p)$.

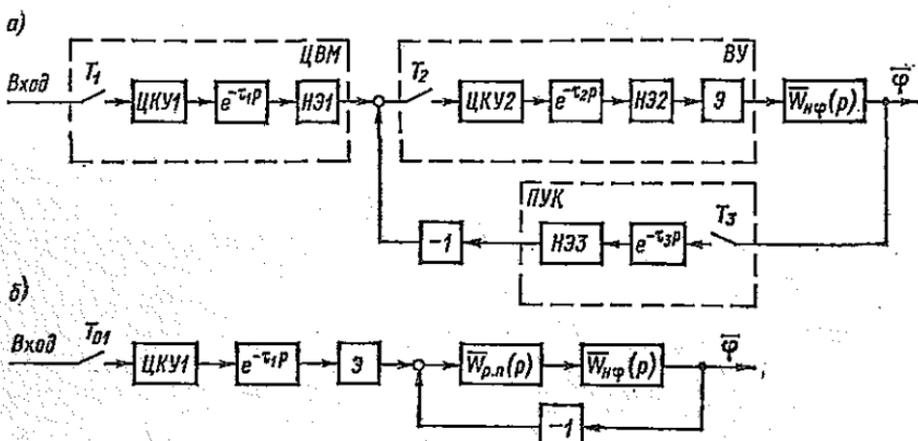


Рис. 6-2

Рассмотренная структурная схема автономной системы в большинстве случаев может быть значительно упрощена. На рис. 6-2, б изображена схема, в которой не учтено квантование по уровню. Кроме того, считается, что периоды дискретности T_2 и T_3 равны между собой и значительно меньше периода дискретности T_1 . Синтез автономной системы регулирования положения в этом случае может быть осуществлен методами, разработанными для непрерывных систем.

Сказанное позволяет, ограничиваясь рассмотрением автономной системы, оперировать с передаточными функциями аналогового

контура положения, имея в виду, что вместо $k_{cc}k_{ф.ч.в}$ надо пользоваться коэффициентом, характеризующим крутизну характеристики ВУ совместно с ПУК в вольтах на радиан.

6-2. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ МЕХАНИЗМА В РЕЖИМЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

6-2-1. НАСТРОЙКА В РЕЖИМЕ МАЛЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Позиционированием называют такой режим работы системы управления положением, при котором задачей системы является перемещение рабочего органа механизма из одного фиксированного положения в другое. Характер траектории перемещения при этом важен лишь постольку, поскольку он обеспечивает минимальное время перемещения, т. е. максимальную производительность механизма, без сколько-нибудь значительного перерегулирования по положению. Позиционные системы находят широкое распространение в различных отраслях техники, в частности в металлургии, станкостроении, подъемно-транспортных механизмах и др.

При рассмотрении позиционной системы (см. рис. 6-1) различают: а) малые перемещения, при которых ни один из регуляторов не ограничивается и система работает как линейная; б) средние перемещения, при которых обработка происходит при ограничении регулятора скорости (РС), т. е. при ограничении якорного тока, но участок работы с постоянной скоростью отсутствует; в) большие перемещения, при обработке которых в течение определенного времени двигатель работает на установившейся скорости в результате ограничения ПП, а РС ограничивается при разгоне и торможении.

Будем рассматривать настройки контура положения в о. е., выбрав за базовые значения $M_0 = M_n$, $\omega_0 = \omega_n$, $I_{н.0} = M_0/c_d$ и $U_{д.с.0} = k_{д.с}\omega_n$. Базовое значение напряжения ПП должно быть определено как $U_{р.п.0} = k_{д.с}\omega_n R_{з.с}/R_c$, где $R_{з.с}$ и R_c — входные сопротивления РС. За базовое значение угла принимается угол, на который повернется исполнительный вал при постоянной скорости двигателя ω_0 за некоторое время t_0 : $\varphi_0 = \omega_0 t_0/i$. Тогда уравнение, связывающее скорость двигателя и угол поворота исполнительного вала $\varphi = \omega/(pi)$, в о. е. будет

$$\bar{\varphi} = \bar{\omega}/(t_0 p).$$

Если, рассматривая аналоговый контур положения, принять за базовое значение напряжения фазочувствительного выпрямителя $U_{ф.ч.в.0} K_{ф.ч.в} k_{cc} \varphi_0$, то передаточная функция разомкнутого контура положения будет иметь вид

$$W(p) = \bar{W}_{р.п}(p) \bar{W}_{\omega_0}(p) \frac{1}{t_0 p}.$$

Заменяя для определения параметров $P\Pi$ замкнутый контур скорости аperiodическим звеном $W_{\omega_3}(p) \approx 1/(T_{\omega_3}p + 1)$, нетрудно видеть, что для настройки системы на оптимум по модулю (ОМ) надо применить пропорциональный $P\Pi$ при

$$\bar{W}_{p,\Pi}(p) = \bar{k}_{p,\Pi} = \frac{t_6}{2T_{\omega_3}},$$

где $T_{\omega_3} = 2T_{\mu\omega}$ — эквивалентная постоянная времени замкнутого контура скорости.

Удобно за базовое значение времени принять $t_6 = 1$ с. Тогда

$$\bar{k}_{p,\Pi} = \frac{1}{2T_{\omega_3}}. \quad (6-1)$$

Поскольку числитель имеет размерность времени, коэффициент $P\Pi$ в о. е. безразмерен.

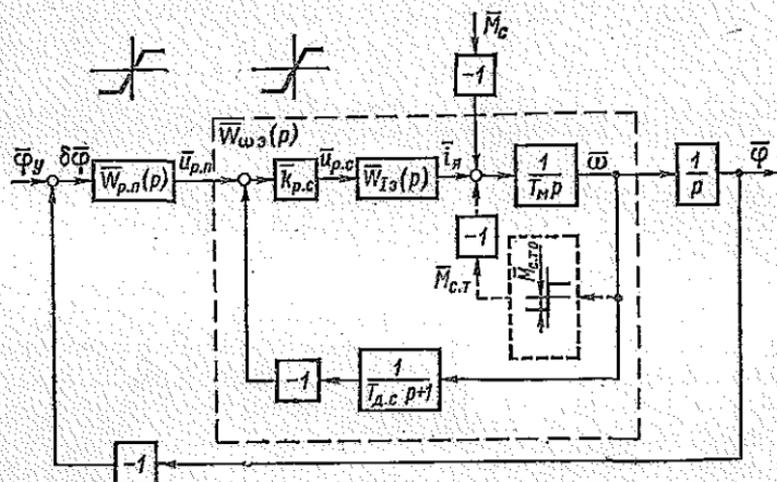


Рис. 6-3

Связь между коэффициентом усиления $P\Pi$ в о. е. и а. е. при $t_6 = 1$ с получается в виде

$$\bar{k}_{p,\Pi} = k_{p,\Pi} \frac{k_{\text{ф.ч.в}} k_{\text{сс}} \Phi_6}{R_{\text{з.с}} R_{\text{с}} k_{\text{д.с}} \omega_6} = k_{p,\Pi} \frac{k_{\text{ф.ч.в}} k_{\text{сс}} R_{\text{с}}}{k_{\text{д.с}} i R_{\text{з.с}}} \quad (6-2)$$

Структурная схема системы при записи переменных в о. е. и в предположении, что обратной связью по ЭДС двигателя можно пренебречь, приведена на рис. 6-3 (влияние показанного штриховыми линиями блока, моделирующего сухое трение, рассматривается в п. 6-4-1).

В настроенной таким образом системе обработка малого ступенчатого управляющего воздействия будет соответствовать сплошной кривой (см. рис. 1-7, а) при $\Delta \bar{u}_{\text{вых}} = \Delta \bar{\varphi}$, $\Delta \bar{u}_y = \Delta \bar{\varphi}_y$, $k_{o.c} = 1$.

При действии на механизм активного момента нагрузки \bar{M}_c данное положение будет поддерживаться со статической ошибкой. Непосредственно из структурной схемы при $W_{p.n}(p) = \bar{k}_{p.n}$ очевидно, что в статике, когда $\bar{\omega} = \bar{\varphi} = 0$, а передаточный коэффициент замкнутого контура тока равен единице, ее значение будет определяться как

$$\delta\bar{\varphi}_{уст} = \frac{1}{\bar{k}_{p.n}\bar{k}_{p.c}} \bar{M}_c.$$

При этом якорь неподвижного двигателя обтекается током, соответствующим значению момента нагрузки $I_a = M_c$.

Однако обычно для систем позиционирования режим малых перемещений не является характерным, а выбор значения коэффициента передачи РП по формуле (6-1) при средних и больших перемещениях может не обеспечить требуемого характера отработки.

6-2-2. ПОЗИЦИОННАЯ СИСТЕМА ПРИ ОТРАБОТКЕ СРЕДНИХ И БОЛЬШИХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ. РЕАЛИЗАЦИЯ ТРЕБУЕМОГО ЗАКОНА ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

В большинстве промышленных электроприводов, оснащенных позиционными системами, наилучшим считается такой процесс отработки среднего перемещения, при котором скорость изменяется по треугольному графику. Это позволяет в полной мере использовать перегрузочную способность двигателя и исключает возникновение перерегулирования по положению. Для обеспечения такого характера отработки при данном значении заданного перемещения требуется определенное значение коэффициента передачи РП.

При рассмотрении отработки системой средних и больших перемещений обычно делается упрощающее допущение [38]: считается, что токовый контур обладает высоким быстродействием, а постоянная времени фильтра тахогенератора $T_{д.с}$ равна нулю, т. е. что $T_{\omega} \rightarrow 0$, благодаря чему передаточный коэффициент РС $\bar{k}_{p.c}$ достаточно велик. Тогда даже небольшое напряжение на выходе РП приводит к ограничению РС.

Пусть в момент времени t_0 на вход системы (рис. 6-3) подается управляющее воздействие в виде задания на перемещение $\bar{\varphi}_y$ (в аналоговом контуре системы рис. 6-1 сельсин СД поворачивается на угол $\bar{\varphi}_y$ относительно согласованного положения). Если оно достаточно велико, напряжение на выходе РП достигнет значения ограничения $U_{p.n.огр}$ (рис. 6-4, а). Сразу же ограничится и РС. Если $\bar{M}_c = \bar{M}_{c0} = \text{const}$, то разгон двигателя под действием момента $I_{a, макс} - M_{c0}$ будет происходить при постоянном ускорении. В момент времени t_1 , зависящий от значений $\bar{k}_{p.n}$ и $U_{p.n.огр}$, РП выйдет из ограничения и его напряжение будет далее меняться по закону $\bar{i}_{p.n} = \bar{k}_{p.n} \delta\bar{\varphi}$, где $\delta\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_y - \bar{\varphi}_1$. Это, однако, не повлечет за собой изменения характера разгона, так как РС остается

по-прежнему ограниченным. В момент времени t_2 скорость станет равной $\bar{\omega}_1$, а перемещение достигнет такого значения $\bar{\varphi}_1$, при котором будет выполняться равенство

$$\bar{k}_{p.n} (\bar{\varphi}_y - \bar{\varphi}_1) = \bar{\omega}_1, \quad (6-3)$$

означающее, что сигнал с РП и сигнал обратной связи по скорости равны друг другу. В следующий момент времени сигнал обратной связи превысит напряжение РП и напряжение на выходе РС, а следовательно, и ток якоря поменяют знак. Начавшийся процесс торможения должен закончиться в момент времени t_3 , когда рассогласование станет равным нулю.

При $\bar{k}_{p.n} \delta\bar{\varphi} \neq \bar{\omega}_1$ выражение для тока якоря будет иметь вид

$$\bar{i}_a = \bar{i}_{a,\max} \operatorname{sign} (\bar{k}_{p.n} \delta\bar{\varphi} - \bar{\omega}).$$

Если момент нагрузки имеет пассивный характер и не зависит от скорости,

т. е. $\bar{M}_c = \bar{M}_{c0} \operatorname{sign} \bar{\omega}$, то ускорение при разгоне

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_{\max} - M_{c0}}{J},$$

а при торможении

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{M_{\max} + M_{c0}}{J}.$$

Имея в виду, что ускорения постоянны, легко определить время разгона и торможения:

$$t_{02} = \frac{J}{M_{\max} - M_{c0}} \omega_1; \quad t_{23} = \frac{J}{M_{\max} + M_{c0}} \omega_1.$$

Тогда перемещение в радианах, которое будет отработано при рассматриваемом графике скорости,

$$\varphi = \varphi_y = \frac{\omega_1}{2i} (t_{02} + t_{23}) = \frac{J\omega_1^2}{i} \frac{M_{\max}}{M_{\max}^2 - M_{c0}^2},$$

где $M_{\max} = c_d' \bar{i}_{a,\max}$.

Переходя к о. е. и учитывая, что $\bar{\varphi} = \varphi_i / (\omega_6 t_6)$, а $J \omega_6 / M_0 = T_m$, получим

$$\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_y = \frac{T_m}{t_6} \bar{\omega}_1^2 \frac{I_{я. макс}}{I_{я. макс}^2 - M_{с0}^2}.$$

При $t_6 = 1$ с выражение упрощается:

$$\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_y = T_m \bar{\omega}_1^2 \frac{I_{я. макс}}{I_{я. макс}^2 - M_{с0}^2}. \quad (6-4)$$

После подстановки сюда $\bar{\omega}_1$ в соответствии с выражением (6-3) значение требуемого коэффициента усиления РП определится как

$$\bar{k}_{р.п} = \sqrt{\frac{1}{T_m \bar{\varphi}_y (1 - \bar{\varphi}_1 / \bar{\varphi}_y)^2} \cdot \frac{I_{я. макс} - M_{с0}^2}{I_{я. макс}}}.$$

На основании рис. 6-4, а можно записать

$$\frac{\bar{\varphi}_1}{\bar{\varphi}_y} = \frac{t_{02}}{t_{02} + t_{23}}.$$

После подстановки сюда выражений

$$t_{02} = \frac{T_m}{M_{макс} - M_{с0}} \bar{\omega}_1 = \frac{T_m}{I_{я. макс} - M_{с0}} \bar{\omega}_1;$$

$$t_{23} = \frac{T_m}{M_{макс} + M_{с0}} \bar{\omega}_1 = \frac{T_m}{I_{я. макс} - M_{с0}} \bar{\omega}_1,$$

а результатов — в выражение для $\bar{k}_{р.п}$ получается

$$\bar{k}_{р.п} = 2 \sqrt{\frac{I_{я. макс}}{T_m \bar{\varphi}_y} \cdot \frac{I_{я. макс} + M_{с0}}{I_{я. макс} - M_{с0}}}. \quad (6-5)$$

Отсюда видно, что значение $\bar{k}_{р.п}$, которое при данном максимальном токе обеспечивает обработку заданного среднего перемещения без перерегулирования и дотягивания, должно быть разным для разных заданных перемещений $\bar{\varphi}_y$ и значений момента нагрузки $M_{с0}$.

При других значениях заданного перемещения и неизменном значении $\bar{k}_{р.п}$ график скорости будет отличаться от треугольного. На рис. 6-4, б показан характер изменения напряжения на выходе РП и скорости двигателя при меньшем значении $\bar{\varphi}_y$. Во время разгона от t_0 до t_2 закон изменения $\bar{\varphi}$ остается таким же, как и в предыдущем случае, так как он определяется лишь значением $I_{я. макс} - M_{с0}$. Однако, так как значение заданного перемещения меньше, равенство (6-3) обеспечивается при меньшем значении скорости. В момент времени t_3 сигналы на входе РС снова сравняются и он выйдет из ограничения. При принятом допущении о высоком значении $\bar{k}_{р.с}$ примерное равенство $\bar{y}_{р.с} \approx \bar{\omega}$ будет соблюдаться на протяжении всего оставшегося пути. Ток якоря станет меньше максимального, что приведет к снижению темпа

торможения по сравнению с торможением при треугольном графике скорости, и обработка перемещения в течение времени $t_3 - t_4$ будет происходить с меньшим, чем раньше, ускорением, т. е. с дотягиванием. При значении $\bar{\varphi}_y$ большем, чем входящее в выражение (6-5), перемещение будет обрабатываться с перерегулированием.

Если применяется пропорциональный $P\Pi$, то при определении $\bar{k}_{p.п}$ по формуле (6-5) исходят из требования обработки по треугольному графику скорости некоторого настроечного перемещения. За него обычно принимают такое, при котором $\omega_1 = \omega_n$, т. е. $\bar{\omega}_1 = 1$ для случая $\bar{M}_c = 0$. На основании (6-4) оно составляет $\bar{\varphi}_{y.настр} = T_m / I_{я.макс}$. После подстановки $\bar{\varphi}_y = \bar{\varphi}_{y.настр}$ в выражение для $\bar{k}_{p.п}$ получается требуемое для обеспечения треугольного графика скорости при настроечном перемещении значение коэффициента передачи $P\Pi$

$$\bar{k}_{p.п} = \frac{2I_{я.макс}}{T_m} \quad (6-6)$$

При этом, поскольку значение $\bar{U}_{p.п.огр}$ должно обеспечивать скорость $\bar{\omega} = \bar{\omega}_1 = 1$, момент времени t_1 на рис. 6-4 совпадает с моментом t_2 .

Все перемещения, меньшие настроечного, будут обрабатываться с дотягиванием, но перерегулирования, нежелательного в системах позиционирования, не будет.

Перемещения, превышающие настроечное, будут относиться к большим, так как после достижения двигателем скорости $\bar{\omega} = \bar{\omega}_1 = 1$ рассогласование $\delta\bar{\varphi}$ будет еще достаточно большим, чтобы $P\Pi$ не вышел из ограничения. Тогда средняя часть перемещения будет обрабатываться с постоянной, равной номинальной, скоростью и график скорости станет трапецидальным.

6-2-3. ПАРАБОЛИЧЕСКИЙ РЕГУЛЯТОР ПОЛОЖЕНИЯ

Близкий к треугольному график скорости при любом, меньшем настроечного, значении перемещения может быть получен при использовании $P\Pi$ с нелинейной статической характеристикой. Рассмотрим режим идеального холостого хода, когда $\bar{M}_c = 0$. Тогда в соответствии с (6-5) надо выбрать

$$\bar{k}_{p.п} = 2 \sqrt{\frac{I_{я.макс}}{T_m \bar{\varphi}_y}}$$

При этом график скорости будет представлять собой равнобедренный треугольник и в момент перехода от разгона к торможению перемещение будет равно $\bar{\varphi}_1 = \bar{\varphi}_y / 2 = \delta\bar{\varphi}_1$. Напряжение на выходе $P\Pi$ при этом будет

$$\bar{U}_{p.п1} = \sqrt{\frac{4I_{я.макс}}{T_m^2 \bar{\varphi}_1}} \delta\bar{\varphi}_1 = \sqrt{\frac{2I_{я.макс}}{T_m}} \delta\bar{\varphi}_1$$

Чтобы обеспечить выполнение этого равенства при любых значениях φ_y , используют РП с нелинейной статической характеристикой, определяемой выражением

$$U_{p.n} = \sqrt{2I_{n,\max} \delta\varphi / T_n} \quad (6-7)$$

На рис. 6-5, а показан характер изменения основных координат системы в этом случае. На участке торможения относительная скорость и напряжение РП меняются по одинаковому линейному закону независимо от значения φ_y . Фактически в

реальной системе $\bar{u}_{p.n}$ на большей части участка торможения будет превышать $\bar{\omega}$ на некоторую величину, достаточную для того, чтобы РС, имеющий конечный коэффициент усиления, был ограничен, что обеспечивает линейный закон изменения скорости. Нелинейная статическая характеристика РП, построенная в соответствии с (6-7) и с учетом того, что $\bar{u}_{\text{вх.р.п}} = \delta\varphi$, показана на рис. 6-5, б (кривая 1).

При $u_{\text{вх.р.п}} \rightarrow 0$ коэффициент усиления РП теоретически должен становиться бесконечно большим. Благодаря этому попытка использования расчетной характеристики приводила бы к неустойчивости системы в согласованном положении. Чтобы избежать этого, начальный участок характеристики делают линейным (прямая *оба*) и соответствующим коэффициенту усиления при настройке контура положения на оптимум по модулю (см. 6-1). В результате получается характеристика 2 с изломом в точке *a* при входном напряжении РП $u_{\text{вх.р.п}} = U_1$. Реальные условия работы системы отличаются от рассмотренных идеализированных, с одной стороны, наличием момента статических сопротивлений, а с другой — тем, что в результате ограниченного быстродействия контура тока и конечного коэффициента усиления РС изменение якорного тока от $+I_{n,\max}$ до $-I_{n,\max}$ происходит не мгновенно (как это показано на рис. 6-4, а), а в течение некоторого времени. Чтобы избежать при этом перерегулирования по положению, нужно начинать торможение раньше, чем в идеализированном случае. С учетом этого предлагается сочетание линейной и нелинейной части характеристики производить в точке *б* при $\bar{u}_{\text{вх.р.п}} = \bar{U}_2 = 0,5U_1$,

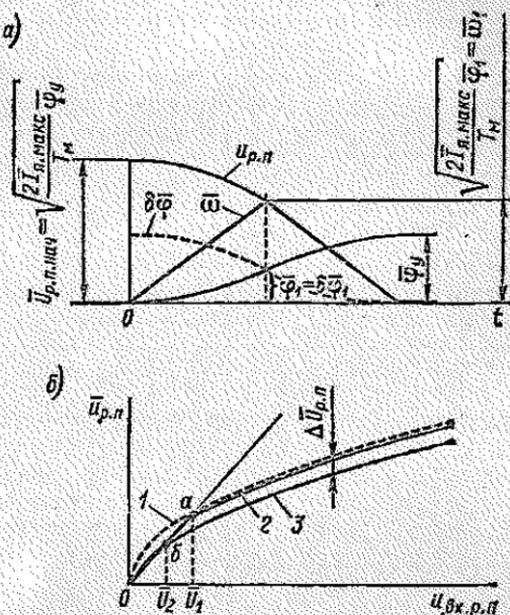


Рис. 6-5

а нелинейную часть характеристики опустить на величину $\Delta U_{p.n}$ относительно кривой 2 (характеристика 3). Нелинейная характеристика реализуется путем включения соответствующего нелинейного звена в цепь обратной связи РП.

6-3. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ МЕХАНИЗМА В РЕЖИМЕ СЛЕЖЕНИЯ

6-3-1. ЗАДАЧА СЛЕДЯЩЕГО УПРАВЛЕНИЯ. ОШИБКИ ПРИ ОТРАБОТКЕ УПРАВЛЯЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

Задачей следящего управления является обеспечение перемещения ИО в соответствии с изменяющимся по произвольному закону управляющим воздействием при ошибке, не превышающей допустимого значения во всех режимах в условиях действия на систему возмущений [53]. В следящем режиме ни один из регуляторов не должен ограничиваться.

Обычно полная количественная оценка точности следящей системы может быть произведена в результате рассмотрения ее работы в условиях совместного влияния управляющего и возмущающих воздействий, причем возмущающие воздействия часто имеют случайный характер. Однако, рассматривая принципы построения, позволяющие повысить точность системы, целесообразно разделить ее реакцию на управляющее воздействие в условиях отсутствия возмущений и на основное возмущение.

Обычно точность следящей системы при управлении оценивают по точности воспроизведения входного сигнала, меняющегося с постоянной скоростью, с постоянным ускорением или по гармоническому закону. Поскольку контур положения (см. рис. 6-3) содержит интегрирующее звено, при пропорциональном РП система обладает астатизмом первого порядка по управлению. Это означает, что заданное ступенчатое перемещение система, настроенная на оптимум по модулю в контуре положения, будет обрабатывать без установившейся ошибки. Если в системе применен ПИ-регулятор положения и контур положения настроен, например, на симметричный оптимум, то без ошибки будет обрабатываться не только постоянное перемещение, но и линейно-изменяющийся входной сигнал. Астатизм третьего порядка, когда без ошибки обрабатывается и входной сигнал, меняющийся с постоянным ускорением, принципиально может быть достигнут применением РП с низкочастотной частью ЛАЧХ, имеющей наклон -40 дБ/дек. Однако в этом случае фаза разомкнутой системы в области низких частот равна -270° и возникают трудности, связанные с обеспечением достаточного запаса устойчивости.

Обычно, исходя из требований к конкретной следящей системе, проектировщику задаются необходимые значения добротности системы по скорости и ускорению D_ω и D_ε , характеризующие соответственно ошибки при обработке линейно-изменяющегося входного сигнала в системе с астатизмом первого порядка и сигнала,

меняющегося с постоянным ускорением в системе с астатизмом второго порядка.

Если порядок астатизма равен единице, то передаточная функция разомкнутой системы может быть записана в общем виде как

$$W(p) = \frac{1}{a_1 p} \frac{b_m p^m + \dots + b_1 p + 1}{\frac{a_n}{a_1} p^{n-1} + \frac{a_{n-1}}{a_1} p^{n-2} + \dots + \frac{a_m}{a_1} p^{m-1} + \dots + \frac{a_2}{a_1} p + 1}$$

Добротность по скорости представляет собой величину

$$D_\omega = 1/a_1.$$

Заданному значению D_ω будет удовлетворять система, низкочастотная асимптота ЛАЧХ которой, имеющая наклон -20 дБ/дек, пересечется с осью абсцисс при частоте, равной D_ω .

В системе с астатизмом второго порядка, где

$$W(p) = \frac{1}{a_2 p^2} \frac{b_m p^m + \dots + b_1 p + 1}{\frac{a_n}{a_2} p^{n-2} + \frac{a_{n-1}}{a_2} p^{n-3} + \dots + \frac{a_m}{a_2} p^{m-2} + \dots + \frac{a_3}{a_2} p + 1},$$

добротность по ускорению

$$D_\varepsilon = 1/a_2.$$

Низкочастотная асимптота соответствующей ЛАЧХ имеет наклон -40 дБ/дек и пересекает ось абсцисс при частоте, равной $\sqrt{D_\varepsilon}$.

В практике имеют распространение следующие системы с астатизмом первого порядка, ЛАЧХ которых в некотором диапазоне частот левее частоты среза имеют участок с наклоном -40 дБ/дек. Такой характеристикой будет обладать, например, система, в которой в качестве регулятора положения используется ПИ-регулятор с ограниченным коэффициентом усиления в статике. В такой системе добротность по скорости по-прежнему определяется частотой пересечения низкочастотной асимптоты с осью абсцисс. Частота, при которой ось абсцисс пересекается частью ЛАЧХ — продолжением низкочастотного участка с наклоном -40 дБ/дек, лишь приближенно характеризует добротность по ускорению. Однако уже при протяженности этого участка порядка одной декады можно приближенно считать, что эта частота равна $\sqrt{D_\varepsilon}$.

Ошибка системы при обработке гармонического сигнала $\varphi_y = \varphi_{ym} \sin \Omega_{\text{макс}} t$ в линейной следящей системе также легко определяется на основании ЛАЧХ разомкнутой системы. Поскольку амплитудная частотная характеристика при каждой данной частоте представляет собой отношение амплитуд гармонических сигналов на выходе и входе системы, можно записать

$$20 \lg \left| \frac{1}{1+W(j\omega)} \right|_{\omega=\Omega_{\text{макс}}} = 20 \lg \frac{\delta\varphi_m}{\varphi_{ym}},$$

где $\delta\varphi_m$ — амплитуда ошибки, также меняющейся по гармоническому закону с частотой $\Omega_{\text{макс}}$.

Следящая система строится так, чтобы частота среза ее ЛАЧХ значительно превышала максимальную частоту гармонического входного сигнала, так как только в этом случае она будет удовлетворительно обрабатывать его. Это дает основание пренебречь единицей по сравнению со значением амплитуды $|W(j\omega)|_{\omega=\Omega_{\max}}$. Тогда справедливо примерное равенство

$$20 \lg |W(j\omega)|_{\omega=\Omega_{\max}} \approx 20 \lg \frac{\Phi_{ym}}{\delta \Phi_{in}},$$

т. е. чем меньше должна быть ошибка при данном входном воздействии, тем больше должна быть амплитуда частотной характеристики разомкнутой системы при частоте $\omega = \Omega_{\max}$.

Сказанное позволяет построить желаемую ЛАЧХ системы так, чтобы удовлетворялись заданные требования по точности обработки управляющего воздействия.

6-3-2. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОБРАБОТКИ УПРАВЛЯЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ ЗА СЧЕТ ПРИМЕНЕНИЯ КОМБИНИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Возможности повышения точности следящей системы за счет увеличения добротности или порядка астатизма ограничены. Увеличение добротности, т. е. при данном виде передаточной функции, частоты среза ЛАЧХ разомкнутой системы, ограничено влиянием малых постоянных времени. Кроме того, при увеличении $\bar{k}_{p.n}$ ($\beta_{p.n}$) уменьшается диапазон входных сигналов, при которых система работает как линейная, и растет влияние помех. Повышение порядка астатизма при данной частоте среза позволяет повысить точность обработки низкочастотных гармонических управляющих воздействий. Однако повышение порядка астатизма ведет к уменьшению запаса устойчивости системы. Для того чтобы убедиться в этом, достаточно сравнить контуры, настроенные на оптимум по модулю и симметричный оптимум (см. рис. 1-6).

Эффективным средством повышения точности следящей системы является применение комбинированного управления, при котором

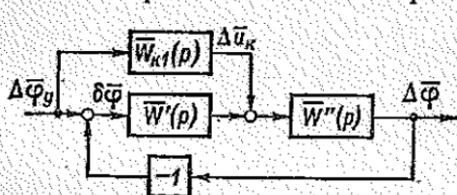


Рис. 6-6

в систему наряду с заданием перемещения вводится одна или несколько производных от него. Пусть часть системы, на вход которой через компенсирующий канал с передаточной функцией $\bar{W}_{\kappa 1}(p)$ вводится компенсирующий сигнал, имеет передаточную функцию $\bar{W}''(p)$, а передаточная функция $\bar{W}'(p)$ определяется как $\bar{W}'(p) = \bar{W}(p) / \bar{W}''(p)$, где $\bar{W}(p)$ — передаточная функция разомкнутой системы (рис. 6-6). На основании выражения

$$\Delta \bar{\Phi} = \bar{W}''(p) [\bar{W}'(p) (\Delta \bar{\Phi}_y - \Delta \bar{\Phi}) + \bar{W}_{\kappa 1}(p) \Delta \bar{\Phi}_y]$$

и с учетом того, что $W(p) = \bar{W}'(p) \bar{W}''(p)$, передаточная функция по управлению для замкнутой системы с компенсирующим каналом может быть записана в виде

$$\bar{W}_3(p) = \frac{\Delta \bar{\varphi}(p)}{\Delta \bar{\varphi}_y(p)} = \frac{W(p)}{1+W(p)} \left[1 + \frac{\bar{W}_{к1}(p)}{\bar{W}'(p)} \right]. \quad (6-8)$$

Вводя понятие эквивалентной передаточной функции $\bar{W}_3(p)$ как передаточной функции разомкнутой системы, в которой аналогичный переходный процесс по управлению получился бы без введения компенсирующего канала, можно записать

$$\bar{W}_3(p) = \frac{W_3(p)}{1+W_3(p)},$$

откуда с учетом выражения (6-8)

$$W_3(p) = \frac{\bar{W}_3(p)}{1-\bar{W}_3(p)} = \frac{W(p) [1 + \bar{W}_{к1}(p)/\bar{W}'(p)]}{1 - \bar{W}''(p) \bar{W}_{к1}(p)}. \quad (6-9)$$

Ошибка комбинированной системы оценивается на основании передаточной функции

$$W_\delta(p) = \frac{\delta \bar{\varphi}(p)}{\Delta \bar{\varphi}_y(p)} = \frac{\Delta \bar{\varphi}_y(p) - \Delta \bar{\varphi}(p)}{\Delta \bar{\varphi}_y(p)} = \frac{1 - \bar{W}''(p) \bar{W}_{к1}(p)}{1 + W(p)}. \quad (6-10)$$

Это выражение позволяет записать условие тождественного равенства нулю ошибки при управлении, т. е. условие инвариантности системы по отношению к управлению:

$$\bar{W}_{к1}(p) = 1/\bar{W}''(p). \quad (6-11)$$

Для следящей системы, выполненной по схеме рис. 6-1, в предположении, что фильтр на тахогенераторе отсутствует (на рис. 6-3 $T_{т.с} = 0$), а компенсирующий сигнал вводится на вход РС, это условие сводится к требованию создания компенсирующего канала с передаточной функцией

$$\bar{W}_{к1}(p) = p/\bar{W}_{\omega_3}(p),$$

где $\bar{W}_{\omega_3}(p)$ — передаточная функция замкнутого контура скорости.

Если предположить, что быстродействие контура тока настолько велико, что можно в первом приближении положить $\bar{W}_{I_3}(p) = 1$, то передаточная функция замкнутого контура скорости будет

$$\bar{W}_{\omega_3} \approx \frac{1}{(T_{т.с}/k_{п.с})p + 1},$$

а требуемая передаточная функция компенсационного канала запишется в виде

$$\bar{W}_{к1}(p) = \frac{T_{т.с}}{k_{п.с}} p^2 + p. \quad (6-12)$$

Таким образом, в рассматриваемой упрощенной следящей системе, где регулируемой величиной является $\bar{\varphi}$, кроме управляющего сигнала $\bar{\varphi}_y$, надо располагать его первой и второй производными. Вместо того чтобы вводить весь компенсирующий сигнал $\bar{u}_k = [(T_m \rho^2 / \bar{k}_{p.c}) + \rho] \bar{\varphi}_y$ на контур скорости, можно его составляющую, пропорциональную второй производной от входного сигнала $T_m \rho^2 \bar{\varphi}_y$, ввести на вход контура тока. Тогда на контур скорости надо ввести сигнал $\rho \bar{\varphi}_y$. Работа системы с таким компенсационным каналом может быть пояснена следующим образом: при принятом допущении об абсолютном быстродействии контура тока сигнал $T_m \rho^2 \bar{\varphi}_y$ обеспечивает точное равенство скорости предписанному значению $\bar{\omega} = \bar{\omega}_y = \rho \bar{\varphi}_y$. Напряжение на выходе РС должно быть при этом равно нулю, что достигается сравнением на его входе равных друг другу значений $\bar{\omega}_y$ и $\bar{\omega}$. Выходное напряжение РП также равно нулю, так как при равенстве $\bar{\omega} = \bar{\omega}_y$ обеспечивается и равенство $\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_y$.

Фактически вследствие того, что замкнутый контур скорости представляет собой не апериодическое звено, а сложную динамическую систему, полная инвариантность не достигается. Оценим результат применения компенсационного канала с передаточной функцией (6-12) в реальной системе с передаточной функцией замкнутого контура скорости $\bar{W}_{\omega_3}(\rho)$. Передаточные функции эквивалентной разомкнутой системы и ошибки могут быть получены в результате подстановки в формулы (6-9) и (6-10) значений $\bar{W}'(\rho) = \bar{k}_{p.n}$, $\bar{W}''(\rho) = \bar{W}_{\omega_3}(\rho) / \rho$ и $\bar{W}_{\kappa 1}(\rho) = (T_m \rho^2 / \bar{k}_{p.c}) + \rho$:

$$\bar{W}_e(\rho) = \frac{\frac{T_m}{\bar{k}_{p.c}} \rho^2 + \rho + \bar{k}_{p.n}}{\rho \left[\frac{1}{\bar{W}_{\omega_3}(\rho)} - \frac{T_m}{\bar{k}_{p.c}} \rho - 1 \right]}; \quad \bar{W}_\delta(\rho) = \frac{\rho \left[\frac{1}{\bar{W}_{\omega_3}(\rho)} - \frac{T_m}{\bar{k}_{p.c}} \rho - 1 \right]}{\frac{\rho}{\bar{W}_{\omega_3}(\rho)} + \bar{k}_{p.n}}.$$

Пусть контуры скорости и положения имеют стандартную настройку на оптимум по модулю (ОМ). Если $T_{п.с} = 0$, то коэффициенты регуляторов скорости и положения должны быть выбраны в соответствии с выражениями

$$\bar{k}_{p.c} = \frac{T_m}{2T_{I_3}} = \frac{T_m}{4T_{\mu I}}; \quad \bar{k}_{p.n} = \frac{1}{2T_{\omega_3}} = \frac{1}{4T_{I_3}} = \frac{1}{8T_{\mu I}}. \quad (6-13)$$

С достаточной степенью точности замкнутый токовый контур можно описать передаточной функцией

$$\bar{W}_{I_3}(\rho) = \frac{1}{2T_{\mu I}^2 \rho^2 + 2T_{\mu I} \rho + 1}. \quad (6-14)$$

Тогда передаточная функция разомкнутого контура скорости будет

$$\bar{W}_\omega(\rho) = \bar{k}_{p.c} \bar{W}_{I_3}(\rho) \frac{1}{T_m \rho} = \frac{1}{4T_{\mu I} \rho (2T_{\mu I}^2 \rho^2 + 2T_{\mu I} \rho + 1)}, \quad (6-15)$$

а замкнутого

$$\bar{W}_{\omega_3}(p) = \frac{1}{4T_{\mu I} p (2T_{\mu I}^2 p^2 + 2T_{\mu I} p + 1)} \quad (6-16)$$

После подстановки выражений для $\bar{k}_{p.c.}$, $\bar{k}_{p.n}$ и $\bar{W}_{\omega_3}(p)$ в формулы для $W_{\varphi}(p)$ и $W_{\delta}(p)$ получается

$$W_{\varphi}(p) = \frac{32T_{\mu I}^2 p^2 + 8T_{\mu I} p + 1}{(4T_{\mu I} p)^3 (T_{\mu I} p + 1)};$$

$$\delta\bar{\varphi} = \frac{64T_{\mu I}^3 p^3 (T_{\mu I} p + 1)}{8T_{\mu I} p [4T_{\mu I} p (2T_{\mu I}^2 p^2 + 2T_{\mu I} p + 1) + 1]} \bar{\varphi}_y.$$

ЛАЧХ эквивалентной разомкнутой системы $Lm | W_{\varphi}(j\omega) |$ приведена на рис. 6-7, а (кривая 1). Низкочастотная асимптота идет под наклоном -60 дБ/дек, что соответствует астатизму третьего порядка по управляющему воздействию, при котором отсутствуют ошибки по углу, скорости и ускорению. Последнее подтверждается и выражением для $\delta\bar{\varphi}$, где отсутствуют составляющие ошибки, пропорциональные входному воздействию и 1-й и 2-й производным от него. Быстродействие по управлению характеризуется частотой среза $1/(2T_{\mu I})$.

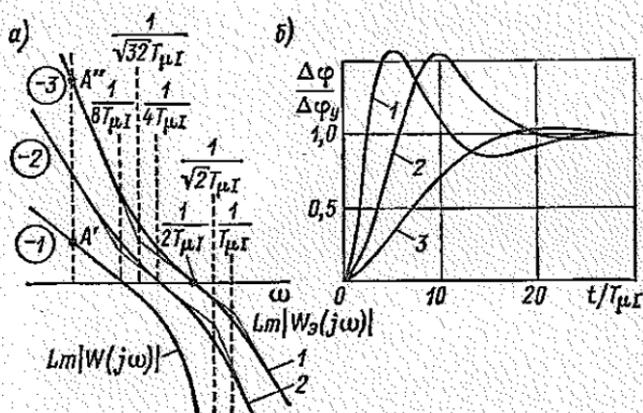


Рис. 6-7

В отличие от системы, где порядок астатизма, равный трем, мог бы быть обеспечен за счет РП с наклоном низкочастотной части ЛАЧХ -40 дБ/дек, устойчивость системы с комбинированным управлением определяется передаточной функцией

$$W(p) = \bar{k}_{p.n} W_{\omega_3}(p) \frac{1}{p} = \frac{1}{8T_{\mu I} p [4T_{\mu I} p (2T_{\mu I}^2 p^2 + 2T_{\mu I} p + 1) + 1]} \quad (6-17)$$

Соответствующая ей ЛАЧХ $Lm | W(j\omega) |$ имеет частоту среза $\omega_{cp} = 1/(8T_{\mu I})$, которая определяет быстродействие системы без компенсирующего канала. Однако повышение быстродействия по управлению за счет комбинированного управления при неполной

инвариантности сопровождается увеличением колебательности. Так, в рассматриваемом случае перерегулирование при обработке ступенчатого управляющего воздействия (кривая 1 на рис. 6-7, б) составляет около 55 %, в то время как при отсутствии компенсирующего сигнала переходный процесс соответствует настройке на ОМ (кривая 3) и перерегулирование составляет около 4 %. Введение компенсирующего канала значительно повысило точность обработки системой гармонического входного сигнала. Если, например, входной сигнал имеет частоту $\Omega_{\text{мдс}} = 0,05/T_{\mu I}$, то ошибка уменьшится примерно в 50 раз (точки A' и A'' на рис. 6-7, а).

Реализация двух производных от входного сигнала без замедления представляет известные технические трудности. Учитывая это, целесообразно оценить эффект, который может быть получен в рассматриваемой системе в результате введения только одной производной от входного сигнала при

$$\bar{W}_{\text{к1}}(p) = \tau_1 p.$$

После подстановки в (6-10) этого выражения, а также значений $W''(p) = \bar{W}_{\omega_3}(p)/p = 1/\{4T_{\mu I} p (2T_{\mu I}^2 p^2 + 2T_{\mu I} p + 1) + 1\}$ и $W'(p) = \bar{k}_{p.n}$ при $\bar{k}_{p.n} = 1/(8T_{\mu I})$ ошибка получается в виде

$$\delta \bar{\varphi} = \frac{64T_{\mu I}^3 p^4 + 64T_{\mu I}^2 p^3 + 32T_{\mu I}^2 p^2 + 8T_{\mu I} (1 - \tau_1) p}{8T_{\mu I} p [4T_{\mu I} p (2T_{\mu I}^2 p^2 + 2T_{\mu I} p + 1) + 1] + 1} \bar{\varphi}_y.$$

Введение одной производной позволяет исключить скоростную составляющую ошибки, обеспечив свойства системы с астатизмом второго порядка по управлению. На основании (6-9) при $\tau_1 = 1$ передаточная функция эквивалентной разомкнутой системы может быть получена в виде

$$W_s(p) = \frac{8T_{\mu I} p + 1}{32T_{\mu I}^2 p^2 (2T_{\mu I}^2 p^2 + 2T_{\mu I} p + 1)}.$$

Соответствующая ЛАЧХ $L_m |W_{s2}(j\omega)|$ приведена на рис. 6-7, а (кривая 2), а реакция системы на скачок управления — на рис. 6-7, б (кривая 2).

При рассмотрении вопроса об улучшении качества обработки системой управляющего воздействия использовалось упрощенное описание внутренних контуров. Так же, как и при рассмотрении систем подчиненного регулирования без компенсационного канала, уточнение этого описания скажется в области верхних частот, где характеристики эквивалентной системы будут иметь больший наклон, чем показано на рис. 6-7, а.

6-3-3. ДВУХКАНАЛЬНЫЕ СЛЕДЯЩИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ

Одним из способов повышения точности обработки управляющего воздействия является применение так называемых *двухканальных следящих приводов* [42]. Идея двухканального привода поясняется структурной схемой рис. 6-8, а. На два канала, передаточные функции которых в разомкнутом состоянии обозна-

ченны $W_I(p)$ и $W_{II}(p)$, подаются два управляющих воздействия φ_{yI} и φ_{yII} . Канал с передаточной функцией $W_I(p)$ замкнут по собственной выходной координате φ_I . Канал с передаточной функцией $W_{II}(p)$ замкнут по выходной координате системы, являющейся суммой координат φ_I и φ_{II} . Управляющее воздействие φ_{yII} является основным и должно точно обрабатываться. Воздействие φ_{yI} может вырабатываться программным устройством и является приближенным (прогнозируемым) значением заданного перемещения. При этом первый канал осуществляет грубое, а второй — точное управление перемещением.

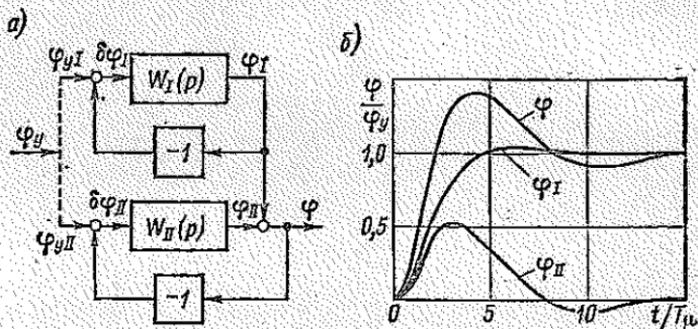


Рис. 6-8

Часто для обоих каналов используют общее управляющее воздействие $\varphi_y = \varphi_{yI} = \varphi_{yII}$. Оценим для этого случая возможности двухканального привода, предполагая, что оба канала обладают астатизмом первого порядка и настроены на ОМ. Заменяя в первом приближении реальные передаточные функции упрощенными, можно записать

$$W_I(p) \approx \frac{1}{2T_{I\mu}p(T_{I\mu}p+1)}; \quad W_{II}(p) \approx \frac{1}{2T_{II\mu}p(T_{II\mu}p+1)}.$$

Передаточная функция замкнутой системы имеет вид

$$W_a(p) = \frac{\Delta\varphi(p)}{\Delta\varphi_y(p)} = \frac{W_I(p) + W_{II}(p) + W_I(p)W_{II}(p)}{[1 + W_I(p)][1 + W_{II}(p)]},$$

а эквивалентной разомкнутой —

$$W_o(p) = \frac{W_a(p)}{1 - W_a(p)} = W_I(p) + W_{II}(p) + W_I(p)W_{II}(p).$$

После подстановки сюда выражений для $W_I(p)$ и $W_{II}(p)$ получается

$$W_o(p) = \frac{1}{4T_{I\mu}T_{II\mu}p^2} \frac{2(T_{I\mu}^2 + T_{II\mu}^2)p^2 + 2(T_{I\mu} + T_{II\mu})p + 1}{(T_{I\mu}p + 1)(T_{II\mu}p + 1)}. \quad (6-18)$$

Очевидно, что реальный вид переходного процесса по управлению зависит от соотношения малых постоянных времени в первом и втором каналах $T_{I\mu}$ и $T_{II\mu}$. Из рис. 6-8, а видно, что величина φ_I воспроизводит управляющее воздействие с точностью, определяемой передаточной функцией $W_I(p)$, т. е. малой постоянной времени $T_{I\mu}$. На входе звена с передаточной функцией $W_{II}(p)$ действует сигнал $\delta\varphi_{II} = \varphi_y - \varphi_I - \varphi_{II} = \delta\varphi_I - \varphi_{II}$. Следовательно, если бы второй канал обладал абсолютным быстродействием и ошибка $\delta\varphi_{II}$ равнялась нулю, то выходная величина звена $W_{II}(p)$ равнялась бы ошибке первого канала и исти-

ное значение выходной координаты $\varphi = \varphi_I + \varphi_{II}$ точно равнялось бы предписанному φ_y . Поскольку создание безынерционного силового канала невозможно, ошибка воспроизведения будет существовать. На рис. 6-8, б показана реакция системы на управляющее воздействие при $T_{I\mu} = T_{II\mu} = T_\mu$. Выходная величина первого канала меняется по кривой, соответствующей настройке на ОМ; величина φ близка к величине, соответствующей настройке на СО.

В общем виде передаточную функцию эквивалентной разомкнутой системы (6-18) можно представить в виде

$$W_{\Sigma}(p) = \frac{D_{\Sigma}}{p^{\nu_{\Sigma}}} W_{\Sigma 0}(p),$$

где D_{Σ} — добротность; ν_{Σ} — порядок астатизма системы; $W_{\Sigma 0}(p)$ — передаточная функция, полиномы числителя и знаменателя которой не имеют нулевых корней, т. е. $W_{\Sigma 0}(p) |_{p=0} = 1$.

Если D_I и D_{II} — добротности первого и второго каналов, а ν_I и ν_{II} — их порядок астатизма, то $\nu_{\Sigma} = \nu_I + \nu_{II}$, $D_{\Sigma} = D_I D_{II}$, т. е. в двухканальном приводе с общим управляющим воздействием порядка астатизма каналов складываются, а их добротности перемножаются.

Одним из исполнений двухканального электропривода (рис. 6-9, а) является вариант с электродвигателями M_1 и M_2 и механическим дифференциалом (МД), угол поворота выходного вала которого φ' является суммой углов поворота φ'_I и φ'_{II} (штрихами обозначены величины, не приведенные к двигателю). Каждый двигатель питается от своего преобразователя ($Pr1$ и $Pr2$) и имеет собственную систему управления, замкнутую по φ'_I или φ' . Предполагается, что i_1 и i_2 включают в себя передаточные числа редукторов $P\partial 1$ и $P\partial 2$ и передаточные числа дифференциала, благодаря чему можно считать, что коэффициент передачи от каждого входа дифференциала до его выхода равен единице. Тогда для механической части привода с учетом того, что моменты на всех валах дифференциала равны друг другу, можно записать

$$\begin{aligned} M_{\partial 1} - M'_1/i_1 &= J_{\partial 1} p^2 \varphi_I; & M_{\partial 2} - M'_2/i_2 &= J_{\partial 2} p^2 \varphi_{II}; \\ M'_n - M'_c &= J'_{н.о} p^2 \varphi'; & M'_1 &= M'_2 = M'_{н.о}; \\ \varphi' &= \varphi'_I - \varphi'_{II}; & \varphi_I &= \varphi'_I i_1; & \varphi_{II} &= \varphi'_{II} i_2, \end{aligned}$$

где $M_{\partial 1}$, $M_{\partial 2}$ — моменты двигателей; $J_{\partial 1}$, $J_{\partial 2}$ — моменты инерции двигателей вместе с приведенными к ним моментами инерции редукторов; M'_1 , M'_2 — моменты на входных валах дифференциала; $M'_{н.о}$ — момент на исполнительном органе (выходной вал дифференциала).

Подставляя в первые два уравнения

$$M'_1 = M'_2 = M'_{н.о} = J'_{н.о} p^2 (\varphi'_I + \varphi'_{II}) + M'_c$$

и учитывая два последних, можно получить

$$\left. \begin{aligned} \varphi_I &= \frac{1}{\left(J_{\partial 1} + \frac{J'_{н.о}}{i_1^2} \right) p^2} \left(M_{\partial 1} - \frac{J'_{н.о}}{i_1 i_2} p^2 \varphi_{II} - \frac{M'_c}{i_1} \right); \\ \varphi_{II} &= \frac{1}{\left(J_{\partial 2} + \frac{J'_{н.о}}{i_2^2} \right) p^2} \left(M_{\partial 2} - \frac{J'_{н.о}}{i_1 i_2} p^2 \varphi_I - \frac{M'_c}{i_2} \right); \\ \varphi'_I &= \varphi_I/i_1; & \varphi'_{II} &= \varphi_{II}/i_2; & \varphi' &= \varphi'_I + \varphi'_{II}. \end{aligned} \right\}$$

Чтобы располагать математическим описанием всей силовой части привода, сюда нужно добавить выражения, связывающие моменты двигателей с то-

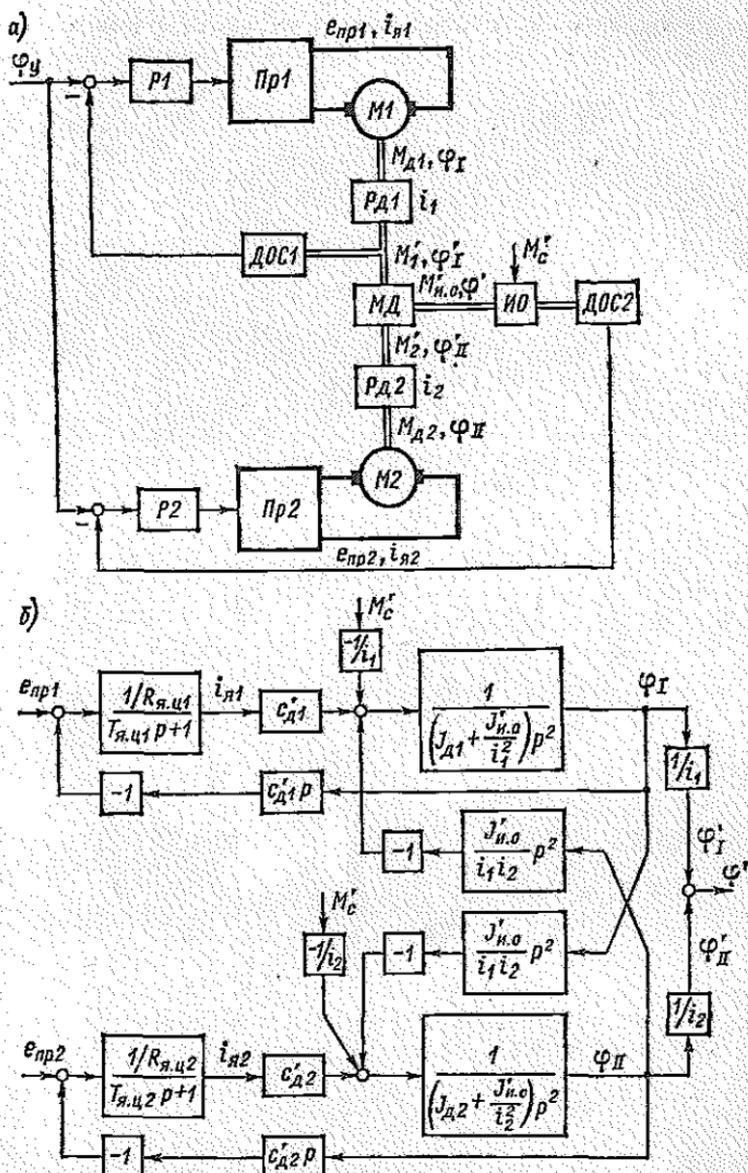


Рис. 6-9

ками якоря, а также зависимости тока якоря от ЭДС преобразователей e_{np1} и e_{np2} и двигателей $e_{д1} = c'_{д1} p \varphi_I$, $e_{д2} = c'_{д2} p \varphi_{II}$:

$$M_{д1} = c'_{д1} i_{н1}; \quad M_{д2} = c'_{д2} i_{н2}; \quad i_{н1} = \frac{e_{np1} - c'_{д1} p \varphi_I}{R_{я.ц1} (T_{я.ц1} p + 1)};$$

$$i_{н2} = \frac{e_{np2} - c'_{д2} p \varphi_{II}}{R_{я.ц2} (T_{я.ц2} p + 1)}.$$

Из структурной схемы силовой части (рис. 6-9, б) очевидно, что момент сопротивлений M_c распределяется между каналами обратно пропорционально передаточным числам редукторов. Суммарный момент инерции каждого привода включает в себя момент инерции исполнительного органа $J_{и.о.}$, приведенный через квадрат соответствующего передаточного числа. Приводы в общем случае нельзя считать независимыми друг от друга из-за наличия перекрестных связей с передаточной функцией $J'_{и.о.}(\tau_1, \tau_2)$. Взаимовлияние приводов тем меньше, чем меньше момент инерции $J'_{и.о.}$ и чем больше передаточные числа редукторов. Если взаимовлияние пренебрежимо мало, то после замыкания обратных связей по Φ'_I и Φ'_{II} структурная схема будет соответствовать схеме рис. 6-8, а. Взаимовлияние каналов должно быть исследовано в соответствии с полной структурной схемой рис. 6-9, б.

Таким образом, в двухканальных следящих электроприводах можно разделить требуемую добротность между отдельными каналами, причем добротности каждого канала будут невелики и их реализация не встретит технических трудностей. Зона линейности каждого канала может быть расширена за счет уменьшения его коэффициента усиления. Система же в целом будет иметь высокую добротность. Двухканальный следящий привод обладает высокой точностью воспроизведения управляющего сигнала, изменяющегося в определенном диапазоне низких частот.

6-3-4. ОШИБКИ СИСТЕМЫ ПРИ ОСНОВНОМ ВОЗМУЩЕНИИ И ПУТИ ИХ УМЕНЬШЕНИЯ

При рассмотрении отработки системой управляющего воздействия предполагалось, что возмущения на нее не действуют. На самом деле любая следящая система находится под действием комплекса возмущений. Как правило, из них оказывается возможным выбрать одно, влияние которого является определяющим. В силовой следящей системе таковым является обычно изменение момента нагрузки (сопротивлений). Эти изменения в разных системах могут быть вызваны различными причинами: изменением режима резания в металлорежущих станках, ветровыми воздействиями в антенно-поворотных устройствах, изменениями моментов трения при качке в установках, смонтированных на качающихся основаниях, и т. д.

При действии на систему, построенную по принципу подчиненного регулирования (рис. 6-1 и 6-3), возмущения в виде изменения момента нагрузки M_c ошибка при условии, что система может рассматриваться как линейная, определится передаточной функцией

$$\bar{\Psi}(\rho) = \frac{\Delta\bar{\Phi}(\rho)}{\Delta M_c(\rho)} = \frac{-1}{1 \cdot T_{ин} \rho^2 [1 + W_{\omega}(\rho)] [1 + W(\rho)]}, \quad (6-19)$$

где единица, стоящая в виде множителя в знаменателе, имеет размерность времени.

Входящие сюда передаточные функции разомкнутого контура скорости $W_{\omega}(\rho)$ и разомкнутой системы $W(\rho)$, при настройке контуров на ОМ определяются соответственно выражениями (6-15) и (6-17), если предположение об отсутствии фильтра на тахогенераторе справедливо. Быстродействие обоих контуров зависит от значения суммарной малой постоянной времени контура тока $T_{и.т.}$

Несмотря на то, что как контур скорости, так и контур положения обладают астатизмом первого порядка по управлению, система с пропорциональными регуляторами скорости и положения при возмущении имеет статическую ошибку по углу. Ее значение

$$\left(\frac{\delta\varphi}{\Delta\bar{M}_c}\right)_{уст} = 32 \frac{T_{\mu I}}{T_n}$$

может быть получено путем подстановки в (6-19) выражений для $W_{\omega}(p)$ и $W(p)$ и $p \rightarrow 0$.

Статическая ошибка по углу может быть устранена, если настройка контура скорости или контура положения произведена на СО. Для настройки на СО контура положения РП надо сделать пропорционально-интегральным с $\beta_{p,п} = 1/(8T_{\mu I})$ и $\tau_{p,п} = 16T_{\mu I}$. Тогда

$$W(p) = \frac{16T_{\mu I}p + 1}{128T_{\mu I}^2 p^2 [4T_{\mu I}p (2T_{\mu I}^2 p^2 + 2T_{\mu I}p + 1) + 1]}$$

Подстановка этого выражения и выражения (6-15) в формулу (6-19) приводит к выражению вида

$$\bar{\Psi}(p) = \frac{(8T_{\mu I})^3}{1 \cdot T_n} p \bar{\Psi}_0(p),$$

где $\bar{\Psi}_0(p)|_{p=0} = 1$.

Следовательно, низкочастотная асимптота ЛАЧХ, соответствующей передаточной функции $\bar{\Psi}(p)$, идет под наклоном +20 дБ/дек и статическая ошибка системы равна нулю. Аналогичный результат получается при использовании в контуре скорости ПИ-регулятора с $\beta_{p,c} = T_n/(4T_{\mu I})$ и $\tau_{p,c} = 8T_{\mu I}$.

При прочих равных условиях динамическая ошибка системы при возмущении будет тем меньше, чем выше быстродействие системы. Однако оно ограничено значениями малых постоянных времени (в рассматриваемом упрощенном случае значением $T_{\mu I}$).

Теоретически инвариантность системы к возмущающему воздействию может быть достигнута, если действие на систему возмущения будет полностью исключено за счет компенсирующего сигнала, воздействующего на вход какого-то элемента системы.

Пусть в схеме рис. 6-1 компенсирующий сигнал подается на вход контура скорости. Тогда инвариантность контура скорости и, как следствие, следящей системы по возмущению была бы достигнута, если бы на вход контура скорости (см. рис. 6-3) через компенсирующий канал с передаточной функцией

$$\bar{W}_{k2}(p) = 1/[k_{p,c} \bar{W}_{I3}(p)]$$

был подан сигнал, пропорциональный моменту нагрузки \bar{M}_c .

Если по-прежнему считать, что $k_{p,c}$ и $\bar{W}_{I3}(p)$ определяются соответственно выражениями (6-13) и (6-14), то

$$\bar{W}_{k2}(p) = \frac{4T_{\mu I}}{T_n} (2T_{\mu I}^2 p^2 + 2T_{\mu I}p + 1).$$

При достаточно высоком быстродействии токового контура и отсутствии резких изменений момента нагрузки положительный результат может быть достигнут и без введения производных от возмущающего воздействия при

$$\bar{W}_{n2}(p) = 1/\bar{k}_{p,c}.$$

Одна из основных трудностей при реализации инвариантных к возмущению систем состоит в том, что чаще всего непосредственное измерение возмущения технически невозможно. В этом случае используют методы косвенного измерения возмущения [26]. С этой целью выбирают две измеряемые переменные, такие, что возмущение действует на элемент схемы, находящийся между ними. Возмущение оценивается по разнице этих переменных.

В системе рис. 6-1 напряжение u_{M_c} , пропорциональное моменту нагрузки, может быть получено на основании информации о токе якоря и скорости двигателя (рис. 6-10). Для участка схемы, включающего в себя измерительные каналы с передаточными функциями $\bar{W}_m(p)$ и $\bar{W}_{n2}(p)$, можно записать

$$\Delta \bar{u}_{M_c} = \bar{W}_{n1}(p) \Delta I_a - \bar{W}_{n2}(p) \frac{1}{T_{\omega p}} (\Delta I_a - \Delta \bar{M}_c).$$

Если выбрать $\bar{W}_{n1}(p) = 1$, а $\bar{W}_{n2}(p) = T_{\omega p}$, то выходной сигнал будет пропорционален моменту нагрузки:

$$\Delta \bar{u}_{M_c} = \Delta \bar{M}_c.$$

Но на T_{ω} , с которого снимается выходной сигнал второго измерительного канала, может быть предусмотрен фильтр с постоянной времени $T_{d,c}$. К тому же, практически продифференцировать напряжение T_{ω} можно только в некоторой ограниченной полосе частот. Тогда передаточная функция, которую можно будет реализовать во втором измерительном канале, будет иметь вид

$$\bar{W}_{n2}(p) = \frac{T_{\omega p}}{(T_{d,c} p + 1)(\tau p + 1)},$$

где τ — постоянная времени, характеризующая замедление при дифференцировании.

Компенсирующий канал не должен влиять на работу системы при управлении. Это будет достигнуто при передаточной функции первого канала в виде

$$\bar{W}_{n1}(p) = \frac{1}{(T_{d,c} p + 1)(\tau p + 1)}.$$

В результате преобразования структурной схемы рис. 6-10 можно показать, что зависимость скорости двигателя от нагрузки при разомкнутом контуре положения будет характеризоваться

передаточной функцией

$$\frac{\Delta \bar{\omega}(p)}{\Delta \bar{M}_c(p)} = - \frac{1 - \bar{W}_{I3}(p) \bar{W}_{K2}(p) \bar{W}_{H1}(p)}{1 + \bar{W}_\omega(p)} \frac{1}{T_{\text{д.п}}},$$

где $\bar{W}_\omega(p) = \bar{k}_{p.c} \bar{W}_{I3}(p) / [T_{\text{д.п}} p (T_{\text{д.с.}} p + 1)]$.

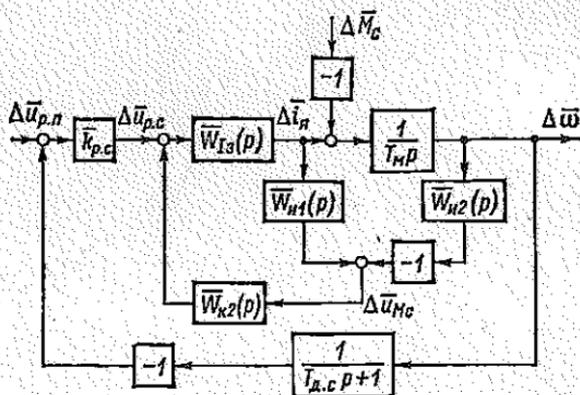


Рис. 6-10

Для достижения полной инвариантности системы к изменению нагрузки было бы необходимо, чтобы за счет звена $\bar{W}_{K2}(p)$ компенсировалось замедление, связанное с наличием фильтра на тахогенераторе, неидеальным дифференцированием и конечным быстрым действием контура скорости:

$$\bar{W}_{K2}(p) = \frac{1}{\bar{W}_{I3}(p) \bar{W}_{H1}(p)}.$$

Поскольку реализовать это невозможно, введение компенсационного канала может лишь уменьшить значение ошибки в определенной полосе частот.

В а. е. передаточные коэффициенты измерительных каналов будут равны k_{H1} и k_{H2} . Коэффициент k_{H1} равен передаточному коэффициенту датчика тока $k_{д.т.}$. В то же время по определению он представляет собой

$$k_{H1} = 1 \cdot U_{M_{c6}} / I_{я.6},$$

где $U_{M_{c6}}$ — базовое напряжение на выходе схемы измерения момента; оно определится как $U_{M_{c6}} = k_{д.т.} I_{я.6} = k_{д.т.} M_6 / c'_{д.}$

Коэффициент второго канала должен быть сделан равным

$$k_{H2} = 1 \cdot U_{M_{c6}} / \omega_6 = 1 \cdot k_{д.т.} M_6 k_{д.} / (c'_{д.} U_{д.с.6}),$$

где базовое значение напряжения тахогенератора есть $U_{д.с.6} = k_{д.с.} \omega_6$.

6-4. ВЛИЯНИЕ НЕКОТОРЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ МЕХАНИЗМА НА РАБОТУ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

6-4-1. СУХОЕ ТРЕНИЕ И КОМПЕНСАЦИЯ ЕГО ВЛИЯНИЯ

На работу следящих электроприводов значительное влияние оказывают сухое трение и зазоры в кинематических цепях механизма. Это объясняется тем, что следящий электропривод — электропривод реверсивный, работающий со знакопеременной нагрузкой, а также тем, что работа на низких скоростях является его рабочим режимом.

Кроме момента вязкого трения, учтенного на рис. 4-2 и 4-3 обратными связями, охватывающими звенья с передаточными функциями $1/(T_{м1}p)$, $1/(T_{м2}p)$, $1/T_{м3}p$, в электроприводах обычно существует составляющая момента трения $\bar{M}_{с.т} = \bar{M}_{с.т0} \operatorname{sign} \omega$, направленная против движения и остающаяся примерно постоянной при скорости, отличной от нуля. При скорости, равной нулю, она может принимать любое значение между $\bar{M}_{с.т0}$ и $-\bar{M}_{с.т0}$:

$$-\bar{M}_{с.т0} \leq \bar{M}_{с.т} \leq \bar{M}_{с.т0}.$$

Эту составляющую называют *моментом сухого трения*. На структурной схеме рис. 6-3 момент сухого трения учитывается нелинейным блоком с релейной характеристикой, показанным штриховыми линиями. При скорости двигателя, не равной нулю, на его выходе существует момент $\bar{M}_{с.т0}$. При неподвижном двигателе любой приложенный к механизму момент двигателя $|\bar{M}_д| \leq \bar{M}_{с.т0}$ уравновешивается моментом на выходе нелинейного блока.

Следствием наличия сухого трения являются снижение точности слежения, увеличение длительности переходных процессов при согласовании и зависимость их характера от значения рассогласования, а в определенных случаях и возникновение автоколебаний в системе.

Качественное представление о характере этих явлений дает рис. 6-11. На осциллограмме рис. 6-11, а показаны вызванные сухим трением автоколебания в системе с ПИ-регулятором положения. Во время, непосредственно предшествующее моменту времени t_0 , момент, развиваемый двигателем (ток i_d), меньше момента сухого трения $M_{с.т0}$ и двигатель неподвижен, ($\omega = 0$). Однако рассогласование $\delta\varphi$ при этом не равно нулю (20° в частном случае на приведенной осциллограмме). Под действием этого рассогласования напряжения $u_{р.п}$ на выходе РП (рис. 6-3) и $u_{р.с}$ на выходе РС меняются. Это приводит к изменению тока якоря. В момент времени t_0 он достигает значения, соответствующего моменту сухого трения и затем превышает его. Двигатель начинает вращаться. В момент времени t_1 рассогласование становится равным нулю, но скорость двигателя и ток отличны от нуля. Когда знак рассогласования меняется, двигатель начинает тормозиться и останавливается в момент времени t_2 , когда ток станет меньше значения, соответствующего моменту $M_{с.т0}$. Далее процесс повторится при другом знаке скорости. В системе существуют устойчивые автоколебания.

На рис. 6-11, б показан процесс согласования (начальное рассогласование составляет 30°) в системе с сухим трением, в которой устойчивые автоколебания не возникают. В течение времени $t_1 - t_2$, когда момент, развиваемый двигателем,

меньше момента сухого трения, двигатель неподвижен и сохраняется угловая ошибка. Это приводит к удлинению процесса согласования. При другом значении начального рассогласования вид переходного процесса был бы другим.

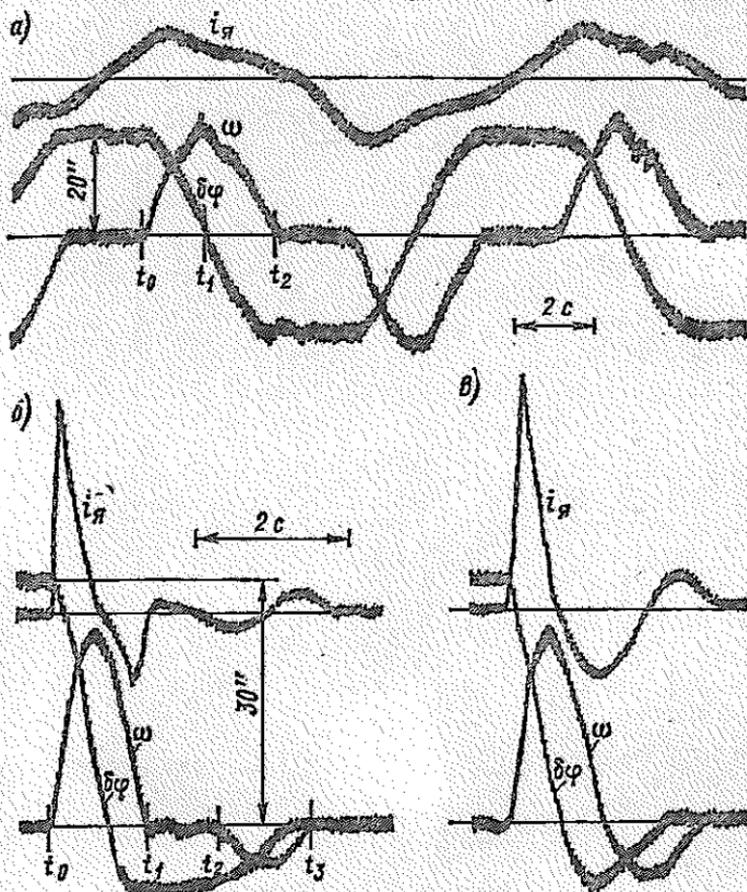


Рис. 6-11

Если значение $\bar{M}_{с.т.0}$ достаточно стабильно, существенное снижение влияния сухого трения может быть получено при использовании специального компенсирующего канала. Теоретически полная компенсация сухого трения могла бы быть достигнута, если на вход звена $1/(T_{шр})$ (см. рис. 6-3) была дополнительно введена такая же нелинейная связь по скорости ω , как и показанная на рис. 6-3 штриховыми линиями, но положительная. Если предположить, что контур тока обладает высоким быстродействием, т. е. $W_{I_3}(p) \approx 1$, то эта связь может быть перенесена на его вход. Чтобы избежать наличия положительной обратной связи, можно, пренебрегая ошибкой в контуре скорости, заменить обратную связь прямым каналом с нелинейным блоком, входным сигналом для которого является сигнал задания скорости, т. е. напряжение РП $\bar{u}_{р.п.}$. Полученная в результате приведенных рассуждений

схема показана на рис. 6-12. Появление на выходе РП любого напряжения сразу приводит к подаче на вход контура тока сигнала, обеспечивающего создание двигателем момента, равного $\bar{M}_{с.т0}$. При переходе $\bar{u}_{р.п}$ через нуль и изменении его полярности момент двигателя изменяется на $2\bar{M}_{с.т0}$. Процесс согласования после введения компенсирующего канала, практически совпадающий с процессом в линейной системе, показан на рис. 6-11, в.

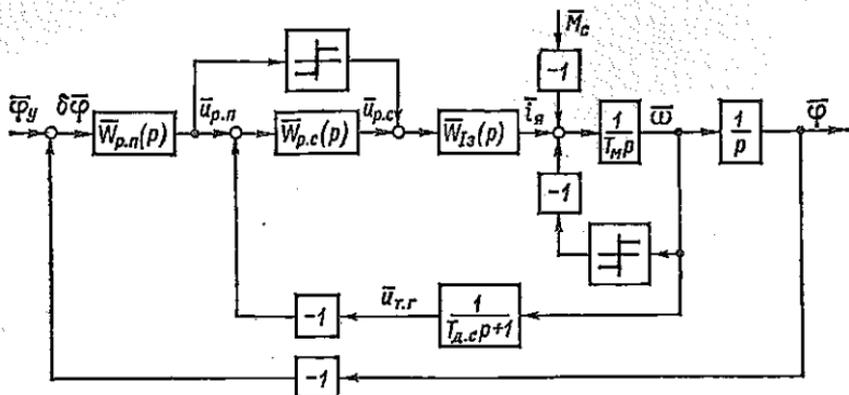


Рис. 6-12

Положительный эффект от введения рассмотренного канала может быть достигнут и при неполной компенсации сухого трения, что существенно, так как обычно значение $\bar{M}_{с.т0}$ нельзя считать идеально стабильным.

6-4-2. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ ВЫБОРКА ЗАЗОРА В СЛЕДЯЩЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Зазор в кинематической цепи, связывающей двигатель с ИО, существует в результате неточности обработки шестерен редукторов, неплотного соединения полумуфт, соединительных муфт и др. В результате при определенных условиях зазор может «раскрываться», т. е. может создаваться положение, при котором валы двигателя и механизма оказываются не связанными друг с другом.

Структурная схема силовой части электропривода с упругостью и зазором представлена на рис. 4-3. Наличие зазора приводит к тому, что в определенные моменты времени, когда разность угловых положений двигателя и ИО $\bar{\varphi}_1 - \bar{\varphi}_2$ оказывается меньше зазора $\bar{\varphi}_0$, контур, замкнутый по положению $\bar{\varphi}_2 = \bar{\omega}_2/p$ исполнительного органа, размыкается и скорость двигателя изменяется, не приводя к изменению углового положения ИО, которое может вызвать появление устойчивых автоколебаний.

Качественно процесс автоколебаний в двухмассовой системе вокруг положения равновесия $\bar{\omega}_1 = \bar{\omega}_2 = 0$ при ПИ-регуляторе положения иллюстрирует рис. 6-13. В период, предшествующий моменту времени t_0 , ИО неподвижен ($\bar{\omega}_2 = 0$). Однако под действием

выходного напряжения $PП$, которое меняется вследствие того, что $\varphi_1 - \varphi_2 \neq 0$, скорость двигателя ω_1 меняется при отсутствии связи двигателя с механизмом. В момент времени t_0 зазор выбран, и далее двигатель вращается вместе с механизмом. Угол φ_2 изменяется. Но в момент времени t_1 скорость двигателя становится равной нулю, а затем меняет знак, вследствие чего двигатель и механизм снова разъединяются до момента времени t_2 , когда зазор окажется пройденным в противоположном предыдущему направлении. Этот процесс периодически повторяется.

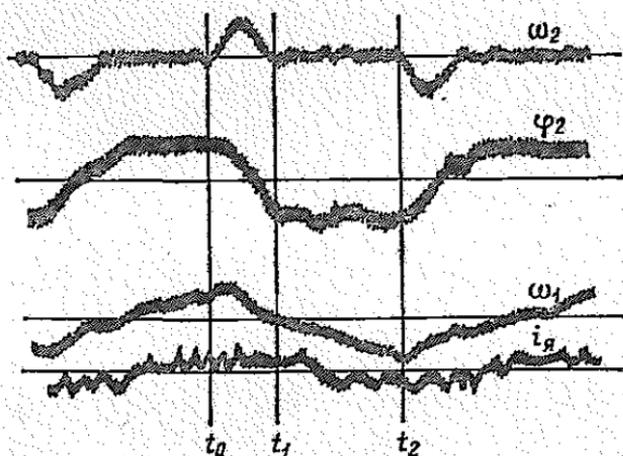


Рис. 6-13

Одним из способов устранения зазора является использование специальных способов его выборки. Электромеханические способы устранения или уменьшения влияния зазора на работу системы основаны на применении двух или большего числа двигателей, работающих на один ИО. Так, на рис. 6-14, а с шестерней 2 через шестерни 1 и 3 и редукторы $Pд1$ и $Pд2$ связаны двигатели $M1$ и $M2$, питающиеся каждый от своего реверсивного ТП. Система управления электроприводом включает в себя отдельные токовые контуры с регуляторами тока $РТ1$ и $РТ2$, общий контур скорости, замкнутый по полусумме скоростей двигателей, и общий контур положения (на рисунке не показан). Предполагается, что на ИО действует активный момент нагрузки M_c , который может менять знак независимо от направления вращения.

Зазор, существующий в кинематической цепи (на рис. 6-14, а условно показано, что он сосредоточен в зацеплении шестерен 1 и 3 с шестерней 2), должен быть всегда выбран, т. е. как при изменении скорости, так и при изменении момента нагрузки зубья шестерен кинематической цепи не должны выходить из зацепления друг с другом.

Работа схемы в статике может быть описана на основе статической характеристики, показывающей, как зависят моменты дви-

гателей $M_{д1}$ и $M_{д2}$ от момента нагрузки M_c (рис. 6-14, б). В любом установившемся режиме один из двигателей создает двигательный, а другой — тормозной момент, в результате чего создается распор и зазор в кинематической цепи оказывается выбранным. Суммарный развиваемый двигателями момент M_Σ равен моменту нагрузки.

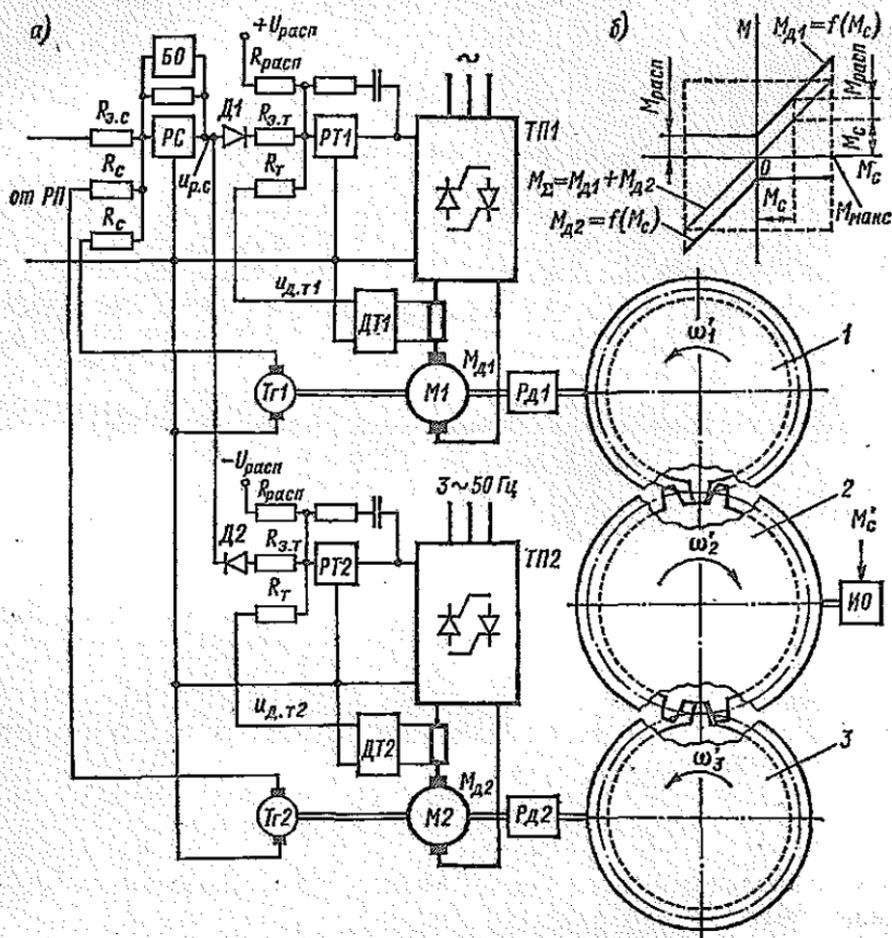


Рис. 6-14

Предположим, что шестерня 2, соединенная с $ИО$, вращается в показанном на рисунке направлении и момент нагрузки препятствует вращению. Двигатель $M1$ работает в двигательном, а $M2$ — в тормозном режиме, причем $M_{д1} = M_c + M_{расп}$, $M_{д2} = -M_{расп}$, где M_c — приведенный к двигателю момент нагрузки, $M_{расп}$ — момент распора. Если знак момента нагрузки изменится, то M_c будет способствовать вращению $ИО$ и, чтобы сохранить прежнюю скорость, система регулирования увеличит тормозной момент, развиваемый двигателем $M2$. Двигатель $M1$ будет создавать мо-

мент, равный $M_{расп}$, за счет чего будет обеспечено прижатие зубьев шестерни 1 к зубьям шестерни 2.

Пусть теперь при первоначальном знаке M_c изменится направление вращения. Момент нагрузки, который препятствовал вращению, начнет содействовать ему. Знаки моментов, развиваемых двигателями, не поменяются, но при изменившемся знаке скорости двигатель $M1$ будет работать в тормозном, а $M2$ — в двигательном режиме.

Описанные характеристики распора могут быть реализованы за счет включения диодов $D1$ и $D2$ во входные цепи регуляторов тока $PT1$ и $PT2$ и подачи на входы последних напряжений распора $U_{расп}$ разного знака, задающих в двигателях токи одинакового значения и разного направления. Поскольку в системе подчиненного регулирования напряжение на выходе PC является эталонным для контура тока, а ток якоря каждого двигателя, как следует из характеристики рис. 6-14, б, не должен менять направление, диоды $D1$ и $D2$ пропускают на входы контуров тока напряжение PC лишь одного определенного для каждого двигателя знака. Так как один из диодов всегда закрыт, значение тока соответствующего двигателя задается только напряжением $U_{расп}$.

В рассмотренном исходном режиме, когда диод $D1$ открыт, а $D2$ закрыт, для входных цепей PT можно записать

$$\frac{U_{p.c}}{R_{з.т}} + \frac{U_{расп}}{R_{расп}} - \frac{U_{д.т1}}{R_T} \approx 0; \quad -\frac{U_{расп}}{R_{расп}} = \frac{U_{д.т1}}{R_T} \approx 0.$$

Если значению момента $M_{расп}$ соответствует ток $I_{я.расп}$, а максимальному моменту нагрузки $M_{макс}$ — ток $I_{я.макс}$, то при максимальном моменте напряжения датчиков тока будут:

$$U_{д.т1} = k_{д.т} (I_{я.макс} + I_{я.расп}); \quad U_{д.т2} = -k_{д.т} I_{я.расп}.$$

Напряжение распора должно быть выбрано в соответствии с выражением

$$U_{расп} = k_{д.т} \frac{R_{расп}}{R_T} I_{я.расп},$$

а максимальное напряжение на выходе PC в установившемся режиме будет

$$U_{p.c.макс} = k_{д.т} \frac{R_{з.т}}{R_T} I_{я.макс}.$$

ЭБД

Если на выходе PP появится приращение напряжения, направленное на резкое увеличение скорости, то напряжение на выходе PC достигнет порога ограничения и ток двигателя, работающего в двигательном режиме, станет предельно допустимым, в то время как $M2$ будет продолжать создавать тормозной момент, равный $M_{расп}$. При сигнале на торможение напряжение PC поменяет знак и достигнет отрицательного порога ограничения. Тогда тормозной ток $M2$ станет максимальным, а двигательный ток $M1$ будет ра-

вен $I_{я, расп}$. Таким образом, необходимый для ускорения и торможения электропривода момент будет всегда создаваться одним двигателем при неизменном токе второго.

Очевидно, что приближение характеристик электропривода к линейным связано с завышением установленной мощности двигателей. Действительно, каждый из двух двигателей должен быть рассчитан на максимальный момент, равный $M_{макс} + M_{расп}$. Значение момента $M_{расп}$ принимают обычно равным $(0,1 \div 0,2) M_{макс}$, благодаря чему суммарная установленная мощность завышается в 2,2—2,4 раза. Не останавливаясь подробно на этом вопросе, отметим, что существуют и иные способы согласования характеристик, позволяющих уменьшить установленную мощность двигателей. Однако это приводит к тому, что выборка зазора осуществляется не в полном диапазоне изменений момента нагрузки.

6-4-3. НАСТРОЙКА КОНТУРА ПОЛОЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ С УПРУГОСТЬЮ

При построении следящей системы в случае, когда упругостью связи между двигателем и ИО пренебречь нельзя, систему рис. 6-4 с выходными координатами $\Delta\bar{\omega}_1$ и $\Delta\bar{\omega}_2$ можно рассматривать как внутренний контур, на входе которого действует напряжение РП $\Delta\bar{u}_{р.п} = \Delta\bar{u}_y$. Поскольку требуется обеспечить определенный характер перемещения механизма, стремятся располагать датчик положения на ИО, благодаря чему сигнал обратной связи можно считать равным

$$\bar{\varphi} = \bar{\omega}_2 / p.$$

В отличие от жесткой системы, где при $T_{д.с} = 0$ и при пропорциональном РС внутренний контур с учетом сделанных допущений описывается передаточной функцией (6-16), в упругой системе характеристики внутреннего контура зависят от того, как при данном соотношении масс произведена настройка РС, применены ли рассмотренные в гл. 4 корректирующие цепи и т. д. На рис. 6-15 приведена линеаризованная структурная схема построенной по принципу подчиненного регулирования следящей системы управления двумассовым упруговязким объектом без зазоров и сухого трения (обратная связь по производной от скорости исполнительской оси показана для частного случая). Передаточные функции $W_1(p)$ и $W_2(p)$ определяются выражениями (4-11). Пользуясь этой схемой, можно произвести выбор параметров РП, а также оценить возможность и целесообразность введения тех или иных корректирующих связей для уменьшения влияния упругости.

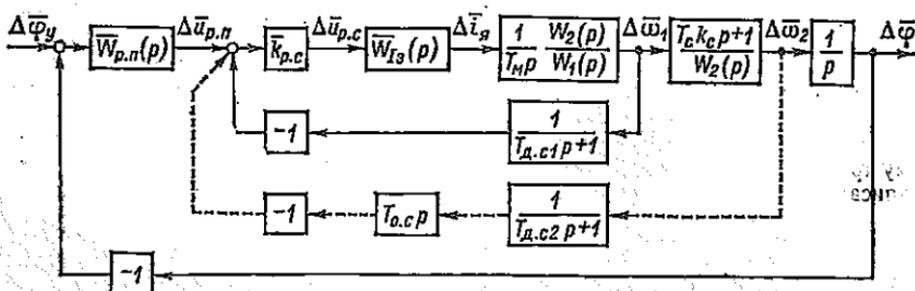


Рис. 6-15

Обычно, по условиям технологического процесса, скорость перемещения ИО невелика. При использовании серийных быстроходных двигателей это приводит к необходимости применять редукторы с высоким передаточным числом. Вслед-

ствие этого приведенный к двигателю момент инерции механизма часто оказывается меньше момента инерции двигателя и редуктора или соизмерим с ним и характерные для следящих систем значения коэффициента соотношения масс γ лежат в пределе от единицы до нескольких единиц.

В качестве примера может быть рассмотрена линейная следящая система с крайним значением $\gamma = 1$. Для упрощения будем считать, что фильтры на тахогенераторах отсутствуют: $T_{д.с1} = T_{д.с2} = 0$. При описании контура скорости токовый контур заменим апериодическим звеном $\bar{W}_{I_3}(p) = 1 / (T_{I_3} p + 1)$, причем в рассматриваемом примере примем $T_{I_3} = 0,2 T_y$. Поскольку коэффициент соотношения масс равен единице, то соблюдается равенство $W_1(p) = W_2(p)$ и контур скорости может быть настроен так же, как в жесткой системе. При принятых допущениях передаточная функция замкнутого контура скорости будет определена как $\bar{W}_{\omega_3}(p) = 1 / (2T_{I_3}^2 p^2 + 2T_{I_3} p + 1)$, а $W_2(p) = \gamma T_y^2 p^2 + 2\xi_2 T_y p + 1 = T_y^2 p^2 + 2\xi_2 T_y p + 1$. Следящая система при пропорциональном РП описывается передаточной функцией

$$W(p) = \frac{1}{p} \frac{\bar{k}_{р.п}}{(2T_{I_3}^2 p^2 + 2T_{I_3} p + 1)(T_y^2 p^2 + 2\xi_2 T_y p + 1)}$$

При частоте $\omega = 1/T_y$ соответствующая этой передаточной функции фазочастотная характеристика 1 (рис. 6-16) проходит ниже 180° . Поэтому, не применяя дополнительной коррекции, для обеспечения устойчивости приходится так выбрать $\bar{k}_{р.п}$, чтобы резонансный всплеск ЛАЧХ разомкнутой системы располагался ниже оси абсцисс (амплитудная частотная характеристика 1 на рис. 6-16). Если считать, что расстояние до оси абсцисс должно составлять, как минимум, 6 дБ, то можно на основании сравнения треугольника abc с подобным ему треугольником, один катет которого равен одной декаде, а второй -20 дБ, записать

$$\left(20 \lg \frac{1}{2\xi_2} + 6\right) / \left(\lg \frac{1}{T_y} - \lg \omega'_{ср}\right) = 20/1.$$

Отсюда частота среза следящей системы определится как $\omega'_{ср} = \xi_2 / T_y$. Пусть $\xi_2 = 0,05$. Тогда $\omega'_{ср} = 0,05 / T_y$. Запас по фазе составляет при этом почти 90° . Порядок астатизма может быть увеличен за счет применения ПИ-регулятора положения при выборе

$$\tau_{р.п} > (1,5 \div 2) / \omega'_{ср}.$$

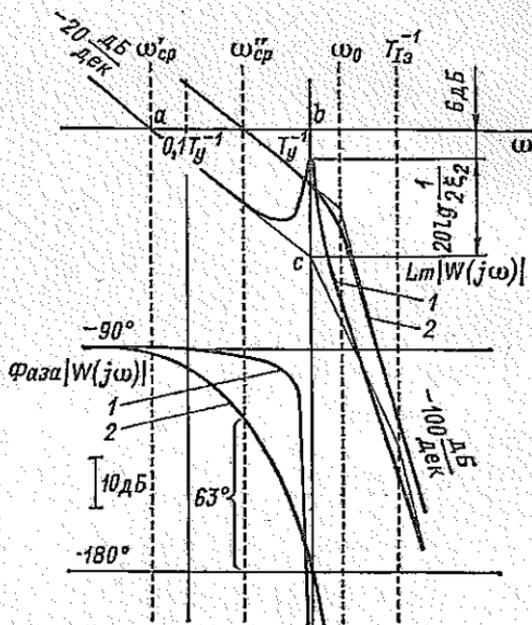


Рис. 6-16

Быстродействие следящей системы может быть увеличено за счет введения обратной связи по производной от скорости исполнительной оси. Если соотношение между $T_{\text{но}} = 2T_{\text{ит}}$ и T_y удовлетворяет условию $T_{\text{но}} \leq 0,2T_y$, то $k_{p,c}$ и $T_{o,c}$ могут быть выбраны по формулам (4-24). Примерный вид характеристик разомкнутой системы в этом случае (кривые 2) показан на рис. 6-12.

Выбор $k_{p,n}$ производится из условия обеспечения требуемого запаса по фазе, обеспечивающего переходный процесс, близкий к соответствующему при стандартной настройке, например, на ОМ. При этом запас по фазе должен быть близок к 60° . Он будет обеспечен при частоте среза ЛАЧХ разомкнутой системы $\omega'_{ср}$ в несколько раз превышающей частоту среза $\omega_{ср}$, полученную при отсутствии обратной связи по производной от скорости.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ПРОГРАММНЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

7-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРОГРАММНОМ УПРАВЛЕНИИ

7-1-1. КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Автоматизация промышленных установок, в частности металлорежущих станков со сложными законами движения ИО по координатам эффективно достигается при программном управлении.

На первом этапе программного управления на основе геометрической и технологической информации, задаваемой в виде рабочего чертежа детали и технологической карты, производится подготовка исходных данных для программирования, которые сводятся в карту исходных данных (рис. 7-1, а).

На втором этапе на основе этой карты ручным или автоматизированным способом осуществляется программирование, результатом которого является готовая программа в форме физической модели (копир), программного кулачка, копирчертежа, в виде изменяющихся по заданному закону токов и напряжений или в числовом виде. Применение физических моделей в качестве программноисполнителей, хотя и обеспечивает высокую надежность системы управления при относительно простых схемных решениях, требует значительных затрат на изготовление копиров, ограничивает рабочие скорости ИО и, следовательно, снижает производительность установки в целом. Аналоговая программа в виде изменяющихся электрических величин применяется при автоматизации таких промышленных установок, для которых не требуется высокой точности по перемещению ИО. Наиболее эффективной по точности, производительности и простоте переналадки станков и машин является числовая программа. Это привело к широкому применению систем числового программного управления (ЧПУ).

На третьем этапе программного управления система ЧПУ воспроизводит программу в форме требуемых перемещений ИО по координатам и выдает необходимых технологических команд.

Собственно система ЧПУ может быть разделена на вычислительно-логическое устройство (ВЛУ) и автоматическую систему управления электроприводом (АСУ ЭП).

По структуре, функциям и объему информации ВЛУ все системы ЧПУ можно разделить на две основные группы: системы, выполненные аппаратно и называемые сокращенно NC (Numerical Control), и системы со встроенными мини-ЭВМ, или микропроцессорами, называемые CNC (Computer Numerical Control). Системы NC имеют жесткую структуру с определенными заданными функциями управления, и перестройка алгоритмов управления либо невозможна, либо может быть произведена на стадии изготовления. Оперативная память этих систем ограничена. Системы CNC обладают гибкой структурой с возмож-

ностью программирования алгоритмов работы, имеют большой объем памяти, позволяющий полностью хранить управляющую программу. Наличие канала связи в таких системах позволяет подключить большое число внешних устройств.

Кроме двух основных видов систем NC и CNC, выделяют разновидности этих систем. Так, системы ЧПУ с жесткой структурой, но дополненные большой памятью, способной хранить всю программу обработки, называют системами SNC. Системы ЧПУ с ручным вводом программы с помощью электромеханических наборных полей, установленных на пульте управления, называют системами HNC. Системы управления технологическими комплексами, состоящими из группы промышленных установок и работающими по командам, поступающим непосредственно от ЭВМ, называют системами DNC. В системах DNC ЭВМ хранит программы и распределяет их по запросам от устройств локального управления, которыми могут быть системы NC, SNC, CNC.

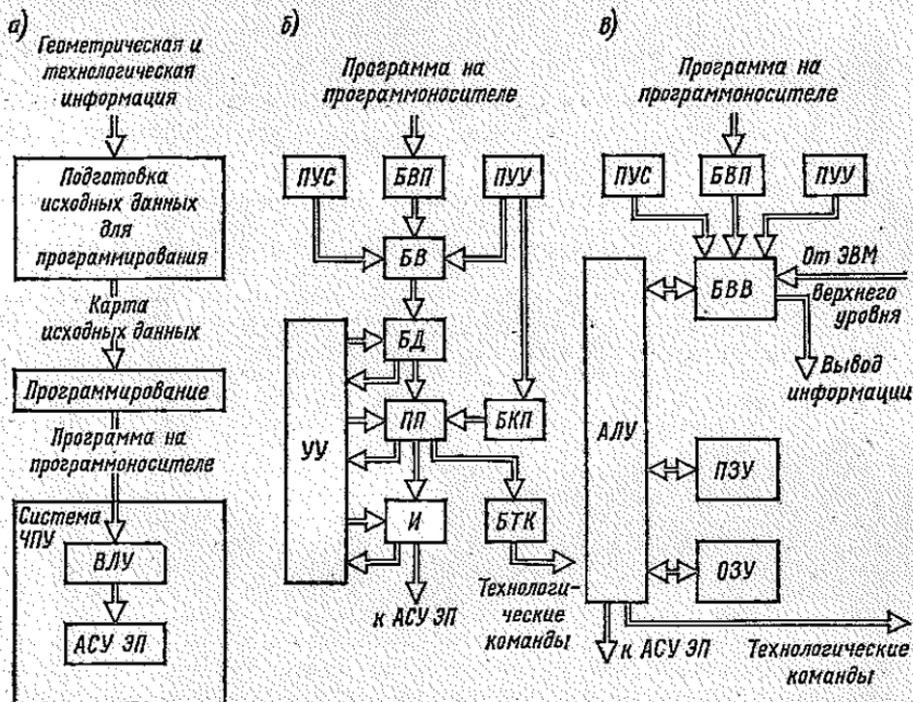


Рис. 7-1

По взаимной связи между координатами системы ЧПУ разделяются на *позиционные* (координатные), *контурные* (функциональные) и *контурно-позиционные* (комбинированные). Примерами позиционных систем, обеспечивающих только выход ИО в заданную точку пространства, могут служить системы ЧПУ сверлильных, расточных и координатно-расточных станков. В контурных системах необходимо реализовать определенную функциональную зависимость между пространственными координатами ИО в каждой точке траектории. Они применяются, например, на фрезерных и токарных станках, чертежных автоматах и т. д. Контурно-позиционные системы обеспечивают и режим функционального управления, и режим точного позиционирования.

По форме задания и воспроизведения программы системы ЧПУ делятся на *дискретные*, где не только задание, но и воспроизведение программы осуществляется в дискретной форме (системы с шаговыми двигателями), и *дискретно-аналоговые*, где программа задается в дискретном виде, а ее отработка осуществляется в аналоговой форме.

По принципу формирования сигнала обратной связи дискретно-аналоговые системы ЧПУ делятся на *число-импульсные*, которые содержат кодовые или импульсные датчики обратной связи, и *фазовые* или *фазоимпульсные*, содержащие фазовые датчики обратной связи.

7-1-2. ОБЩАЯ СТРУКТУРА СИСТЕМ ЧПУ

Информация, содержащаяся в программе, состоит из двух основных видов: информации, задающей траекторию движения *ИО* и обрабатываемой АСУ ЭП, и информации для формирования технологических команд.

В *ВЛУ* типа *НС* (рис. 7-1, б) числовая программа с программноносителем после каждого ее кадра с помощью блока воспроизведения программы (*БВП*) через блок ввода (*БВ*), в котором производится усиление и формирование сигналов, поступает в блок декодирования (*БД*). В *БД* происходит расшифровка кодовых символов, в результате чего программная информация в соответствии с ее назначением поступает либо в устройство управления (*УУ*), обеспечивающее функционирование и взаимодействие блоков *ВЛУ*, либо через промежуточную память (*ПП*) — на интерполятор (*И*) и в блок технологических команд (*БК*). Интерполятор преобразует числовую информацию, поступающую на него в том или ином коде, в унитарный код (последовательность импульсов) отдельно по каждой координате с соблюдением заданной функциональной зависимости между ними. Блок технологических команд служит для управления режимами установки, включения и отключения механизмов. На пульте управления станком (*ПУС*) и пульте управления собственно устройством числового программного управления (*ПУУ*) осуществляются задание режимов работы, индикация пути и скорости, задаваемых программой; туда же поступает информация от *ИО* объекта управления. Коррекция программы для учета размера и износа инструмента, для ограничения динамических контурных ошибок, для компенсации изменения нагрузки и т. д. осуществляется в блоке коррекции программы (*БКП*).

Таким образом, в системах *НС* необходимые функции ЧПУ реализуются отдельными электронными блоками, причем обработка информации в различных блоках может выполняться параллельно. Введение в систему новых функций реализуется только с помощью дополнительных блоков.

В настоящее время системы *НС* совершенствуются в части элементной базы и схемно-конструкторских решений и сохраняют свое значение для станков с ЧПУ, выпускаемых крупными сериями. Основным направлением развития этой группы систем является создание систем с памятью на всю программу и расширенными технологическими возможностями (коррекция, индикация и т. д.).

Системы *CNC* характеризуются тем, что основные алгоритмы работы задаются программно или программно-аппаратно и могут изменяться в зависимости от цели применения устройства. Это позволяет уменьшить число модификаций системы ЧПУ, ускорить их освоение, особенно систем ЧПУ с самоподнастраивающимися алгоритмами.

В системах *CNC* (рис. 7-1, в) реализация алгоритма работы *ВЛУ* обеспечивается арифметико-логическим устройством (*АЛУ*) и поэтому многие операции выполняются последовательно. Программа вводится в *АЛУ* через блок воспроизведения программы (*БВП*) и блок ввода-вывода (*БВВ*). В постоянном запоминающем устройстве (*ПЗУ*) хранятся постоянные части программы и необходимые константы. *ПЗУ* используется для декодирования информации, интерполяции и т. д. В оперативное запоминающее устройство (*ОЗУ*) заносится управляющие программы, в нем также хранятся текущие значения параметров, информация для коррекции траекторий и т. д. Реализация всех функций ЧПУ в системе *CNC* с помощью *АЛУ* затруднена, так как в этом случае требуется очень высокое быстродействие вычислительных средств. На рис. 7-1, в показано, что с помощью *АЛУ* выполняются функции устройства управления блоками, декодирования, хранения информации и интерполяции. Блоки *ПУС* и *ПУУ* выполняют те же функции, что и в системе рис. 7-1, б.

Создание систем *CNC* стало возможно после выпуска быстродействующих БИС, которые имеют процессорные элементы, элементы оперативной и постоян-

ной памяти и элементы связи с внешними устройствами. Применение микропроцессоров и микро-ЭВМ позволило качественно улучшить структуру систем ЧПУ. Появилась возможность построить систему ЧПУ по принципу малой вычислительной машины с полужестким или гибким заданием алгоритмов работы, памятью на одну или несколько программ, стандартными периферийными устройствами вычислительной техники (печатающим устройством, дисплеем и т. д.), каналами связи с более мощной ЭВМ верхнего уровня.

Появилась также возможность выполнения принципиально новых функций: редактирования программы, коррекции систематических погрешностей, изменения алгоритма работы применительно к станкам различных групп и др. Резкое уменьшение габаритов системы ЧПУ позволяет располагать ее непосредственно на станке. Встроенная система ЧПУ типа CNC позволяет выполнить программирование изготовления простых деталей на станке с использованием специализированных языков. При этом программирование ведется в режиме диалога с дисплеем, программа вводится непосредственно в память системы ЧПУ и проверяется при обработке пробной детали.

7-2. ФОРМИРОВАНИЕ ЗАКОНОВ УПРАВЛЕНИЯ АСУ ЭП В СИСТЕМАХ ЧПУ

7-2-1. ПОДГОТОВКА ЧИСЛОВЫХ ПРОГРАММ НА ОСНОВАНИИ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИЙ

Законы движения *ИО* промышленной установки с ЧПУ зависят от формы изделия или детали, способов и заданной точности обработки, вида инструмента, а также от ограничений технологического, конструктивного и структурного характера.

Для позиционных систем, кроме основной программируемой величины — пути по данной координате, программа должна обеспечить работу электропривода с минимальной ошибкой позиционирования и максимальным быстродействием при ограничениях на значения скорости и ускорений, которые могут быть вызваны как предельными возможностями электропривода, так и технологическими или конструктивными условиями. Формирование скорости и ускорения при обработке заданного пути в позиционных системах ЧПУ достигается и программой, и системой воспроизведения, где учитываются уже реальные динамические характеристики электропривода и нагрузки. В отношении этих величин программой обычно устанавливаются уровни скоростей и ускорений на определенных участках пути с учетом режима работы *ИО*. Необходимые законы изменения этих величин в функции пути или времени между установленными уровнями формируются устройствами воспроизведения.

В контурных системах ЧПУ непрерывная реализация функциональной зависимости между координатами требует от *ВЛУ* выполнения более сложных функций. Основными исходными данными при программировании в контурных системах ЧПУ являются форма изделия, детали или заготовки, вид и характер инструмента, тип оборудования с ЧПУ, технологические показатели и допустимые движения с учетом ограничений. Информация, вносимая в программу, состоит из информации, задающей траекторию движения *ИО*, и информации для формирования команд. Внутренними командами, или командами управления, считаются задания на переключения или изменения режимов внутри системы ЧПУ, внешними — технологические команды, которые поступают на автоматизированный объект для включения, отключения или изменения уставок отдельных элементов и устройств всей системы.

Первой задачей программирования контурной обработки детали является получение аналитического уравнения требуемой траектории движения *ИО* в пространственных координатах или значений координат семейства ее точек. Форма детали или изделия определяет поверхность, на которой должна располагаться линия касания инструмента с этой поверхностью. Из множества возможных траекторий движения точки касания (изображающая точка) выбирается одна,

согласованная со способом обработки, видом инструмента, конструкцией механического оборудования и условиями ограничений. В подавляющем большинстве установок траектория движения ИО не совпадает с траекторией движения изображающей точки из-за конечных размеров и определенной ориентации инструмента. В этих случаях при программировании по траектории изображающей точки, виду и размерам инструмента рассчитывается новая траектория, представляющая собой геометрическое место точек, равноудаленных по главной нормали от траектории изображающей точки. Эта новая траектория называется *эквилистантой траектории изображающей точки*. По ней, как правило, перемещается центр фрезы у фрезерных станков, ось резака в машинах тепловой резки, ось электрода в электросварочных установках и др.

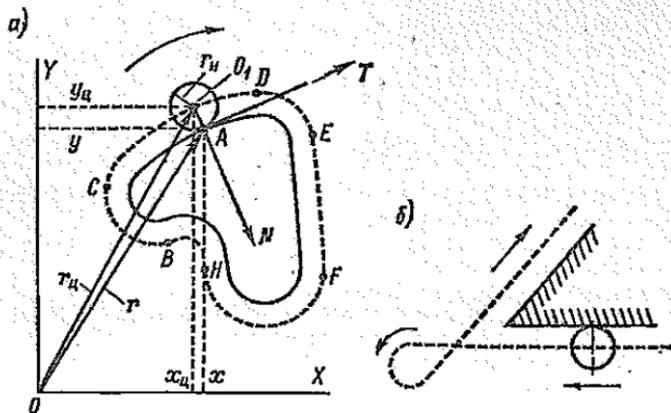


Рис. 7-2

На рис. 7-2, а сплошной линией показана траектория изображающей точки (контур детали), а штриховой — ее эквилистанта, если обработка ведется цилиндрическим инструментом (фрезой) радиусом r_n . Радиус-вектор центра инструмента O_1 определяется через радиус-вектор точки касания A из векторного равенства $r_n = r - p_n$, а координаты центра связаны с координатами точки касания A равенствами

$$x_n = x - r_n \cos(\widehat{XN}); \quad y_n = y - r_n \cos(\widehat{YN}),$$

где p — единичный вектор нормали N в точке A для правой системы подвижных естественных координат, образованных векторами касательной T , бинормали (на рис. 7-2, а вырождена в точку) и нормали N (для пространственной кривой — главная нормаль); (\widehat{XN}) , (\widehat{YN}) — углы между положительным направлением соответствующей координатной оси и направлением нормали.

Иногда, например при фрезеровании и шлифовании граней с ребром без притупления, на отдельных участках траектория движения ИО может отличаться от эквилистанты траектории изображающей точки (рис. 7-2, б). На участках «холостых ходов» возможны изменения режима работы установки (например, увеличение контурной скорости). Это учитывается программированием технологических команд.

После определения эквилистанты траектории ее разбивают на отдельные участки, на которых она описывается уравнением некоторой кривой или представляет собой прямую линию. Например, на участках BC , DE , FH , HB (рис. 7-2, а) такими кривыми являются дуги окружностей различных радиусов, на участке CD — парабола. Участок EF представляет собой прямую. Точки, разделяющие участки с различными аналитическими кривыми, называются *опорными* или *граничными точками*, а сам процесс разбиения — *грубой интерполяцией*. В за-

дачу грубой интерполяции входит определение координат опорных точек, приращений координат на участках и параметров аналитических кривых (коэффициентов уравнений парабол, гипербол, прямых, координат центра, значений радиусов и центральных углов дуг окружностей и т. д.). Если траектория движения ИО в целом или на отдельных участках не имеет точного аналитического описания, то она аппроксимируется той или иной аналитической кривой по допустимой погрешности аппроксимации, значение которой зависит от общего технологического допуска на точность обработки и суммарного значения ошибок, появляющихся как на этапе программирования, так и в процессе воспроизведения программы на установке.

Дальнейший процесс программирования существенно зависит от конкретной системы ЧПУ, для которой составляется программа. Если система имеет многопрограммный интерполятор, позволяющий воспроизводить различные аналитические кривые, то для нее программой могут служить данные грубой интерполяции. Такое положение имеет место в системах с ЭВМ. В практике построения систем NC широкое распространение получили линейные и линейно-круговые интерполяторы.

Для системы, имеющей линейный интерполятор, числовая программная информация получается в результате замены непрерывной кривой ломаной линией, таким образом, чтобы расстояние между фактической кривой и аппроксимирующей прямой в любой точке не превышало допустимой погрешности аппроксимации.

Пусть на некотором участке программируемая траектория является кривой $y = f(x)$, имеющей непрерывные первую $y' = df(x)/dx$ и вторую $y'' = d^2f(x)/dx^2$ производные. Задана допустимая погрешность аппроксимации δ_a . В начальной точке A с координатами x_0, y_0 (рис. 7-3) определяется радиус кривизны

$$\rho = \frac{\sqrt{(1 + y_0'^2)^3}}{y_0''},$$

где y_0' и y_0'' — первая и вторая производные функции $y = f(x)$ в точке $A(x_0, y_0)$.

На малом интервале аппроксимации между точками A и B радиус кривизны ρ считается постоянным. Тогда, как видно из построения на рис. 7-3, последовательно можно определить: длину хорды l между точками A и B $l = 2\sqrt{\rho^2 - (\rho - \delta_a)^2} \approx 2\sqrt{2\rho\delta_a}$ (так как $\delta_a \ll \rho$), угол между касательной к траектории в точке A и осью X $\alpha = \text{arctg } y_0'$, угол между этой касательной и хордой $\varphi = \text{arcsin } \frac{l}{2\rho}$, угол между хордой и осью X $\beta = \alpha - \varphi$, приращение по независимой координате $\Delta x = l \cos \beta$, координаты точки B $x = x_0 + \Delta x$, $y = f(x_0 + \Delta x)$ и приращение по зависимой координате y $\Delta y = f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)$.

Затем указанная процедура расчета повторяется для следующего участка аппроксимации, причем для соседнего участка за начальную точку принимается точка кривой с вычисленными координатами x и y . Очевидно, что приращение по зависимой координате в общем случае нельзя определять через длину хорды и синус угла β , так как при таком определении будет накапливаться ошибка и в конечной точке участка кривой она может превысить допустимое значение.

Если в системе применен линейно-круговой интерполятор, то вся траектория движения ИО разбивается на два типа аналитических кривых: прямые

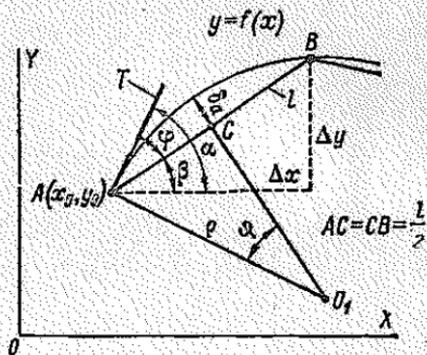


Рис. 7-3

и дуги окружности. Замена участка фактической кривой дугой окружности определенной длины и радиуса выполняется также по допустимой погрешности аппроксимации.

В современных системах программируется траектория движения изображающей точки на контуре детали, а программная траектория движения *ИО* с учетом размера инструмента автоматически формируется в программно-задающем устройстве в процессе воспроизведения.

7-2-2. КОДИРОВАНИЕ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ЧИСЛОВОЙ ПРОГРАММНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Цифровая информация, полученная в результате расчета программы, и командная информация, обусловленная технологическим процессом, вводятся в системы ЧПУ через программноноситель. В качестве программноносителей применяются: перфоленты, перфокарты, наборные поля и магнитные ленты. Наиболее распространенным программноносителем является перфолента. Перфокарты используются чаще всего для позиционных систем и особенно в тех случаях, когда программой необходимо пользоваться многократно.

В системах ЧПУ, как и в других системах с ЦВМ или с ее компонентами, используются алгоритмические языки, предназначенные для обмена информацией машины с внешними устройствами (программноноситель, устройства коррекции, аппараты управления и др.). Алгоритмические языки систем ЧПУ значительно проще языков универсальных вычислительных машин и состоят из немногочисленных кодовых комбинаций или определенных правил программирования, согласованных с технологическим процессом и конструкцией оборудования.

Для металлорежущих станков с ЧПУ находят применение код БЦК-5 (буквенно-цифровой код для записи программ на пятидорожечную перфоленту), согласованный с международным кодом [27]. Он состоит из двух групп символов: цифровых от 0 до 9 и буквенных из заглавных букв русского алфавита. Цифры и цифровые эквиваленты букв представляются в двоично-десятичном исчислении с весовыми значениями двоичных разрядов 8; 4; 2; 1. Каждый цифровой или однобуквенный символ занимает одну строку ленты. Цифровая информация и цифровые эквиваленты буквенных символов записываются пробивкой отверстий на первых четырех дорожках перфоленты, образуя в строке запись цифры десятичного разряда в двоичном коде. Пятая дорожка несет признак символа, записанного на данной строке.

В настоящее время широко применяется стандартный код, составленный в соответствии с международной системой кодирования информации ISO-7 bit. В коде ISO принято также двоично-десятичное счисление, но используется восьмидорожечная перфолента шириной 25,4 мм (1 дюйм). Все символы разделяются на три группы: цифровые от 0 до 9, буквенные со всеми заглавными буквами латинского алфавита и специальные знаки. Каждой букве или специальному знаку соответствует определенное значение. Символы записываются на семи дорожках перфоленты (отсюда 7 bit — 7 двоичных разрядов), 8-я дорожка является контрольной. Контроль ведется по модулю 2, т. е. на четность. Пробивка на восьмой дорожке делается тогда, когда нужно дополнить число пробивок в строке до четного. В табл. 7-1 в качестве примера приведены некоторые символы, их значения и соответствующие им кодовые комбинации. Пробивка на ленте отмечена крестиком на соответствующей дорожке. Дорожка *T* является тактирующей (пробивка на ней отмечена точкой).

Как видно из табл. 7-1, на одной строке ленты размещается один символ. Определенная последовательность символов составляет слово, которое включает в себя технологическую или геометрическую информацию для *ИО*, либо командную информацию для устройства ЧПУ. Слово начинается буквой адреса, после которой может идти последовательность цифр с соответствующим знаком. Например, поворот *ИО* вокруг оси *X* в положительном направлении на 2486 дискретных единиц будет записываться словом *A + 002486*. Последовательность слов, содержащих информацию для одной рабочей операции, составляет кадр программы, который начинается со слова «номер кадра» и заканчивается символом «конец кадра».

Таблица 7-1. Международный код ISO-7bit

Символ	Значение	Кодовая комбинация для различных дорожек							
		8	7	6	5	4	3	2	1
(Отключение автоматического управления			+		+	.		
)	Включение автоматического управления	+		+		+	.		+
%	Начало программы	+		+		.	+		+
:	Главный кадр			+	+	.		+	
/	Пропуск кадра при наладке	+		+		+	.	+	+
+	Признак положительного направления			+		+	.		+
-	Признак отрицательного направления			+		+	.	+	
0	Цифра 0			+	+	.			
1	Цифра 1	+		+	+	.			+
2	Цифра 2	+		+	+	.		+	
3	Цифра 3			+	+	.		+	+
4	Цифра 4	+		+	+	.			
5	Цифра 5			+	+	.	+		+
6	Цифра 6			+	+	.	+	+	
7	Цифра 7	+		+	+	.	+	+	+
8	Цифра 8	+		+	+	+	.		
9	Цифра 9			+	+	+	.		+
A	Поворот вокруг оси X		+			.			+
B	Поворот вокруг оси Y		+			.		+	
C	Поворот вокруг оси Z	+	+			.		+	+
D	Поворот вокруг специальной оси		+			.	+		
E	То же или вторичная подача	+	+			.	+		+
F	Подача	+	+			.	+	+	
G	Условия перемещения ИО		+			.	+	+	+
H	Кратность отработки		+			.			
I	Координата x центра дуги при круговой интерполяции	+	+			+	.		+
N	Номер блока (кадра)		+			+	.	+	+
LF	Конец кадра					+	.		+

После записи и контроля информации на перфоленте осуществляется воспроизведение цифровых данных и технологических команд перед поступлением их в устройства управления электроприводами и другими рабочими органами оборудования. Воспроизведение происходит последовательно по строкам во время протяжки ленты в воспроизводящем устройстве.

В качестве воспроизводящих устройств применяются быстродействующие электромеханические и фотоэлектрические транзмиттеры. Скорость воспроизведения у фотоэлектрических транзмиттеров составляет 800 — 1500 строк/с. Старт-стопный электропривод лентопротяжного механизма выполняется с быстродействующей электромагнитной муфтой, присоединяющей вал лентопротяжного механизма к валу электродвигателя и разъединяющей их по командам с пульта и от программы.

После заполнения всех запоминающих устройств, предусмотренных программой, информация сигналом опроса переносится в выходные устройства ВЛУ и в систему управления. Числовая информация на перемещение по координатам в контурных системах ЧПУ поступает в интерполятор, в позиционных — в соответствующие координатные регистры, счетчики или сумматоры, а информа-

ция с технологическими командами — в дешифрирующие устройства и на органы управления объектом. В контурных системах во время обработки одного кадра с ленты воспроизводится следующий кадр, чем обеспечивается непрерывность поступления информации управления. При этом новая информация поступает в аналогичную схему второго комплекта запоминающих устройств.

7-2-3. ИНТЕРПОЛЯТОРЫ

Как отмечалось, исходная программная информация определяет траекторию движения *ИО* только конечным числом опорных точек. Для осуществления формообразования в установках с контурными системами числового управления необходимо, чтобы в каждый момент времени было обеспечено согласованное движение *ИО* установки по двум или большему числу координат. Для этого информация должна поступать в АСУ ЭП непрерывно и в соответствии с требуемым законом движения *ИО* по каждой координате. Эту задачу в системах ЧПУ выполняют интерполяторы.

С выхода интерполятора программная информация распределяется по управляемым координатам в унитарном коде, т. е. в виде последовательности импульсов, число которых равно запрограммированному числу, введенному в интерполятор в кодированном виде, а время, за которое выдаются эти импульсы, равно заданному времени обработки участка контура от одной опорной точки до другой. Задаваемая скорость движения *ИО* по координате в каждый момент времени будет пропорциональна частоте следования импульсов.

Пусть надо воспроизвести кривую второго порядка на плоскости *XOY* [22]. Дифференцируя по *x* общее уравнение кривой второго порядка

$$Ax^2 + 2Bxy + Cy^2 + 2Dx + 2Ey + F = 0,$$

можно получить

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{Ax + By + D}{Bx + Cy + E} \quad (7-1)$$

или в параметрической форме

$$\frac{dx}{dt} = \omega(Bx + Cy + E); \quad \frac{dy}{dt} = -\omega(Ax + By + D), \quad (7-2)$$

где ω — число, знак которого определяет направление, а значение — скорость движения изображающей точки по траектории.

После дифференцирования первого из уравнений (7-2) по времени и определения координаты *y* и ее производной через *x* и dx/dt из исходных уравнений (7-1) и (7-2) получается дифференциальное уравнение для координаты *x*

$$\frac{d^2x}{dt^2} + (AC - B^2) \omega^2 x = (BE - CD) \omega^2.$$

Его характеристическое уравнение $p^2 - \omega^2(B^2 - AC) = 0$ имеет корни $p_{1,2} = \pm \omega \sqrt{B^2 - AC}$.

Если $B^2 < AC$, то корни характеристического уравнения мнимые, *x* и *y* будут периодическими функциями времени, а полученная траектория $y = f(x)$ будет замкнутой кривой эллиптического вида (в частном случае — окружностью). Структурно вычислительное устройство для воспроизведения функций *x*(*t*) и *y*(*t*) в этом случае будет представлять собой два последовательно включенных интегратора, охваченных отрицательной обратной связью. Если $B^2 = AC$, то корни характеристического уравнения — нулевые, кратные, а траектория будет представлять собой кривую параболического вида. Вычислительное устройство состоит из разомкнутой цепочки двух последовательно включенных интеграторов. Если $B^2 > AC$, то корни характеристического уравнения — вещественные, равные по модулю и обратные по знаку, а траектория представляет собой кривую гиперболического вида. В этом случае два последовательно включенных интегратора должны быть охвачены положительной обратной связью.

По дифференциальным уравнениям (7-2) на рис. 7-4 построена общая схема воспроизведения кривых второго порядка. Она состоит из множительных устройств с сомножителями $A, B, C, \omega, -\omega$, двух сумматоров C_x и C_y и двух интеграторов. Множитель B характеризует поворот осей рассматриваемых кривых относительно осей координат. Если оси кривых параллельны осям координат, то $B = 0$.

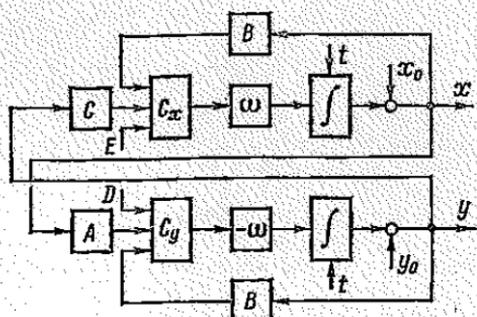


Рис. 7-4

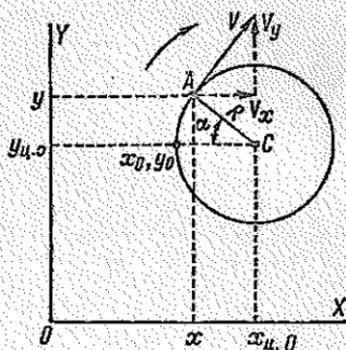


Рис. 7-5

Рассмотрим частные случаи построения схем вычислительных устройств для воспроизведения отрезков прямых и дуг окружности.

Уравнение прямой в дифференциальной форме имеет вид

$$\frac{dy}{dx} = \frac{\Delta y}{\Delta x}$$

или в параметрической форме

$$\frac{dx}{dt} = \omega \Delta x; \quad \frac{dy}{dt} = \omega \Delta y, \quad (7-3)$$

где $\Delta x = x_k - x_0$, $\Delta y = y_k - y_0$ — приращения координат для рассматриваемого отрезка прямой; x_0, y_0 — координаты начальной точки прямой; x_k, y_k — координаты конечной точки. Если V — постоянная скорость движения изображающей точки по прямой, а $t = \sqrt{(x_k - x_0)^2 + (y_k - y_0)^2} / V$ — длина отрезка прямой, то параметр ω в данном случае равен $\omega = V/t = 1/t_{кд}$, где $t_{кд}$ — время отработки кадра, т. е. время отработки элемента программы, соответствующего перемещению на участке интерполяции. В основе вычислительного устройства воспроизведения прямой по уравнениям (7-3) лежат два самостоятельных интегратора, не охваченные обратными связями.

Из уравнений окружности $(x - x_{ц.о})^2 + (y - y_{ц.о})^2 = R^2$ после дифференцирования по x получается

$$\frac{dy}{dx} = - \frac{x - x_{ц.о}}{y - y_{ц.о}}$$

и в параметрическом виде

$$\frac{dx}{dt} = \omega(y - y_{ц.о}); \quad \frac{dy}{dt} = -\omega(x - x_{ц.о}), \quad (7-4)$$

где $x_{ц.о}, y_{ц.о}$ — координаты центра окружности.

Очевидно, что уравнение окружности является частным случаем общего уравнения кривых второго порядка, когда $A = C = 1; B = 0; D = -x_{ц.о}; E = -y_{ц.о}; F = x_{ц.о}^2 + y_{ц.о}^2 - R^2$. Для выяснения физического смысла параметра ω для окружности обратимся к рис. 7-5, из которого следует $(dx/dt) = V_x = V \sin \alpha$; $(dy/dt) = V_y = V \cos \alpha$, где V_x и V_y — составляющие скорости по координат-

там, V — результирующая (контурная) скорость обхода окружности. Но $\sin \alpha = (y - y_{п.о})/R$, $\cos \alpha = (x - x_{п.о})/R$ и

$$\frac{dx}{dt} = \frac{V}{R} (y - y_{п.о}); \quad \frac{dy}{dt} = -\frac{V}{R} (x - x_{п.о}).$$

Из сравнения полученных выражений с уравнениями (7-4) очевидно, что $\omega = V/R$, т. е. в данном случае параметр ω равен угловой скорости движения изображающей точки по окружности радиуса R с линейной скоростью V .

В современных системах ЧПУ находят применение интерполаторы, выполненные на базе цифровых дифференциальных анализаторов (ЦДА), и интерполаторы, алгоритм работы которых базируется на методе оценочной функции.

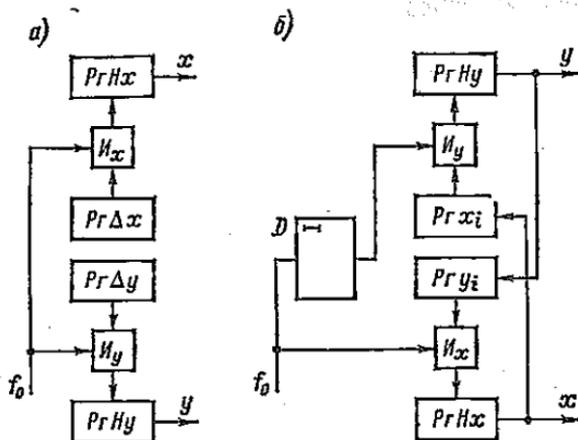


Рис. 7-6

Интерполаторы ЦДА [37] строятся с дискретными интеграторами, осуществляющими интегрирование на основании приближенного равенства $\int_{t_0}^{t_n} x dt \approx$

$$\approx \Delta t \sum_{i=0}^{n-1} x_i, \text{ где } \Delta t = (t_n - t_0)/n = \text{const.} \text{ Дискретный интегратор (рис. 7-6)}$$

состоит из двух регистров: регистра числа и регистра-накопителя (накапливающий сумматор). Содержимое регистра числа через схему I_x (I_y) каждым тактовым импульсом частоты f_0 переносится в регистр-накопитель. Частота его выходных импульсов будет зависеть от числа x_i , находящегося в регистре-накопителе, и от объема регистра-накопителя $f_x = x_i f_0 / N_{\Sigma}$.

При линейной интерполяции в регистрах числа $P\gamma\Delta x$ и $P\gamma\Delta y$ дискретного интегратора (рис. 7-6, а) содержатся постоянные числа, соответствующие приращениям по координатам в данном кадре, а текущее значение координаты в пределах кадра пропорционально сумме, зафиксированной в соответствующем регистре-накопителе $P\gamma Hx$ ($P\gamma Hy$), и равно

$$x_i = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{V}{l} \Delta x \Delta t$$

или при постоянной частоте тактовых импульсов $f_0 = \text{const}$

$$x_i = i \frac{V}{l} \Delta x \Delta t, \quad (i=0, 1, 2, \dots, n-1),$$

Импульсы переполнения регистров-накопителей в виде унитарного кода x и y используются для управления электроприводами координат.

При круговой интерполяции в начале отработки кадра в регистры чисел $Pz x_i$ и $Pz y_i$ (рис. 7-6, б) заносятся значения координат начальной точки дуги окружности. В отличие от линейной интерполяции импульсы переполнения регистров-накопителей $Pz Hx$ и $Pz Hy$ поступают не только к схемам управления электроприводами координат, но одновременно по перекрещивающимся обратным связям подаются на входы регистров чисел, изменяя их показания на единицу каждым импульсом. Причем в одном из этих регистров они складываются с содержимым счетчика, а в другом — вычитаются из него. Знак сложения или вычитания определяется квадрантом, в котором располагается дуга окружности, и задается программой. Так, для первого квадранта в регистре $Pz x_i$ будет происходить сложение, а в регистре $Pz y_i$ — вычитание. Элемент временной задержки D применяется для того, чтобы в пределах одного периода тактовых импульсов сначала осуществлялся перенос в регистре-накопителе $Pz Hx$, а затем в регистре-накопителе $Pz Hy$. При таком порядке устраняется погрешность интегрирования.

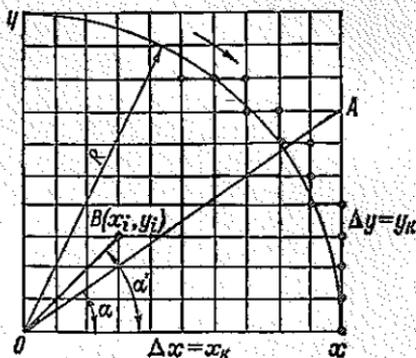


Рис. 7-7

Таким образом, линейная и круговая интерполяции осуществляются посредством одинаковых основных счетных устройств — регистров чисел и регистров-накопителей, но с различными связями между этими устройствами.

Линейно-круговой интерполятор с оценочной функцией [27] распределяет импульсы по координатам X и Y в зависимости от знака некоторой функции, формируемой в процессе работы интерполятора и называемой *оценочной*. Алгоритмы работы интерполятора и формирования оценочной функции отличаются при воспроизведении прямой и окружности.

Пусть требуется воспроизвести в первом квадранте прямую OA (рис. 7-7). После i шагов по координате X и j шагов по координате Y программируемая траектория проходит через точку B . Знак разности

$$\operatorname{tg} \alpha' - \operatorname{tg} \alpha = \frac{y_j}{x_i} - \frac{y_k}{x_k} = \frac{x_k y_j - x_i y_k}{x_i x_k},$$

однозначно определяемый знаком числителя $u_{ij} = x_k y_j - x_i y_k$, будет зависеть от расположения точки B относительно прямой OA .

Если точка B находится выше этой прямой, то разность тангенсов и величина u_{ij} , принимаемая за оценочную функцию, будут положительными ($u_{ij} > 0$); если ниже — отрицательными ($u_{ij} < 0$). Когда точка B находится на прямой OA , $u_{ij} = 0$. Положительное или нулевое значение оценочной функции служит признаком формирования команды на подачу очередного импульса по координате X , при $u_{ij} > 0$ — выдается импульс по координате Y . После одного импульса по оси X новое значение координаты будет $x_{i+1} = x_i + 1$, а $u_{i+1,j} = x_k y_j - (x_i + 1) y_k = u_{ij} - y_k$, т. е. новое значение оценочной функции получается из предыдущего путем вычитания постоянной величины — координаты конечной точки y_k . После одного шага по оси Y $y_{j+1} = y_j + 1$ и $u_{i,j+1} = x_k (y_j + 1) - x_i y_k = u_{ij} + x_k$, где x_k — абсцисса конечной точки.

Устройство воспроизведения прямой по оценочной функции (рис. 7-8, без учета штриховых линий) состоит из регистров по координатам $Pz X$ и $Pz Y$, счетчиков CxY , сумматора C , вычисляющего текущее значение оценочной функции u_{ij} , схем ввода в сумматор (конъюнктеры) H_x и H_y , блока определения знака оценочной функции и распределения импульсов по координатам (BOZ), блока задания скорости (BZC), генератора тактовых импульсов ($ГТИ$). От про-

граммы (Π) в регистры и счетчики вводятся выраженные в числах импульсов приращения по координатам Δx и Δy , равные координатам конечной точки прямой (если начало траектории совпадает с началом координат). В начале кадра сумматор установлен в нуль ($u_{ij} = u_{0,0} = 0$) и первый импульс последовательности частоты f_0 будет послан БОЗ по оси X. Поступая на схему электропривода

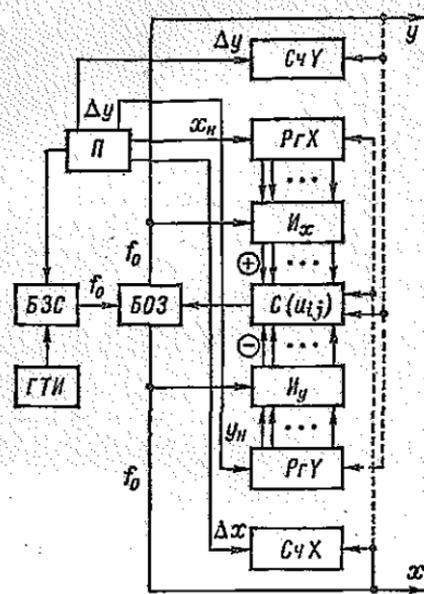


Рис. 7-8

координаты, этот импульс одновременно дает разрешение на ввод в сумматор с отрицательным знаком содержимого регистра PzY и уменьшает на единицу содержимое счетчика CyX . В сумматоре окажется число $u_{1,0} = -\Delta y = -y_k < 0$, и второй импульс будет послан на электропривод координаты Y , при этом уменьшается на единицу содержимое счетчика CyY , а в сумматоре будет зафиксировано число $u_{1,1} = x_k - y_k$. Если окажется $u_{1,1} > 0$, то следующий, третий импульс будет послан по оси X, при $u_{2,1} < 0$ — по оси Y. Подобный процесс будет продолжаться до полной отработки чисел счетчиков CxX и CyY , что будет соответствовать концу отработки кадра с воспроизведением отрезка прямой.

При воспроизведении дуги окружности радиуса R с центром в начале координат оценочная функция определяется равенством

$$u_{ij} = x_i^2 + y_j^2 - R^2.$$

Если текущая точка фактической траектории находится на окружности, то $u_{ij} = 0$, вне окружности $-u_{ij} > 0$, внутри окружности $-u_{ij} < 0$. При

воспроизведении траектории, находящейся в первом квадранте (см. рис. 7-7), положительное значение оценочной функции вызывает команду на выдачу импульса по координате Y, отрицательное или нулевое — по оси X. После одного шага по оси X новое значение оценочной функции

$$u_{(i+1)j} = (x_i + 1)^2 + y_j^2 - R^2 = u_{ij} + 2x_i + 1$$

получается из предыдущего путем добавления к нему единицы и удвоенного значения текущей координаты. После одного шага по убывающей координате Y получается $y_{j+1} = y_j - 1$ и $u_{i(j+1)} = x_i^2 + (y_j - 1)^2 - R^2 = u_{ij} - 2y_j + 1$, т. е. к предыдущему значению оценочной функции нужно прибавить единицу и вычесть удвоенное значение текущей координаты.

Функциональная схема воспроизведения окружности с оценочной функцией (рис. 7-8, с учетом штриховых линий) содержит те же устройства, что и схема для воспроизведения прямой, но связи между устройствами изменяются и дополняются. Изменение связей, вызванное способом интерполяции, номером квадранта, где размещается траектория, направлением движения изображающей точки и режимом обработки, осуществляется автоматически от программы или оператором с пульта управления. От программного устройства Π в регистры PzX и PzY заносятся значения чисел с координатами начальной точки дуги x_n, y_n . В счетчики CxX и CyY вводятся числа, соответствующие приращениям по координатам участка дуги Δx и Δy . В соответствии с установленным правилом приоритета первый импульс будет послан по оси X. Поступая на схему управления электроприводом координаты, он подает команду на удвоение и ввод в сумматор удвоенного числа $2x_i$ из регистра PzX , по цепи обратной связи увеличивает показания сумматора на единицу, прибавляет единицу в регистр PzX и списы-

вает единицу со счетчика C_4X . В результате новое значение оценочной функции в соответствии с рассматриваемым алгоритмом будет равно $u_{1,0} = u_{0,0} + 2x_n + 1$. Согласно рис. 7-7 это число будет положительным. Следовательно, следующий, второй импульс будет послан по оси Y . При его прохождении вычитается удвоенное значение числа регистра P_2Y из содержимого сумматора, уменьшится на единицу содержимое регистра P_2Y , прибавится единица в сумматор и спишется единица со счетчика C_4Y . Оценочная функция при этом примет значение $u_{1,1} = u_{1,0} - 2y_n + 1 = u_{0,0} + 2x_n + 2y_n + 2$. Дальнейшее распределение импульсов по координатам будет зависеть от знака текущего значения оценочной функции u_{ij} . Такой режим работы интерполятора будет продолжаться до полной отработки чисел, внесенных в начале цикла в счетчики C_4X и C_4Y .

В линейно-круговом интерполяторе, работающем по алгоритму оценочной функции, неравномерность в распределении импульсов во времени и по координатам не приводит к повышению погрешности программирования от дискретности программы, так как минимальная пачка импульсов, расположенная в промежутке между импульсами второй координаты, всегда будет состоять только из одного импульса. Поэтому погрешность от дискретности не будет превышать цены импульса.

Текущая программируемая контурная скорость, определяемая как геометрическая сумма координатных скоростей на элементарных участках фактических траектории, ограниченной двумя смежными взаимно перпендикулярными отрезками, не остается постоянной при постоянной частоте следования входных импульсов $f_0 = \text{const}$ и зависит от угла наклона прямой или касательной к дуге в рассматриваемой точке. При движении, не совпадающем с направлением координатных осей, программируемая контурная скорость равна $V = f_0 h \sqrt{1 + a^2} / (1 + a)$, где a — число импульсов, следующих друг за другом по одной координате; h — цена импульса, мм. Максимальное значение скорости будет при движении вдоль одной из координатных осей ($V_{\text{макс}} = f_0 h$), минимальное — на участках траектории, где наклон касательной к координатным осям образует углы, кратные 45° ($V_{\text{мин}} = \frac{\sqrt{2}}{2} f_0 h$).

Таким образом, колебания скорости могут составлять до 30 % от установленной, что не всегда допустимо. Снижение отклонения контурной скорости достигается автоматической коррекцией входной частоты.

7-3. ПРОГРАММНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

7-3-1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

В системах ЧПУ шаговые двигатели (*ШД*) применяются и как двигатели, обеспечивающие перемещение *ИО* по координатам, и как преобразователи импульсной информации в угол поворота задатчика программы для силовых следящих электро- или гидроприводов.

По принципу действия *ШД* представляет собой дискретный синхронный двигатель, ротор которого поворачивается дискретно после каждого импульса на входе системы управления и остается неподвижным, когда импульсы не поступают. В системах ЧПУ наибольшее применение нашли индукторные *ШД*. Ротор индукторного *ШД* (рис. 7-9) имеет зубцовую структуру. Зубцами с таким же шагом снабжены полюсы статора. Шаг и число зубцов на роторе и полюсах статора выбираются так, чтобы между зубцами ротора и зубцами полюса, который в данный момент не возбужден, существовал сдвиг на $1/3$ зубцового шага. Обмотки каждой пары противоположных полюсов включены последовательно и образуют одну фазу. На рис. 7-9 показано положение ротора, соответствующее возбужденному состоянию полюсов 1 и 4, когда ток протекает по первой фазе с обмотками, расположенными на этих полюсах. Если эту фазу отключить и подать ток во вторую фазу с обмотками на полюсах 2 и 5, то ротор повернется на $1/3$ зубцового деления по часовой стрелке. При возбуждении полюсов 3 и 6 ротор повернется

на такой же угол против часовой стрелки. Дискретность угла поворота ротора (шаг) при простой коммутации тока в фазах составит $\theta_{ш} = 2\pi/(3z)$, где z — число зубцов на роторе. Дискретность угла поворота намагничивающей силы будет $\theta_{н.с} = 2\pi/p_n$, где p_n — число пар полюсов статора, а отношение электрического шага к механическому $z_{эл} = 3z/p_n$. Если,

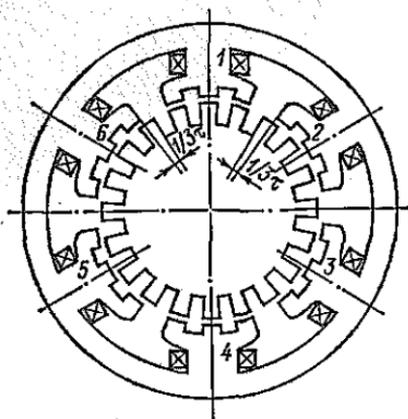


Рис. 7-9

не отключая первой фазы, включить также ток во вторую (возбудить полюсы 2 и 5), то ротор повернется на половину основного шага, т. е. на угол $\theta_{ш} = 2\pi/(6z)$. После этого надо, чтобы ток протекал через вторую фазу, затем через вторую и третью (возбуждены полюсы 2 и 5, а также 3 и 6), затем через третью и т. д.

Уменьшение дискретности угла достигается также в многостаторных конструкциях ШД, в которых секции статоров развернуты друг относительно друга на часть зубцового деления. Чередуя коммутации по фазам и секциям дает возможность уменьшить дискретность в r раз, где r — число самостоятельных секций.

При рассмотрении математического описания шагового электропривода к основному уравнению движения электро-

привода добавляются уравнения равновесия напряжений всех электрических контуров, образуемых обмотками ШД.

Работа шагового электропривода в общем случае характеризуется системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} J \frac{d^2\theta_p}{dt^2} + M_c &= M_d; \\ i_k R_k + \frac{d\Psi_k}{dt} &= u_k, \end{aligned} \right\} \quad (7-5)$$

где J — суммарный момент инерции, приведенный к валу двигателя; M_c — суммарный момент нагрузки; M_d — электромагнитный вращающий момент двигателя; θ_p — угол поворота ротора; u_k, i_k, Ψ_k — мгновенные значения напряжений, токов и потокоцеплений k -го электрического контура; R_k — электрическое сопротивление k -го контура при $k = 1, 2, 3, \dots, m$.

Для ненасыщенной магнитной цепи

$$\Psi_k = \sum_{j=1}^m L_{jk} i_j, \quad (7-6)$$

где L_{jk} — коэффициенты самоиндукции и взаимной индукции обмоток; $j = 1, 2, \dots, k$. Коэффициенты L_{jk} зависят от картины распределения магнитной индукции в воздушном зазоре и являются периодическими функциями угла поворота ротора.

Электромагнитный момент ШД

$$M_x = \frac{dA}{d\theta_p} = z_s \frac{dA}{d\theta},$$

где $A = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m i_k \Psi_k$ — суммарная электромагнитная энергия ШД; $\theta = z_s \theta_p$ — угол поворота ротора в электрических радианах.

С учетом (7-6) окончательно получим

$$M_d = \frac{z_p}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^m i_j i_k \frac{dL_{jk}}{d\theta}. \quad (7-7)$$

Система уравнений (7-5) вместе с (7-6) и (7-7) характеризует поведение шагового электропривода во всех динамических режимах при различных входных воздействиях. Для разных конструкций ШД эти уравнения могут быть упрощены и конкретизированы. Но и тогда они получаются достаточно сложными и практическое использование их оказывается возможным лишь с применением ЦВМ. Для анализа отдельных режимов работы и выбора ШД пользуются экспериментальными зависимостями и уравнениями упрощенных моделей шагового электропривода.

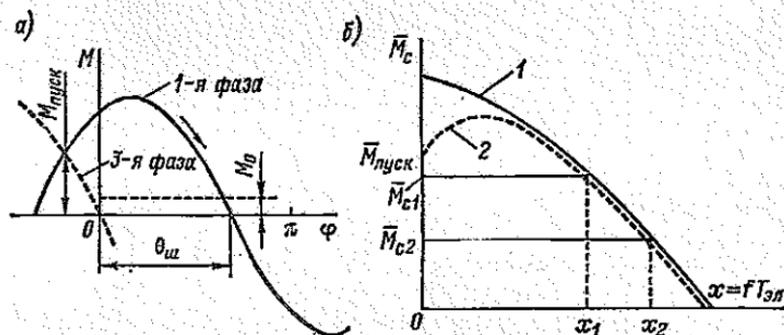


Рис. 7-10

Характеристика статического синхронизирующего момента ШД получается из общего выражения электромагнитного момента (7-7) в предположении, что время достижения токами контуров установившихся значений много меньше, чем время отработки шага, и при движении ротора в пределах шага токи остаются постоянными. Тогда с учетом периодичности изменения коэффициентов $L_{jk}(\theta)$ электромагнитный момент может быть разложен в гармонический ряд

$$M_d = \sum_{v=1}^n M_{mv} \sin(v\theta + \alpha_v), \quad (7-8)$$

где M_{mv} и α_v — амплитуды и начальные фазы гармонических составляющих электромагнитного момента.

При дальнейшем упрощении за электромагнитный момент принимается первая гармоника ряда

$$M_d = M_m \sin \theta. \quad (7-9)$$

Выражение (7-9) по форме полностью совпадает с уравнением угловой характеристики обычного синхронного двигателя. Угол θ в формуле (7-9) определяет угловое рассогласование ротора в электрических градусах (или радианах) между текущим его положением и устойчивым в данном такте коммутации.

Если начало движения ротора в пределах шага отсчитывать от устойчивого положения предыдущего такта, то вместо (7-9) получим $M_d = M_m \sin(\theta_{в.с} - \varphi)$, где $\varphi = \theta_{в.с} - \theta$. Характеристика статического синхронизирующего момента ШД позволяет оценить допустимую статическую нагрузку привода и угловую моментную статическую ошибку. Пусковой момент ШД $M_{пуск}$ определяется ординатой точки пересечения угловых характеристик, построенных для двух смежных тактов коммутации (рис. 7-10, а).

При использовании шагового электропривода в системах ЧПУ важное значение имеет оценка его быстродействия при отработке единичного шага. Без учета

влияния электромагнитных процессов в обмотках ШД и при представлении момента нагрузки суммой составляющих сухого и вязкого трения ($M_c = M_0 + + ad\varphi/dt$) нелинейное дифференциальное уравнение отработки шага приводится к виду

$$T^2 \frac{d^2\varphi}{dt^2} + 2\xi \frac{d\varphi}{dt} = \sin(\theta_{н.с} - \varphi) - \mu_0 \operatorname{sign}\left(\frac{d\varphi}{dt}\right), \quad (7-10)$$

где $T = 1/\omega_0$; $\omega_0 = \sqrt{z_3 M_m / J}$ — угловая частота собственных колебаний электропривода; $\xi = a/(2TM_m)$ — относительный коэффициент затухания; $\mu_0 = M/M_m$.

Решение уравнения (7-10) тем или иным методом позволяет получить переходную характеристику.

При высоких частотах коммутации тока в обмотках могут не достигать установившихся значений и электромагнитный момент ШД будет снижен. Чтобы сохранить работоспособность шагового электропривода в таком режиме, необходимо снижать и момент нагрузки. Допустимый момент нагрузки в зависимости от частоты входных импульсов в режиме квазиравномерного движения шагового электропривода определяется по так называемой механической характеристике. Приближенное аналитическое уравнение механической характеристики можно получить из уравнения энергетического баланса — равенства механической работы и накопленной электромагнитной энергии в пределах отработки одного шага в режиме равномерного квазиустановившегося движения с постоянной средней скоростью

$$M_c \theta_{н.с} = \int_0^{\theta_{н.с}} M_d[\varphi, F(t)] d\varphi. \quad (7-11)$$

Усредняя электромагнитный момент в пределах шага по углу и принимая, что модуль вектора суммарной намагничивающей силы изменяется во времени по экспоненциальному закону с эквивалентной электромагнитной постоянной времени $T_{эл}$, можно уравнение для индукторного ШД привести к виду

$$M_c \theta_{н.с} = \omega M_{уст} \int_0^{t_{ш}} (1 - \gamma e^{-t/T_{эл}})^2 dt, \quad (7-12)$$

где $M_{уст}$ — максимальное (установившееся) значение усредненного по углу электромагнитного момента; $\bar{\omega} = \theta_{н.с}/t_{ш}$ — средняя угловая скорость ШД; $t_{ш} = 1/f$ — время, отведенное для отработки шага при частоте входных импульсов f ;

$\gamma = \frac{F_{уст} - F_0}{F_{уст}} = \frac{1 - \cos \theta_{н.с}}{1 - \exp(-t_{ш}/T_{эл}) \cos \theta_{н.с}}$ — постоянный коэффициент при $f = \text{const}$; F_y и F_0 — установившееся и начальное значения модуля вектора суммарной намагничивающей силы.

Его решение в о. е. имеет вид

$$\bar{M}_c = 1 - \gamma x \left[2(1 - e^{-1/x}) - \frac{\gamma}{2}(1 - e^{-2/x}) \right], \quad (7-13)$$

где $\bar{M}_c = M_c/M_c$ — относительный момент статической нагрузки при $M_0 = M_{уст}$; $x = T_{эл}/t_{ш} = fT_{эл}$ — относительная частота.

Примерный вид механической характеристики ШД, построенной по уравнению (7-13), показан на рис. 7-10, б (кривая 1). При низких частотах, когда возникает прерывистый режим работы ШД, теоретическая характеристика существенно отличается от опытной (кривая 2). Это объясняется тем, что уравнение (7-13) справедливо лишь при $f > f_r$, где f_r — граничная частота прерывистого режима. Максимально допустимая статическая нагрузка определяется пусковым моментом $M_{пуск}$ при $f = 0$.

Максимальный скачок частоты, при котором информация не теряется, называется частотой приемистости шагового электропривода. Обычно максималь-

ная частота режима «равномерного» движения в несколько раз превышает частоту приемистости. Выход шагового электропривода на максимальную скорость должен осуществляться при плавном или ступенчатом нарастании частоты. Это относится также к режимам остановки и снижения скорости. Законы нарастания и спада частоты формируются в программно-задающей части систем ЧПУ устройством разгона-торможения.

7-3-2. УПРАВЛЕНИЕ ШАГОВЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Схема управления шаговым электроприводом (рис. 7-11) содержит коммутатор K и усилитель мощности ($УМ$) в виде релейных усилителей $У1$ — $У3$, которые включают и отключают обмотки двигателя $ШД$.

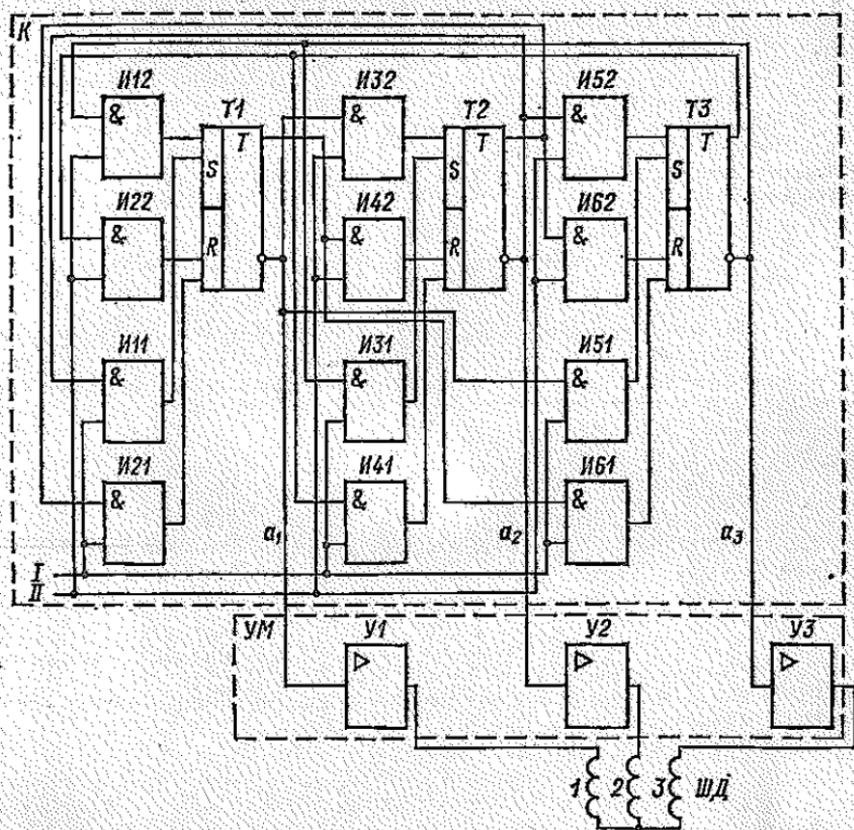


Рис. 7-11

Пусть триггеры $T2$ и $T3$ находятся в единичном состоянии, а триггер $T1$ в нулевом; тогда открыт релейный усилитель $У1$ и ток проходит по обмотке первой фазы. В этом состоянии подготовлены к пропуску импульсов со входа I ячейки $И21$, $И41$ и $И51$, а со входа II — ячейки $И22$, $И32$, $И62$.

Если импульсы поступают по входу I , то первый импульс через ячейку $И41$ поставит триггер $T2$ в «0», подтвердит состояние «0»

триггера $T1$ через ячейку $И21$ и состояние «1» триггера $T3$ через ячейку $И51$. Таким образом, после прохождения первого импульса под током будут находиться фазы 1 и 2. Второй импульс пройдет через ячейки $И11$, $И41$ и $И51$, поставит триггер $T1$ в «1», подтвердит «0» триггера $T2$ и «1» триггера $T3$. После второго импульса прекратится ток в фазе 1, а фаза 2 останется под током. При прохождении шести импульсов по входу 1 соблюдается порядок коммутации токов в фазах: 1—1, 2—2—2, 3—3—3, 1. Если импульсы поступают по входу 11, то они попадают на триггеры через схемы совпадений второй группы $И12$, $И22$, $И32$, $И42$, $И52$, $И62$ и обеспечивают обратный порядок коммутации 1—1, 3—3—3, 2—2—2, 1.

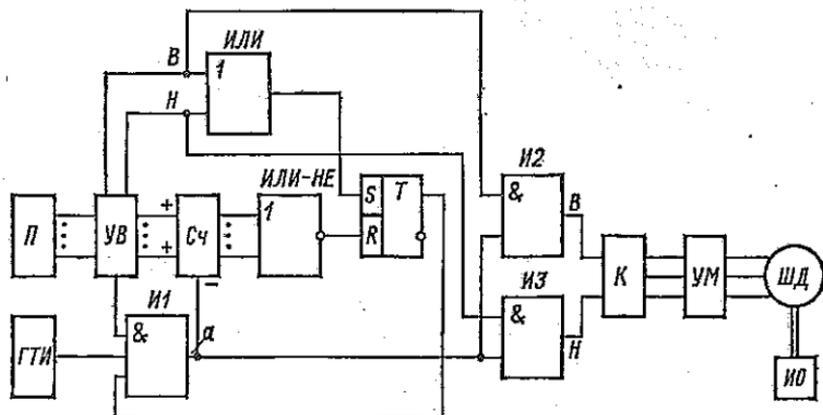


Рис. 7-12

Связь воспроизводящей и программно-задающей частей позиционной системы ЧПУ с ШД иллюстрируется функциональной схемой рис. 7-12. Числовая программа $П$ через устройство ввода ($УВ$) вводится в счетчик $Сч$. По окончании записи цифровой информации и формирования команды пуска в прямом ($В$) или обратном ($Н$) направлении откроется схема совпадения $И1$ и импульсы от генератора $ГТИ$ начнут поступать через ячейку $И2$ и $И3$ на распределитель импульсов ($РИ$) и одновременно на вход вычитания счетчика $Сч$. При отработке числа шагов, заданного программой, счетчик будет установлен в нуль и на выходе схемы $ИЛИ - НЕ$ появится логическая единица. Триггер T установится в нулевое состояние, и дальнейшее поступление импульсов на счетчик и схему управления ШД прекратится. Скорость ШД может устанавливаться и изменяться в цикле позиционирования с помощью блока задания скорости, представляющего собой управляемый делитель частоты (на схеме не показан).

Схема, подобная рассмотренной, может строиться по замкнутому принципу. Тогда движение $ИО$ контролируется импульсным датчиком положения и списывание со счетчика осуществляется импульсами датчика по каналу $б$ (штриховые линии на рис. 7-12).

Канал *a* от схемы *И1* на счетчик в этом случае отключается. Однако построение замкнутых систем ЧПУ с *ШД* нецелесообразно, так как улучшенные качества замкнутых систем легче достигаются при использовании регулируемых двигателей непрерывного действия.

Шаговые двигатели имеют более низкие энергетические показатели, чем регулируемые двигатели непрерывного действия. Поэтому применение их на большие моменты нагрузки не всегда целесообразно. Кроме того, с увеличением габаритов *ШД* снижается допустимая частота, что приводит к увеличению шага при заданной скорости *ИО*. Это снижает качество обработки изделий.

В системах ЧПУ широкое распространение получили электроприводы с маломощными *ШД* в качестве электромеханических преобразователей унитарного кода в угол поворота. В таких системах *ШД* воздействует на задатчик программы силового следящего привода.

В электрических следящих электроприводах задатчиками программы могут быть потенциометры, сельсины, вращающиеся трансформаторы и другое, сочлененные с валом *ШД* непосредственно или через приборный редуктор. Однако электрические силовые следящие электроприводы с *ШД* нашли ограниченное применение.

Для систем ЧПУ металлорежущих станков применяются гидроприводы, в которых *ШД* воздействует на золотниковый распределитель рабочей жидкости с поступательным или вращательным движением регулирующего органа. Приводы с гидроцилиндром применяются в малых станках, у которых максимальное перемещение *ИО* не превышает 1 м. Наиболее распространен привод с гидромотором. Выпускаются гидроприводы на номинальные моменты от 15,7 до 125 Н·м при частоте 2 кГц, снабжаемые гидросилителями с распределительными золотниками и *ШД*.

7.4. ПРОГРАММНЫЕ АСУ ЭП, ЗАМКНУТЫЕ ПО ПОЛОЖЕНИЮ ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО ОРГАНА

7-4-1. ДАТЧИКИ ПОЛОЖЕНИЯ В ПРОГРАММНЫХ АСУ ЭП

В программных АСУ ЭП, замкнутых по положению *ИО*, применяются импульсные, кодовые и фазовые датчики.

Импульсный датчик преобразует значения перемещения *ИО* в унитарный код, т. е. в последовательность импульсов, число которых пропорционально перемещению *ИО*. Импульсные датчики изготавливаются как в виде линеек для непосредственного измерения поступательного движения *ИО*, так и в виде дисков для измерения углового положения вала *ИО*.

В системах ЧПУ наибольшее распространение получили фотоэлектрические датчики обратной связи (*ДОС* на рис. 7-13). При поступательном движении линейки или вращении импульсного диска, на которых чередуются прозрачные и затемненные полосы, меняются световые потоки от источников света *ИС1* и *ИС2*, воспринимаемые чувствительными элементами *ЧЭ1* и *ЧЭ2*. Они преобразуют их в электрические сигналы. Логическая схема формирования импульсов обработки (*СФИО*) формирует из них последовательность импульсов. Чувствительные элементы сдвинуты друг относительно друга на расстояние $(m + 1/4) \tau$,

где τ — шаг датчика, m — целое число. Это позволяет обеспечить чувствительность СФИО к направлению движения ИО, в зависимости от которого импульсы отработки поступают на канал 1 или 2.

На рис. 7-14, а изображены напряжения на выходах усилителей У1 и У2, предназначенных для усиления сигналов ЧЭ1 и ЧЭ2 (рис. 7-13). Триггеры Шмитта Т1 и Т2 формируют на своих выходах последовательности прямоугольных импульсов со скважностью, равной двум. В результате принятого расположения ЧЭ эти последовательности импульсов сдвинуты друг относительно друга на 1/4 периода их следования. На выходах дифференцирующих цепей ДЦ1 и ДЦ2 формируются короткие импульсы в момент изменения логического сигнала на выходах триггера Т2 с нуля на единицу. Последовательности импульсов на выходах ДЦ1 и ДЦ2 для обоих направлений движения ИО показаны на рис. 7-14, а и б. Поскольку импульсы на выходе схемы совпадения И1 могут появиться только тогда, когда на ее входах существуют единичные сигналы с ДЦ1 и Т1, а на выходе схемы И2 — когда на ее входах существуют единичные сигналы с ДЦ2 и Т1, то импульсы на выходе схемы И1 появляются только при условном направлении движения

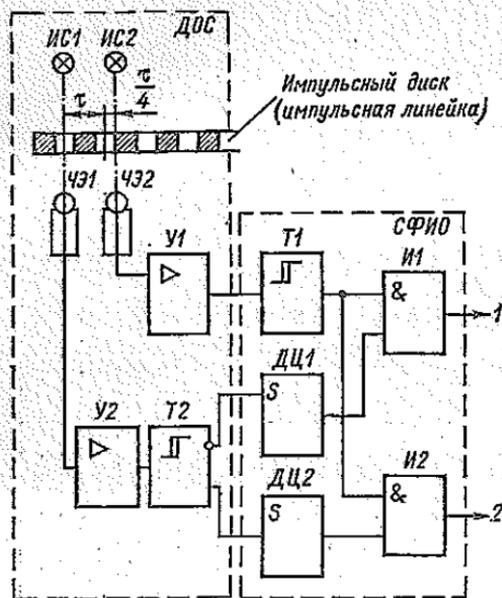


Рис. 7-13

«Вперед», а на выходе схемы И2 — только при условном направлении «Назад».

Кодовые датчики, как и импульсные, строятся в виде кодовых линеек или дисков. В кодовых датчиках каждому положению ИО соответствует определенная кодовая комбинация, являющаяся числовым эквивалентом данного положения. Наибольшее распространение в системах ЧПУ находят кодовые датчики с маской двоичного кода (рис. 7-15, а), так как и все другие блоки системы ЧПУ работают в двоичном коде. Воспроизведение информации в таком датчике осуществляется одновременно по всем разрядам с помощью чувствительных элементов b_0 — b_4 . Однако если воспроизведение информации осуществляется на границе смежных кодовых комбинаций, то возможна значительная ошибка воспроизведения. Например, при смещении вправо ЧЭ b_3 вместо числа 7 может оказаться воспроизведенным число 15.

Чтобы исключить большие ошибки воспроизведения, прибегают либо к дискретизации воспроизведения, либо к V-образному способу воспроизведения. При дискретизации воспроизведения предусматривается дополнительная шкала с ценой младшего разряда, на шкале нанесены узкие полосы, каждая из которых расположена строго посередине шага младшего разряда. Достоверная информация воспроизводится в моменты прохождения узких полос с дополнительной шкалы над ЧЭ. Дискретизация значительно уменьшает вероятность появления ошибки воспроизведения, но полностью не устраняет ее.

Более радикальным способом исключения ошибки воспроизведения является V-образный способ воспроизведения, при котором в младшем разряде устанавливается один ЧЭ, а во всех других разрядах — по два со сдвигом на полшага вправо и влево по отношению к ЧЭ предыдущего разряда (рис. 7-15, б). Кодовые комбинации формируются с помощью логической схемы выбора ЧЭ, которая работает по следующему принципу: если в предыдущем младшем разряде был воспроиз-

веден сигнал логической единицы, то в последующем старшем разряде будет использована информация ЧЭ, обозначенного на рис. 7-15, б буквой b без штриха; если был воспроизведен сигнал логического нуля, то используется информация ЧЭ, обозначенного буквой b со штрихом. Пусть зачерненный участок кодовой маски воспроизводится сигналом логической единицы, а незачерненный — сигналом логического нуля. Тогда при воспроизведении, например, числа 7 будут использованы сигналы ЧЭ b_0, b_1, b_2, b_3, b'_1 . Благодаря такому способу ошибка воспроизведения не превышает единицы младшего разряда. Для реализации этого способа требуется число ЧЭ, почти в два раза большее числа воспроизводимых разрядов.

Циклический код строится таким образом, что при изменении любого числа на единицу младшего разряда происходит изменение кодовой комбинации только в одном разряде (рис. 7-15, в). Поэтому в датчиках с циклическим кодом ошибка воспроизведения также не будет превышать цены младшего разряда, независимо от того, в каком разряде произошло относительное смещение ЧЭ. Недостатком применения датчиков с циклическим кодом является необходимость преобразования информации датчика в двоичный код, используемый в системе ЧПУ.

В системах ЧПУ применяются также различные фазовые датчики: вращающиеся трансформаторы, сельсины, индуктосины и др. [22, 44]. Они используются в фазовращательном или амплитудном (трансформаторном) режимах работы. В отличие от обычных следящих систем, в которых фазовые датчики

типа сельсинов и вращающихся трансформаторов применяются в паре (сельсин-датчик и сельсин-приемник), в системах ЧПУ устанавливается на одну координату только один датчик, ротор которого жестко соединен с ИО.

Основные свойства и особенности двух режимов работы фазовых датчиков можно рассмотреть на примере вращающегося трансформатора (ВТ). На статоре и роторе ВТ располагаются по две обмотки, сдвинутые относительно друг друга в пространстве на 90° . Обычно обмотки статора используются в качестве первичных; в качестве измерительной используется одна из обмоток ротора, а вторая обмотка ротора замыкается при этом на сопротивление, равное сопротивлению нагрузки измерительной обмотки.

При использовании ВТ в фазовращательном режиме первичные обмотки питаются от источников, синусоидальные напряжения которых сдвинуты относительно друг друга по фазе на 90° . В результате возникает круговое вращающееся магнитное поле. В измерительной обмотке индуцируется ЭДС, фаза которой определяется положением ротора ВТ (положением механической оси), а следовательно, и ИО в пространстве. Сравнивая фазу этой ЭДС φ_0 с фазой $\varphi_{лр}$ напряжения, задаваемого программой, можно по разности $\varphi_{лр} - \varphi_0$ определить значение углового рассогласования между заданным программой и истинными положениями ИО.

В амплитудном режиме (рис. 7-16, а) напряжения на первичных обмотках и токи в них совпадают по фазе, а амплитуды их различны и задаются програм-

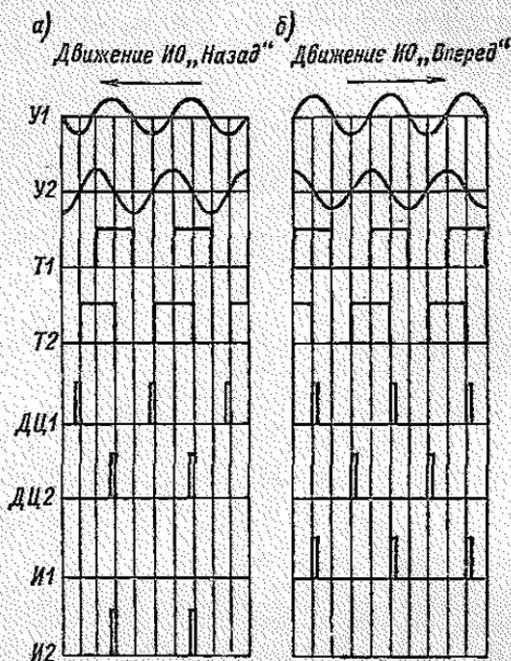


Рис. 7-14

мой. Если требуемое положение *ИО* определяется углом φ_{np} , то токи в первой и второй обмотках статора должны определяться выражениями

$$i_1 = I_m \sin \varphi_{np} \sin \omega t = I_1 \sin \omega t;$$

$$i_2 = I_m \cos \varphi_{np} \sin \omega t = I_2 \sin \omega t.$$

Таким образом, создается пульсирующая намагничивающая сила, направленная в пространстве которой определяется углом φ_{np} . Этот угол моделирует программное положение *ИО*, или, как принято называть, положение электрической оси. Синусо-косинусные зависимости амплитуд от заданного перемещения осуществляются с помощью различных нелинейных функциональных преобразователей.

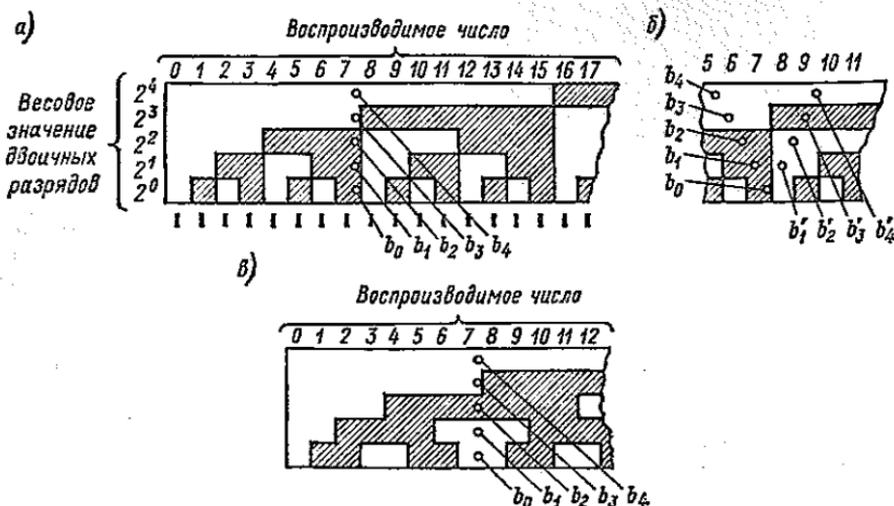


Рис. 7-15

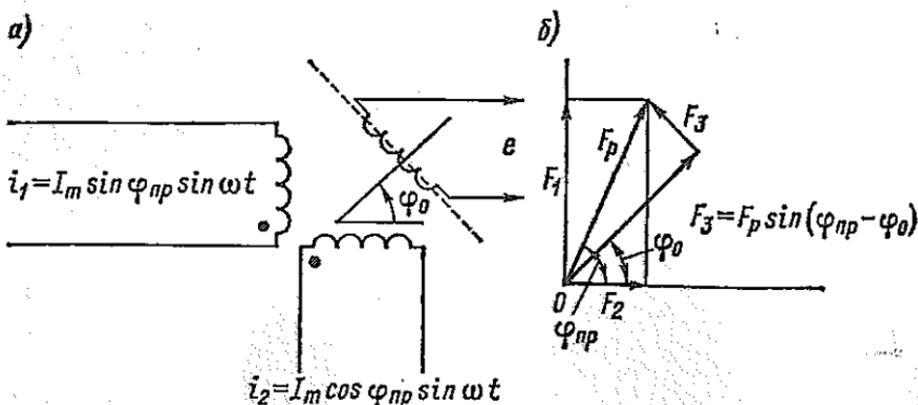


Рис. 7-16

Вычисление трансформаторной ЭДС иллюстрируется рис. 7-16, б. Результирующая намагничивающая сила F_p , равная геометрической сумме намагничивающих сил первичных обмоток F_1 и F_2 , создает поток, пронизывающий вторичную обмотку под углом $\pi/2 - (\varphi_{np} - \varphi_0)$, где φ_0 — положение оси, перпендикулярное оси вторичной обмотки; при этом эффективная составляющая вектора результирующей намагничивающей силы $F_{эф}$, создающая вторичную трансформаци-

торную ЭДС, равна

$$F_{\Sigma\Phi} = F_p \sin(\varphi_{\text{пр}} - \varphi_0),$$

а пропорциональная ей амплитуда ЭДС

$$E = E_m \sin(\varphi_{\text{пр}} - \varphi_0),$$

где E_m — амплитуда ЭДС в положении ротора, при котором направление результирующего магнитного потока совпадает с осью вторичной обмотки ($\varphi_{\text{пр}} - \varphi_0 = \pi/2$).

7-4-2. ПРОГРАММНАЯ АСУ ЭП С ИМПУЛЬСНЫМ ДАТЧИКОМ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ «КОД — НАПРЯЖЕНИЕ»

Программная АСУ ЭП одной координаты с импульсным датчиком положения (см. рис. 7-13) для случая контурной обработки изделия содержит внутренний аналоговый контур регулирования скорости с регулятором PC и внешний цифровой контур регулирования положения (рис. 7-17). Сигнал ошибки по положению после преобразования его преобразователем «код — напряжение» ($ПКН$) в аналоговое напряжение $u_{\text{п.к.н}}$ воздействует на вход регулятора положения (PII).

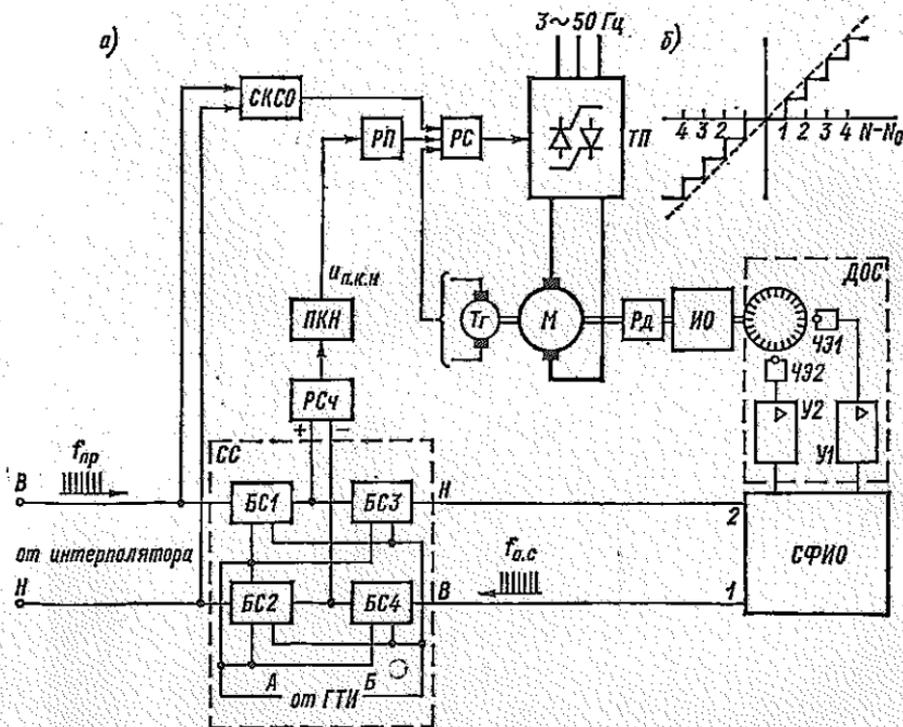


Рис. 7-17

Ошибка фиксируется реверсивным счетчиком ($РСч$) как разность числа программных импульсов, поступающих от интерполятора, и импульсов отработки с $ДОС$ и $СФНО$. Интервалы между импуль-

сами определяются характером задания и обработки его электроприводом. Поэтому вполне реален случай, когда импульсы задания и обработки совпадают по времени. Для того чтобы исключить возможность неправильной работы РСЧ в результате одновременного поступления импульсов на оба его входа, предусмотрена схема синхронизации (СС). Она обеспечивает наличие обязательного временного интервала между импульсами, поступающими на входы сложения (+) и вычитания (-) счетчика. Этот интервал

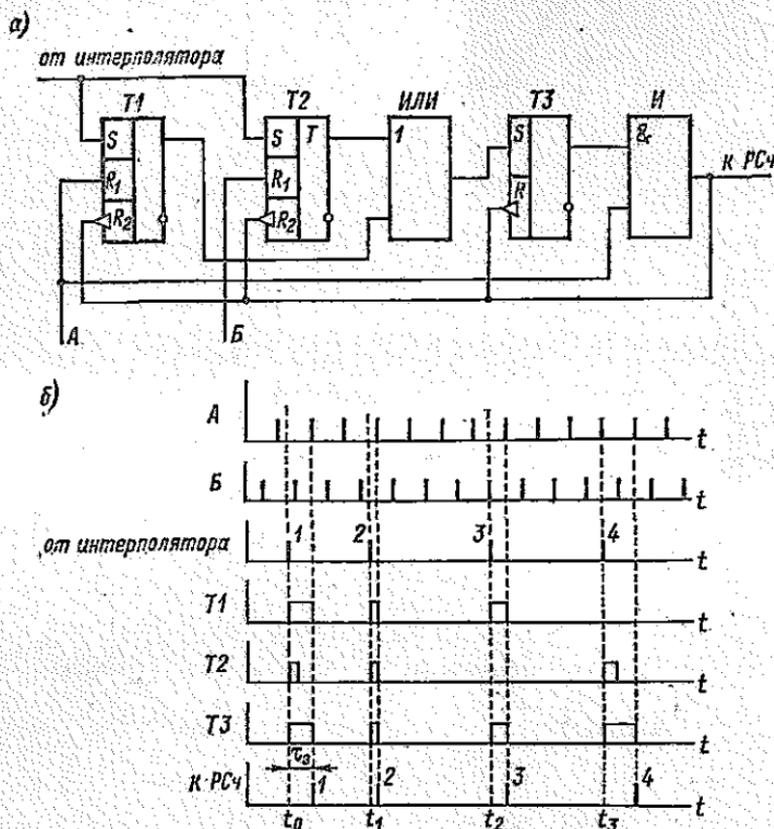


Рис. 7-18

составляет не менее половины периода тактовых импульсов, поступающих на СС от генератора тактовых импульсов (ГТИ). Тактовые импульсы поступают на входы блоков синхронизации (БС1 — БС4) в виде двух последовательностей А и В частоты $f_{г.и}$, сдвинутых относительно друг друга на половину периода. Программные импульсы синхронизируются импульсами последовательности А при движении «Вперед» блоком БС1, а «Назад» — блоком БС2. Импульсы обработки синхронизируются в БС3 или БС4 импульсами последовательности В.

Схема $BC1$ ($BC2$) приведена на рис. 7-18, а, а его работа поясняется временными диаграммами рис. 7-18, б. Поступивший на входу в произвольный момент времени программный импульс будет задержан и появится на выходе одновременно с поступлением ближайшего за ним импульса последовательности A .

Логическая часть схемы построена на триггерах с раздельными входами (RS -триггеры). При отсутствии входных импульсов нулевые состояния триггеров $T1$ и $T2$ подтверждаются тактовыми импульсами соответственно A и B . Входной импульс, если он не совпадает по времени с тактовыми (в моменты времени t_0 и t_1), ставит триггеры $T1$ и $T2$, а через ячейку *ИЛИ* также и выходной триггер $T3$ в единичные состояния. Триггер $T3$ открывает ячейку *И* по ее потенциальному входу, и очередной тактовый импульс из последовательности A проходит на выход, устанавливая также $T3$ по цепи обратной связи в исходное нулевое состояние, при котором схема I оказывается закрытой, а значит все последующие тактовые импульсы A не попадут на выход. Если входной импульс совпадает с тактовым импульсом последовательности B (момент времени t_2), то триггер $T2$ может не изменить своего состояния. В этом случае триггер $T3$ управляется только сигналом от триггера $T1$. И наоборот, при совпадении входного импульса с тактовым последовательности A (момент времени t_3) триггер T_3 изменит состояние только от триггера $T2$. Аналогичным образом работает $BC4$ ($BC3$), но импульс отработки появляется на его выходе в момент поступления ближайшего за ним импульса последовательности B .

Поскольку, как уже говорилось, импульсы последовательностей A и B сдвинуты друг относительно друга, одновременное поступление программных импульсов и импульсов отработки на $PC4$ исключается. Время запаздывания импульса на выходе по отношению к входному изменяется в пределах $\tau_z = \Delta t \pm (\Delta t + 1/f_{т.н})$, где Δt — собственное время запаздывания, обусловленное суммарным временем срабатывания элементов схемы. Время запаздывания уменьшается с повышением частоты тактовых импульсов $f_{т.н}$, которая выбирается на порядок выше максимального значения частоты программных импульсов $f_{пр}$ и импульсов отработки $f_{о.с}$. Поэтому оно мало влияет на динамические характеристики электропривода, лишь незначительно увеличивая сумму малых постоянных времени. При реверсе возможен режим, когда от интерполятора импульсы идут уже по каналу H (B), а $ИО$ движется еще в направлении «Вперед» («Назад»). Тогда одновременно на один вход $PCи$ работают $BC1$ и $BC3$ ($BC2$ и $BC4$).

Преобразователь «код — напряжение» ($ПКН$) преобразует ошибку, вычисляемую $PCи$, в дискретном виде в управляющее напряжение постоянного тока $u_{п.к.п}$. На рис. 7-19 приведена схема $ПКН$, которая состоит из реализованной в виде микросхемы резистивной матрицы типа $R-2R$ с ключами $K_1 — K_n$. Ключами управляют соответствующие разряды $PCи$ $2^0 — 2^{n-1}$. Операционные усилители $ОУ1$ и $ОУ2$ работают в режиме суммирования токов. Схема обеспе-

чивает симметричную характеристику ПКН (рис. 7-17, б) относительно исходного состояния РСч $N_0 = 100 \dots 000$, при котором его старший разряд 2^{n-1} установлен в единичное состояние, а все младшие разряды $2^0 - 2^{n-2}$ находятся в нулевом состоянии. Положение ключей $K_1 - K_n$ на рис. 7-19 соответствует исходному состоянию РСч (ключи условно для удобства понимания принципа работы изображены в виде контактных элементов).

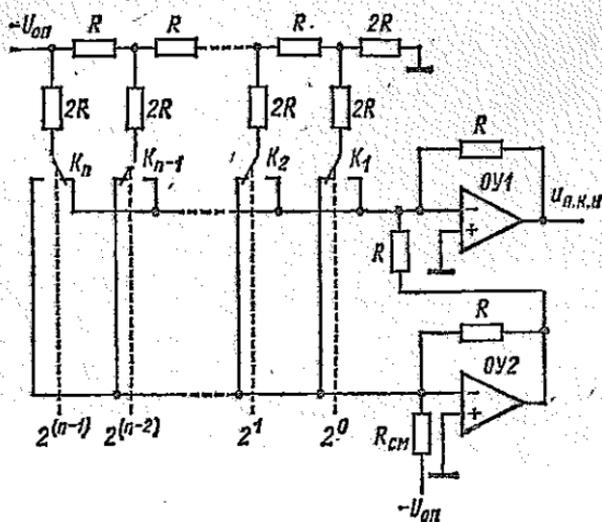


Рис. 7-19

Чтобы обеспечить значение $u_{п.к.п.} = 0$ при исходном состоянии РСч, на вход ОУ2 подан дополнительный компенсирующий сигнал. Этот сигнал не зависит от состояния РСч и подается от источника опорного напряжения $-U_{оп}$ через резистор смещения $R_{сш} = 2^n R$.

Изменение выходного напряжения ПКН, соответствующее изменению на единицу числа в РСч, в схеме рис. 7-19 равно $U_{оп}/2^{n+1}$. Для произвольного числа РСч выходное напряжение ПКН определяется по соотношению

$$u_{п.к.п.} = \frac{U_{оп}}{2^n} N_{сч}(1) - \frac{U_{оп}}{2^n} N_{сч}(0) - \frac{U_{оп}}{2^n},$$

где $N_{сч}(1)$ и $N_{сч}(0)$ — соответственно числа, определяемые значениями тех разрядов РСч, которые находятся только в единичном или только нулевом состоянии.

В табл. 7-2 приведены значения $u_{п.к.п.}$ для некоторых значений числа $N_{сч}$, записанного в шестизначном реверсивном счетчике.

Схема компенсации скоростной ошибки (СКСО) формирует аналоговый сигнал, пропорциональный частоте входных импульсов, и представляет собой дискретно-аналоговый преобразователь типа «частота — напряжение». Задаваемая скорость по координате про-

порциональна частоте входных импульсов. Поэтому для электропривода *СКСО* выполняет роль формирователя сигнала, пропорционального входной скорости, т. е. производной от основной входной величины — перемещения. Система электропривода при этом становится комбинированной, содержащей, кроме основного замкнутого контура по пути, еще канал управления по входной скорости (см. п. 6-3-2).

Таблица 7-2. Значение напряжения на выходе ПЧН для некоторых значений числа $N_{сч}$, записанного в шестизрядном РСч

$N_{сч}$	$u_{п. п}$
111111	$+U_{оп}(1-2^{-5})$
100001	$+U_{оп} \cdot 2^{-5}$
100000	0
011111	$-U_{оп} \cdot 2^{-5}$
000000	$-U_{оп}$

7-4-3. ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВАЯ ПРОГРАММНАЯ АСУ ЭП

Функциональная схема АСУ ЭП с фазовым датчиком (ДОС), работающим в фазовращательном режиме (рис. 7-20, а), включает в себя импульсно-фазовый преобразователь (ИФП) и измеритель рассогласования (ИР). Компенсация скоростной ошибки осуществляется блоком *СКСО*. При движении *ИО* с постоянной скоростью на входе *ИР* действуют две последовательности импульсов одинаковой частоты от *ИФП* и *ДОС*. Измеритель *ИР* преобразует разность фаз этих последовательностей в аналоговое напряжение $u_{п.р}$, являющееся управляющим сигналом для *РП*, входящего в аналоговую часть АСУ ЭП.

Импульсы от интерполятора по одному из двух входов поступают на блоки синхронизации *БС1* или *БС2*, где синхронизируются с тактовыми импульсами последовательности *Б* частоты $f_{т.ц}$. Когда от интерполятора нет задания на перемещение, на выходах делителя опорной частоты (*ДОЧ*) и делителя частоты координаты (*ДЧК*) существуют последовательности импульсов одинаковой частоты $f_{т.ц}/N$, где N — коэффициент деления.

Пусть задается движение *ИО* в направлении «Вперед» с постоянной скоростью, которой соответствует постоянная частота программных импульсов $f_{пр}$ от интерполятора. Тогда синхронизированные с тактовой последовательностью *Б* программные импульсы «вписываются» в тактовую последовательность *А* на входе *ДЧК*

(рис. 7-20, б). Делитель ДЧК пропускает на выход каждый N -й из поступающих на его вход импульсов. В результате период следования выходных импульсов при большом числе N оказывается практически постоянным, а частота этой последовательности равна $(f_{т.н} + f_{пр})/N$. На рис. 7-20, б коэффициент $N = 5$ (выбран для пояснения принципа действия). Обычно принимается $N = 100 \div 200$.

При движении ИО в направлении «Назад» частота последовательности импульсов на выходе ДЧК получается равной $(f_{т.н} - f_{пр})/N$ вследствие того, что каждый программный импульс, поступающий от интерполятора по каналу Н, «вычеркивает» один импульс последовательности А.

«Вписывание» и «вычеркивание» импульсов осуществляется в ИФП с помощью счетного триггера Т и схем И1, И2, ИЛИ1, ИЛИ2. При «вписывании» импульсов триггер Т находится в нулевом состоянии и единичным сигналом со своего инверсного выхода разрешает прохождение импульсов последовательности А через И1 и ИЛИ1 на вход ДЧК. Туда же через ИЛИ1 поступают программные импульсы с БС1. Импульсы, приходящие на вход ДЧК, показаны на рис. 7-20, б. При «вычеркивании» программный импульс через схему ИЛИ2 поступает на Т и устанавливает его в единичное состояние, при котором запрещается прохождение импульсов последовательности А через И1 и разрешается прохождение импульсов последовательности Б через схему И2. Таким образом очередной импульс последовательности А оказывается «вычеркнутым». Следующий за ним импульс последовательности Б вернет схему в исходное состояние. Импульсы с выхода ДЧК поступают на формирователь напряжений (ФН). В нем формируются два сдвинутых друг относительно друга на 90° синусоидальных напряжения с постоянной амплитудой и частотой $f_{т.н}/N$, используемых для питания первичных обмоток ВТ. При вращении ротора ВТ с постоянной скоростью ω_p частота синусоидального напряжения на вторичной обмотке ВТ при движении ИО «Вперед» равна $f_{о.с} = f_{т.н}/N + \omega_p/(2\pi)$, причем $\omega_p/(2\pi) = f_{пр}$. При движении «Назад» $f_{о.с} = f_{т.н}/N - \omega_p/(2\pi)$.

Это синусоидальное напряжение формирователем импульсов (ФИ) преобразовывается в последовательность узких импульсов. Таким образом, на входы ИР поступают две последовательности импульсов одинаковой частоты. При пропорциональном РП сигнал $u_{н.р}$ на его входе пропорционален разности фаз этих двух последовательностей φ .

Если ИР выполнен в виде широтно-импульсного фазового дискриминатора (рис. 7-20, а), то эти последовательности поступают на два входа триггера-дискриминатора (ТД). Напряжение $u_{т.д}$ действует между прямым выходом Q и инверсным \bar{Q} — этого триггера. Диаграммы напряжений приведены на рис. 7-21, а. Нулевому напряжению на выходе ИР соответствует значение $\varphi = 180^\circ$. Как в установившихся, так и в переходных режимах угловое расхождение φ должно лежать в пределах $0 < \varphi < \pi/2$. Характе-

ристика IP приведена на рис. 7-21, б, ее рабочая часть выделена жирной линией. При необходимости на выход $TД$ может быть включен фильтр Φ для формирования среднего значения напряжения $u_{н.р}$.

Чтобы импульсно-фазовая система могла обрабатывать единичный импульс на входе, цена импульса по фазе $\Delta\varphi$ должна быть не меньше разрешающей способности фазовой системы $\Delta\varphi_{раз}$.

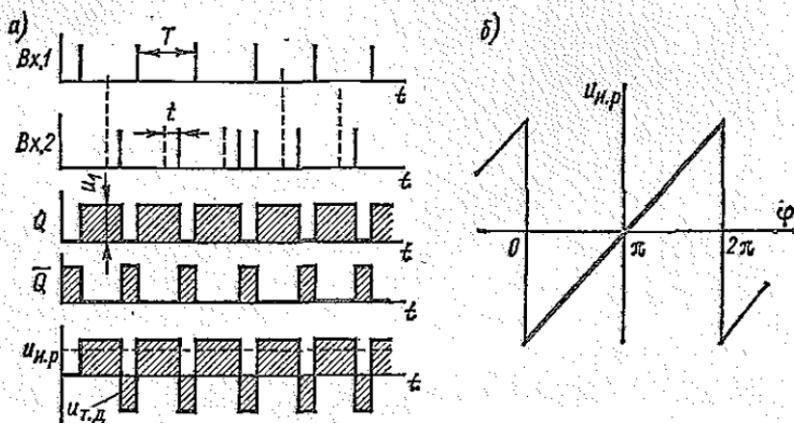


Рис. 7-21

Представляя угловую скорость ротора через цену импульса по фазе и частоту импульсов программы $\omega_p = \Delta\varphi f_{пр}$ можно получить

$$N = 2\pi/\Delta\varphi.$$

Разрешающая способность фазовых систем обычно лежит в пределе $\Delta\varphi_{раз} = (1 \div 5)^\circ$, а коэффициент деления делителя частоты при этом 70—400. Для $N = 100 \div 200$ цена импульса по фазе составляет $(3,6 \div 1,8)^\circ$.

Отличие схемы импульсно-фазовой системы с индуктосином от рассмотренной будет состоять в более высоком уровне частот, низком уровне выходного сигнала и в значениях параметров схем согласования и формирования.

7-4-4. ПРОГРАММНАЯ АСУ ЭП С ФАЗОВЫМ ДАТЧИКОМ, РАБОТАЮЩИМ В АМПЛИТУДНОМ РЕЖИМЕ

Системы с фазовыми датчиками, работающими в фазовращательном режиме, достаточно просты и хорошо защищены от помех. Но в системах с фазовыми датчиками, работающими в амплитудном режиме, можно получить более высокую разрешающую способность. Однако эти системы сложнее первых из-за необходимости применения нелинейных преобразователей. Следует учитывать также, что при малых рассогласованиях амплитуда выходного сигнала умень-

шается и он может оказаться соизмеримым с уровнем помех. Этот недостаток преодолевается тем, что ниже определенного порога рассогласования амплитуда формируется постоянной или по определенному алгоритму, а демодулирующее устройство выявляет только знак рассогласования. Таким образом, в зоне малых сигналов нарушается принцип пропорционального управления по ошибке, что, однако, не ухудшает, а, наоборот, улучшает свойства АСУ ЭП, позволяя уменьшить статическую ошибку.

Амплитудный метод преобразования информации нашел применение, в первую очередь, в позиционных системах, от которых часто требуется более высокая статическая точность, чем от контурных, но в настоящее время амплитудные системы стали широко применяться и при контурном управлении.

В позиционных системах программное перемещение ИО по координате $x_{пр}$ и пропорциональный ему угол электрической оси $\varphi_{пр}$ остаются постоянными на один цикл позиционирования, а обработка продолжается до совмещения механической оси с электрической, т. е. до нулевого рассогласования $\varphi_{пр} - \varphi_r = 0$ (с точностью, определяемой статической ошибкой следящей системы).

В контурных системах задание непрерывно или с определенным периодом квантования изменяется, поэтому происходит непрерывное слежение механической оси за электрической. Если информация поступает в унитарном коде, то для формирования задания $x_{пр}$ применяются регистр-накопитель и сумматор, данные в который с регистра-накопителя передаются один раз за период квантования.

С целью повышения точности применяются так называемые *системы с динамическим уравниванием*, т. е. замкнутые системы измерения рассогласования между положениями механической и электрической осей, в которых электрическая ось следит за механической как в состоянии покоя, так и при любом программируемом ее изменении. Такая схема (рис. 7-22, а) имеет два замкнутых контура: контур регулирования положения и контур для измерения рассогласования. В замкнутый контур регулирования положения входят: схема синхронизации $СС$, на которую поступают импульсы от интерполятора с частотой $f_{пр}$ и импульсы обратной связи частотой $f_{о.с.}$; реверсивный счетчик $РСч$; цифроаналоговый преобразователь «код — напряжение» ($ПКН$), выходное напряжение которого подается на вход аналоговой части АСУ ЭП; ДЭС с демодулятором ($ДМ$), а также преобразователь «напряжение — частота» ($ПНЧ$) и коммутатор ($К$). ЭДС вторичной обмотки ДЭС преобразуется $ДМ$ в сигнал постоянного напряжения, а затем с помощью $ПНЧ$ — в последовательность импульсов с частотой $f_{о.с.}$, пропорциональной входному напряжению $ПНЧ$. Переключение каналов импульсов обработки на вход сложения или вычитания счетчика $РСч$ выполняется коммутатором $К$ в зависимости от знака рассогласования (или фазы вторичной ЭДС датчика, изменяющейся в зависимости от знака рассогласования на 180°).

выходе a будут сдвинуты по фазе относительно опорных, снимаемых с делителя ДОЧ, в сторону опережения (влево) на величину $\pi f_{o.c} t/N$, а импульсы последовательности, сформированные в результате вычитания частот на ДЧ2, сдвигаются в сторону отставания (вправо) на такую же величину. Сдвиг импульсов последовательностей a_1 и b_1 по отношению к опорным будет равен соответственно $-\pi/2 + \pi f_{o.c} t/N$ и $\pi/2 - \pi f_{o.c} t/N$. Выходные импульсы с ДОЧ поступают на демодулятор ДМ, а с ДЧ1 (последовательности a и a_1) и ДЧ2 (последовательности b и b_1) — на схему формирования выходных питающих напряжений (СФВ). Выходное напряжение u_c с СФВ образуется как разность напряжений основных последовательностей a и b , т. е.

$$u_c(t) = u_a(t) - u_b(t).$$

Длительность разнополярных прямоугольных импульсов составит $2\pi f_{o.c} t/N$, а половина паузы $\alpha = \pi/2 - \pi f_{o.c} t/N$. Выходное напряжение по каналу d формируется как разность напряжений последовательностей b_1 и a_1

$$u_d(t) = u_{b_1}(t) - u_{a_1}(t),$$

и длительность этих прямоугольных импульсов будет $\pi - 2\pi f_{o.c} t/N$, а полупауза $\alpha_1 = \pi f_{o.c} t/N = \pi/2 - \alpha$.

Разложение в ряд Фурье нечетной разрывной функции $u_c(t)$ имеет вид

$$u_c(t) = \frac{4U_0}{\pi} \left(\cos \alpha \sin \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\alpha \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\alpha \sin 5\omega t \dots \right).$$

Напряжение $u_d(t)$ получится при замене α на $\pi/2 - \alpha$:

$$u_d(t) = \frac{4U_0}{\pi} \left(\sin \alpha \sin \omega t - \frac{1}{3} \sin 3\alpha \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\alpha \sin 5\omega t \dots \right),$$

где $\omega = 2\pi f_o/N$.

Основные гармоники $u_1(t) = U_m \cos \alpha \sin \omega t$ и $u_2(t) = U_m \sin \alpha \sin \omega t$ имеют амплитуды, пропорциональные косинусу и синусу угла α : $U_1 = U_m \cos \alpha$ и $U_2 = U_m \sin \alpha$, где $U_m = 4U_0/\pi$.

Высшие гармоники являются нечетными и быстро убывают. Если еще включить соответствующие фильтры, то влияние высших гармоник уменьшится и ими можно пренебречь.

Таким образом, в результате непрерывного изменения длительности прямоугольных импульсов за счет поступления импульсов обратной связи будут автоматически также непрерывно изменяться амплитуды питающих напряжений фазового датчика и положение в пространстве его электрической оси. Положение электрической оси определяется информацией канала обратной связи, что позволяет функционировать системе при малых рассогласованиях, при которых слежение электрической оси за механической не прекращается. Из-за нелинейности характеристики преобразователя «на-

пряжение — частота» в зоне малых рассогласований будут генерироваться импульсы обратной связи неизменной частоты $f_{\text{завн}}$. В зависимости от знака рассогласования они будут направляться на вход сложения или вычитания реверсивного счетчика. В состоянии покоя знак рассогласования будет изменяться после каждого импульса, а измерительная система будет находиться в автоколебательном режиме, при котором, однако, амплитуда управляющего сигнала не должна превышать порога чувствительности АСУ ЭП. Но такая настройка не может быть стабильной, поэтому в этом режиме целесообразно «отсекать» импульсы обратной связи и не подавать их на реверсивный счетчик.

7-4-5. ПОЗИЦИОННАЯ СИСТЕМА ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ

В позиционных системах ЧПУ ВЛУ проще, чем в контурных, так как нет необходимости преобразовывать программную информацию в унитарный код и не требуется интерpolator.

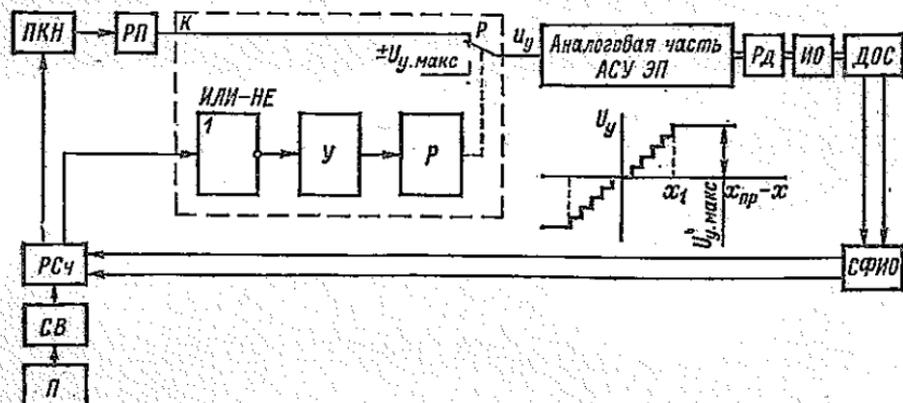


Рис. 7-23

В позиционной системе с регулируемым электроприводом и импульсным ДОС (схема на одну координату приведена на рис. 7-23) числовая программа (П) на один цикл позиционирования задается от наборного поля или воспроизводится с перфоленты (перфокарты). Код программы схемой ввода (СВ) преобразуется в код управления и в параллельном коде заносится в реверсивный счетчик (РСч). Схемы импульсного ДОС и СФИО, как и на схеме рис. 7-13, обеспечивают переключение каналов следования импульсов на вход сложения или вычитания РСч в зависимости от направления движения ИО.

Младшие разряды РСч входят в состав цифроаналогового преобразователя «код — напряжение» (ПКН), а состояние старших разрядов контролируется схемой ИЛИ — НЕ, которая вместе с усилителем (У) и реле (Р) образует коммутатор (К).

При задании больших перемещений, когда хотя бы один из старших разрядов РСч находится в состоянии «1», сигнал на выходе схемы ИЛИ — НЕ будет «0» и реле Р будет отпущено. На схему управления скоростью электропривода подается управляющее напряжение $\pm U_{у.макс}$ и электропривод работает в режиме стабилизации максимальной скорости. По мере отработки заданного перемещения показания РСч будут уменьшаться и, когда все старшие разряды окажутся в состоянии «0», на выходе схемы ИЛИ — НЕ будет сигнал «1», который вызовет срабатывание реле Р. Контур положения замыкается через ПКН и регулятор положения (РП). Таким образом, ПКН вместе с коммутатором К формирует зависимость управляющего напряжения от ошибки в виде ступенчатой характеристики с насыщением.

Если рассогласование $x_{пр} - x$ меньше значения x_1 (см. график на рис. 7-23), то система работает как замкнутая по положению. Для обеспечения отработки без перерегулирования характеристика $U_y = f(x_{пр} - x)$ может быть выполнена нелинейной, близкой к характеристике рис. 6-5, б.

Часто при торможении электропривода предусматривается режим дотягивания на минимальной скорости с размыканием контура регулирования положения и подачи на схему управления скоростью управляющего напряжения $\pm U_{у.мин}$. Характеристика $U_y = f(x_{пр} - x)$ при таком управлении может быть нереверсивной, что позволяет упростить схемы СВ, СФНО и ПКН.

Позиционная СПУ может быть выполнена с кодовым ДОС. Тогда на вход РСч включается сумматор, вычисляющий алгебраическую разность числа, записанного в регистр абсолютного отсчета и представляющего собой программу в абсолютном отсчете, и числа, характеризующего состояние кодового ДОС. После ввода программы на очередной цикл сумматор выдает на РСч рассогласование, соответствующее заданию перемещения в цикле.

Кодовые ДОС в настоящее время применяются и для контурных СПУ, управляемых непосредственно от ЭВМ и функционирующих в режиме разделения времени. Сравнение программной информации в кодовом виде и информации, снимаемой с ДОС, происходит в дискретные моменты времени, один раз за период квантования. Для обеспечения непрерывности управления предусматривается запоминание (на время прерывания) аналогового управляющего сигнала.

В установках, не требующих от позиционной системы ЧПУ высокого быстродействия, часто применяется снижение скорости в несколько ступеней.

В фазовых позиционных системах ЧПУ числовая информация преобразуется в фазовую с помощью электронных дискретно-аналоговых преобразователей [27]. Принципиально система строится так же, как показанная на рис. 7-20, а, но вместо импульсно-фазового преобразователя в ней применяют преобразователи с параллельным вводом кода программы типа «число — фаза» («код —

фаза»). Числовая программа вводится параллельным двоичным кодом. Выходами преобразователя «число — фаза» (рис. 7-24, а) являются последовательности импульсов на шине d , поступающие на вход формирователя $\Phi 1$, и на шине q , которые вводятся на вход измерителя рассогласования ($ИР$) (см. рис. 7-20).

Схема преобразователя включает в себя: двоичный делитель частоты ($ДЧ$), состоящий из триггеров $T_0 — T_n$; ключи $K_0 — K_{n-1}$ с двумя входами каждый; триггер-формирователь ($ТФ$) с отдельными входами; схемы совпадения ($ИЗ$ и $И4$).

Появление единицы в любом из двоичных разрядов кода программы приводит к подключению прямого выхода соответствующего триггера к схемам $И1$ и $И2$ через соответствующий ключ. Если программная информация содержит нули во всех разрядах, то все ключи имеют на выходе единичный сигнал и схемы $И1$ и $И2$ работают в режиме повторителей сигналов d и d_1 триггера T_n , а выходной сигнал q совпадает по фазе с опорным (или отличается от него на 180°). При введении ненулевой программной информации схемы $И1$ и $И2$ осуществляют логические операции умножения сигналов, снимаемых с ключей, и постоянно действующих последовательностей опорных импульсов d и d_1 .

На рис. 7-24, б представлены временные диаграммы распределения импульсов для случая, когда открыты ключи K_{n-4} и K_{n-1} . Выходной сигнал с $И1$ формируется как результат логического умножения сигналов, снимаемых в точках o , c и d , т. е. $e = o \wedge c \wedge d$ (где \wedge — знак логического умножения), а сигнал с $И2$ — как результат логического умножения входных величин в точках o , c , d_1 , т. е. $f = o \wedge c \wedge d_1$. Первый импульс с выхода o , поступающий при совпадении единиц от точек c и d_1 , пройдет через схему $И2$ на выход f и изменит состояние $ТФ$, а последующие только подтвердят его состояние. Следующее изменение состояния $ТФ$ наступит при появлении первого импульса на шине e , соединенной с другим входом триггера. В результате выходной импульс q будет сдвинут относительно опорного d на $2^0 + 2^3 \rightarrow 9$ дискретных единиц, или по фазе на $9\pi/16$ (если считать число разрядов делителя частоты $n = 4$).

Очевидно, что сдвиг по фазе между импульсами d и q в общем случае будет равен $\varphi_{пр} = N\pi/2^n$, где N — число, заданное программой, n — число двоичных разрядов делителя частоты.

Дискретность задания по фазе определяется величиной $\Delta\varphi_{пр} = \pi/2^n$; максимальное число, задаваемое программой на один цикл позиционирования, составит $N_{\max} = 2^n - 1$, а максимальный фазовый сдвиг $\varphi_{пр.\max} = (2^n - 1)\pi/2^n$. С помощью схем $ИЗ$ и $И4$ задается знак $\varphi_{пр}$, а следовательно, и направление движения $ИО$. Для задания направления движения «Вперед» на вход B схемы $ИЗ$ подается единичный сигнал. При этом на выход схемы $ИЛИ$ проходят сигналы с прямого выхода $ТФ$. Импульсы последовательности q отстают от импульсов опорной последовательности d (рис. 7-24, б).

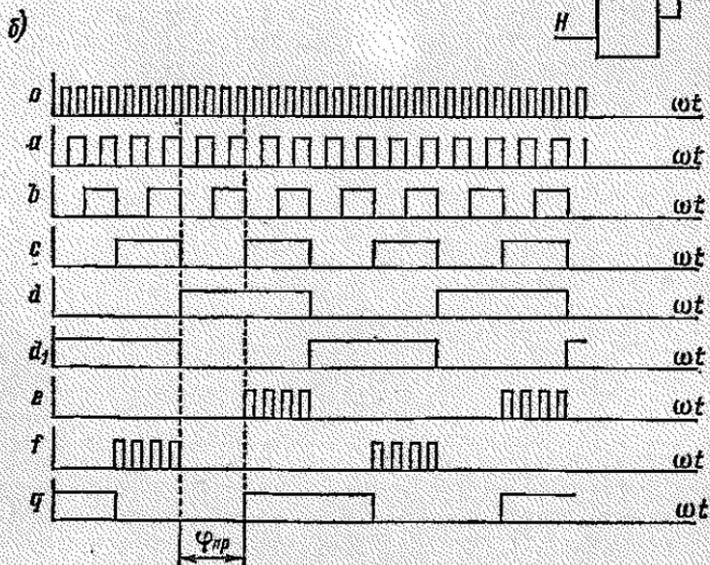
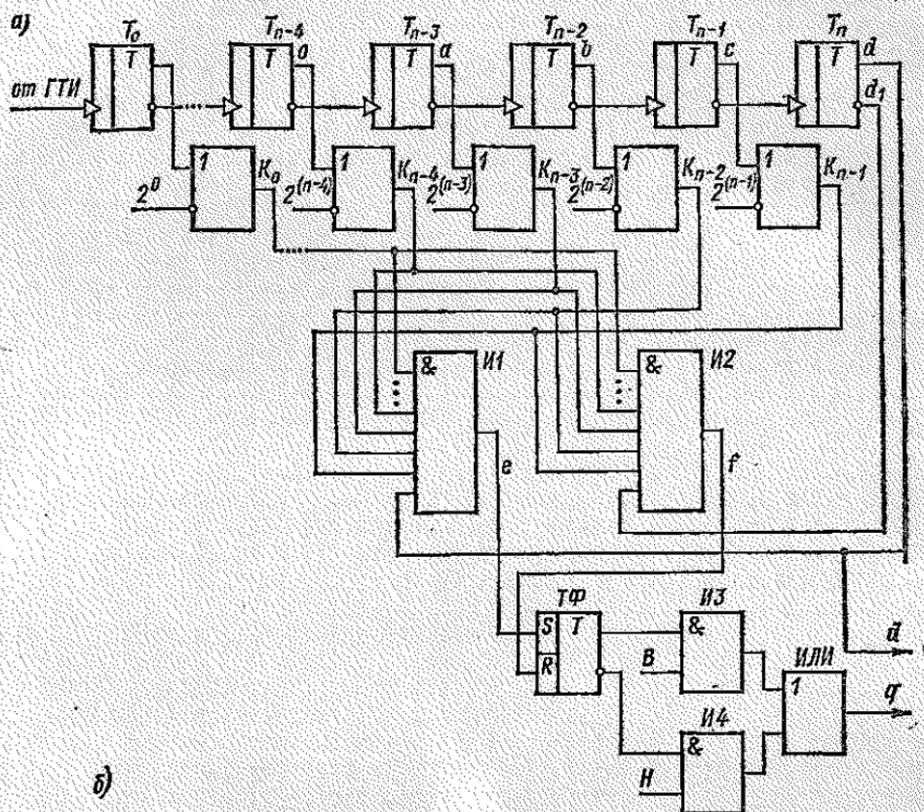


Рис. 7-24

При задании направления «Назад» импульсы последовательности q будут опережать импульсы опорной последовательности.

Использование одного фазового датчика и одного канала управления в позиционной фазовой системе имеет ограниченное практическое применение, так как в этом случае нельзя обеспечить управление перемещением в любую заданную точку по координате на отрезке определенной длины с требуемой точностью.

Если ошибка по углу фазовой системы составляет $\Delta\varphi$, то для линейного перемещения в одном направлении на величину L она вызовет линейную ошибку

$$\delta = \frac{L}{180} \Delta\varphi. \quad (7-14)$$

Максимальная длина, которую может обрабатывать система с заданной точностью, составит

$$L_{\text{макс}} = \frac{180}{\Delta\varphi} \delta_{\text{доп}},$$

где $\delta_{\text{доп}}$ — допустимая линейная ошибка.

Если принять $\Delta\varphi = 3,6^\circ$, то получаем максимальный рабочий ход: при $\delta_{\text{доп}} = 0,1$ мм $L_{\text{макс}} = 5$ мм, при $\delta_{\text{доп}} = 0,01$ мм $L_{\text{макс}} = 0,5$ мм, т. е. величину очень малую и явно недостаточную, например, для механизмов подачи металлообрабатывающих станков. Для расширения максимального рабочего хода при заданной линейной точности применяют многоканальные системы с каскадным соединением датчиков. Роторы датчиков отдельных каналов связываются кинематической передачей, а вторичные обмотки поочередно подключаются к демодулятору (фазовому дискриминатору) специальным коммутатором. Увеличение точности при переключении каналов поясняется рис. 7-25, на котором показаны характеристики фазового дискриминатора непрерывного действия, представляющие собой зависимости выходного напряжения дискриминатора U_y от линейного перемещения x по координате для каналов грубого (ГО), среднего (СО) и точного (ТО) отсчетов.

Передаточное число i между роторами датчиков второго и первого каналов должно быть выбрано так, чтобы полный рабочий ход датчика второго канала (180°) перекрывал угловую ошибку датчика первого канала (π/i) $\geq \Delta\varphi$. Практически максимальную рабочую зону датчика принимают несколько меньшей, например $5\pi/6$ для дискретного широтно-импульсного фазового дискриминатора и $\pi/2$ — для фазового дискриминатора непрерывного действия. В последнем случае

$$i = \pi/(2\Delta\varphi). \quad (7-15)$$

Максимальная линейная ошибка при одном канале согласно (7-14) с учетом (7-15) составит

$$\delta_1 = L_{\text{макс}} \frac{\Delta\varphi}{\pi} = \frac{L_{\text{макс}}}{2i},$$

а максимальная линейная ошибка при двух каналах будет

$$\delta_2 = \frac{\delta_1}{i} = \frac{L_{\text{макс}}}{2i^2}.$$

Аналогично для m каналов

$$\delta_m = \frac{L_{\text{макс}}}{2i^m}. \quad (7-16)$$

Очевидно, что ошибка δ_m должна быть не больше допустимой линейной ошибки, т. е. $\delta_m \leq \delta_{\text{доп}}$. Заменяя δ_m на $\delta_{\text{доп}}$, можно из

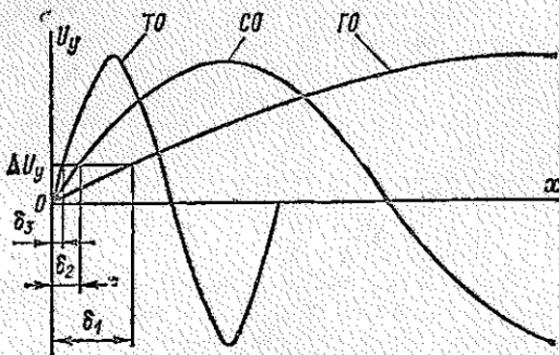


Рис. 7-25

(7-16) найти число каналов, необходимых для обеспечения требуемой точности при заданном максимальном рабочем перемещении

$$m = \frac{\log L_{\text{макс}} / (2\delta_{\text{доп}})}{\log i}.$$

Для удобства набора и ввода программы, а также отсчета показаний датчиков различных каналов обычно передаточное число берут равным 10 или 100 для счисления 8; 16; 32 или 64 (для двоичной системы).

7-5. СИСТЕМА ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ С УПРАВЛЯЮЩЕЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНОЙ

7-5-1. ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ И ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИИ УСТРОЙСТВА ЧПУ С УВМ

Системы программного управления с управляющей вычислительной машиной (УВМ) строятся как на базе использования серийных мини-ЭВМ и микропроцессоров, так и на базе создания специализированных управляющих вычислительных машин и вычислительных систем. В качестве примера построения системы ЧПУ с УВМ рассмотрим устройство ЧПУ типа Н55-2, предназначенное для автоматизированного управления многокоординатными станками [44] (буква Н означает, что управление непрерывное, т. е. контурное; первая цифра 5 означает общее число управляемых координат; вторая цифра 5 означает число одновременно работающих

координат; третья цифра 2 означает, что АСУ замкнута по положению ИО, в отличие от шагового электропривода, признак которого есть 1). Устройство выполнено по структуре специализированной ЭВМ с микропрограммным управлением, что позволяет обеспечить выполнение функций управления как универсальными, так и специальными многокоординатными станками, выполняющими обработку сложных плоскостных и объемных поверхностей.

Устройство имеет ПЗУ объемом 2048 76-разрядных слов и ОЗУ объемом 128 26-разрядных слов, имеющих время обращения 1 мкс и время выборки не более 0,4 мкс. Устройство обеспечивает: 1) ввод данных с восьмидорожечной перфоленты в коде ISO с помощью реверсивного фотовоспроизводящего устройства типа «Консул»; 2) ввод числовой информации с 35 блоков программных переключателей, расположенных на пульте коррекции; 3) ввод с пульта оператора различной информации (9 режимов работы, 11 ступеней коррекции подачи, 20 адресов ячеек памяти) и вывод на табло цифровой индикации номера кадра, номера инструмента, геометрической информации и т. д.; 4) прием информации в двоичном коде от станка (до 65 независимых каналов) и вывод информации (до 40 независимых каналов), а также трех 24-разрядных чисел и одного 8-разрядного.

АСУ ЭП обеспечивает работу с ДОО (типа вращающегося трансформатора или индуктосина) в режиме контурной обработки и специальных режимах позиционирования — выход в запрограммированную точку позиционирования или в исходное базовое состояние по ДОО или по специальному точному датчику.

Элементная база устройства ЧПУ Н55-2 интегральные микросхемы серий К141, К155. Потребляемая мощность — не более 2,5 кВт·А.

Устройство типа Н55-2Л, которое будет рассмотрено ниже, является одной из модификаций устройства Н55-2, имеет дополнительно связь с ЭВМ верхнего ранга и может управлять как электроприводами подачи, так и цикловой автоматикой станка, включая поиск и смену инструмента, изменение скорости шпинделя, осуществление различных блокировок и т. д.

В отличие от традиционных устройств ЧПУ устройство Н55-2Л является программно-перестраиваемым, у которого изменение цикла работы осуществляется за счет замены блока памяти микрокоманд. Эта замена позволяет сравнительно легко создавать большое число различных модификаций устройства для управления различными станками, практически не изменяя конструкцию и схему устройства ЧПУ. В этом отношении устройство ЧПУ типа Н55-2Л весьма близко стоит к универсальным системам ЧПУ класса CNC.

Структурная схема устройства Н55-2Л представлена на рис. 7-26. Задачей устройства является обработка принятой с перфоленты информации и выдача на ИО станка как непрерывных, так и дискретных управляющих сигналов по алгоритмам, находящимся в памяти микрокоманд.

Информация о кадре, воспроизведенная фотовоспроизводящим устройством (ФВУ) с перфоленты, поступает в устройство ввода программы (УВП), а затем по алгоритму ввода заполняет буферную часть ОЗУ. Одновременно с выполнением алгоритма ввода производится обработка предыдущего кадра по алгоритму линейной или круговой интерполяции с помощью арифметико-логического устройства (АЛУ). При этом информация о перемещении исполнительных органов станка по осям координат X , Y и т. д. в унитарном коде поступает в блок управления приводами (БУП), а информация о технологических командах — через блок технологических команд (БТК) на ИО станка.

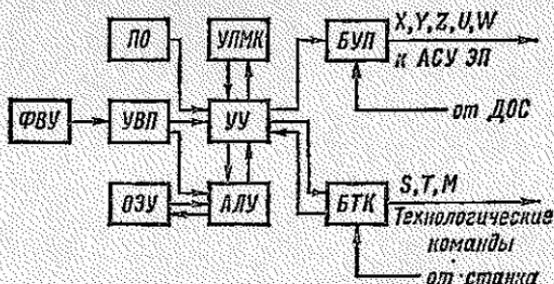


Рис. 7-26

Разряды микрокоманды в выходном регистре УПКМ								
2-10	11-21	22-46	48-55	56-58	62-64	68-72	73-74	75-76
АЛУ	ОЗУ	РАМ	ТПУ	СЧМ	УВП, ПО, БТК	X, Y, Z, U, W	КШЧ	ГТИ

Рис. 7-27

После окончания обработки данного кадра и при условии, что закончен ввод следующего кадра, производится передача данных из буферной в рабочую часть ОЗУ с необходимыми преобразованиями, после чего начинается обработка нового кадра и ввод следующего. С пульта оператора (ПО) может быть осуществлена коррекция программы, а также индикация текущей информации.

Все алгоритмы ВЛУ хранятся в устройстве памяти микрокоманд (УПКМ), откуда они в необходимой последовательности выбираются по командам устройства управления (УУ). Микрокоманда, структура которой приведена на рис. 7-27, разбита на поля и подполя, занимающие определенное число разрядов, которые управляют следующими устройствами: АЛУ, ОЗУ, регистром адреса микрокоманд (РАМ), триггерами признаков и условий (ТПУ), счетчиком модификаций (СЧМ), ПО, УВП, БУП, БТК, кодовыми шинами числа (КШЧ), генератором тактовых импульсов (ГТИ).

Микрокоманды из УПМК выбираются в последовательности, задаваемой РАМ. При этом соответствующие поля микрокоманды начнут выбирать из ОЗУ необходимые числа, направлять их в АЛУ, производить с ними необходимые операции с помощью сумматора и направлять их либо в КШЧ, либо опять в сумматор, если это необходимо по результатам операции. Затем эти числа по КШЧ направляются либо в ОЗУ, либо на БТК, БУП. В текущей микрокоманде задается адрес следующей микрокоманды в зависимости от результатов операции в АЛУ, от состояний ТПУ и органов управления на ПО. Для осуществления всех этих операций в одной микрокоманде ГТИ выдает серию импульсов, причем длительность каждого составляет доли микросекунды, в то время как вся микрокоманда выполняется за 1—2 мкс.

Весь комплекс функций, выполняемый устройством Н55-2Л, осуществляется под действием комплекса алгоритмов так называемого функционального математического обеспечения (ФМО), хранящегося в УПМК. В основное ФМО входят следующие алгоритмы: линейной и линейно-круговой интерполяции; разгона и замедления; ввода информации с перфоленты или по каналу связи с ЭВМ верхнего ранга в буферную часть ОЗУ; расчета проекций смещения эквидистантного контура; передачи информации из буферной части ОЗУ в рабочую; поддержания постоянства контурной скорости; индикации информации; программы-диспетчера.

В зависимости от особенностей объекта управления перечисленный комплекс алгоритмов может дополняться. В устройство Н55-2Л введены дополнительные следующие алгоритмы: поиска и смены инструмента; нарезания резьбы; управления скоростью шпинделя; связи с ЭВМ верхнего ранга; управления перегрузкой инструмента из промежуточного гнезда автооператора в магазин инструментов; управления загрузкой и выгрузкой заготовки. Последние три алгоритма используются при управлении станками, входящими в состав автоматических линий, управляемых от ЭВМ.

Необходимый порядок выполнения алгоритмов осуществляется программой-диспетчером, которая организует работу всех устройств в соответствии с режимом работы, задаваемым с ПО. Основной функцией программы-диспетчера является обеспечение работы всех устройств в режиме разделения времени, что позволяет совмещать обработку данного кадра с вводом следующего кадра, с расчетом проекций эквидистантного контура и другими вспомогательными вычислениями. Кроме того, во время обработки кадра может осуществляться поиск гнезда с инструментом для последующей операции или его возврат в старое гнездо.

Для организации режима разделения времени программа-диспетчер анализирует заявку на выполнение различных алгоритмов и обеспечивает их исполнение по приоритету. Заявкой на цикл интерполяции является импульс переполнения цифрового интегратора, называемого также *интегратором подачи*. Эта заявка обслуживается сразу же после ее появления. Цифровой интегратор орга-

низуется программным путем, для чего под него отводятся ячейки ОЗУ U и V . В ячейке V хранится число, соответствующее значению скорости подачи. Это число периодически с тактовой частотой $f_t = 80$ кГц суммируется с числом, находящимся в ячейке U . Результат каждого суммирования снова записывается в ячейку U . Первоначальное значение числа в ячейке U равно нулю, а при переполнении цифрового интегратора в нее заносится содержимое сумматора, оставшееся после переполнения. Частота импульсов переполнения цифрового интегратора пропорциональна скорости подачи. Под *циклом интерполяции* понимается последовательность операций, необходимых для выработки одного импульса перемещения по всем заданным в данном кадре координатам.

Операция сложения содержимого ячеек U и V производится в АЛУ. Однако, если бы выработка импульсов переполнения цифрового интегратора осуществлялась только таким путем, как описано выше, то АЛУ было бы занято только выполнением этой операции и его нельзя было бы использовать для реализации вычислений, необходимых для выполнения других алгоритмов. Поэтому в программе-диспетчере заложен принцип прогнозирования момента появления следующей заявки на интерполяцию. Для этого длительность циклов всех алгоритмов выбирается таким образом, чтобы выполнялось равенство

$$t_u = k/f_t,$$

где k — число последовательных сложений в цифровом интеграторе за время t_u цикла алгоритма.

Таким образом, цикл каждого алгоритма характеризуется своим числом k .

При появлении заявки программа-диспетчер анализирует возможность выполнения ее до начала следующего цикла интерполяции. Для этого программа-диспетчер проверяет: происходит ли переполнение цифрового интегратора при суммировании числа в ячейке и слагаемого k , характеризующего цикл алгоритма. Если переполнения нет, то к содержимому ячейки U добавляется величина k и выполняется цикл алгоритма, после чего снова анализируется наличие заявок. Если же выработался импульс переполнения, то данная заявка не обслуживается, в ячейке U сохраняется ее прежнее содержимое. Далее анализируется возможность выполнения других заявок, требующих меньшего времени на свое выполнение. Значения временных интервалов, необходимых для выполнения различных циклов алгоритмов, хранятся в памяти.

Таким образом, когда программа-диспетчер передает управление различным алгоритмам, она не включает АЛУ в режим цифрового интегратора, оставляя его свободным для выполнения расчетов алгоритмов. Если же программа-диспетчер после оценки времени, оставшегося до следующего импульса переполнения, получит ответ, что за оставшееся время невозможно выполнить ни один из алгоритмов, ожидающих очереди на исполнение, она вновь включает

АЛУ в режим цифрового интегратора. При этом, поскольку в ячейке *U* уже накопилась информация о суммарном времени выполнения алгоритмов, которые были обслужены *АЛУ*, импульс переполнения выйдет точно в тот момент времени, когда он должен появиться, если бы *АЛУ* постоянно работало в режиме цифрового интегратора.

7-5-2. ПРОГРАММНАЯ АСУ ЭП ДЛЯ МНОГОКОординатНОЙ УСТАНОВКИ

Основными узлами *БУП* (рис. 7-28) являются канал положения и канал скорости. Канал положения содержит реверсивный счетчик (*РСч*), работающий совместно с запоминающими устройствами (*ЗУ*), количество которых равно числу управляемых координат. Выходы *РСч* через буферный регистр (*БР*) управляют синусо-косинусным цифроаналоговым преобразователем (*ЦАП*). С выхода *ЦАП* через коммутатор координат (*КК*) напряжения подаются на датчики обратной связи *ДОС*₁ — *ДОС*_{*n*}. В канал скорости входят преобразователь «частота — напряжение» (*ПЧН*) и коммутатор его выхода (*КВ*).

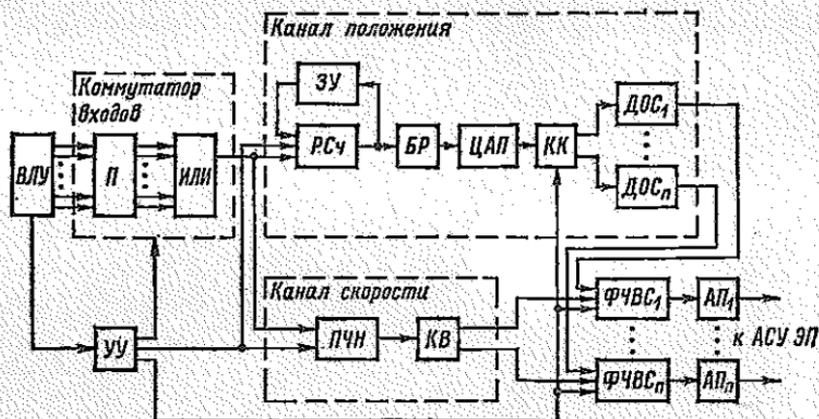


Рис. 7-28

Особенностью *БУП* устройства ЧПУ Н55-2Л является применение одного синусо-косинусного *ЦАП* на все управляемые координаты, для чего используется режим разделения времени с частотой опроса координат 250 Гц, задаваемой с помощью генератора импульсов опроса. Соответственно канал положения содержит один *БР* и один *РСч*, подключаемый по очереди к выходным каналам *ВЛУ*. На время, пока *РСч* отключается от данной координаты, его содержимое запоминается в *ЗУ*.

Импульсы унитарного кода по шинам управления поступают на коммутатор входов и запоминаются элементами памяти (*П*). Обращение к элементам памяти производится последовательно импульсами, вырабатываемыми управляющим устройством (*УУ*),

причем частота обращения выбирается такой, чтобы за период обращения к одному из элементов памяти могло прийти по шине управления не более одного импульса унитарного кода.

Выходы всех элементов памяти через схемы ИЛИ связаны со счетным входом РСч, в котором осуществляется преобразование унитарного кода в параллельный двоично-десятичный, необходимый для управления ЦАП. Это преобразование по каждой из n координат состоит из четырех микроопераций и осуществляется за время между опросами двух соседних элементов памяти, что исключает потерю хотя бы одного информационного импульса по каждой из n координат.

В первый такт производится установка всех разрядов РСч в нулевое состояние, во второй такт происходит перенос ранее хранимой в ЗУ информации по обсчитываемой координате в РСч. В третий такт в зависимости от требуемого направления движения по обсчитываемой координате осуществляется сложение или вычитание записанной во втором такте в РСч информации с импульсом унитарного кода соответствующей координаты. В четвертый такт производится перенос информации из РСч в соответствующие ячейки памяти ЗУ. Затем начинается обсчет следующей координаты.

Таким образом, в любом из третьих тактов работы в РСч будет существовать полная информация по соответствующей координате. Выбор этой информации из РСч осуществляется также последовательно импульсами УУ, что обеспечивает ее перенос в БР. Выходы БР управляют ключами ЦАП; при этом на выходе ЦАП вырабатывается система двух напряжений $U(t) \sin \varphi_{\text{пр}}$ и $U(t) \cos \varphi_{\text{пр}}$, где $U(t) = U_m \sin \omega t$ — амплитуда питающего напряжения, ω — круговая частота, $\varphi_{\text{пр}}$ — заданное положение ползуна индуктосина или ротора вращающегося трансформатора (ВТ) в электрических градусах.

Эта система двух напряжений через соответствующие ключи КК, открываемые УУ, передается на ДОС своей координаты. Выходное напряжение ДОС, значение которого определяется механическим положением ползуна индуктосина или ротора ВТ, подается на один из входов фазочувствительного выпрямителя-сумматора ФЧВС₁—ФЧВС_н. На другой вход ФЧВС через КВ, ключи которого работают синхронно с ключами КК, подается напряжение, вырабатываемое ПЧН, с амплитудой, пропорциональной частоте поступления импульсов унитарного кода по соответствующей координате, т. е. заданной скорости перемещения электропривода. ФЧВС суммирует оба напряжения, демодулирует суммарное напряжение, которое запоминается аналоговой памятью (АП₁ — АП_н). Это напряжение является управляющим для привода координаты и сохраняется на время до следующего опроса данной координаты.

УУ является делителем частоты тактовых импульсов ВЛУ. Благодаря этому осуществляется синхронизация частоты выдачи импульсов унитарного кода и частоты опроса коммутатора входа, коммутатора координат и коммутатора выхода.

АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИМИ РЕГУЛИРОВАНИЕ НАТЯЖЕНИЯ ПЕРЕМАТЫВАЕМОГО МАТЕРИАЛА

8-1. ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ, ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМИ РЕГУЛИРОВАНИЕ НАТЯЖЕНИЯ

8-1-1. ПРЯМЫЕ И КОСВЕННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ НАТЯЖЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ ИЗМЕРЕНИЯ УСИЛИЯ, МОМЕНТА И МОЩНОСТИ

В машинах и механизмах, предназначенных для перематки полосовых материалов, таких, как листовой металл, бумага, различные пленки и т. п., встает задача регулирования усилия в полосе, т. е. натяжения. В большинстве случаев точность поддержания натяжения (или регулирования его по заданному закону) непосредственно влияет на качество продукта. На рис. 8-1, а показана кинематическая схема намоточного устройства: узел 1 может представлять собой валки последней клетки стана холодной прокатки, последнюю секцию бумагоделательной машины или другой узел механизма, из которого полоса 2 выходит с постоянной скоростью. На намоточном устройстве она наматывается в рулон 3.

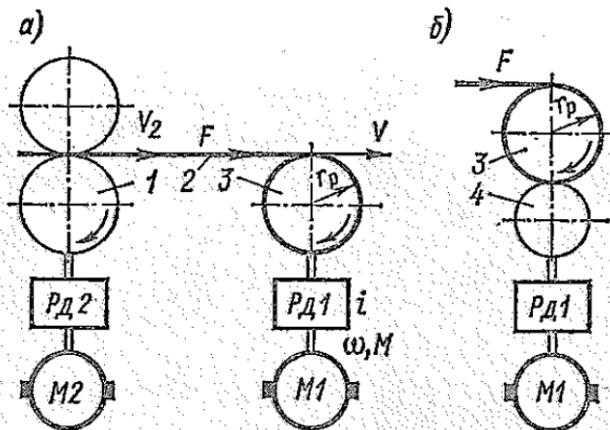


Рис. 8-1

Валки 1 и рулон приводятся во вращение электродвигателями, оборудованными собственными автоматическими системами управления. Система управления электроприводом валков 1 осуществляет обычно стабилизацию скорости валков (см. гл. 5). Задачей электропривода намоточного устройства является регулирование или поддержание натяжения. Если производится размотка рулона, то полоса движется в направлении, противоположном показанному

на рисунке, и двигатель намоточного устройства работает в режиме торможения.

Поскольку момент, развиваемый двигателем намоточного устройства, прикладывается к валу, на который наматывается полоса, скорость двигателя M , которая должна обеспечиваться в каждый данный момент времени, определяется как скорость движения полосы V , так и текущим значением радиуса рулона r_p . В ряде механизмов, обычно когда устройство работает только в режиме намотки, момент двигателя прикладывается к несущему валу 4, на который опирается наматываемый рулон (рис. 8-1, б). В этом случае при изменении радиуса r_p не требуется изменения скорости двигателя и при $V = \text{const}$ задача системы управления электроприводом наматывающего устройства сводится к стабилизации скорости или момента.

Момент на валу наматывающего устройства включает в себя следующие составляющие:

$$M = M_{\text{пол}} + M_{\text{пот}} + M_{\text{деф}} + M_{\text{дин}}, \quad (8-1)$$

где $M_{\text{пол}}$ — полезный момент, т. е. момент, необходимый для создания заданного натяжения F ; $M_{\text{пот}}$ — момент, необходимый для преодоления потерь в системе «двигатель — механизм»; $M_{\text{деф}}$ — момент, затрачиваемый на деформацию изгиба полосы при намотке рулона; $M_{\text{дин}}$ — динамический момент, обусловленный ускорением намоточного устройства при разгоне и торможении и изменением угловой скорости рулона, связанным с изменением его радиуса.

В зависимости от условий работы соотношения между этими моментами могут быть различны. Полезный момент определяется значением усилия F и в ряде случаев значительно превышает значение момента потерь, что позволяет пренебречь влиянием последнего на работу системы. Момент $M_{\text{деф}}$ тем меньше, чем тоньше перематываемая полоса металла, практически он равен нулю для материалов, имеющих малую жесткость, например для бумаги. Динамическая составляющая момента будет рассмотрена ниже.

В процессе намотки полезный момент определяется выражением

$$M_{\text{пол}} = Fr_p, \quad (8-2)$$

т. е. при постоянном усилии натяжения $F = \text{const}$ он прямо пропорционален радиусу рулона.

Полезная мощность есть

$$P_{\text{пол}} = FV \quad (8-3)$$

и при постоянном натяжении полотна, независимо от радиуса, пропорциональна скорости полосы.

Если двигатель через редуктор вращает вал, на который наматывается рулон, то его скорость должна изменяться в соответствии

с выражением

$$\omega = Vi/\tau_p, \quad (8-4)$$

где i — передаточное число редуктора.

Отсюда видно, что при данном значении V диапазон регулирования скорости двигателя равен диапазону изменения радиуса рулона.

Различают два способа управления натяжением: 1) по регулируемому параметру, когда натяжение измеряется с помощью того или иного измерителя натяжения, выходное напряжение которого на входе замкнутой системы сравнивается с предписанным значением; 2) по косвенно определенному значению натяжения, т. е. по одной из величин или по их комбинации, меняющейся в функции F .

Системы с косвенным измерением натяжения имеют широкое распространение, хотя их недостатком является необходимость введения поправки для учета статических потерь ($M_{\text{пот}}$), а при перемотке толстой полосы — и момента, необходимого для изгиба полосы при намотке и размотке ($M_{\text{деф}}$). Если последняя составляющая поддается учету, то учет потерь вследствие их неопределенности и сложной зависимости от многих факторов часто оказывается затруднительным. При работе с большими значениями натяжений потери составляют небольшую часть общей мощности и их изменение не влияет сколько-нибудь заметно на точность поддержания натяжения. При малых значениях натяжения роль потерь возрастает и погрешность от их неточного учета может оказаться значительной. С этой точки зрения наиболее перспективным является использование систем с прямым измерением натяжения.

Обычно даже натянутая полоса, проходящая между вальками I и намоточным устройством (рис. 8-1, a), провисает под действием собственного веса. Изменение натяжения приводит к изменению положения полосы в пространстве. Это позволяет использовать в качестве датчиков натяжения устройства, измеряющие отклонение положения полосы от заданного и преобразующие его в электрический сигнал. Другим распространенным способом измерения натяжения является такой, когда измеряется давление на подшипники со стороны валика, который огибает натянутая полоса. Давление преобразуется в электрический сигнал, например, с помощью магнитоупругого датчика, принцип действия которого основан на изменении магнитных свойств сердечника из электротехнической стали под действием давления на сердечник.

Выражения (8-2) и (8-3) могут служить основанием для оценки возможностей построения системы с косвенным измерением натяжения. Если пренебречь разницей между моментом на валу двигателя и полезным моментом, считая, что влияние трех последних слагаемых в выражении (8-1) либо ничтожно мало, либо будет скомпенсировано, а также пренебречь потерями вращения электродвигателя M_I , то можно сказать, что электромагнитный момент

двигателя должен изменяться по закону

$$M_{эп} = Fr_p/i.$$

С другой стороны,

$$M_{эп} = c_d \Phi i_a.$$

В результате сравнения этих выражений может быть сформулирован наиболее распространенный закон косвенного регулирования натяжения: при заданном постоянном натяжении F надо поддерживать постоянным якорный ток, меняя поток возбуждения двигателя пропорционально радиусу рулона.

Второй способ косвенного регулирования натяжения состоит в регулировании полезной мощности, которая должна поддерживаться постоянной при данной скорости и натяжении и изменяться при изменении V или заданного натяжения. Одним из путей реализации данного способа является измерение и регулирование путем воздействия на напряжение преобразователя электромагнитной мощности двигателя, которая считается примерно равной полезной. В [49] показано, что в ряде случаев с точки зрения уменьшения значения габаритной мощности двигателя наматывающего устройства оказывается целесообразным применять комбинированное управление, когда при изменении радиуса рулона от минимального значения до 65—80 % максимальной скорость двигателя изменяется за счет воздействия на его магнитный поток при постоянном напряжении, а оставшаяся часть диапазона изменения радиуса рулона покрывается за счет изменения напряжения при постоянном магнитном потоке двигателя.

8-1-2. ЗАДАЧА ПОДДЕРЖАНИЯ НАТЯЖЕНИЯ В ПРОЦЕССЕ РАЗГОНА И ТОРМОЖЕНИЯ

В зависимости от назначения механизма и характера технологического процесса разгон и торможение могут быть или не быть рабочими режимами. Так, например, на бумагоделательной машине заправка бумаги на наматывающее устройство производится на полной рабочей скорости и задача поддержания натяжения на постоянном уровне в процессе изменения скорости в широких пределах не стоит. На других механизмах (например, на станах холодной прокатки, продольно-резательных станках для бумаги и др.) заправка полосы производится либо при неподвижном механизме, либо на низкой заправочной скорости.

В процессе разгона и торможения осуществляется перематка полосы и должно поддерживаться заданное натяжение. В этом случае при разработке системы управления натяжением необходимо знать закон изменения динамического момента. Динамический момент на валу двигателя M_I (рис. 8-1, а) определится как

$$M_{дин} = J \frac{d\omega}{dt},$$

где J — момент инерции вращающихся частей наматывающего устройства вместе с рулоном, приведенный к двигателю; ω — угловая скорость двигателя.

Учитывая, что $V = \omega r_p / i$, а следовательно,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{i}{r_p} \frac{dV}{dt} - \frac{Vi}{r_p^2} \frac{dr_p}{dt},$$

можно записать

$$M_{\text{дин}} = M_{\text{дин1}} + M_{\text{дин2}}.$$

Составляющая $M_{\text{дин1}}$ обусловлена необходимостью создания ускорения dV/dt при данном радиусе рулона r_p и равна

$$M_{\text{дин1}} = \frac{Ji}{r_p} \frac{dV}{dt}, \quad (8-5)$$

Входящее сюда значение J зависит от r_p .

Составляющая $M_{\text{дин2}}$, обязанная своим существованием изменению r_p , есть

$$M_{\text{дин2}} = - \frac{JVi}{r_p^2} \frac{dr_p}{dt}. \quad (8-6)$$

Момент инерции рулона включает в себя неизменный момент инерции вращающихся частей механизма и двигателя J' и меняющийся с изменением радиуса рулона момент инерции наматываемого (разматываемого) рулона

$$J'' = m\rho^2/i^2,$$

где $m = q \cdot 10^3 \pi (r_p^2 - r_{p,\text{мин}}^2) B$ — выраженная в килограммах масса материала в рулоне с удельной плотностью q [т/м³], при текущем радиусе r_p , радиусе вала, на который наматывается материал, $r_{p,\text{мин}}$ и ширине материала B ; квадрат радиуса инерции рулона равен $\rho^2 = (r_p^2 + r_{p,\text{мин}}^2)/2$.

Тогда

$$J = J' + J'' = \frac{q \cdot 10^3 \pi B}{2i^2} r_p^4 + J_0, \quad (8-7)$$

где $J_0 = J' - q \cdot 10^3 \pi B r_{p,\text{мин}}^2 / (2i^2)$, а составляющие динамического момента на основании (8-5) и (8-6) будут определяться в соответствии с выражениями

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{дин1}} &= \left(\frac{q \cdot 10^3 \pi B}{2i} r_p^3 + \frac{J_0 i}{r_p} \right) \frac{dV}{dt}; \\ M_{\text{дин2}} &= - \left(\frac{q \cdot 10^3 \pi B}{2i} r_p^3 V + J_0 \frac{Vi}{r_p^2} \right) \frac{dr_p}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (8-8)$$

Связь между радиусом рулона и скоростью перемотки может быть установлена, если записать выражения для изменения объема рулона ΔQ_p за время t , в течение которого радиус рулона меняется

от $r_{p.нач}$ до r_p :

$$\Delta Q_p = \pi (r_p^2 - r_{p.нач}^2) B.$$

С другой стороны, эту величину можно выразить через толщину полосы δ , ее ширину B и длину перемотанного за время t материала $l = \int_0^t V dt$:

$$\Delta Q_p = B\delta \int_0^t V dt.$$

Из этих двух выражений текущее значение радиуса рулона определится как

$$r_p = \sqrt{r_{p.нач}^2 + \frac{\delta}{\pi} \int_0^t V dt}, \quad (8-9)$$

а его производная

$$\frac{dr_p}{dt} = \frac{\delta V}{2\pi \sqrt{r_{p.нач}^2 + \frac{\delta}{\pi} \int_0^t V dt}} = \frac{\delta V}{2\pi r_p}.$$

После подстановки этого выражения в выражение для $M_{дин2}$ получается

$$M_{дин2} = - \left(\frac{q \cdot 10^3 \pi B}{2i} r_p + \frac{J_0 i}{r_p^3} \right) \frac{\delta}{2\pi} V^2. \quad (8-10)$$

При размотке, когда знак dr_p/dt будет отрицательным, знак $M_{дин2}$ поменяется на обратный.

Выражения (8-7) — (8-10) позволяют при известных $r_{p.нач}$, δ , J_0 , q , B и заданном характере изменения скорости во времени рассчитать зависимости изменения радиуса рулона, момента инерции и динамических моментов от времени. Их характер показан на рис. 8-2.

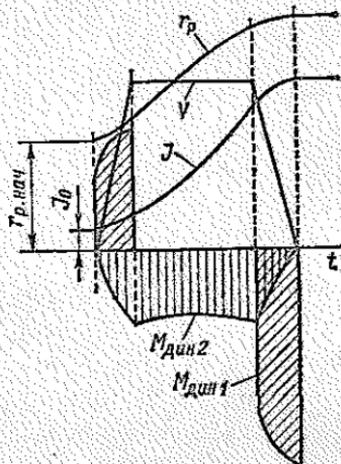


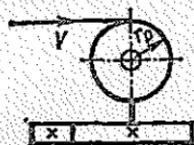
Рис. 8-2

8-2. ТИПОВЫЕ СТРУКТУРЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИЕ СТАБИЛИЗАЦИЮ НАТЯЖЕНИЯ

8-2-1. АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ МОЩНОСТИ

Как следует из (8-3), постоянной скорости движения полосы V и постоянному натяжению соответствует постоянство мощности, расходуемой на создание натяжения. Поддержание постоянства

полезной мощности натяжения затруднительно, и в большинстве случаев системы строятся как системы с измерением и поддержанием постоянства электромагнитной мощности двигателя, представляющей собой произведение ЭДС двигателя на ток якоря и отличающейся от полезной мощности на сумму мощностей потерь в механизме наматывающего устройства, мощностей потерь на вращение двигателя и мощности, затрачиваемой на деформацию полосы при изгибе.



Одна из схем, построенных по принципу измерения электромагнитной мощности, приведена на рис. 8-3. Двигатель намоточного устройства (*M*) питается от преобразователя *Пр*, за счет изменения напряжения которого регулируется скорость двигателя как при разгоне и торможении, так и в процессе изменения радиуса рулона. Поток двигателя, создаваемый обмоткой возбуждения *ОВМ*, остается постоянным. Электромагнитная мощность измеряется с помощью измерительного генератора (*ИГ*), ток возбуждения которого (а при линейной характеристике намагничивания *ИГ* — и поток возбуждения) пропорционален току якоря двигателя, так как его обмотка возбуждения *ОВИГ* включена на шунт *Ш* в якорной цепи. Тогда ЭДС измерительного генератора есть

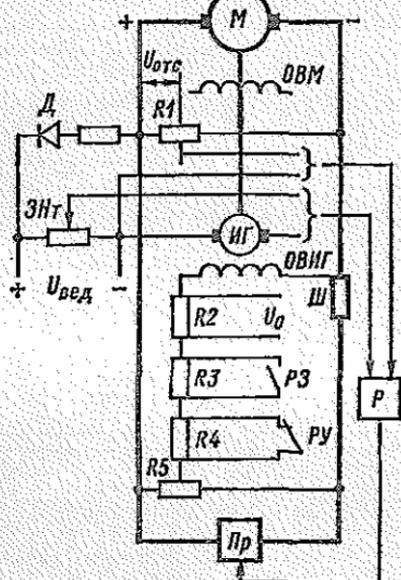


Рис. 8-3

$$e_{и.г} = c_{и.г} \omega \Phi_{и.г} = \frac{c_{и.г}}{c'_д} e_d k_1 i_a,$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности ЭДС измерительного генератора *ИГ* и током якоря двигателя.

Напряжение *ИГ* сравнивается с предписанным значением, которое задается задатчиком натяжения *ЗНт*. Поскольку мощность должна быть пропорциональна скорости *V* согласно (8-3), то ведущее напряжение $U_{вед}$ меняется пропорционально этой скорости (часто в качестве $U_{вед}$ используется напряжение тахогенератора на валу двигателя *M2* последней клетки или секции на рис. 8-1, а). При данном $U_{вед}$ перемещение движка *ЗНт* приводит к изменению натяжения. В процессе намотки рулона радиус его увеличивается, что при неизменной скорости приводит к увеличению натяжения и росту якорного тока. ЭДС с измерительного генератора стремится возрасти, а замкнутая система регулирования с точностью

до статической ошибки поддерживает ее постоянство, обеспечивая тем самым и постоянство электромагнитной мощности.

В схеме предусмотрены узлы ограничения скорости двигателя при его работе вхолостую, компенсации потерь и компенсации динамического тока в переходных режимах. Первый, работающий в режиме отсечки, представляет собой узел сравнения $U_{взд}$ с частью напряжения преобразователя $U_{отс}$, снимаемой с резистора R_1 . В процессе перемотки $U_{взд} > U_{отс}$ и диод D закрыт. На холостом ходу ток якоря мал и система регулирования, стремясь поддержать постоянство мощности, увеличивает скорость двигателя за счет увеличения напряжения преобразователя. Когда напряжение $U_{отс}$ станет больше $U_{взд}$, на вход регулятора (P) поступит отрицательный сигнал, ограничивающий рост напряжения.

Учет потерь представляет собой достаточно сложную задачу, так как потери не зависят однозначно от скорости двигателя, а определяются всем комплексом факторов, действующих в процессе перемотки и носящих часто случайный характер. Однако в ряде случаев удается выделить постоянную составляющую потерь и составляющую, приблизительно пропорциональную скорости наматывающего устройства. Для примерной компенсации потерь в цепи возбуждения *ОВИГ* действуют постоянное напряжение U_0 и часть напряжения преобразователя с делителя R_5 , приблизительно пропорциональная скорости двигателя M . Оба этих напряжения действуют встречно падению напряжения на шунте. В результате ЭДС *ИГ* уменьшается и замкнутая система, поддерживая ее в соответствии с $U_{взд}$, увеличивает электромагнитную мощность приблизительно на мощность потерь.

Режимы ускорения и замедления контролируются включающимися на это время реле соответственно *РУ* и *РЗ*. При разгоне в процессе намотки, когда электромагнитную мощность надо увеличить, в цепь *ОВИГ* вводится сопротивление R_4 , а при замедлении, когда ее надо уменьшить, — исключается R_3 .

Недостатком системы с поддержанием на постоянном уровне электромагнитной мощности является низкая точность измерения мощности. Одной из причин этого является непостоянство потока возбуждения двигателя, который фактически зависит от реакции якоря. Кроме того, зависимость потока возбуждения *ИГ* от якорного тока может считаться линейной только приблизительно.

8-2-2. АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ НАТЯЖЕНИЯ С ПОДДЕРЖАНИЕМ ТОКА ЯКОРЯ

В соответствии со сформулированным в п. 8-1-1 принципом косвенного поддержания натяжения на постоянном уровне, когда поток двигателя должен меняться пропорционально r_p , а ток при $F = \text{const}$ сохраняется постоянным, большинство систем регулирования натяжения строится из двух взаимосвязанных систем: системы стабилизации тока якоря двигателя наматывающего

тока с датчиком DT и регулятором PT и подчиненный контур регулирования напряжения с датчиком DN и регулятором PN , выходное напряжение которого воздействует на вход системы управления реверсивного тиристорного преобразователя (TPI). Предписанное значение тока якоря формируется в виде задающего напряжения на выходе пропорционального усилителя (UI) и состоит из четырех слагаемых: основного задающего сигнала, пропорционального заданному натяжению и снимаемого с датчика натяжения ($3Hm$); сигнала компенсации динамической составляющей тока u_k ; сигнала компенсации потерь и сигнала коррекции по натяжению с выхода регулятора натяжения (PHm).

При компенсации потерь приближенно предполагается, что их значение зависит от скорости рулона и эта зависимость моделируется функциональным преобразователем ($ФPI$).

Система регулирования ЭДС построена принципиально так же, как соответствующий контур в системе двухзонного регулирования (см. п. 2-2-3), с той лишь разницей, что внутренний контур за счет включения функционального преобразователя $ФPI2$, который моделирует характеристику намагничивания двигателя, представляет собой контур регулирования потока с регулятором PPI , а не контур регулирования тока возбуждения. Благодаря этому сигнал на выходе регулятора ЭДС ($PЭ$), являющийся предписанным значением регулируемой величины для внутреннего контура, в процессе перемотки пропорционален потоку возбуждения, а следовательно, и радиусу рулона, и может служить мерой радиуса. Регулятор ЭДС включает в себя суммирующий усилитель $У2$, на входе которого сигнал датчика ЭДС сравнивается с задающим напряжением, пропорциональным скорости перемотки, и аналоговый или цифровой интегратор I . В результате $PЭ$ имеет характеристики интегрирующего регулятора, что, с одной стороны, как это было показано в п. 1-3-1, необходимо для обеспечения стандартной или близкой к ней настройки контура ЭДС, а с другой — важно для того, чтобы регулятор «запоминал» радиус рулона.

Принцип построения системы предусматривает, что всегда, вне зависимости от режима работы (разгон, установившийся режим перемотки, торможение, выключенное состояние), поток возбуждения двигателя пропорционален радиусу рулона. В режиме перемотки это обеспечивается автоматически за счет действия замкнутой системы регулирования ЭДС. При неподвижном наматывающем устройстве сигналы $u_{д.э}$ и $U_э$ равны нулю и необходимо предусмотреть возможность задания начального потока возбуждения, соответствующего данному (если речь идет о начале намотки — минимальному) значению радиуса рулона. Это осуществляется при охвате $PЭ$ отрицательной обратной связью через контакты $ЗР$. Регулятор ЭДС приобретает характеристики апериодического звена с единичным коэффициентом усиления, и на выходе его устанавливается напряжение, равное напряжению задания радиуса рулона $u_{з.р}$. Перед началом перемотки контакты $ЗР$ размыкаются, и это

напряжение на выходе интегратора сохраняется, пока на входе РЭ сигнал равен нулю.

Поток возбуждения, соответствующий текущему значению радиуса рулона, нужно сохранить и при обрыве полосы. Обычно обрыв фиксируется специальным датчиком, воздействующим на реле, которое своим контактом (на рис. 8-4 не показан) шунтирует У2, благодаря чему напряжение на входе интегратора становится равным нулю, а на его выходе фиксируется напряжение, соответствующее значению радиуса рулона, при котором произошел обрыв. Однако даже при обеспечении фиксации требуемого значения потока, если не принять дополнительных мер, скорость наматывающего устройства будет резко возрастать. Действительно, если предположить, что напряжение, снимаемое с $ЭНт$, постоянно, резкое уменьшение якорного тока при обрыве полосы приведет к тому, что замкнутая система регулирования тока, стремясь восстановить заданный ток, будет увеличивать напряжение преобразователя $ТП1$ и это приведет к увеличению скорости двигателя. Чтобы этого не произошло, $ЭНт$ питается от усилителя У3, характеристика которого такова, что при входном сигнале, равном нулю, его выходное напряжение равно напряжению ограничения. На входе сигнал У3 $U_3 = V$ сравнивается с сигналом обратной связи по ЭДС. В нормальном режиме катушки задающий сигнал примерно равен сигналу обратной связи, напряжение на выходе У3 равно напряжению ограничения и постоянно. При обрыве, когда ЭДС начинает возрастать, сигнал обратной связи оказывается больше U_3 , усилитель У3 выходит из ограничения и система переходит в режим поддержания постоянства ЭДС за счет воздействия на напряжение преобразователя. Поскольку поток двигателя при этом соответствует значению радиуса рулона, при котором произошел обрыв, система поддерживает скорость двигателя, примерно соответствующую данным значениям скорости V и радиуса r_p .

Назначением сигнала u_k является задание динамической составляющей тока, за счет которой создается динамический момент $M_{дин} = M_{дин1} + M_{дин2}$, составляющие которого определяются формулами (8-8) и (8-10). Если толщина перематываемой полосы мала, то радиус рулона меняется медленно и скорость изменения радиуса dr_p/dt мала. Тогда составляющей $M_{дин2}$ пренебрегают, полагая, что $M_{дин} = M_{дин1}$. С учетом того, что система регулирования ЭДС меняет поток пропорционально радиусу, можно определить закон, по которому должен меняться динамический ток при разгоне и торможении:

$$i_{н.дин} = \frac{M_{дин1}}{c_d \Phi} = \frac{M_{дин1}}{r_p} \frac{r_{p. макс}}{c_d \Phi_{макс}}$$

или, с учетом первого из выражений (8-8),

$$i_{н.дин} = \left(\frac{q \cdot 10^3 \pi B}{2l} r_p^2 + \frac{J_0 i}{r_p^2} \right) \frac{r_{p. макс}}{c_d \Phi_{макс}} \frac{dV}{dt}. \quad (8-12)$$

Если У1 представляет собой усилитель с передаточным коэффициентом, равным единице, одинаковым по всем входам, и коэффициент передачи РТ по обоим каналам тоже одинаков, то компенсирующее напряжение должно быть

$$u_k = k_{д.т} i_{н.дип} \quad (8-13)$$

Из (8-12) видно, что это напряжение связано функциональной зависимостью с радиусом рулона r_p и прямо пропорционально ускорению. При установившейся скорости $u_k = 0$.

Функциональная схема устройства, формирующего напряжение u_k , показана на рис. 8-5, а. Напряжение на входе функционального преобразователя (ФП) пропорционально радиусу рулона. С помощью ФП в соответствии с (8-12) и (8-13) формируется напряжение

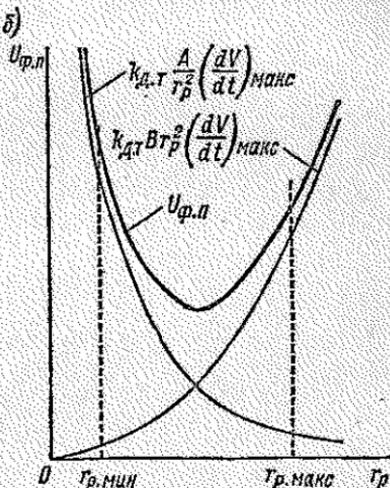
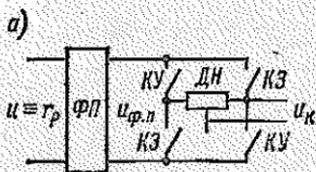


Рис. 8-5

$u_{ф.п}$, равное u_k при $(dV/dt)_{макс}$. Реальное значение ускорения задается установкой делителя напряжения (ДН). Компенсирующее напряжение имеет разный знак при ускорении и замедлении, что обеспечивается включением контактов КУ или КЗ соответственно. В установившемся режиме все контакты разомкнуты. В качестве напряжения, пропорционального радиусу рулона, может быть использовано напряжение на выходе регулятора ЭДС, если подчиненным контуром является контур потока, как на рис. 8-4. В ряд схем оно получается как результат деления напряжения датчика скорости (тахогенератора) на двигателе наматывающего устройства

$$u_{д.с} = k_{д.с} \omega_1 = k_{д.с} \frac{V}{r_p}$$

на напряжение тахогенератора на двигателе М2 клетки или секции (см. рис. 8-1, а)

$$u_{д.с.к} = k_3 V,$$

где k_3 — коэффициент пропорциональности.

Характер зависимости $u_{ф.п}$ от радиуса рулона при $dV/dt = \text{const}$ показан на рис. 8-5, б. При разных соотношениях $r_{р.макс}$ и $r_{р.мин}$ она может быть аппроксимирована более или менее сложной кривой.

В схемах, где не предъявляется высоких требований к поддержанию постоянства натяжения, применяются более простые способы компенсации динамического тока, когда на время разгона и торможения уставки тока меняются на постоянную величину (как на рис. 8-3).

Описанная система косвенного регулирования (см. рис. 8-4) дополнена внешним контуром прямого регулирования натяжения с датчиком $ДНт$ и регулятором $РНт$. В силу того что в контур регулирования натяжения входит упругое полотно, обычно этот контур имеет не слишком высокое быстродействие. Однако его применение позволяет уменьшить влияние возмущений, обусловленных потерями вращения и составляющей динамического момента $M_{дина}$. На входе $РНт$ сравниваются уставка натяжения с $ЗНт$ и сигнал датчика натяжения $ДНт$. Если заданная уставка якорного тока обеспечивает заданное натяжение, то напряжение на выходе $РНт$ равно нулю. Если установившееся значение натяжения не соответствует заданному, уставка тока корректируется выходным напряжением регулятора натяжения.

8-2-3. СИСТЕМА ДВУХЗОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ НАМАТЫВАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Как следует из выражения (8-11), регулирование скорости двигателя наматывающего устройства в процессе изменения радиуса рулона за счет потока возбуждения требует, чтобы двигатель был рассчитан на предел изменения потока

$$\frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{\min}} = \frac{r_{p. \max}}{r_{p. \min}}$$

Режим работы наматывающего устройства обычно является циклическим и включает в себя заправку полосы, разгон двигателя до рабочей скорости, работу на рабочей скорости, торможение и паузу. При достаточно большой толщине перематываемого материала время намотки готового рулона составляет несколько минут. В этих условиях выбор установленной мощности двигателя должен осуществляться по среднеквадратичному значению тока.

В ряде случаев можно использовать двигатель меньшего габарита, если применить комбинированное (двухзонное) управление, при котором ток якоря и ЭДС двигателя поддерживаются постоянными при изменении радиуса от $r_{p. \min}$ до некоторого граничного значения r_{p0} . При $r_{p0} \leq r_p \leq r_{p \max}$ поддерживается постоянство электромагнитной мощности двигателя при постоянном значении потока.

В первой зоне регулирования, при $r_p \leq r_{p0}$, система комбинированного управления (рис. 8-6, а) работает так же, как показанная на рис. 8-4. Поскольку напряжение на выходе $РЭ$ пропорционально радиусу рулона, выходное напряжение функционального преобразователя $ФЗ$, включенного на выход регулятора ЭДС,

оказывается зависящим от r_p . При $r_p \leq r_{p0}$ это напряжение неизменно. Умножение на $u_{ф.п.з} = \text{const}$ напряжений U_3 и $u_{д.т}$ множительными устройствами МУ1 и МУ2 не вызывает изменений в работе системы: ток якоря и ЭДС в установившемся режиме перемотки остаются неизменными и поток меняется пропорционально радиусу рулона.

Когда радиус рулона, а следовательно, и $u_{р.з}$ достигнут граничных значений и будут далее увеличиваться, коэффициент передачи функционального преобразователя ФП2, равный до сих пор единице, станет равным нулю, а напряжение на его выходе будет далее оставаться постоянным и соответствующим номинальному значению потока возбуждения. В то же время напряжение на выходе ФП3, бывшее до сих пор постоянным и равным $U_{ф.п.з \text{ макс}}$, начнет уменьшаться, благодаря чему образуется замкнутый контур регулирования напряжения регулятора ЭДС, включающий в себя РЭ, ФП3 и МУ1. Задача этого контура состоит в том, чтобы и при $r_p > r_{p0}$ напряжение на выходе РЭ, которое перестало быть эталонным для контура потока, менялось пропорционально радиусу рулона. Это обеспечивается выбором требуемой функциональной зависимости, которая моделируется ФП3. В контуре поддерживается примерное равенство

$$u_{д.з} \approx u_{м.у1}.$$

Во второй зоне, когда поток возбуждения постоянен и равен номинальному значению Φ_n , эти напряжения равны $u_{д.з} = k_{д.з} e_d = k_{д.з} c_d \Phi_n \omega = k_{д.з} c_d \Phi_n V / r_p$, а $u_{м.у1} = k_{м.у1} U_3 u_{ф.п.з} = k_{м.у1} k_4 \sqrt{u_{ф.п.з}}$, откуда

$$u_{ф.п.з} = \frac{k_{д.з} c_d \Phi_n}{k_{м.у1} k_4} \cdot \frac{1}{r_p} = U_{ф.п.з \text{ макс}} \cdot \frac{r_{p0}}{r_p},$$

где $U_{ф.п.з \text{ макс}} = k_{д.з} c_d \Phi_n / (k_{м.у1} k_4 r_{p0})$.

Вид этой зависимости, а также линейной характеристики $u_{р.з} = f(r_p)$ и построенной на их основании требуемой характеристики ФП3 показан на рис. 8-б, б.

Переход от режима поддержания постоянства тока к режиму поддержания постоянства мощности осуществляется за счет того, что во второй зоне по мере увеличения радиуса рулона напряжение на выходе МУ2, равное

$$u_{м.у2} = k_{м.у2} u_{д.т} u_{ф.п.з} = k_{м.у2} k_{д.т} u_{ф.п.з} r_{p0} \frac{i_a}{r_p},$$

стремится уменьшиться, а замкнутая система регулирования тока поддерживает его, воздействуя на ТП1, т. е. увеличивая напряжение на якоре двигателя.

Если передаточные коэффициенты по входам РТ одинаковы, то напряжение на выходе МУ2 и напряжение задания натяжения

Таким образом, при постоянной скорости перемотки V поддерживаемое постоянным напряжением $u_{м.у2}$ оказывается во второй зоне регулирования пропорциональным электромагнитной мощности двигателя.

В установившемся режиме перемотки, при $u_{м.у1} > u_{д.э}$, напряжение на выходе $\Phi П4$ равно нулю. При обрыве полотна, когда ЭДС двигателя возрастает, напряжение на входе $\Phi П4$ меняет знак, а на вход $РТ$ поступает сигнал, ограничивающий скорость двигателя.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

АДАПТАЦИЯ В АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

9-1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПО ОРГАНИЗАЦИИ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

9-1-1. ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫМИ СИСТЕМАМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И МЕХАНИЗМОВ

Нестационарность работы электроприводов как объектов управления зависит от способов управления электродвигателями постоянного и переменного тока и от свойств механизмов в процессе эксплуатации. Изменение параметров электроприводов происходит вследствие изменения следующих основных величин: параметров электромагнитных контуров в цепи «преобразователь—двигатель», передаточных коэффициентов преобразователей, потока возбуждения двигателей, моментов инерции механизмов, частот упругих механических колебаний, взаимного изменения механических параметров в многосвязных системах многодвигательных промышленных установок. Кроме того, в процессе эксплуатации АСУ ЭП могут наблюдаться значительные изменения по спектральному составу и интенсивности возмущающих и управляющих воздействий, что может приводить к существенному увеличению динамических ошибок системы и к необходимости перенастройки параметров регуляторов для минимизации этих ошибок.

Функциональная схема адаптивной АСУ ЭП показана на рис. 9-1. Основная часть системы включает в себя объект управления ($ОУ$) и регулятор ($Р$), охваченные обратной связью. В качестве основной части системы может рассматриваться любая автоматическая система управления нестационарным электроприводом, которая была рассмотрена в предыдущих главах. Реализация адаптивного управления производится в системе дополнительным блоком адаптивного управления ($БАУ$), который включает в себя блок обработки информации о текущем состоянии объекта управления или всей системы и блок перенастройки параметров регуляторов в соответствии с принятым критерием качества работы адаптивной системы.

Адаптивным управлением решаются следующие основные задачи: 1) при произвольном изменении параметров электроприводов в системе производятся такие изменения параметров регуляторов, при которых динамические свойства системы для заданных воздействий не изменяются. Предполагается, что система в исходных условиях оптимизирована и в дальнейшем обеспечивается стабильность показателей качества системы; 2) при начальном отсутствии информации о параметрах электроприводов и воздействиях на систему управления производится автоматический поиск оптимальных условий работы системы в соответствии с заданным критерием качества.

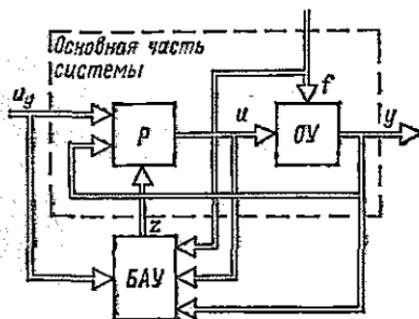


Рис. 9-1

Условия для второй задачи могут быть и другими. Например, имеется достаточно полная информация о системе электропривода, параметры которой не изменяются, но при изменении условий функционирования меняются заранее неопределенным образом воздействия на систему управления. Тогда необходимо выполнить перенастройку параметров системы путем изменения параметров регуляторов таким образом, чтобы обеспечить оптимальный режим работы системы. Решение второй задачи связано с поиском оптимальных режимов работы системы.

Решение первой задачи может быть в ряде случаев выполнено применением достаточно простых приемов компенсации изменяющихся параметров систем электроприводов. Этого можно добиться, если применить, например, внутренние обратные связи, охватывающие часть структуры OU с нестационарными параметрами, и обеспечить определенную избыточность по быстрдействию контуров регулирования с этими обратными связями по отношению к наружным контурам регулирования. Если координаты и параметры системы, несущие информацию о ее нестационарности и используемые для создания компенсационных связей, непосредственно измерены быть не могут, то возможно применение наблюдающих устройств, восстанавливающих необходимые координаты и параметры системы электропривода. Теория наблюдающих устройств разработана в основном для стационарных объектов, и ее применение для нестационарных объектов возможно только в соответствии с гипотезой квазистационарности систем в процессе оценки параметров и состояний OU .

Наряду с этим могут быть применены разнообразные приемы адаптации, зависящие от конкретных требований, предъявляемых к системам управления и от условий их функционирования. Приемы адаптации используются в тех случаях, когда оптимизация системы

управления выполняется при неполной исходной информации о системе и когда в процессе ее функционирования наблюдается заранее непрограммируемые изменения параметров и воздействий. Эти приемы, как правило, связаны с оценкой параметров и состояния системы (идентификацией системы) путем ее возбуждения и автоматической перенастройкой параметров или структуры управляющей части, а также введения дополнительных сигналов.

Функционирующая АСУ ЭП постоянно находится под воздействием различного рода возмущающих факторов (изменения моментов сопротивлений и напряжения сети, помехи датчиков, электромагнитные наводки, тепловые дрейфы и шумы и др.). Оценку состояния функционирующей системы целесообразно выполнять, используя естественные динамические процессы. Однако это не всегда возможно, в силу того что энергетический спектр возмущений может быть слишком узким или представлять собой сочетание периодических сигналов только на определенных частотах. В этом случае необходимо специально вводить тестовые сигналы, которым придают формы, оптимальным образом соответствующие состоянию оценки системы. Форма такого сигнала зависит и от вида описания состояния системы.

Для получения информации о состоянии системы в виде временных характеристик используют импульсные и ступенчатые сигналы, а в виде частотных характеристик — синусоидальные, прямоугольные и другие периодические сигналы. В качестве тестовых сигналов могут использоваться также и случайные сигналы с заданными характеристиками.

Информация о функционирующей системе может быть получена в виде амплитудно-фазовых частотных характеристик, импульсных переходных функций, оцененных параметров и координат системы и в другой форме. Рассмотрим некоторые методы идентификации, которые используются в дальнейшем для выполнения адаптивных систем управления.

9-1-2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ И ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Частотные и временные характеристики наиболее полно характеризуют динамические свойства АСУ ЭП. Частотные характеристики могут быть определены путем непосредственного измерения, если в систему вводить синусоидальные сигналы разной частоты. Амплитуда выходного сигнала на частоте ω , может быть измерена путем пропускания сигнала через узкополосный фильтр, выпрямитель и сглаживающий фильтр. Непосредственное измерение фазы может быть выполнено с помощью фазового дискриминатора, на выходе которого формируется сигнал, пропорциональный разности фаз двух периодических сигналов, поступающих на его вход. Применяют и иные способы измерения фазы. В частности, используют сравнение выходного сигнала системы с выходным сигналом модели при подаче на входы системы и модели гармонических тестовых сигналов.

вых сигналов. Реакция системы $y_i = y_{0i} \sin(\omega_i t + \varphi_i)$ на тестовый сигнал $u_i = u_0 \sin \omega_i t$ и реакция модели $y_{mi} = y_{m0i} \cos(\omega_i t + \varphi_{mi})$ на тестовый сигнал $u_i = u_0 \cos \omega_i t$ перемножаются. Результирующий сигнал будет описываться уравнением

$$y_{0i} \sin(\omega_i t + \varphi_i) y_{m0i} \cos(\omega_i t + \varphi_{mi}) = \\ = \frac{1}{2} y_{0i} y_{mi} [\sin(\varphi_i - \varphi_{mi}) + \sin(2\omega_i t + \varphi_i + \varphi_{mi})].$$

Постоянная составляющая этого уравнения определяет отклонение фазы исследуемой системы от фазы модели на частоте ω_i .

Определение частотных характеристик АСУ ЭП может выполняться без введения тестовых сигналов, если управляющее воздействие представляет собой случайную функцию либо содержит помеху. Это делается путем определения характеристик случайных процессов на входе и выходе системы, в частности путем определения спектральных плотностей или корреляционных функций.

Определение импульсной переходной функции можно произвести по реакции системы на кратковременный импульс. Применяют способы, основанные на соотношении положительных и отрицательных площадей импульсного переходного процесса, и ряд других способов. Их недостатком является необходимость возбуждения системы импульсом, превышающим по амплитуде все другие сигналы системы. Такой импульс может явиться мощной помехой для системы, а значит, недопустим по условиям ее эксплуатации. В таком случае предпочтительным является способ, основанный на определении статистических характеристик системы.

Взаимная корреляционная функция между тестовым входным сигналом в виде белого шума и выходным сигналом равна импульсной переходной функции. Если на вход системы подается сигнал

$$u(t) = u_1(t) + g(t)$$

(где $u_1(t)$ — управляющий сигнал; $g(t)$ — тестовый сигнал в виде белого шума) и между сигналами $u_1(t)$ и $g(t)$ отсутствует корреляция, то взаимная корреляционная функция между $g(t)$ и выходным сигналом системы будет равна импульсной переходной функции $h(\tau_i)$ в момент времени $t = \tau_i$, умноженной на некоторый постоянный коэффициент. Определение $h(\tau_i)$ производится с помощью коррелятора [34]. Несколько точек импульсной переходной функции определяют для разных времен запаздывания τ_i , зависящих от вида переходной функции.

9-1-3. АДАПТИВНЫЕ НАБЛЮДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ИДЕНТИФИКАЦИИ

Наблюдающие устройства, восстанавливающие переменные состояния объекта, могут также идентифицировать не поддающиеся прямому измерению внешние воздействия и неизвестные параметры объекта. В этом случае наблюдающие устройства выполняются с самонастройкой по идентифицируемым параметрам за счет вве-

дения интеграторов, входные сигналы которых представляют собой разность измеренных и оценочных значений переменных состояния объекта [25].

Процедуру идентификации неизвестных параметров объекта с помощью адаптивного наблюдающего устройства удобно рассмотреть на примере объекта с одним входным $u(t)$ и одним выходным $y(t)$ скалярными сигналами. Об объекте известно, что он линейный, n -го порядка, с определенным видом передаточной функции, параметры его не изменяются во времени. При этих условиях синтезируется наблюдающее устройство, которое должно оценивать вектор состояния объекта x и идентифицировать все неизвестные параметры объекта. Объект характеризуется передаточной функцией, степень числителя которой по крайней мере на единицу меньше степени знаменателя,

$$W_o(p) = \frac{y}{u} = \frac{B_0 p^{n-1} + B_1 p^{n-2} + \dots + B_{n-1}}{p^n + A_1 p^{n-1} + \dots + A_n}, \quad (9-1)$$

а коэффициенты A_i и B_i неизвестны.

Разделив числитель и знаменатель передаточной функции (9-1) на полином $(n-1)$ -й степени

$$(p + \lambda_2)(p + \lambda_3) \dots (p + \lambda_n),$$

где $\lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$ — действительные и отрицательные корни, и разложив числитель и знаменатель на простые дроби, получим

$$\frac{y}{u} = \frac{b_1 + b_2 \frac{1}{p + \lambda_2} + \dots + b_n \frac{1}{p + \lambda_n}}{p - a_1 - a_2 \frac{1}{p + \lambda_2} - \dots - a_n \frac{1}{p + \lambda_n}}, \quad (9-2)$$

где $b_1 = B_0$; $a_1 = (\lambda_2 + \dots + \lambda_n) - A_1$.

Остальные коэффициенты b_i и a_i связаны сложными полиномами [25] с параметрами A_i , B_i и λ_i и здесь не приводятся.

На основании (9-2) можно записать

$$\begin{aligned} (p - a_1 - \lambda_1 + \lambda_1 - a_2 \frac{1}{p + \lambda_2} - \dots - a_n \frac{1}{p + \lambda_n}) y = \\ = (b_1 + b_2 \frac{1}{p + \lambda_2} + \dots + b_n \frac{1}{p + \lambda_n}) u. \end{aligned}$$

Преобразовав это уравнение, получим

$$\begin{aligned} y = \frac{1}{p + \lambda_1} \left[(b_1 + b_2 \frac{1}{p + \lambda_2} + \dots + b_n \frac{1}{p + \lambda_n}) u + \right. \\ \left. + (a'_1 + a_2 \frac{1}{p + \lambda_2} + \dots + a_n \frac{1}{p + \lambda_n}) y \right], \quad (9-3) \end{aligned}$$

где $a'_1 = a_1 + \lambda_1$.

Заменяя параметры a_i , b_i оценочными значениями \hat{a}_i , \hat{b}_i и вводя промежуточные переменные \hat{z}_i , \hat{w}_i , можно получить на основании уравнения (9-3) структурную схему наблюдающего устройства

(рис. 9-2). В нижней части структурной схемы находятся контуры адаптивной настройки параметров \hat{a}_i, \hat{b}_i .

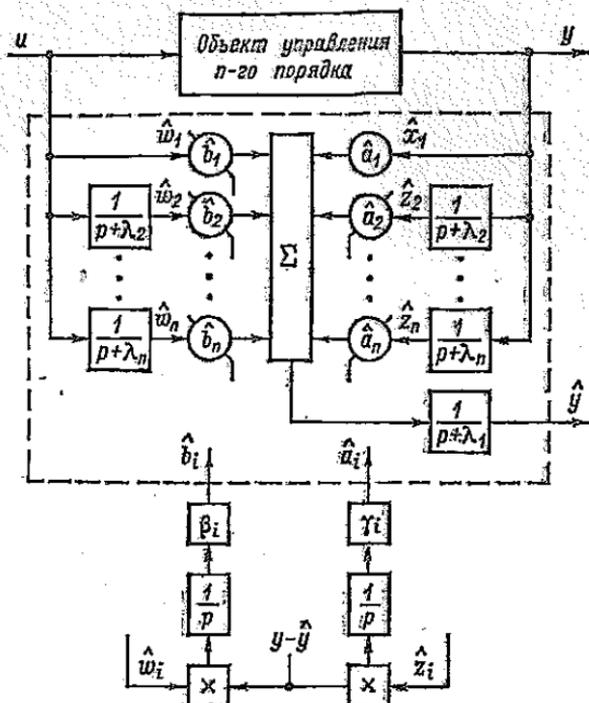


Рис. 9-2

Объект управления, определенный передаточной функцией (9-2), характеризуется следующими уравнениями относительно переменных состояния:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ a_2 & & & & \\ \vdots & & & & \\ a_n & & & & \end{bmatrix} \Lambda \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \times u; \quad (9-4)$$

$$y = [1 \ 0 \ \dots \ 0] x = x_1,$$

где Λ — диагональная матрица вида

$$\Lambda = \begin{bmatrix} -\lambda_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\lambda_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\lambda_n \end{bmatrix}. \quad (9-5)$$

Имея в виду, что выходной сигнал измеряется по $y = x_1$, уравнения (9-4) можно представить также в следующей форме:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{x}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \\ r \\ \Lambda \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} y \\ x' \end{bmatrix} + bu, \quad (9-6)$$

где x' — $(n-1)$ -мерный вектор, соответствующий неизвестной части $[x_2 \dots x_n]^T$ вектора состояния $x = [x_1 \ x_2 \dots x_n]^T$; $r^T = [1 \ 1 \dots 1]$; a, b — параметрические векторы с неизвестными элементами, $a = [a_1 \ a_2 \dots a_n]^T$, $b = [b_1 \ b_2 \dots b_n]^T$.

Уравнения, описывающие адаптивное наблюдающее устройство, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{w}}' &= \Lambda^T \hat{w}' + ru; \\ \begin{bmatrix} \dot{\hat{y}} \\ \dot{\hat{z}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{a}^T \\ r | \Lambda^T \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} y \\ \hat{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \times [b^T \hat{w}' - \lambda_1 \hat{y}]; \\ \hat{a}_1 &= -\gamma_1 y \hat{y}; \quad \hat{b}_1 = -\beta_1 u \hat{y}; \\ \hat{a}_i &= -\gamma_i \hat{z}_i \hat{y}; \quad \hat{b}_i = -\beta_i \hat{w}_i \hat{y}; \quad (i = 2, \dots, n), \end{aligned} \right\} \quad (9-7)$$

где $r = [1 \ 1 \dots 1]^T$; $\lambda_1 > 0$; $\hat{y} = y - \hat{y}$; $\hat{w}' = [u \ \hat{w}'^T]^T$; \hat{w}' — $(n-1)$ -мерные векторы промежуточных переменных наблюдающего устройства;

$$\hat{w}' = [\hat{w}_2 \dots \hat{w}_n]^T; \quad \hat{z} = [\hat{z}_2 \dots \hat{z}_n]^T;$$

$\gamma_i > 0$, $\beta_i > 0$, $(i = 1, \dots, n)$ — коэффициенты усиления цепей адаптации, предназначенных для настройки параметров \hat{a}_i и \hat{b}_i .

Выбором коэффициентов γ_i и β_i производится оптимизация процесса идентификации параметров объекта. Параметры \hat{a} , \hat{b} являются оценками параметров a, b уравнения (9-6). Оценка составляющих вектора состояния $\hat{x} = [y \ \hat{a}_2 \hat{z}_2 + \hat{b}_2 \hat{w}_2 \dots \hat{a}_n \hat{z}_n + \hat{b}_n \hat{w}_n]^T = [y \ \hat{x}'^T]^T$ производится после селективного суммирования пар $\hat{a}_i \hat{z}_i$ и $\hat{b}_i \hat{w}_i$ в сумматоре наблюдающего устройства.

Поскольку наблюдающие устройства являются замкнутыми нелинейными системами, проверку их устойчивости производят прямыми методами Ляпунова.

Применение наблюдающего устройства идентификации для конкретной следящей системы электропривода рассмотрено в п. 9-2-5.

9-2. БЕСПОИСКОВЫЕ АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

9-2-1. ЭТАЛОННЫЕ МОДЕЛИ В БЕСПОИСКОВЫХ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

Эталонные модели в той или иной форме используются в большинстве беспойсковых адаптивных АСУ ЭП. В качестве таких моделей могут быть применены: модели замкнутой или разомкну-

той системы; модели части системы, в которой находятся нестационарные параметры; наконец, могут быть заданы определенные величины, являющиеся эталоном для конкретных условий работы нестационарной системы. В некоторых случаях модель может быть задана не в явной форме, но ее присутствие предопределяет работу беспойсковой адаптивной системы.

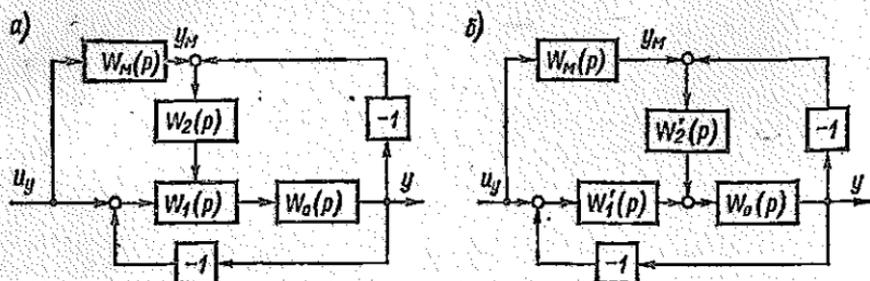


Рис. 9-3

Разновидности беспойсковых систем, в которых эталонные модели присутствуют в явном виде, получили название *систем с эталонными моделями*. Простейшие структурные схемы таких систем показаны на рис. 9-3, а, б. Сигнал y_m на выходе эталонной модели, имеющей передаточную функцию $W_m(p)$, сравнивается с сигналом y на выходе системы. По разности этих сигналов вырабатывается корректирующее воздействие на систему. В первом случае (рис. 9-3, а) вслед за изменением параметров объекта $W_0(p)$ изменяются параметры корректирующего звена $W_1(p)$. Во втором случае (рис. 9-3, б) формируется добавочный сигнал, параметры же звена $W_1'(p)$ остаются неизменными. Синтез звеньев $W_2(p)$, $W_2'(p)$ производится в соответствии с требуемым качеством работы самонастраивающейся системы.

В процессе функционирования системы параметры эталонной модели не изменяются и соответствуют значениям, при которых переходные процессы в модели близки к желаемым переходным процессам в системе управления. Возможность использования самонастройки без изменения параметров корректирующего звена (рис. 9-3, б), получившей название *сигнальной самонастройки*, следует из анализа передаточной функции самонастраивающейся системы

$$W(p) = \frac{y}{u_y} = \frac{W_1'(p) W_0(p) + W_2'(p) W_0(p) W_m(p)}{1 + W_1'(p) W_0(p) + W_2'(p) W_0(p)}$$

Положим для простоты, что $W_2'(p) = k_2$ и $k_2 \rightarrow \infty$. Тогда передаточная функция системы $W(p)$ будет приблизительно равна передаточной функции модели $W_m(p)$ независимо от изменений $W_0(p)$. Следовательно, при изменении параметров объекта в замкнутой системе динамические процессы по управлению будут стабилизированы.

В техническом выполнении такая система довольно проста, однако основным условием работы системы является условие малых отклонений параметров объекта от начальных значений. Это условие не является определяющим при выполнении системы по схеме рис. 9-3, а.

Системы с эталонными моделями оказываются весьма чувствительными к возмущающим воздействиям и помехам. Это объясняется тем, что модель выполняется ориентируемой на определенное воздействие, например управляющее, и все иные воздействия могут исказить процесс самонастройки. Возникает в таком случае необходимость сигнальной избирательности в работе системы либо необходимость использования весьма сложных эталонных моделей.

9-2. АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ЧАСТОТНЫХ И ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Адаптивные АСУ ЭП со стабилизацией частотных характеристик могут быть весьма эффективными, если имеются полные сведения о природе нестационарных свойств объекта управления, об их влиянии на параметры системы. Необходимости в идентификации объекта или системы в большом диапазоне частот часто не возникает из-за достаточно ясных влияний изменяющихся параметров объекта на частотные свойства системы. Можно, например, ограничиться информацией о характеристиках системы при одной, двух частотах и на основании этой информации вводить коррективы в характеристики системы в требуемом диапазоне частот. Оправданием для такого подхода является то, что при построении систем стремятся к формированию типовых динамических характеристик, вид которых заранее предопределен и хорошо увязан с изменяющимися параметрами объекта. Аппаратурные затраты на выполнение контуров самонастройки в этом случае невелики по сравнению с затратами на основную часть системы управления.

Рассмотрим в качестве примера систему, самонастраивающуюся по значению амплитудной характеристики на частоте среза $\omega_{ср}$ (рис. 9-4). Вместе с полезным сигналом управления u_y на вход системы подается тестовый сигнал $u_0 \sin \omega_0 t$; частота ω_0 принимается равной $\omega_{ср}$. При изменении параметров объекта, например передаточного коэффициента, в системе происходит перенастройка коэффициента регулятора k_p таким образом, чтобы положение ти-

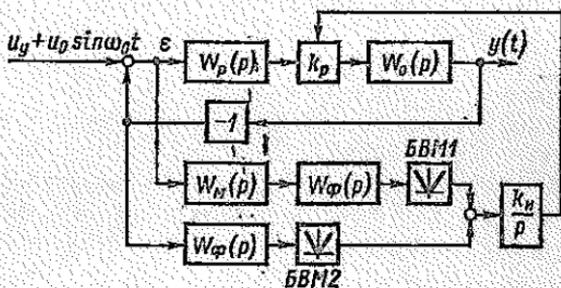


Рис. 9-4

Рассмотрим в качестве примера систему, самонастраивающуюся по значению амплитудной характеристики на частоте среза $\omega_{ср}$ (рис. 9-4). Вместе с полезным сигналом управления u_y на вход системы подается тестовый сигнал $u_0 \sin \omega_0 t$; частота ω_0 принимается равной $\omega_{ср}$. При изменении параметров объекта, например передаточного коэффициента, в системе происходит перенастройка коэффициента регулятора k_p таким образом, чтобы положение ти-

повой частотной характеристики разомкнутой системы не изменялось. С этой целью в систему введены: модель разомкнутой системы с передаточной функцией $W_m(p)$; узкополосные фильтры частоты $\omega_0 - W_\phi(p)$; блоки вычисления модуля $BВМ1$ и $BВМ2$; сумматор и регулятор контура самонастройки в виде интегратора с передаточным коэффициентом k_n . Передаточная функция регулятора основной части системы $k_p W_p(p)$ выбирается из заданных требований к качеству переходного процесса в системе при некоторых средних параметрах объекта.

Если, к примеру, увеличивается передаточный коэффициент объекта за счет изменения момента инерции механизма J или постоянной двигателя c'_d , то сигнал на выходе $BВМ2$ будет превышать сигнал на выходе $BВМ1$ и за счет образовавшегося разностного сигнала будет автоматически выполняться поднастройка k_p , при которой разностный сигнал будет равен нулю.

Аналогично можно выполнить контроль частотной характеристики разомкнутой системы в двух, трех и большем числе точек. Сложность реализации таких систем заключается в необходимости применения узкополосных фильтров для каждой из этих частот либо в необходимости дополнительно производить перенастройку узкополосного фильтра в соответствии с изменяющейся частотой тестового сигнала. В простейшем случае, при наличии только одной частоты, эталонная модель может быть представлена передаточным коэффициентом, в частности при частоте среза $W_m(p) = 1$.

Если происходит существенная деформация амплитудно-частотной характеристики объекта, то при использовании рассмотренного выше метода можно вводить самонастройку по нескольким параметрам регулятора. Возможно также выполнение самонастраивающихся систем с контролем амплитудных и фазовых либо только фазовых частотных характеристик.

В самонастраивающихся системах, основанных на стабилизации временных характеристик, могут быть использованы приемы определения импульсной переходной функции, изложенные в § 9-1. Адаптивная система структурно выполняется аналогично схеме рис. 9-4, но сигнал на изменение параметров регулятора вырабатывается на основании оценки импульсной переходной функции и соответствующих характеристик, получаемых по этой оценке. Например, оценивая соотношение положительных и отрицательных площадей, ограниченных импульсной переходной функцией, можно судить о степени демпфирования замкнутой системы управления. В связи с тем, что для оценки импульсной переходной характеристики и формирования управляющего сигнала на изменение параметров регуляторов необходимо определенное для данной системы время, применение такой самонастраивающейся системы возможно в тех случаях, когда время изменения параметров системы электропривода значительно больше времени переходного процесса в контуре самонастройки.

Важным преимуществом адаптивных систем, построенных на сравнении высокочастотных и низкочастотных составляющих сигналов, является то, что не требуется вводить тестовые сигналы. Возбуждение системы происходит за счет естественных воздействий по каналам управления, возмущений и помех. Такие адаптивные системы находят применение в тех случаях, когда требуемое качество управления нестационарным объектом может быть обеспечено путем изменения передаточного коэффициента системы [34].

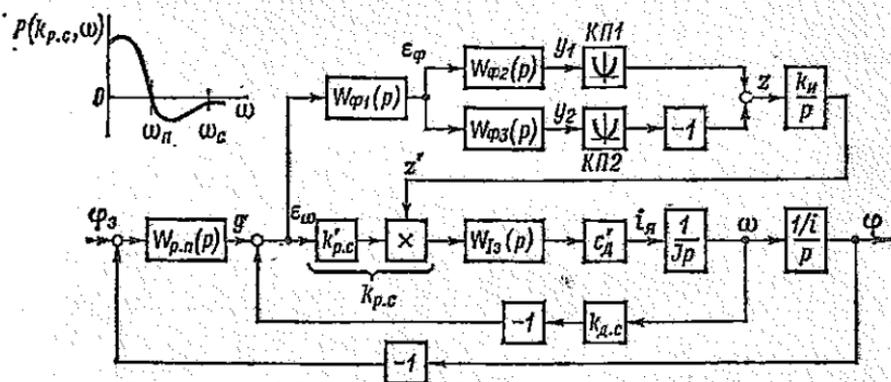


Рис. 9-5

Принцип построения адаптивной системы рассмотрим на примере следящей системы электропривода, структурная схема которой показана на рис. 9-5. Основная часть системы представляет собой трехконтурную систему с обратными связями по току, скорости и положению (см. гл. 6). Контур самонастройки включен в контур регулирования скорости и автоматически стабилизирует динамические свойства последнего при непрограммируемых изменениях момента инерции электропривода J . Выполняется это путем стабилизации соотношения энергии низкочастотной и высокочастотной составляющих сигнала ошибки контура скорости ε_ω за счет соответствующего изменения передаточного коэффициента регулятора скорости $k_{p.c}$. Предполагается, что контур регулирования скорости возбуждается случайным сигналом g со спектральной плотностью $s_g(\omega)$ и ошибка контура ε_ω также случайная величина.

Рассматривая основную часть системы управления линейной и квазистационарной, среднее значение квадрата ошибки $\bar{\varepsilon}_\omega^2$ опре-

* Здесь $\bar{\varepsilon}_\omega^2$ в дальнейшем двумя чертами сверху обозначено среднее значение величины.

делим из выражения

$$\bar{\varepsilon}_\omega^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1+W_\omega(j\omega)} \right|^2 S_g(\omega) d\omega, \quad (9-8)$$

где $W_\omega(j\omega)$ — передаточная частотная функция разомкнутого контура регулирования скорости.

При изменении передаточного коэффициента PC $k_{p,c}$ происходит изменение $\bar{\varepsilon}_\omega^2$. Связь этих параметров может быть установлена через частную производную $\bar{\varepsilon}_\omega^2$ по $k_{p,c}$.

$$\frac{\partial \bar{\varepsilon}_\omega^2}{\partial k_{p,c}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_g(\omega) \frac{\partial E^2(k_{p,c}, \omega)}{\partial k_{p,c}} d\omega, \quad (9-9)$$

где $E^2(k_{p,c}, \omega) = \left| \frac{1}{1+W_\omega(j\omega)} \right|^2$.

Частная производная $\partial E^2(k_{p,c}, \omega)/\partial k_{p,c}$ может быть представлена в следующем виде [34]:

$$\frac{\partial E^2(k_{p,c}, \omega)}{\partial k_{p,c}} = -2E^2(k_{p,c}, \omega) P(k_{p,c}, \omega), \quad (9-10)$$

где $P(k_{p,c}, \omega)$ — вещественная частотная характеристика, соответствующая передаточной функции $W_{\omega_3}(p) = W_\omega(p)/[1+W_\omega(p)]$.

Выразив спектральную плотность ошибки ε_ω через спектральную плотность сигнала g в виде

$$S_{\varepsilon_\omega}(\omega) = \left| \frac{1}{1+W_\omega(j\omega)} \right|^2 S_g(\omega), \quad (9-11)$$

можно записать выражение (9-9) с учетом выражений (9-10) и (9-11) в следующем виде:

$$\frac{\partial \bar{\varepsilon}_\omega^2}{\partial k_{p,c}} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\varepsilon_\omega}(\omega) P(k_{p,c}, \omega) d\omega.$$

Производная $\partial \bar{\varepsilon}_\omega^2/\partial k_{p,c}$ может быть положительной, отрицательной и равной нулю в зависимости от знака подинтегральной функции. Знак же этот главным образом определяется видом вещественной частотной характеристики $P(k_{p,c}, \omega)$. Характеристика $P(k_{p,c}, \omega)$ имеет положительную и отрицательную части (рис. 9-5) соответственно в диапазонах частот $0 < \omega < \omega_n$ и $\omega_n < \omega < \omega_c$, где частоты ω_n и ω_c определяют интервал положительности и интервал существенных частот системы. Изменяя $k_{p,c}$, можно изменять соотношения положительных и отрицательных площадей вещественной частотной характеристики и влиять на ход переходных процессов в системе. Можно подобрать такое значение $k_{p,c} = k_0$, при котором площади будут равны и $\partial \bar{\varepsilon}_\omega^2/\partial k_{p,c} = 0$. При этом в системе будет существовать баланс низкочастотной ($0 < \omega < \omega_n$) и высокочас-

точной ($\omega_n < \omega < \omega_c$) составляющих ошибки. На этом и основано выполнение контура самонастройки в системе управления (рис. 9-5).

Разделение сигнала ошибки по спектральным областям выполняется фильтрами низких и высоких частот, имеющими передаточные функции соответственно $W_{\Phi_2}(p)$ и $W_{\Phi_3}(p)$. В качестве таких фильтров могут использоваться фильтры первого и второго порядков. В частности, для фильтров первого порядка имеем

$$W_{\Phi_2}(p) = k_{\Phi_2} \frac{1}{T_{\Phi} p + 1}; \quad W_{\Phi_3}(p) = k_{\Phi_3} \frac{T_{\Phi} p}{T_{\Phi} p + 1},$$

где T_{Φ} — постоянная времени фильтра, $T_{\Phi} = 1/\omega_n$.

Для того чтобы обеспечить вариацию желаемых динамических характеристик основной части системы, в контур самонастройки вводится фильтр с передаточной функцией $W_{\Phi_1}(p)$. Тогда в системе обеспечивается условие $\frac{\partial \bar{\epsilon}_{\Phi}^2}{\partial k_{p,c}} = 0$, а вид вещественной частотной характеристики основной части системы может изменяться в зависимости от соответствующих изменений частотной характеристики фильтра $W_{\Phi_1}(j\omega)$.

Спектральная плотность ошибки ϵ_{Φ} равна

$$S_{\epsilon_{\Phi}}(\omega) = |W_{\Phi_1}(j\omega)|^2 S_{\epsilon_{\omega}}(\omega).$$

Имея это в виду и разделяя в характеристике $P(k_{p,c}, \omega)$ положительные и отрицательные значения в областях частот $0 < \omega < \omega_n$ и $\omega_n < \omega < \omega_c$, можно записать

$$\begin{aligned} \frac{\partial \bar{\epsilon}_{\Phi}^2}{\partial k_{p,c}} &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\epsilon_{\Phi}}(\omega) P(k_{p,c}, \omega) d\omega = & (9-12) \\ &= -\frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_n} S_{\epsilon_{\Phi}}(\omega) P(k_{p,c}, \omega) d\omega + \frac{2}{\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_c} S_{\epsilon_{\Phi}}(\omega) P(k_{p,c}, \omega) d\omega. \end{aligned}$$

Формирование алгоритма самонастройки выполняется на основании метода градиента [34], в соответствии с которым скорость перенастройки параметра принимается пропорциональной частной производной от выбранного критерия качества по этому параметру:

$$\frac{dk_{p,c}}{dt} = -\gamma \frac{\partial \bar{\epsilon}_{\Phi}^2}{\partial k_{p,c}}.$$

С учетом (9-12) алгоритм самонастройки определяется выражением

$$\begin{aligned} \frac{dk_{p,c}}{dt} &= \frac{2\gamma}{\pi} \int_0^{\omega_n} S_{\epsilon_{\Phi}}(\omega) P(k_{p,c}, \omega) d\omega - \\ &- \frac{2\gamma}{\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_c} S_{\epsilon_{\Phi}}(\omega) P(k_{p,c}, \omega) d\omega. & (9-13) \end{aligned}$$

Интегралы в выражении (9-13) определяют энергию высокочастотных и низкочастотных составляющих сигнала ϵ_{Φ} .

В соответствии с алгоритмом (9-13) реализация контура самонастройки сводится к разделению сигнала ϵ_{Φ} на сигналы y_1 и y_2 по спектральным областям $0 - \omega_n$ и $\omega_n - \omega_c$ и сравнению энергии этих сигналов. В соответствии с энергетической формой интеграла Фурье [7] полная энергия сигналов $y_1(t)$ и $y_2(t)$ определяется выражениями

$$\int_{-\infty}^{\infty} y_1^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y_1(j\omega)|^2 d\omega;$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} y_2^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y_2(j\omega)|^2 d\omega,$$

где $Y_1(j\omega)$ и $Y_2(j\omega)$ — преобразования Фурье для сигналов $y_1(t)$ и $y_2(t)$, $Y_1(j\omega) = W_{\Phi_2}(j\omega)\epsilon_{\Phi}(j\omega)$, $Y_2(j\omega) = W_{\Phi_3}(j\omega)\epsilon_{\Phi}(j\omega)$, а $|Y_1(j\omega)|^2$ и $|Y_2(j\omega)|^2$ — распределения энергии сигналов по частотам.

Оценка энергии сигналов в соответствие с этими интегралами должна производиться на больших интервалах времени, что неприемлемо для быстродействующих самонастраивающихся систем управления. В контуре самонастройки происходит сравнение сигналов непрерывно по текущему спектру, что фактически соответствует сравнению их мгновенных мощностей. Сигналы $y_1(t)$ и $y_2(t)$, поступающие с фильтров низких и высоких частот, преобразуются в квадратичных преобразователях $KП1$ и $KП2$ (рис. 9-5) в сигналы $y_1^2(t)$ и $y_2^2(t)$, которые несут в себе информацию о мгновенных мощностях. Разностный сигнал z на входе интегратора пропорционален разности мгновенных мощностей сигналов. На выходе интегратора формируется сигнал z' для изменения передаточного коэффициента регулятора скорости $k_{p.c} = k'_{p.c}z'$, где $k'_{p.c}$ — некоторая неизменяемая часть коэффициента. Расчет передаточного коэффициента интегратора k_i производится из условия обеспечения устойчивости контура самонастройки и зависит также от спектрального состава сигнала ошибки ϵ_{ω} .

Фильтр с передаточной функцией $W_{\Phi_1}(p)$, кроме формирования желаемой вещественной частотной характеристики, исключает из сигнала ошибки ϵ_{ω} постоянную составляющую.

9-2-4. АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ПЕРЕКЛЮЧАЮЩЕЙСЯ СТРУКТУРОЙ РЕГУЛЯТОРОВ

Адаптивное управление нестационарными системами электроприводов может заключаться не только в изменении параметров регуляторов в соответствии с изменением параметров объектов управления, но и в изменении структуры регуляторов и структуры системы управления в целом. Необходимость такой перенастройки

возникает обычно в тех случаях, когда существенно меняются динамические свойства систем электроприводов. Связано это главным образом с изменением режимов их работы. Существенное изменение динамических свойств системы электропривода происходит, например, при переходе вентильного электропривода постоянного тока из режима непрерывных токов преобразователя в режим прерывистых токов или при переходе вентильного электропривода переменного тока из двигательного режима в тормозной, если двигательный и тормозной моменты формируются в различных электромагнитных цепях системы «преобразователь—двигатель». Рассмотрим адаптивное управление электроприводом постоянного тока, работающим при непрерывных и прерывистых токах преобразователя.

При выполнении системы управления электроприводом с подчиненной обратной связью по току объект управления в контуре регулирования тока описывается передаточной функцией

$$W_I(p) = \frac{k_{т.п}}{T_{т.п}p + 1} \frac{1/R_{э.п}}{T_{э.п}p + 1},$$

параметры объекта считаются постоянными, регулятор тока выполняется как ПИ-регулятор и передаточная функция замкнутого контура определяется выражением (2-36) (см. § 2-2).

В режиме прерывистого тока преобразователя ток начинается и заканчивается нулевым значением в течение каждого интервала времени $T = 1/(mf_{сет})$, где $f_{сет}$ — частота сети. В этом случае с точностью до интервала времени T можно пренебречь электромагнитными переходными процессами в цепи «преобразователь—двигатель», но необходимо учитывать существенно изменяющееся с углом проводимости тиристоров λ эквивалентное сопротивление преобразователя $R_{э.п}$. Сопротивление $R_{э.п}$ в прерывистом режиме определяется как функция угла λ в соответствии с формулой [54]

$$R_{э.п} = \frac{8\pi^2 f_{сет} L_{э.п}}{m\lambda^2} = \frac{A}{\lambda^2}, \quad (9-14)$$

где $A = \frac{8\pi^2 f_{сет} L_{э.п}}{m}$ — постоянная величина.

При уменьшении тока преобразователя уменьшается и λ . Принципно можно допустить пределы изменения углов проводимости тиристоров от значения $\lambda = 2\pi/m$, соответствующего начально-непрерывному режиму преобразователя, до 0. При этих пределах изменения λ сопротивление $R_{э.п}$ будет меняться от значения $2f_{сет} mL_{э.п}$ до бесконечности. Если считать, что $R_{э.п} \gg R_{д}$, то сопротивление якорной цепи будет в основном определяться эквивалентным сопротивлением преобразователя

$$R'_{я.ц} \approx R_{э.п} \quad (9-15)$$

Тогда объект управления в контуре регулирования тока будет описываться передаточной функцией

$$W'_1(p) = \frac{k_{\tau, \text{п}}}{T_{\tau, \text{п}} p + 1} \frac{1}{R'_{\text{я.у}}}$$

Если стремиться к сохранению динамических свойств замкнутого контура регулирования тока в режимах прерывистых и непрерывных токов, то регулятор тока для прерывистого режима должен быть интегральным:

$$W'_{\text{р.т}}(p) = \frac{1}{\tau'_{\text{р.т}} p}; \quad \tau'_{\text{р.т}} = \frac{2T_{\text{ш}} k_{\tau, \text{п}} k_{\text{л.т}}}{R'_{\text{я.у}}}$$

где $\tau'_{\text{р.т}}$ — постоянная времени PT ; $T_{\text{ш}} = T_{\tau, \text{п}}$.

Принимая во внимание (9-14) и (9-15), постоянную времени PT можно записать как

$$\tau'_{\text{р.т}} = \frac{2T_{\text{ш}} k_{\tau, \text{п}} k_{\text{л.т}} \lambda^2}{A}$$

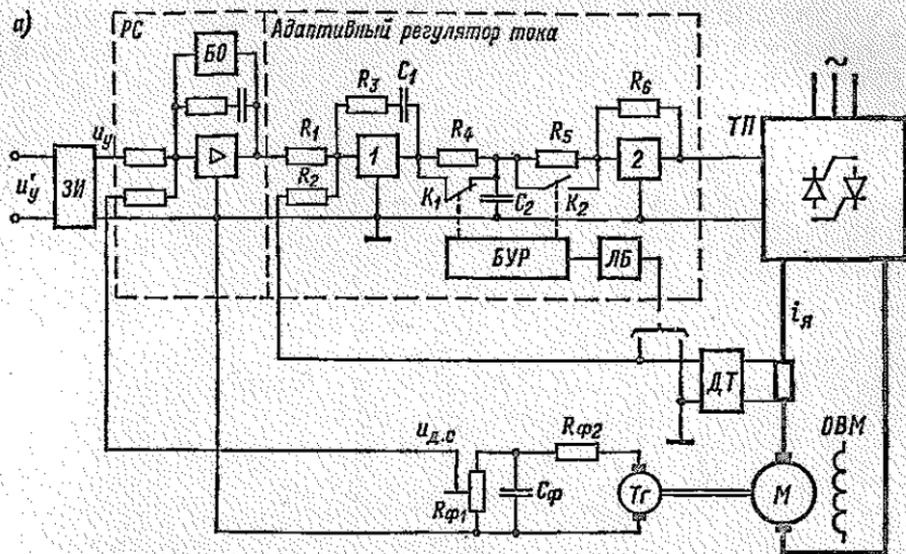
Таким образом, при переходе электропривода из режима непрерывных токов в режим прерывистых токов необходимо перейти от структуры *ПИ*-регулятора тока к структуре *И*-регулятора и изменить постоянную времени PT пропорционально квадрату угла проводимости тиристоров.

Техническая реализация адаптивного PT с переключением структуры и изменением параметров может быть, например, такой, как показано на схеме рис. 9-6, а. Регулятор тока состоит из последовательно соединенных звеньев: пропорционально-интегрального, инерционного и пропорционального. Блок управления регулятором (*БУР*) производит переключение структуры PT и изменяет постоянную времени интегрирующего звена при работе в режиме прерывистых токов. Логический блок (*ЛБ*) фиксирует моменты отсутствия тока и подключает в этом случае *БУР*. При непрерывном токе $T\Pi$ резистор R_4 зашунтирован ключом K_1 , в качестве которого может быть использован полевой транзистор, а сопротивление резистора R_5 имеет начальное значение, равное значению сопротивления резистора R_6 . Тогда передаточный коэффициент усилителя 2 будет равен единице. Полагая, что выходное сопротивление усилителя 1 мало, постоянной времени инерционного звена при шунтировании R_4 можно пренебречь. Тогда регулятор тока будет *ПИ*-регулятором с постоянными параметрами.

При появлении прерывистого тока *ЛБ* подключает *БУР*. Ключ K_1 размыкается и остается разомкнутым до тех пор, пока существует прерывистый ток. Введенное в схему сопротивление R_4 совместно с емкостью C_2 образуют инерционное звено, постоянная времени которого равна постоянной времени *ПИ*-регулятора ($\tau_{\text{и.з}} = \tau_{\text{р.т}}$). Сопротивление R_5 коммутируется с помощью ключа K_2 , управление которым производится от широтно-импульсного модулятора (*ШИМ*) со скважностью, пропорциональной квадрату угла λ . Регулятор

тока становится И-регулятором с изменяющейся постоянной времени.

Для того чтобы получить сигнал, пропорциональный квадрату угла λ , необходимо получить сигнал, пропорциональный λ , и пропустить его через квадратичный преобразователь. Последователь-



ность получения такого сигнала иллюстрируется рис. 9-6, б. Постоянное напряжение U_0 модулируется в соответствии с прерывистым током i_a и сглаживается. Получается напряжение u_λ , пропорциональное λ . Сопротивление R_5 будет изменяться пропорционально u_λ^2 . Передаточная функция такого регулятора

$$W'_{p.r}(\rho) = \frac{\beta}{\tau_{p.r} \rho} \frac{1}{k_2(\lambda^2)} = \frac{1}{\tau_{p.r}^2(\lambda^2) \rho^2}$$

где $k_2(\lambda^2) = R_5(\lambda^2)/R_6$ — переменный коэффициент усилителя 2.

Схема самонастройки значительно упрощается, если использовать управление значением сопротивления R_5 пропорционально λ . Тогда коммутация ключа K_2 производится сигналом $u_{\text{с.д}}$ и не надо использовать дополнительный ШИМ. Такое управление возможно, если угол λ с определенным запасом отличается от 0. В этом случае повышается также и быстродействие контура перенастройки параметров PT , а переходные характеристики замкнутого контура тока приближаются к характеристикам, соответствующим стандартным настройкам при ступенчатых изменениях воздействий в системе с непрерывным током якоря.

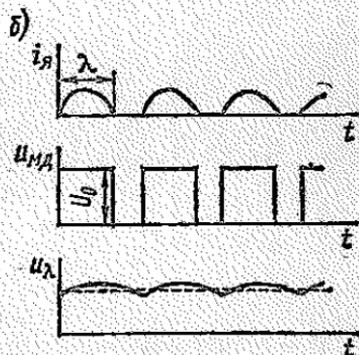


Рис. 9-6

Структурная схема наблюдающего устройства, составленная в соответствии со схемой рис. 9-2 для объекта первого порядка, показана на рис. 9-7, а. Сопоставляя (9-16) со стандартной формой передаточной функции (9-2), имеем

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= b; \quad \hat{b}_1 = \hat{b}; \\ a_1 &= a_2 = \dots = 0; \\ \hat{a}_1 &= a_1 + \lambda_1 = 0 + \lambda_1 = \lambda; \\ \beta_1 &= \beta. \end{aligned} \right\} \quad (9-17)$$

С учетом равенств (9-17) представим структурную схему наблюдающего устройства в виде рис. 9-7, б, и, выполнив ее преобразования, получим в окончательном виде схему рис. 9-7, в.

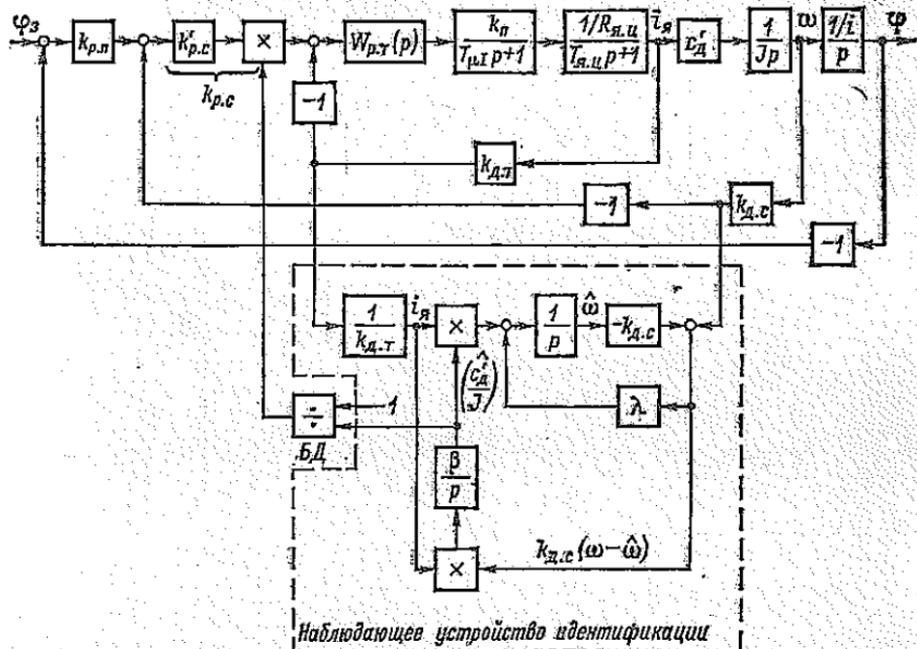


Рис. 9-8

Структурная схема адаптивной следящей системы с наблюдающим устройством идентификации параметра c_d/J показана на рис. 9-8.

Алгоритм работы наблюдающего устройства описывается уравнениями

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \left(\frac{\hat{c}'_n}{J}\right) i_{г} + \lambda k_{д,с} (\omega - \hat{\omega}); \quad (9-18)$$

$$\frac{d(\hat{c}'_n/J)}{dt} = \beta k_{д,с} i_{г} (\omega - \hat{\omega}). \quad (9-19)$$

Начальные условия: $\hat{\omega}(0) = 0$; $(\hat{c}'_n/J)(0) = 0$. Если ввести обозначения $e = \omega - \hat{\omega}$ и $v = \hat{c}'_n/J - (\hat{c}'_n/J)$ и принять во внимание, что

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{c'_n}{J} i_n,$$

то алгоритм работы наблюдающего устройства в координатах e и v может быть описан уравнениями

$$\frac{de}{dt} = vi_n - \lambda k_{n,c} e, \quad (9-20)$$

$$\frac{dv}{dt} = -\beta k_{n,c} i_n e. \quad (9-21)$$

При этом принимаются начальные условия: $e(0) = 0$, $v(0) = c'_n/J$ — и на основании гипотезы квазистационарности считается, что на временном интервале, соответствующем переходному процессу в наблюдающем устройстве, изменение параметра c'_n/J отсутствует.

Устойчивость наблюдающего устройства при идентификации параметра (\hat{c}'_n/J) может быть установлена на основании второго метода Ляпунова. Для проверки условия асимптотической устойчивости наблюдающего устройства рассматривается функция Ляпунова в виде положительно-определенной квадратичной формы ошибки e и параметра v [29]:

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{\beta k_{n,c}} v^2.$$

Полная производная функции V по времени на основании (9-20) и (9-21)

$$\frac{dV}{dt} = -\lambda k_{n,c} e^2.$$

Функция dV/dt должна быть отрицательно-определенной в пространстве переменных e и v , т. е.

$$\left. \frac{dV}{dt}(e, v) \right|_{\substack{e=0 \\ v=0}} = 0.$$

Для этого доказываем, что при $e \equiv 0$ имеем и $v \equiv 0$. Для доказательства рассматривается система уравнений (9-20) и (9-21) при тождественном равенстве нулю ошибки e . Поскольку при этом производная ошибки по времени равна нулю, то система (9-20), (9-21) принимает вид

$$0 = vi_n; \quad (9-22)$$

$$\frac{dv}{dt} = 0. \quad (9-23)$$

Так как i_n не равно нулю, то из выражений (9-22) и (9-23) очевидно тождественное равенство нулю параметра v . Следовательно,

функция dV/dt является отрицательно-определенной и при построении наблюдающего устройства согласно выражениям (9-18) и (9-19) величина (\hat{c}'_d/J) (t) асимптотически приближается к параметру c'_d/J . Сходимость процесса оценки зависит от коэффициентов λ и β , которые практически всегда могут быть выбраны из условия протекания в системе процесса оценки быстрее основного переходного процесса и из требований помехоустойчивости системы.

Оценка (\hat{c}'_d/J) параметра (c'_d/J) используется для настройки регулятора скорости, т. е. $k_{p,c}$. Выполнив стандартную настройку контура регулирования тока якоря на оптимум по модулю, передаточный коэффициент РС можно рассчитать по формуле

$$k_{p,c} = \frac{Jk_{a,\tau}}{4T_{\mu}c'_d k_{d,c}}$$

Разделяя $k_{p,c}$ на два сомножителя,

$$k_{p,c} = k'_{p,c} k''_{p,c},$$

где $k'_{p,c} = k_{a,\tau}/(4T_{\mu}k_{d,c})$ — постоянная величина, а $k''_{p,c} = J/c'_d$ — переменная величина, можно П-регулятор скорости представить в виде последовательно соединенных звеньев: пропорционального с постоянным коэффициентом $k'_{p,c}$ и множительного. На один вход множительного звена поступает сигнал со звена с коэффициентом $k'_{p,c}$, а на второй вход — с наблюдающего устройства через блок деления БД (рис. 9-8). Блок деления выполняет операцию $1/(\hat{c}'_d/J)$.

При непрограммируемых изменениях момента инерции электропривода адаптивная следящая система будет иметь практически постоянные динамические характеристики за счет соответствующего изменения передаточного коэффициента $k''_{p,c}$. Для иллюстрации этого на рис. 9-9 показаны кривые переходных процессов вращения координат в контуре регулирования скорости при разомкнутом контуре регулирования положения и ступенчатом изменении задания. Момент инерции для случая 1 в два раза больше, чем для случая 2. Переходные процессы по скорости для двух этих случаев практически одинаковы. Соответственно одинаковы и переходные процессы по положению в замкнутой следящей системе. Кривая $\Delta(\hat{c}'_d/J)$ (t) иллюстрирует переходный процесс в наблюдающем устройстве при ступенчатом изменении момента инерции ΔJ . Из кривых рис. 9-9 видно, что процесс оценки (\hat{c}'_d/J) происходит быстрее основного переходного процесса в системе.

В безредукторных следящих системах, работающих при малых скоростях двигателей постоянного тока, могут наблюдаться пара-

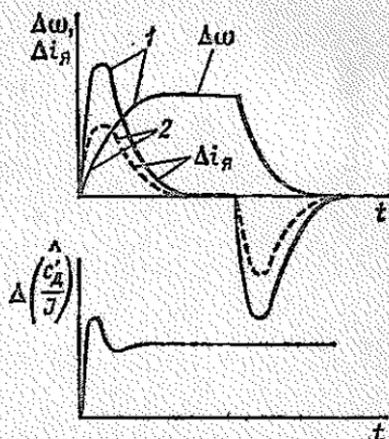


Рис. 9-9

метрические возмущения системы из-за непостоянства потока двигателя в пределах одного оборота. Идентификация \hat{c}_d' совместно с $(\hat{1}/J)$ создает возможность вводить параметрическую коррекцию в систему при периодических изменениях c_d' , так как $c_d' = c_d \Phi$. Поток в рассматриваемом случае представляет собой сумму некоторой постоянной величины Φ_0 и периодической величины $\Phi_{\text{пер}}(t)$.

9.3. ПОИСКОВЫЕ АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

9.3-1. ОСОБЕННОСТИ ПОИСКОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Поисковые адаптивные системы выполняют автоматическую оптимизацию систем управления электроприводами в соответствии с принятыми критериями качества. Это делается путем специально организованного режима поисковых изменений параметров регуляторов системы, при которых достигается экстремальное значение показателя качества. Основным отличием поисковых систем от беспоисковых является наличие пробных движений и оценка на каждом шаге нужного направления движения к экстремуму. Если происходят изменения параметров основной части системы управления или характеристик возмущений, то адаптивная система таким образом осуществляет изменение параметров регуляторов, что при новых условиях обеспечивает экстремум показателя качества. К основной части поисковой адаптивной системы управления, которую в дальнейшем будем именовать *объектом адаптивной системы*, относится замкнутая система управления электроприводом, выполненная в соответствии с методами, изложенными в предыдущих главах, и оснащенная устройствами управления параметрами. К основной части системы добавляются блоки: оценки принятого показателя качества, организации движений к экстремуму показателя качества, регуляторов адаптивного контура.

Блок оценки показателя качества включает в себя контрольно-измерительную аппаратуру и функциональные блоки, состав которых зависит от принятого показателя качества. Показатели качества могут быть однозначными (такими, например, как минимальное значение среднеквадратичной ошибки системы, минимальные потери, максимальное быстродействие) и комплексными (например, минимальное значение среднеквадратичной ошибки при заданном уровне ограничений по мощности и при минимуме потерь). Блок организации движений к экстремуму показателя качества включает в себя устройство, выполняющее по определенным алгоритмам пробные изменения параметров системы, устройство оценки изменений показателя качества и устройство выработки управляющего сигнала для нужного изменения параметров системы управления электроприводом.

Необходимым условием работы рассматриваемых систем является экстремальность показателя качества Q от управляемого параметра a в допустимой области B изменений этого параметра. Управляемым параметром a может быть параметр регулятора основной части системы (например, передаточный коэффициент, постоянная времени) или обобщенный параметр системы (например, частота среза, показатель колебательности и др.). Под экстремальностью понимается наличие выраженного минимума или максимума в функции $Q(a)$. Последующие рассуждения будем вести, понимая под экстремумом функции наличие минимума $Q(a)$. Для экстремума в виде максимума $Q(a)$ выводы аналогичны; различие заключается только в знаках членов функций.

Существование экстремума Q^* необходимо хотя бы в одной точке a^* , положение которой определяется в процессе экстремального управления

$$Q^* = Q(a^*) \leq Q(a). \quad (9-24)$$

Различают *локальный* и *глобальный экстремумы*. Локальный экстремум $Q(a^*)$ имеет место в некоторой малой области изменений a . Функция качества может

иметь много локальных экстремумов, но лишь один из них будет глобальным. Глобальный экстремум $Q(a^{**})$ определяется как наименьший из n локальных:

$$Q(a^{**}) = \min Q(a_i^*), \quad i = 1, \dots, n.$$

Важным свойством экстремальных функций является *свойство унимодальности*. Унимодальной функцией является функция, имеющая один локальный экстремум. Унимодальность минимизируемой функции математически определяется следующими неравенствами:

$$Q(a_1) < Q(a_2), \quad \text{если } a^* < a_1 < a_2;$$

$$Q(a_1) > Q(a_2), \quad \text{если } a_1 < a_2 < a^*,$$

где a_1, a_2 — два произвольно выбранных значения управляемого параметра, а a^* — значение, соответствующее локальному (одновременно и глобальному) минимуму функции качества.

Дальнейшие рассуждения будем вести, ориентируясь именно на унимодальные функции качества.

9-3-2. ОРГАНИЗАЦИЯ ДВИЖЕНИЙ К ЭКСТРЕМУМУ В ПОИСКОВЫХ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

Важным моментом в создании поисковых адаптивных систем управления является выбор алгоритма поиска экстремума унимодальной функции качества и организация достаточно быстрых движений к экстремуму при изменении условий функционирования системы. Имеется довольно большое число методов отыскания экстремума, подробно изложенных в литературе (например, [36]). Выбор алгоритма движения к экстремуму в поисковых системах зависит от таких факторов, как точность поиска экстремума, быстрдействие, условия функционирования системы, и определяется решением конкретной задачи. Остановимся на алгоритмах поиска, применимых для адаптивных систем управления электроприводами. Рассмотрим прежде всего геометрические методы поиска.

Наиболее простым и удобным методом является *метод дихотомии*. Суть метода заключается в следующем. Если область параметров B представить в виде отрезка AD , внутри которого находится оптимальное значение параметра a^* , то отрезок AD делится пополам и отбрасывается часть, где экстремум отсутствует.

На первом шаге имеем $a_1 = \frac{A+D}{2}$. В районе a_1 делаются два измерения показателя качества с целью выяснения, справа или слева от a_1 находится экстремум. Знак разности

$$\Delta Q = Q\left(a_1 + \frac{\varepsilon}{2}\right) - Q\left(a_1 - \frac{\varepsilon}{2}\right),$$

где ε — интервал приращений параметра a_1 с учетом помех измерения, обеспечивает получение информации о положении экстремума. Имеем:

$$a^* < a_1, \quad \text{если } \Delta Q > 0;$$

$$a^* > a_1, \quad \text{если } \Delta Q < 0.$$

Следующая пара измерений производится в районе середины оставшегося отрезка $a_2 = \frac{A+a_1}{2}$, т. е. в точках $a = a_2 \pm \frac{\varepsilon}{2}$. Процедура выбора половины отрезка повторяется. Деление продолжается до тех пор, пока на k -м интервале $B_k \leq \varepsilon$. Метод дихотомии дает двукратное уменьшение зоны неопределенности, где расположен экстремум, на два замера показателя качества.

Несколько эффективнее в плане уменьшения зоны неопределенности в процессе движения к экстремуму является *метод золотого сечения*. Как и метод дихотомии, он имеет в своей основе геометрические отношения отрезков. При использовании метода золотого сечения отрезок делится на две неравные части, причем отношение всего отрезка к его большей части равно отношению большей части к меньшей.

Геометрические методы поиска оказываются наиболее простыми при технической реализации, однако они применимы в основном в тех случаях, когда дрейф экстремума показателя качества отсутствует и производится однократное определение экстремума.

Для отслеживания дрейфующих экстремумов применяют *методы шагового поиска*, которые различаются способом формирования пробных и рабочих шагов. Наиболее простые алгоритмы основываются на том, что перед реализацией рабочего шага делаются пробные измерения показателя качества в двух соседних точках $a+q$ и $a-q$, отстоящих друг от друга на расстоянии $2q$, не меньшем чем интервал нечувствительности $2q \geq \epsilon$.

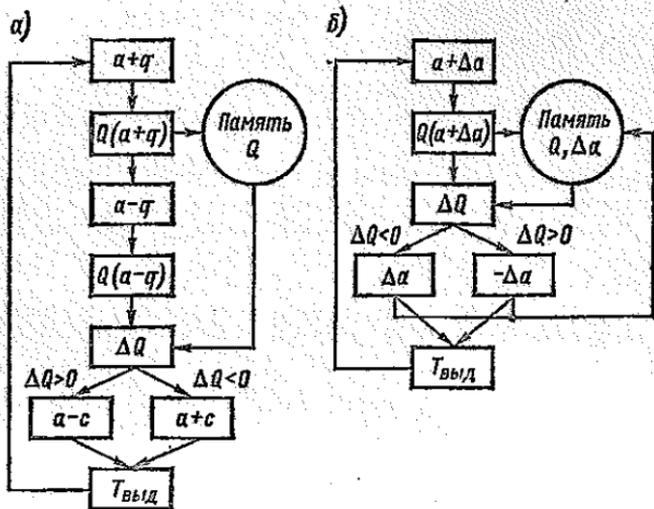


Рис. 9-10

Два измерения показателя качества дают возможность определить, с какой стороны расположен экстремум, и организовать движение к нему. Такой алгоритм поиска называется *поиском с парными пробами*. Математически этот алгоритм записывается в следующей форме:

$$a_{i+1} = a_i - c \operatorname{sign} [Q(a_i + q) - Q(a_i - q)],$$

где a_i — положение параметра на i -м этапе поиска; c — рабочий шаг по управляемому параметру; q — пробный шаг; sign — функция знака.

Рассматриваемый алгоритм реализуется по схеме, показанной на рис. 9-10, а. Приращение показателя качества ΔQ определяется выражением

$$\Delta Q = Q(a+q) - Q(a-q).$$

Операции $T_{\text{выд}}$ соответствует выдержка системы в течение времени $T_{\text{выд}}$ в фиксированном состоянии. Выдержка необходима в процессе отслеживания дрейфующего экстремума для того, чтобы уменьшить частоту поисковых движений в квазистационарном режиме. Величина $T_{\text{выд}}$ зависит от интенсивности ухода экстремума. В процессе движения к экстремуму выдержку исключают, т. е. $T_{\text{выд}} = 0$.

В рассматриваемом алгоритме поиска выделяются следующие этапы: 1) пробные шаги; 2) принятие решения; 3) рабочий шаг; 4) выдержка. В соответствии с этими этапами складываются и затраты времени $t_{\text{ц}}$ на один цикл поиска $t_{\text{ц}} = t_{\text{проб}} + t_{\text{реш}} + t_{\text{раб}} + T_{\text{выд}}$.

Рассмотренный алгоритм поиска упрощается, если, например, одну из проб совместить с исходным состоянием a_i на каждом цикле поиска, т. е. выполнять

поиск с непарными пробами либо вообще отказаться от пробных шагов и совместить их с рабочими шагами. Такие алгоритмы могут обеспечить более высокое быстродействие по сравнению с алгоритмами поиска с парными пробами. В последнем случае делаются только рабочие шаги и при этом запоминается полученное значение показателя качества на каждом шаге для сравнения с показателем качества на следующем шаге. Рабочее изменение управляемого параметра на i -м шаге поиска записывается в виде

$$\Delta a_{i+1} = \begin{cases} \Delta a_i, & \text{если } \Delta Q_i < 0; \\ -\Delta a_i, & \text{если } \Delta Q_i \geq 0. \end{cases}$$

Структурная схема, реализующая этот алгоритм, показана на рис. 9-10, б. Реализация алгоритма поиска происходит в три этапа: 1) рабочий шаг; 2) принятие решения; 3) выдержка $T_{\text{выд}}$. В блоке запоминания «Память $Q, \Delta a$ » происходит запоминание полученного показателя качества после того, как принято решение о направлении очередного рабочего шага. Затраты времени на один цикл определяются как $t_{\text{ц}} = t_{\text{раб}} + t_{\text{реш}} + T_{\text{выд}}$. В рассматриваемом алгоритме время цикла может быть существенно уменьшено по сравнению со временем цикла алгоритма с пробными шагами. Алгоритмы поиска с совмещенными пробными и рабочими шагами получили также название *алгоритмов спуска*.

Оценка алгоритмов поиска производится по двум основным показателям: *потерям на поиск* и *потерям на рыскание*. Потери на поиск выражаются следующей формулой:

$$k_{\text{п.п}} = t_{\text{ц}}/B_{\text{ц}},$$

где $t_{\text{ц}}$ — время одного цикла; $B_{\text{ц}}$ — смещение к цели за один цикл поиска ($B_{\text{ц}} = c$).

Потери на поиск уменьшаются с ростом рабочего шага и с уменьшением времени цикла. Показатель $k_{\text{п.п}}$ характеризует работу алгоритма поиска лишь при движении к экстремуму. Эффективность поиска в районе экстремума характеризуют потери на рыскание. Эти потери образуются за счет поисковых движений в районе экстремума. Вычисляются потери на рыскание путем усреднения разности $\Delta Q^*(t)$ за время движения в районе экстремума

$$\Delta Q^*(t) = Q(t) - Q^*,$$

где $Q(t)$ — текущее значение показателя качества; Q^* — наименьшее значение показателя качества.

Потери на рыскание выражаются формулой

$$k_{\text{п.р}} = \overline{\Delta Q^*(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [Q(t) - Q^*] dt. \quad (9-25)$$

Если процесс поиска в районе экстремума циклически повторяется, т. е. $\Delta Q^*(t)$ совершает колебания с периодом T^* , то (9-25) можно записать так:

$$k_{\text{п.р}} = \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} [Q(t) - Q^*] dt.$$

Периодически повторяющиеся ситуации поиска в районе экстремума образуют так называемые *предельные циклы*.

С точки зрения уменьшения потерь на рыскание необходимо уменьшать рабочие шаги c и увеличивать время выдержки $T_{\text{выд}}$. Однако эти требования находятся в противоречии с условием уменьшения потерь на поиск. Выбор параметров $c, q, T_{\text{выд}}$ производится на основании компромисса между требованиями уменьшения потерь на поиск и на рыскание и с учетом особенностей поведения системы в динамике.

Параметры c и $T_{\text{выд}}$ можно изменять в процессе работы системы, наилучшим образом приспособив их к двум отмеченным выше показателям работы поис-

ковой системы. Делается это на основании адаптивного подхода. Алгоритм адаптации должен предусматривать определение режима, при котором реализуется алгоритм поиска. Для этого определяют знак произведения двух следующих друг за другом рабочих шагов

$$l_i = \text{sign} (\Delta a_{i-1} \Delta a_i).$$

Если $l_i > 0$, то система находится в режиме движения к экстремуму (оба шага сделаны в одном направлении). Если же $l_i \leq 0$, то происходит работа в районе экстремума (рабочие шаги либо имеют противоположное направление, либо отсутствуют).

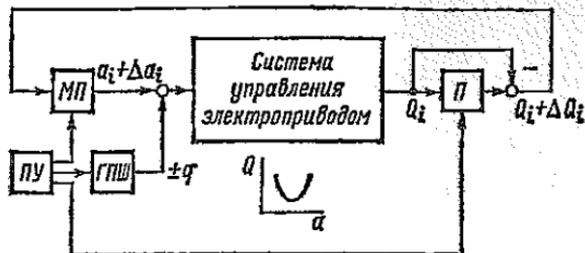


Рис. 9-11

Алгоритм адаптации для выдержки $T_{\text{выд}}$ может быть записан в следующем виде:

$$T_{\text{выд } i+1} = \begin{cases} T_{\text{выд. макс}}, & \text{если } l_i \leq 0; \\ T_{\text{выд. мин}}, & \text{если } l_i > 0. \end{cases}$$

Алгоритм адаптации рабочего шага c может быть записан в форме

$$c_{i+1} = c_i [1 + \sigma l_i], \quad 0 < \sigma < 1.$$

Таким образом, адаптивные алгоритмы обеспечивают оптимальную работу системы в каждом режиме поиска.

Для плавных экстремальных функций используются алгоритмы шагового поиска с расчетом градиента. Градиентом функции одной переменной называют ее производную

$$\text{grad } Q(a) = dQ/da.$$

Приближенное вычисление градиента производится по значениям экстремальной функции при достаточно малых изменениях параметра a :

$$\text{grad } Q(a) \approx \frac{Q(a+q) - Q(a-q)}{2q}.$$

Поиск с расчетом градиента называется *градиентным поиском*. Рабочий шаг при таком поиске не остается постоянным, а изменяется в зависимости от градиента:

$$\Delta a_i = -k \text{grad } Q(a).$$

Для объектов, у которых характеристики имеют крутой наклон вдали от экстремума и пологий в районе экстремума, переменность шага, зависящего от градиента, позволяет существенно сократить потери на поиск. Однако при градиентном поиске возможна неустойчивость поиска, что ограничивает его применение для объектов с хорошо изученными функциями качества.

Функциональная схема системы экстремального управления с использованием метода градиентного поиска показана на рис. 9-11. Генератор пробных шагов (ГПШ) вырабатывает пробные смещения управляемого параметра $\pm q$. Полученные с помощью элемента памяти (П) приращения ΔQ_i масштабно преоб-

разуются в масштабном преобразователе (МП) в рабочее смещение Δa_i . Работой элементов системы управляет программное устройство (ПУ), которое поочередно включает в соответствии с заданной программой ГПШ, МП и П. В элементе памяти запоминаются предыдущие значения показателя качества для вычисления приращения ΔQ_i .

Производная функции качества для целей поиска экстремума применяется также в *методе синхронного детектирования*. Этот метод применяется только для непрерывных систем управления. Непрерывный модулирующий сигнал поступает на вход оптимизируемого объекта по управляющему параметру и умножается на выходной сигнал объекта — функцию качества. Усредненное значение этого произведения будет пропорционально производной dQ/da . В качестве модулирующего сигнала $\alpha(t)$ применяются как регулярные сигналы в виде гармонических или прямоугольных сигналов, так и случайные функции времени. Необходимо только обеспечить равенство нулю среднего значения $\alpha(t)$ и малое значение среднего квадрата $\alpha(t)$.

Информацию о производной dQ/da при использовании метода синхронного детектирования получают на основании следующего подхода [36]. Если, например, модулирующий сигнал формируется в виде гармонического сигнала

$$\alpha(t) = \alpha_0 \sin \omega t, \quad (9-26)$$

а характеристика объекта $Q(a + \alpha)$ представляет собой гладкую функцию, то она может быть разложена в степенной ряд

$$Q(a + \alpha) = Q(a) + \alpha \frac{dQ}{da} + \frac{\alpha^2}{2} \frac{d^2Q}{da^2} + \dots$$

Ограничиваясь первыми двумя членами разложения вследствие малости членов с α^2 , α^3 и т. д., имеем:

$$Q(a + \alpha_0 \sin \omega t) \approx Q(a) + \alpha_0 \sin \omega t \frac{dQ}{da}. \quad (9-27)$$

Умножив (9-27) на (9-26) и проинтегрировав произведение на конечном интервале времени T , получим:

$$C = \alpha_0 Q(a) \frac{1}{T} \int_0^T \sin \omega t dt + \alpha_0^2 \frac{dQ}{da} \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt.$$

Предполагая, что интервал времени T много больше периода модулирующей частоты ($T \gg 2\pi/\omega$), получим:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin \omega t dt \approx 0; \quad \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt \approx \frac{1}{2}.$$

С учетом этого имеем

$$C \approx \frac{\alpha_0^2}{2} \frac{dQ}{da}.$$

В экстремальной системе с синхронным детектором (рис. 9-12, а) модулирующий сигнал непрерывно подается от генератора (Г) на вход экстремального объекта и на синхронный детектор (СД). С целью компенсации задержки модулирующего сигнала в инерционном объекте сигнал, поступающий от Г в СД, сдвигается по фазе на угол φ_k . Скорость изменения управляющего параметра пропорциональна углу наклона функции качества с обратным знаком, т. е.

$$\frac{da}{dt} = -k \frac{dQ(a)}{da},$$

где k — масштабный коэффициент.

Изменение управляющего параметра от начального значения a_0 в системе с синхронным детектированием может рассматриваться как сумма быстрого колебательного движения и медленного усредненного движения $a'(t) = a(t) + \alpha(t)$.

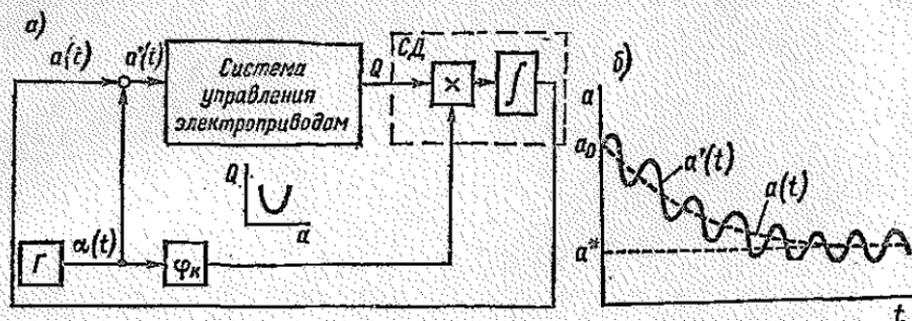


Рис. 9-12

Приближенный вид переходного процесса в системе по этому параметру показан на рис. 9-12, б.

9-3-3. АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОТОЧНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С МИНИМИЗАЦИЕЙ СРЕДНЕКВАДРАТИЧНОЙ ОШИБКИ

Использование поисковых методов оптимизации рассмотрим более подробно на примере адаптивной системы управления высокоточным электроприводом [30]. Основная часть системы (рис. 9-13) выполнена по импульсно-фазовому принципу управления с разделением каналов фазового и частотного управления с помощью нелинейного логического блока (НЛБ) и аналогового ключа (АК). Без блоков адаптивного управления система подробно рассмотрена в гл. 5.

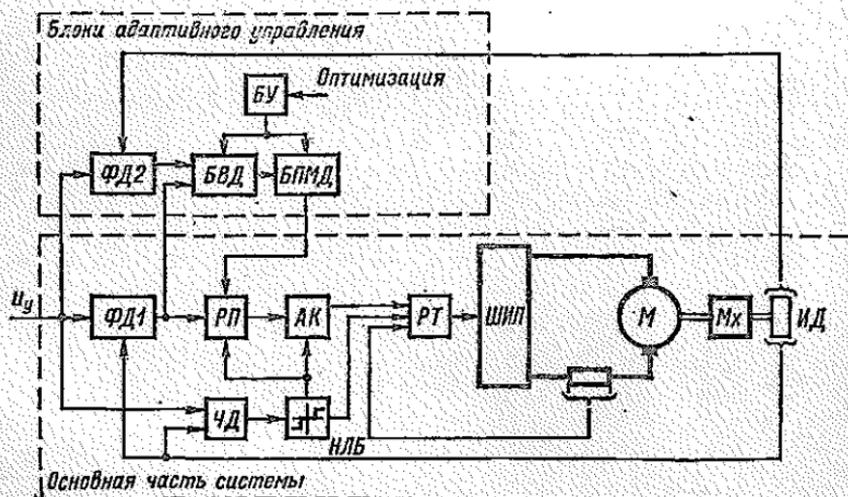


Рис. 9-13

Адаптивное управление применяется для автоматической перенастройки параметров системы таким образом, чтобы для каждого из возможных режимов работы при широком диапазоне регулирования скорости и нагрузки получить минимальные динамические ошибки. Основные воздействия на систему, каковыми

в рассматриваемом случае являются помехи измерения координат движения, изменения момента сопротивлений, параметрические возмущения в электродвигателе и кинематической передаче, имеют выраженную зависимость от скорости электропривода и механизма. Причем изменение спектрального состава воздействий при широком регулировании скорости может оказаться столь значительным, что минимальная динамическая ошибка будет обеспечиваться только на одном уровне скорости и с изменением скорости уход от минимальной ошибки будет весьма существенным. Поисковая адаптивная система выполняет в этом случае автоматическую оптимизацию на каждом уровне скорости в заданном диапазоне ее регулирования.

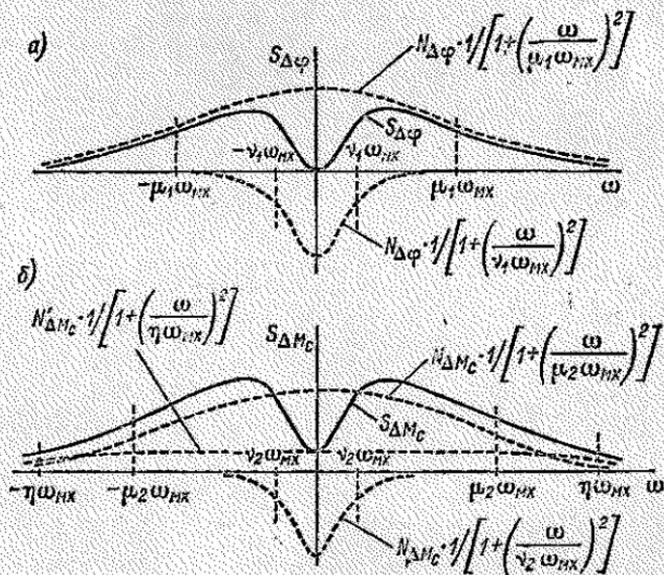


Рис. 9-14

Используя в прецизионной системе электропривода высокочастотный широтно-импульсный преобразователь (ШИП), можно замыкать контур регулирования тока на частотах, при которых эффективно фильтруются параметрические возмущения в электродвигателе. Тогда основными возмущениями в системе будут изменения момента сопротивлений на валу механизма $\Delta M_c(t)$ и помехи импульсного датчика (ИД) $\Delta \varphi_{п.д}(t)$. Ориентируясь на фотоэлектрические датчики, можно спектральную плотность помехи измерения угла, обусловленную главным образом неточностью нанесения рисок на лимбе, представить в виде рис. 9-14, а. При оптимизации системы удобно спектральную плотность $S_{\Delta\varphi}(\omega)$ выразить через отдельные составляющие в соответствии с выражением

$$S_{\Delta\varphi}(\omega) = N_{\Delta\varphi} \left[\frac{1}{1 + [\omega / (\mu_1 \omega_{мх})]^2} - \frac{1}{1 + [\omega / (\nu_1 \omega_{мх})]^2} \right],$$

где $N_{\Delta\varphi} = 2D_{\Delta\varphi} / (\mu_1 \omega_{мх})$; $D_{\Delta\varphi}$ — дисперсия составляющих спектра $S_{\Delta\varphi}(\omega)$ типа белого шума с ограниченными по частоте спектрами; $\omega_{мх}$ — угловая скорость механизма; μ_1, ν_1 — коэффициенты пропорциональности.

Такая запись непосредственно следует из представления кривой $S_{\Delta\varphi}(\omega)$ (рис. 9-14, а) в виде отдельных составляющих, показанных штрихами.

Аналогично может быть представлена и спектральная плотность изменений момента сопротивлений $S_{\Delta M_c}(\omega)$ (рис. 9-14, б). Выражение для спектральной

плотности $S_{\Delta M_c}(\omega)$ через составляющие имеет вид

$$S_{\Delta M_c}(\omega) = N_{\Delta M_c} \left[\frac{1}{1 + [\omega/(\mu_2 \omega_{мх})]^2} - \frac{1}{1 + [\omega/(\nu_2 \omega_{мх})]^2} \right] + N'_{\Delta M_c} \frac{1}{1 + [\omega/(\eta \omega_{мх})]^2},$$

где $N_{\Delta M_c} = 2D_{\Delta M_c}/(\mu_2 \omega_{мх})$; $N'_{\Delta M_c} = 2D'_{\Delta M_c}/(\eta \omega_{мх})$; $D_{\Delta M_c}$, $D'_{\Delta M_c}$ — дисперсии составляющих спектра $S_{\Delta M_c}(\omega)$ типа белый шум с ограниченными по частоте спектрами; μ_2 , ν_2 , η — коэффициенты пропорциональности.

Оптимизация импульсно-фазовой системы управления сводится к динамическому синтезу регулятора положения (РП), исходя из условия минимума среднеквадратичной ошибки (или дисперсии ошибки). Используя нормированные амплитудно-частотные характеристики системы типа (—3—1—2) и определяя из параметрического синтеза системы, изложенного в § 5-1, частоту среза $\omega_{ср}$ и сопрягающие частоты характеристик системы, можно убедиться в том, что при адаптивной автоматической оптимизации можно изменять только частоту среза, сохраняя при этом соотношение сопрягающих частот относительно частоты среза неизменным. Зависимости дисперсий угловой D_φ или скоростной D_ω ошибок от $\omega_{ср}$, определяемые частотными характеристиками системы и энергетическими спектрами воздействий, имеют при одной и той же форме ЛАЧХ ярко выраженные минимумы, причем оптимальные частоты среза зависят как от скорости механизма, так и от режима нагрузки — от текущих значений коэффициентов μ_2 , ν_2 , η и дисперсий $D_{\Delta M_c}$, $D_{\Delta M_c}$

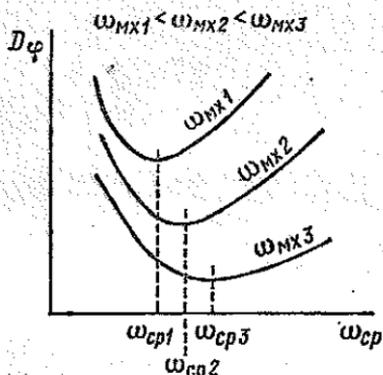


Рис. 9-15

(рис. 9-15). В адаптивной системе управления прецизионным электроприводом (см. рис. 9-13) вспомогательная подсистема поиска экстремума осуществляет поиск оптимальной частоты среза (оптимальной полосы пропускания), обеспечивающей минимизацию дисперсии угловой или скоростной ошибки в широком диапазоне изменений скорости двигателя и нагрузки. С этой целью в систему вводятся блоки вычисления дисперсии (БВД) и поиска минимума дисперсии (БПМД) ошибки системы, управление которыми в режиме автоматической оптимизации производится от блока управления (БУ).

Для измерения дисперсии действительной угловой или скоростной ошибки, являющихся мерой точности импульсно-фазовой системы, необходимо исключить помехи датчика угла, обусловленные неточностью нанесения рисок на лимбе датчика. С этой целью используются два смещенных относительно друг друга по обороту лимба устройства измерения фазового рассогласования, состоящие из двух фотооптических систем и двух фазовых дискриминаторов ФД1 и ФД2, работающих в синфазном режиме. Структура блока вычисления дисперсии действительной угловой ошибки показана на рис. 9-16, а. Выходные напряжения u_1 и u_2 усилителей 1 и 2 связаны с действительной угловой ошибкой механизма $\Delta\varphi_{мх}(t)$ соотношениями

$$u_1 = zk_{ф.д1}k_{ус1}[\Delta\varphi_{мх}(t) + \Delta\varphi_{п.д1}(t)];$$

$$u_2 = zk_{ф.д2}k_{ус2}[\Delta\varphi_{мх}(t) + \Delta\varphi_{п.д2}(t)],$$

где $\Delta\varphi_{п.д1}$, $\Delta\varphi_{п.д2}$ — помехи датчика по двум устройствам измерения; z — дискретность датчика; $k_{ф.д1} = k_{ф.д2} = k_{ф.д}$ — передаточные коэффициенты фазовых дискриминаторов; $k_{ус1} = k_{ус2} = k_{ус}$ — передаточные коэффициенты усилителей.

Если две фотооптические системы разнесены на угол, при котором корреляционная функция $R_{\Delta\varphi_{п.д}}(\varphi)$ ошибки датчика обращается в нуль, то помехи $\Delta\varphi_{п.д1}(t)$ и $\Delta\varphi_{п.д2}(t)$ оказываются взаимно некоррелированными. Отсутствует так-

же корреляция между $\Delta\varphi_{\text{мх}}(t)$ и $\Delta\varphi_{\text{п.д1}}(t)$, $\Delta\varphi_{\text{п.д2}}(t)$. Средние квадраты величин u_2 и $u_2 - u_1$ находятся в соответствии с выражениями

$$\begin{aligned} \overline{u_2^2} &= (zk_{\varphi.д} k_{yc})^2 [\overline{\Delta\varphi_{\text{мх}}^2}(t) + \overline{\Delta\varphi_{\text{п.д2}}^2}(t)]; \\ \overline{(u_2 - u_1)^2} &= (zk_{\varphi.д} k_{yc})^2 [\overline{\Delta\varphi_{\text{п.д1}}^2}(t) + \overline{\Delta\varphi_{\text{п.д2}}^2}(t)]. \end{aligned}$$

Учитывая, что помехи $\Delta\varphi_{\text{п.д1}}(t)$ и $\Delta\varphi_{\text{п.д2}}(t)$ относятся к одному и тому же стационарному процессу, имеем $\overline{\Delta\varphi_{\text{п.д1}}^2}(t) \approx \overline{\Delta\varphi_{\text{п.д2}}^2}(t)$. На основании приведенных выражений можно записать

$$(zk_{\varphi.д} k_{yc})^2 D_{\varphi} = \overline{u_2^2} - \frac{1}{2} \overline{(u_2 - u_1)^2}, \quad (9-28)$$

где $D_{\varphi} = \overline{\Delta\varphi_{\text{мх}}^2}(t)$ — дисперсия действительной угловой ошибки системы.

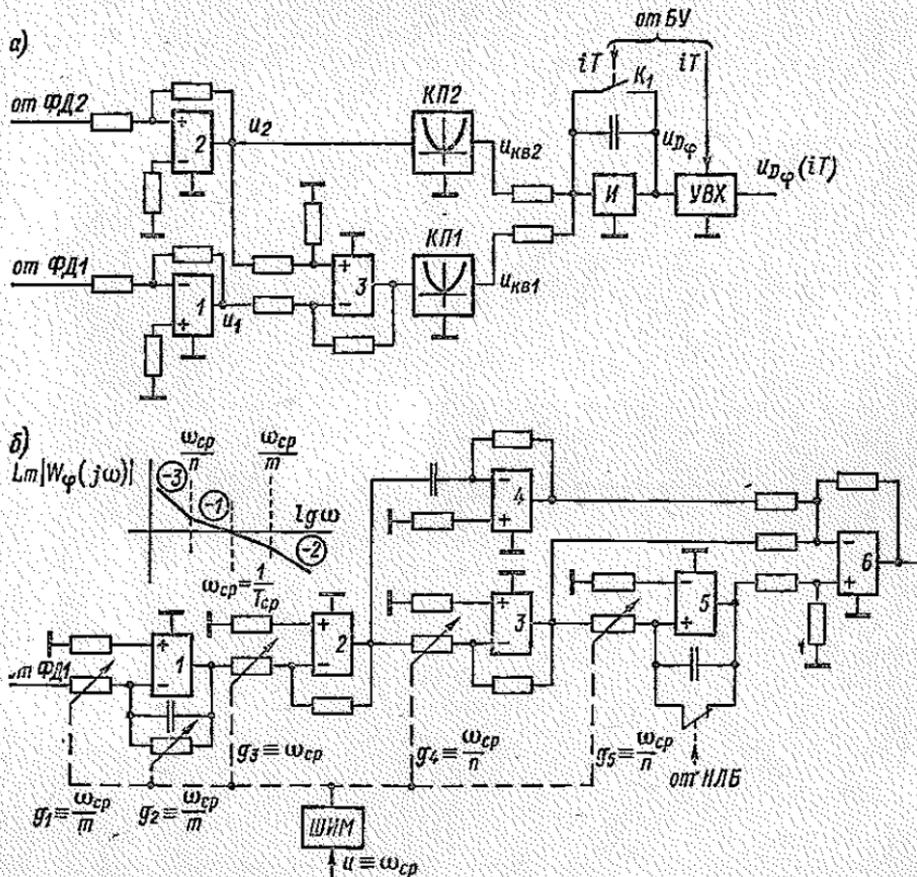


Рис. 9-16

Вычисление дисперсии ошибки в соответствии с выражением (9-28) производится с помощью суммирующего усилителя 3 (рис. 9-16, а), двух квадратичных преобразователей КП1 и КП2 и интегратора И с постоянной времени T_0 , осуществляющего усреднение сигнала за конечный интервал времени T . Устройство выборки-хранения (УВХ) предназначено для запоминания на время T сигнала $U_{D\varphi}$, снимаемого с выхода интегратора в дискретные моменты времени и несущего в себе

информацию о текущем значении дисперсии ошибки. После запоминания $U_{D\omega}$ кратковременным замыканием интегратора ключом K_1 осуществляется установка его в нуль. Управление интегратором и $УВХ$ производится от генератора тактов, расположенного в $БУ$.

При измерении дисперсии действительной ошибки по скорости D_ω масштабные усилители 1 и 2 должны быть заменены двумя идентичными друг другу дифференцирующими усилителями.

С учетом передаточных коэффициентов квадратичных преобразователей $k_{к.п1} = k_{к.п2} = k_{к.п}$ и интегратора T/T_0 соотношения между напряжениями на выходе $БВД$ и дисперсиями D_Φ и D_ω угловой и скоростной ошибок находятся в виде

$$u_{D_\Phi} = (zk_{\Phi.д}k_{уc})^2 k_{к.п} \frac{T}{T_0} D_\Phi;$$

$$u_{D_\omega} = (zk_{\Phi.д}T_{д.у})^2 k_{к.п} \frac{T}{T_0} D_\omega,$$

где $T_{д.у} = T_{д.у1} = T_{д.у2}$ — постоянные времени дифференцирующих усилителей.

С целью быстрого выхода в окрестность экстремума и отслеживания дрейфующего положения экстремума в подсистеме поиска минимума дисперсии действительной ошибки использован комбинированный алгоритм поиска с перестройкой в окрестности экстремума алгоритма метода дихотомии на шаговый автоколебательный алгоритм.

Выбор алгоритма поиска обусловлен следующим. Крутизна кривых $D_\Phi(\omega_{ср})$ (см. рис. 9-15) в сильной степени зависит от скорости механизма $\omega_{мх}$ и отклонения частоты $\omega_{ср}$ от оптимальных значений, в связи с чем градиентные алгоритмы не обеспечивают быстрой сходимости процесса поиска при широком диапазоне регулирования скорости и нагрузки. Напротив, геометрические методы, в частности метод дихотомии, обеспечивают наименьшие затраты времени на поиск экстремума, а для отслеживания дрейфа экстремума производится переключение системы на шаговый алгоритм поиска с совмещением пробных и рабочих шагов.

Исходная точка для поиска экстремума задается начальной частотой среза $\omega_{ср.нач}$, определяемой из выражения

$$\omega_{ср.нач} = \omega_{ср.мин} + \frac{1}{2} \Delta\omega_{ср},$$

где $\Delta\omega_{ср}$ — начальный интервал неопределенности, $\Delta\omega_{ср} = \omega_{ср.макс} - \omega_{ср.мин}$; $\omega_{ср.макс}$, $\omega_{ср.мин}$ — максимальное и минимальное значения частоты среза, определяемые на основании априорных сведений, исходя из возможных в процессе функционирования системы диапазонов изменения скорости и нагрузки.

С целью выявления направления первого шага в окрестности $\omega_{ср.нач}$ делаются два измерения дисперсии ошибки при значениях частоты среза $\omega_{ср.нач} \pm q_\omega$, где q_ω — пробный шаг. Затем делается первый рабочий шаг $\Delta\omega_{ср1}$. Значение i -го рабочего шага $|\Delta\omega_{срi}|$ и его знак $\text{sign } \Delta\omega_{срi}$ определяются в соответствии с выражениями

$$|\Delta\omega_{срi}| = \frac{|\Delta\omega_{ср1}|}{2^{i-1}};$$

$$\text{sign } \Delta\omega_{срi} = - \text{sign } [D(\omega_{срi} + q_\omega) - D(\omega_{срi} - q_\omega)], \quad i = 2, 3, \dots,$$

где $\omega_{срi}$ — частота среза системы на i -м рабочем шаге.

После формирования i -го рабочего шага дихотомии $\Delta\omega_{срi}$ в районе экстремума функции $D_\Phi(\omega_{ср})$ в блоках $БУ$ и $БПМД$ осуществляются переключения, обеспечивающие перестройку алгоритма поиска. Рабочий шаг в последующем остается постоянным и равным последнему рабочему шагу дихотомии $\Delta\omega_{срi}$. Изменение частоты среза на j -м шаге поиска шагового алгоритма записывается в виде

$$\Delta\omega_{срj} = \begin{cases} \Delta\omega_{срj-1}, & \text{если } D_{\Phi j-1} < 0; \\ -\Delta\omega_{срj-1}, & \text{если } D_{\Phi j-1} \geq 0. \end{cases}$$

Минимальное значение $\Delta\omega_{ср}$, а следовательно, и рабочий шаг $\Delta\omega_{ср}$, выбираются из условия возможности оценки ΔD_{ϕ} на уровне помех измерения дисперсии. Время поиска экстремума определяется числом l шагов дихотомии и интервалом усреднения T .

Перестройка параметров основной части системы производится путем изменения параметров $РП$ (рис. 9-16, б). Пренебрегая упругими связями в электроприводе и представляя замкнутый контур регулирования тока безынерционным звеном $W_{1/2}(p) = 1/k_{д.т.}$, можно записать передаточную функцию разомкнутого контура положения с учетом перенастраиваемых параметров в следующем виде:

$$W_{\phi}(p) = \frac{\left(\frac{n}{\omega_{ср}} p + 1\right)^2}{\frac{n^2}{\omega_{ср}^2} p^3 \left(\frac{m}{\omega_{ср}} p + 1\right)},$$

где n, m — коэффициенты; $\omega_{ср}$ — частота среза.

Соответствующая этой передаточной функции ЛАЧХ показана на рис. 9-16, б. Принимая во внимание, что передаточная функция неизменяемой части системы (см. рис. 5-11) равна

$$W_{\phi н}(p) = \frac{k_{\phi.д.} c_{д.}'}{J_{\Sigma} k_{д.т.}} \frac{1}{p^2} = k \frac{1}{p^2},$$

где $k = k_{\phi.д.} c_{д.}' / (J_{\Sigma} k_{д.т.})$, передаточная функция регулятора положения

$$W_{р.п}(p) = \frac{\left(\frac{n}{\omega_{ср}} p + 1\right)^2}{k \frac{n^2}{\omega_{ср}^2} p^3 \left(\frac{m}{\omega_{ср}} p + 1\right)}. \quad (9-29)$$

Схема $РП$ (рис. 9-16) соответствует преобразованному выражению (9-29) с учетом технической возможности перенастройки параметров с помощью ШИМ. Перенастройка производится воздействием на резисторы $РП$ таким образом, чтобы изменение их проводимостей приводило к изменению частоты среза $\omega_{ср}$ системы и сохраняло постоянными соотношения сопрягающих частот $\omega_{ср}/n$ и $\omega_{ср}/m$.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

10-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

О СИСТЕМАХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Бурное развитие вычислительной техники обеспечило ее широкое применение для автоматизации проектирования и научных исследований. Эффективность применения вычислительной техники для этих целей несомненна. Внедрение систем автоматизированного проектирования (САПР) позволяет в среднем в 5—6 раз повысить производительность труда проектировщиков, сэкономить до 30 % материалов. В некоторых случаях можно говорить и о более высоких показателях. Внедрение автоматизированной системы модели-

рования электроприводов позволило сократить время модельного эксперимента по сравнению с традиционным применением ЭВМ в 50—70 раз.

В настоящее время в различных отраслях промышленности создаются интегрированные САПР. Эти системы включают в себя все основные стадии проектирования изделия: формирование технического задания на проектирование, поиск оптимального технического решения на первичной стадии проектирования, разработку и изготовление конструкторской документации, технологическую подготовку производства, выполнение научных исследований. Естественно, что каждая из этих стадий представляет собой крупную самостоятельную задачу единой САПР.

Поэтому САПР определяют как совокупность взаимосогласованных и увязанных друг с другом моделей стандартных и типовых (программируемых) процедур, предназначенных для принятия проектных решений на основе математических методов и средств вычислительной техники с целью построения в памяти ЭВМ информационной (цифровой) модели проектируемого объекта.

Особенно важным этапом САПР является первичная стадия проектирования, обеспечивающая с учетом развития науки, техники и технологии получение наиболее эффективных технологических решений для изделия в целом и его узлов. Именно на этой стадии «закладывается» не менее трех четвертей инженерных успехов и неудач. Эта стадия САПР представляет собой сложную разветвленную программу, состоящую из большого числа подпрограмм, каждая из которых решает конкретную частную задачу.

В настоящей книге в соответствии с ее назначением рассматриваются лишь вопросы, относящиеся к автоматизации проектирования систем автоматического управления электроприводами на первичной стадии проектирования (моделирование, синтез) с применением ЭВМ. В этих целях широко используются как АВМ, так и ЦВМ.

Пока не существует четкого разграничения областей применения АВМ и ЦВМ. На практике имеется много сторонников обоих видов вычислительных машин. Вместе с тем следует заметить, что при создании интегрированных САПР основным направлением выбрано использование ЦВМ как имеющих большие перспективы и возможности.

В различных отраслях промышленности при создании САПР разрабатываются специализированные автоматизированные рабочие места (АРМ), которые оснащаются необходимым математическим обеспечением ЦВМ на проблемно-ориентированном языке и периферийными устройствами ввода и вывода информации, графопостроителями (планшетный и рулонный), устройствами ввода информации с чертежей (графоповторителями), графическими дисплеями и др. Вместе с тем нельзя не отдать должного удобству использования АВМ при исследованиях и особенно при вариационном анализе АСУ ЭП.

В соответствии с изложенным выше в последующих параграфах настоящей главы рассматриваются наиболее эффективные и перспективные методы анализа и синтеза АСУ ЭП с применением как АВМ, так и ЦВМ.

10-2. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ И МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА АВМ

Процесс моделирования на АВМ состоит из следующих этапов [46]: а) алгоритмизации задачи моделирования, т. е. подготовки исходного математического описания системы управления к виду, удобному для моделирования; б) программирования задачи, т. е. составления структурной схемы модели на АВМ и расчета ее основных параметров; в) ввода программы в АВМ и ее отладки, т. е. составления и реализации наборной схемы на конкретной АВМ, проверки адекватности электронной модели и исходного математического описания системы; г) эксплуатации программы, т. е. исследования системы на модели, решения конкретных задач анализа и синтеза, регистрации результатов моделирования.

Два первых этапа моделирования — алгоритмизация и программирование — тесно связаны между собой как по своим задачам, так и по методологическим принципам, положенным в их основу. В литературе методологическая основа решения первых двух этапов моделирования получила название *метода моделирования*.

Существует три метода моделирования систем управления на АВМ: а) метод решения дифференциальных уравнений системы; б) метод решения дифференциальных уравнений или реализации передаточных функций и характеристик отдельных звеньев системы; в) структурный метод моделирования.

Первый метод, а также второй при ориентации на дифференциальные уравнения в настоящее время используются для моделирования систем управления крайне редко. Основными недостатками моделирования по дифференциальным уравнениям являются трудности записи и преобразования нелинейных дифференциальных уравнений, особенно при графическом или табличном способе задания характеристик нелинейных звеньев, несоответствии машинных и реальных промежуточных переменных, вследствие чего при моделировании исключается возможность исследования и синтеза различных корректирующих связей.

Метод реализации передаточных функций и характеристик отдельных звеньев системы базируется на использовании основного соотношения операционного усилителя (ОУ)

$$W_{o,y}(p) = - \frac{z_{o,c}(p)}{z_{вх}(p)}, \quad (10-1)$$

где $z_{вх}(p)$ и $z_{o,c}(p)$ — комплексные сопротивления входной цепи и цепи обратной связи ОУ.

На основе (10-1), включая в обратную связь и на вход ОУ различные комбинации резисторов и конденсаторов, можно получить различные передаточные функции, соответствующие основным типовым линейным звеньям автоматических систем. Для нелинейных звеньев используются схемы, представляющие собой комбинацию ОУ и нелинейных диодно-потенциметрических цепей и реализующие основные типовые нелинейные характеристики. Для реализации непрерывных нелинейных функций используются нелинейные функциональные преобразователи. В ряде руковоств по моделированию имеются таблицы схем соединения элементов АВМ для моделирования типовых линейных и нелинейных звеньев структурных схем систем регулирования. Переход от структурной схемы системы к структурной схеме модели состоит, таким образом, в выборе соответствующих схем из таблиц и соединении их между собой в соответствии с конструктивными особенностями конкретной АВМ. В связи с использованием в качестве исходного математического описания структурной схемы АСУ ЭП этот метод моделирования получил название *структурного*. Однако такой подход к составлению структурной схемы модели пригоден лишь для моделирования простых типовых систем автоматического регулирования. В нем отсутствует единый методологический подход к составлению структурной схемы модели и расчету ее параметров, не раскрыта методика реализации нетиповых и сложных звеньев структурной схемы, не учитывается возможность наличия в исходной структурной схеме дифференцирующих звеньев. Эти основные недостатки создают значительные трудности при моделировании систем управления.

Более совершенный структурный метод характеризуется тем, что два первых этапа моделирования — алгоритмизация и программирование — связываются между собой единым методологическим подходом, основанным на описании системы структурной схемой и на предварительном преобразовании структурной схемы, делающим переход к структурной схеме модели и расчет ее параметров формальным и достаточно простым даже в случае моделирования системы высокого порядка с большим числом нелинейностей. Основными отличительными чертами такого структурного метода являются: а) использование в качестве исходного математического описания структурной схемы системы; б) минимизация структурной схемы и преобразование ее в детализированную схему; в) формализация перехода от структурной схемы системы к структурной схеме модели и расчета ее коэффициентов; г) проверка правильности расчета коэффициентов модели на основе правил направленного нормирования структурных схем; д) проверка соответствия набранной на АВМ модели системы ее исходной структурной схеме.

Ниже эти основные черты рекомендуемого структурного метода рассматриваются более подробно.

10-3. ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ В КАЧЕСТВЕ ИСХОДНОГО МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ МОДЕЛИРУЕМОЙ СИСТЕМЫ

В настоящее время для моделирования систем автоматического управления используют ряд малых и средних АВМ (МН-7М, МН-10М, МН-18, ЭМУ-10, «Аналог», АВК и др.), относящихся к классу структурных АВМ. Характерной особенностью АВМ этого класса является то, что они представляют собой совокупность не соединенных между собой линейных и нелинейных блоков, способных воспроизводить различные передаточные функции и статические нелинейные характеристики. В связи с этим предпочтительность структурного описания моделируемой задачи является очевидной, так как в этом случае составление структурной схемы модели представляет собой чисто формальную операцию.

Ниже приводятся примеры структурного описания отдельных звеньев систем, показывающие эффективность такого представления исходного математического описания в задаче моделирования.

Допустим, ставится задача составить структурную схему модели двухфазного управляемого асинхронного электродвигателя (рис. 10-1, а), статические характеристики которого приведены на рис. 10-1, б.

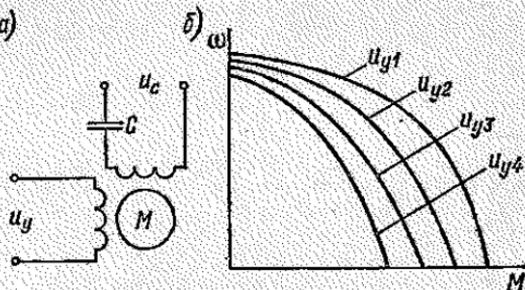


Рис. 10-1

Допустим, ставится задача составить структурную схему модели двухфазного управляемого асинхронного электродвигателя (рис. 10-1, а), статические характеристики которого приведены на рис. 10-1, б.

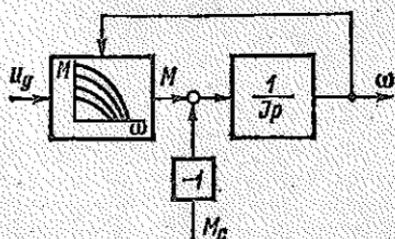


Рис. 10-2

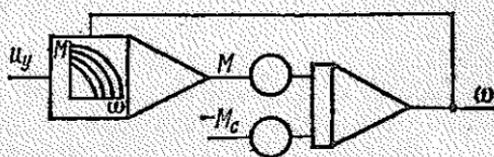


Рис. 10-3

Исходное математическое описание двигателя

$$\left. \begin{aligned} M &= f(u_y; \omega); \\ J \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c. \end{aligned} \right\} \quad (10-2)$$

Уравнения не дают точного представления о том, из каких блоков должна состоять модель и как эти блоки связаны между собой. Уравнениям (10-2) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 10-2.

Структурное представление исходного математического описания показывает, что модель будет состоять из интегрирующего усилителя и нелинейного функционального преобразователя двух переменных. Причем, что особенно важно, в структурной схеме определены связи между блоками модели. Схема модели приведена на рис. 10-3.

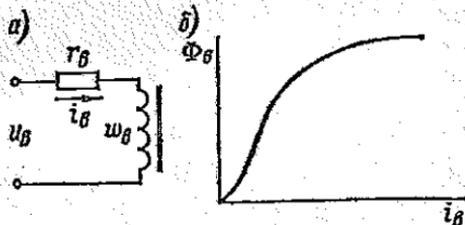


Рис. 10-4

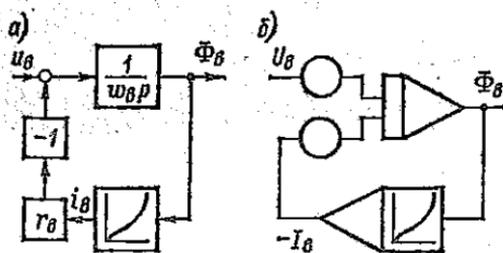


Рис. 10-5

что модель нелинейной электромагнитной цепи (рис. 10-5, б) должна состоять из интегрирующего усилителя, охваченного нелинейной обратной связью через нелинейный функциональный преобразователь.

Допустим, ставится задача составить структурную схему модели нелинейной электромагнитной цепи (рис. 10-4, а).

Исходное математическое описание цепи определяется уравнениями

$$\left. \begin{aligned} u_B &= R_B i_B + \omega_B \frac{d\Phi_B}{dt}; \\ \Phi_B &= f(i_B), \end{aligned} \right\} (10-3)$$

где $f(i_B)$ — нелинейная зависимость потока от тока возбуждения, приведенная на рис. 10-4, б.

Структурная схема, соответствующая уравнениям (10-3), представлена на рис. 10-5, а. Из нее видно,

10-4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИСХОДНОЙ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ

В настоящее время для большинства разнообразных звеньев АСУ структурные схемы уже разработаны. В случае отсутствия готовой структурной схемы она может быть составлена по уравнениям так, как было показано в примерах предыдущего параграфа. Следовательно, составление общей структурной схемы всей системы не является сложной операцией. Однако общая структурная схема часто оказывается непригодной для непосредственного переходя к схеме модели, так как в ней могут оказаться: во-первых, идеальные дифференцирующие звенья, во-вторых, звенья со сложными передаточными функциями, в-третьих, нежелательные для реализации на АВМ связи. Звено с передаточной функцией $W(p) = Tp$ теоретически реализуется схемой дифференцирующего усилителя, т. е. усилителя с конденсатором во входной цепи. Однако на практике такая схема оказывается неработоспособной из-за большой чувствительности к помехам. Замена идеальных дифференцирую-

щих звеньев инерционными дифференцирующими влечет за собой понижение точности моделирования. Следовательно, желательно еще до перехода к схеме модели исключить из исходной структурной схемы все (или почти все) идеальные дифференцирующие звенья. В этом и состоит первая причина необходимости преобразования исходной структурной схемы.

Звенья со сложными передаточными функциями могут быть реализованы двумя путями: а) OY со сложными RC -цепями на входе и в цепи обратной связи; б) комбинациями масштабных (безынерционных) и интегрирующих усилителей.

Первый путь, хотя и требует минимального числа OY , имеет ряд недостатков, связанных с использованием внешних (не входящих в состав АВМ), а потому, как правило, малоточных резисторов. Трудности подбора требуемых параметров схемы OY , особенно в случае их варьирования при настройке модели, а также пониженная точность моделирования обуславливают ограниченное использование этого пути реализации сложных звеньев. Более предпочтительным, а потому и более часто используемым является второй путь, обеспечивающий гарантируемую техническими условиями на АВМ точность моделирования и свободу в перестройке параметров модели. Поэтому вторым видом преобразования исходной структурной схемы будет детализация сложных звеньев, т. е. замена их комбинацией масштабных и интегрирующих усилителей.

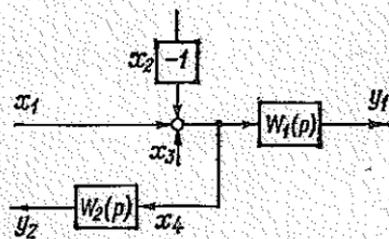


Рис. 10-6

Наконец, третий вид преобразований в исходной структурной схеме связан с исключением нежелательных связей. Пример такой связи показан на рис. 10-6. Отвод сигнала x_3 после узла суммирования на звено с передаточной функцией $W_2(p)$ делает необходимым включение в схему модели специального суммирующего усилителя, тогда как устранение этой ветви (перенос через узел суммирования) позволит реализовать суммирование сигналов x_1, x_2, x_3 в схеме усилителя, моделирующего звено с передаточной функцией $W_1(p)$. Таким образом, вся совокупность преобразований исходной структурной схемы сводится к получению схемы, состоящей только из масштабных (как линейных, так и нелинейных) и интегрирующих звеньев с полностью вскрытыми связями между ними. Такую схему мы будем называть *детализированной структурной схемой (ДСС)*.

Кроме преобразований, направленных на получение ДСС, при моделировании в рамках рассматриваемого структурного метода может быть использовано также преобразование, связанное с нормированием структурной схемы. Помимо общего преимущества, заключающегося в универсальности получаемых результатов, нормирование структурной схемы при подготовке к моделированию

преследует и специфические цели: а) максимальное упрощение структурной схемы за счет сведения ряда коэффициентов к единице; б) получение коэффициентов, которые могут быть определены не только расчетным, но и экспериментальным путем, наиболее эффективным при моделировании действующих систем с целью их подстройки.

Нормирование структурных схем на этапе алгоритмизации задачи моделирования особенно эффективно при моделировании системы высокого порядка, так как в этом случае ДСС значительно упрощается и облегчается составление структурной схемы модели и расчет ее параметров.

10-4-1. ПРЕОБРАЗОВАНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С УСТРАНЕНИЕМ ИДЕАЛЬНЫХ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ

Для устранения дифференцирующих звеньев из структурной схемы в процессе перехода к ДСС используются правила преобразования структурных схем, известные в теории автоматического регулирования.

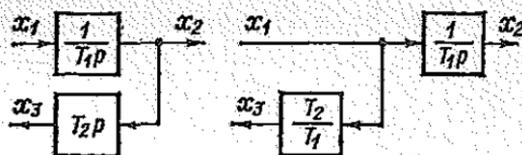


Рис. 10-7

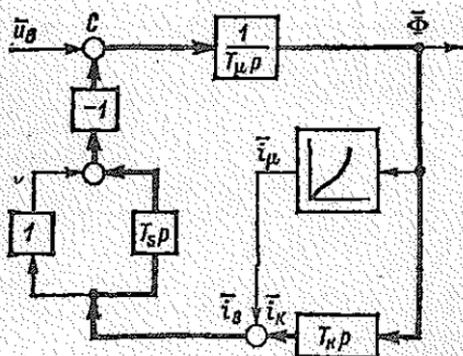


Рис. 10-8

Наиболее употребительно правило переноса отвода сигнала через линейное звено. В ряде случаев с его помощью удается весьма просто избавиться от дифференцирующих звеньев (рис. 10-7). Однако не всегда так просто можно устранить дифференцирующие звенья.

На рис. 10-8 представлена структурная схема нелинейной электромагнитной цепи с учетом индуктивности рассеивания (постоянная времени T_s) и потерь на вихревые токи (постоянная времени контура вихревых токов T_n). Основная цепь намагничивания характеризуется базовой постоянной времени

T_μ и нормированной (относительной) нелинейной зависимостью $\Phi = f(\bar{i}_\mu)$.

Схема содержит два идеальных дифференцирующих звена $T_s p$ и $T_n p$. Использование правила переноса отвода сигнала для устранения этих звеньев не приводит к простому и очевидному результату. В этом случае наиболее целесообразно применение правила инверсии (к контуру, обозначенному жирными линиями

на рис. 10-8). Напомним, что для линейного пути в схеме между двумя переменными правило инверсии формулируется следующим образом: при инверсии направления линейного пути передаточная функция контура по этому пути становится обратной, а знаки внешних сигналов, подходящих к инвертируемому пути, изменяются на противоположные.

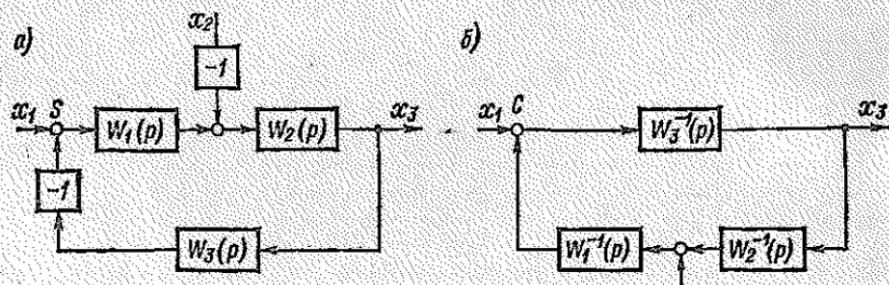


Рис. 10-9

Для задачи устранения дифференцирующих звеньев наиболее эффективным оказывается следствие из правила инверсии пути, которое формулируется как правило инверсии контура: в любом замкнутом линейном контуре с обратной связью можно поменять местами прямой и обратный участки контура, заменив их передаточные функции на обратные и изменив на противоположные знаки внешних сигналов, подходящих к контуру (кроме знаков основного узла сравнения C). Применение правила инверсии к контуру, изображенному на рис. 10-9, а, позволяет получить контур, приведенный на рис. 10-9, б.

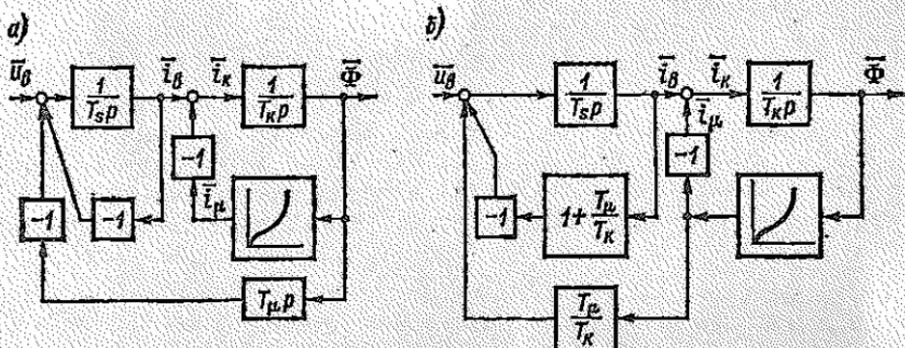


Рис. 10-10

Правило инверсии позволяет выполнять необходимые преобразования не только в линейных, но и в нелинейных структурных схемах, если рассматривать сигналы с нелинейных звеньев как внешние по отношению к инвертируемому контуру. Применение правила инверсии к контуру, выделенному на рис. 10-8 жирными линиями, преобразует структурную схему рис. 10-8 к виду, изображенному

на рис. 10-10, а. На этой структурной схеме вновь образовалось дифференцирующее звено $T_{\mu}p$. Оно может быть исключено применением переноса точки отвода сигнала через звено с передаточной функцией $1/(T_{\mu}p)$ и далее через суммирующий узел. В результате проведенных преобразований определяется структурная схема (рис. 10-10, б), содержащая только масштабные (линейные и нелинейные) и интегрирующие звенья.

10-4-2. ДЕТАЛИЗАЦИЯ ЗВЕНЬЕВ СО СЛОЖНЫМИ ПЕРЕДАТОЧНЫМИ ФУНКЦИЯМИ

По существу, детализация сложных звеньев: т. е. определение эквивалентной комбинации элементарных звеньев (масштабных и интегрирующих), представляет собой составление ДСС этих звеньев.

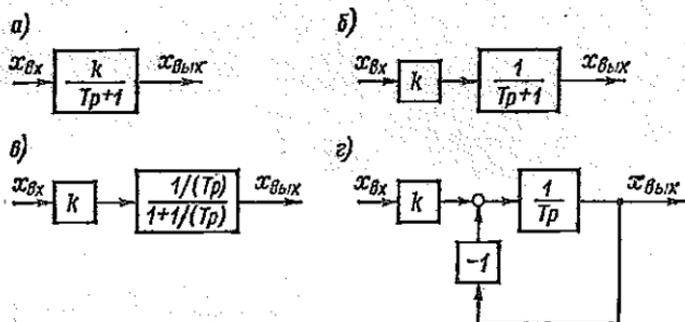


Рис. 10-11

Решение такой задачи может быть выполнено двумя путями: а) применением известных правил преобразования структурных схем; б) решением операторного уравнения звена относительно выходной переменной через операторы интегрирования и масштабного преобразования, т. е. записью уравнения звена в виде

$$x_{\text{ВЫХ}} = f\left(x_{\text{ВХ}}, x_{\text{ВЫХ}}, \frac{k}{p} x_{\text{ВХ}}, \frac{k}{p} x_{\text{ВЫХ}}, \dots\right)$$

с последующим переходом к структурной схеме.

Использование первого пути наглядно иллюстрируется на примере составления ДСС для аperiodического звена (рис. 10-11). Примененные в рассматриваемом случае правила преобразования общезвестны и не требуют пояснения.

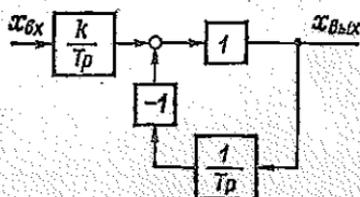


Рис. 10-12

Второй путь наглядно иллюстрируется составлением ДСС для дифференцирующего инерционного звена

$$\frac{x_{\text{вых}}}{x_{\text{вх}}} = \frac{k\rho}{T\rho + 1}; \quad x_{\text{вых}} + T\rho x_{\text{вых}} = k\rho x_{\text{вх}};$$

$$T\rho x_{\text{вых}} = k\rho x_{\text{вх}} - x_{\text{вых}}; \quad x_{\text{вх}} = \frac{k}{T} x_{\text{вх}} - \frac{1}{T\rho} x_{\text{вых}}.$$

Последнему уравнению соответствует схема рис. 10-12.

10-4-3. ПРЕОБРАЗОВАНИЯ, НАПРАВЛЕННЫЕ НА ИСКЛЮЧЕНИЕ НЕЖЕЛАТЕЛЬНЫХ СВЯЗЕЙ

Основной вид нежелательной связи в структурной схеме, подготавливаемой для перехода к схеме модели, — это отвод сигнала после узла суммирования (см. рис. 10-6). Исключение такой связи достигается переносом точки отвода через узел суммирования или через звено впереди стоящее звено, если при этом не получается звено дифференцирующего типа.

Перенос сигнала x_4 через суммирующий узел в схеме рис. 10-6

дает схему рис. 10-13, а, а перенос через звено с передающей функцией $W_1(p)$ — схему рис. 10-13, б.

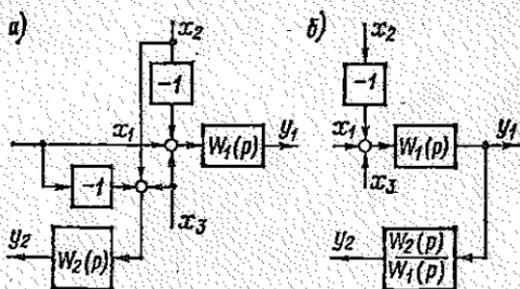


Рис. 10-13

10-5. СОСТАВЛЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ МОДЕЛИ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ

Детализированная структурная схема является наиболее удобной формой исходного математического описания системы для перехода от него к структурной схеме модели. Структурная схема модели — это схема соединений электронных блоков АВМ, имеющих известные численные значения параметров. Поэтому переход к ней предполагает решение двух основных задач: а) составления структурной схемы модели в соответствии с принятыми обозначениями блоков и элементов; б) определения основных параметров схемы модели.

10-5-1. СОСТАВЛЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ МОДЕЛИ ПО ДЕТАЛИЗИРОВАННОЙ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЕ СИСТЕМЫ

Изображение структурной схемы модели по ДСС основано на замене звеньев ДСС их аналогами на АВМ: интегрирующих и усилительных звеньев — интегрирующими и масштабными усилите-

лями, звеньев умножения или деления — множителем-делительными блоками, нелинейных звеньев — нелинейными блоками функционального преобразования и диодно-потенциметрическими схемами совместно с решающими усилителями. При этом необходимо лишь учитывать ряд особенностей отдельных узлов АВМ схемно-конструктивного характера, которые сводятся к следующему.

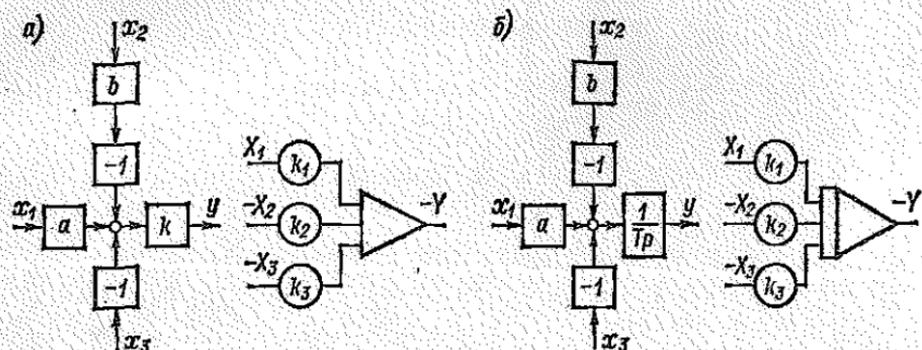


Рис. 10-14

А. Операционные усилители АВМ выполняют одновременно операции суммирования и интегрирования или суммирования и масштабного преобразования напряжений. Поэтому на одном усилителе модели реализуется суммирующий узел ДСС и звено, стоящее непосредственно после узла суммирования.

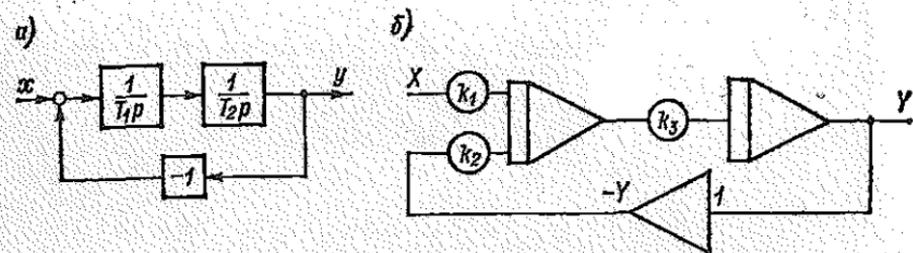


Рис. 10-15

На рис. 10-14, а представлены суммирующий узел и усилительное звено, а также реализация этой структурной схемы на усилителе модели, где

$$k_1 = ak; \quad k_2 = bk; \quad k_3 = k.$$

На рис. 10-14, б приведены аналогичные иллюстрации для суммирующего узла и интегрирующего звена, где

$$k_1 = a/T; \quad k_2 = b/T; \quad k_3 = 1/T.$$

Б. Операционные усилители АВМ, выполняя ту или иную операцию, одновременно инвертируют знаки выходных напряжений. В связи с этим для получения соответствия зна-

ков суммируемых сигналов в узлах суммирования на ДСС и схеме модели может потребоваться включение в отдельные каналы схемы модели инвертирующих усилителей (рис. 10-15).

В. Дiodно-потенциометрические схемы, входящие в состав АВМ и предназначенные для реализации типовых нелинейных характеристик, работают совместно с ОУ. Модели основных типовых нелинейных зависимостей представлены в табл. 10-1.

Нелинейная зависимость, обусловленная зоной нечувствительности (рис. 1, а, табл. 10-1), в случае частого изменения размера зоны (связанного с исследованием зависимости свойств системы от размера зоны) моделируется схемой рис. 10-16.

Недостатком схемы рис. 1, б (табл. 10-1) является зависимость коэффициентов передачи k_1 и k_2 от размера зоны нечувствительности, связанная с наличием во входных цепях потенциометров ограничения.

Это обстоятельство вынуждает производить перестройку k_1 и k_2 при каждом изменении размера зоны нечувствительности. В схеме (рис. 10-16) ширина зоны определяется значением опорного напряжения $\pm U_0$, поэтому перестройка коэффициентов k_2 и k'_2 не требуется. При этом $k_2 = k'_2$ и $k_3 = k'_3$.

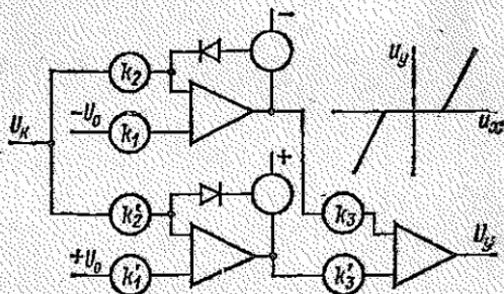


Рис. 10-16

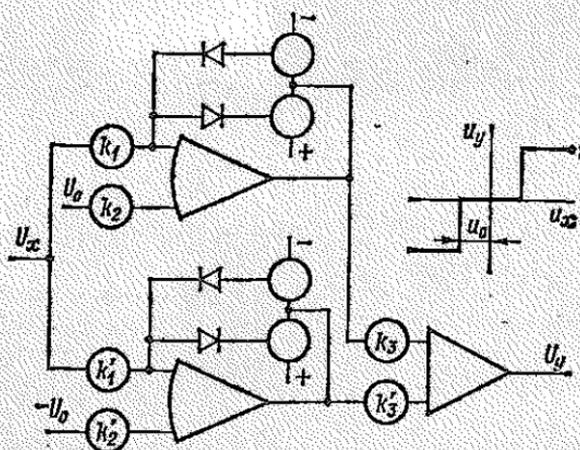
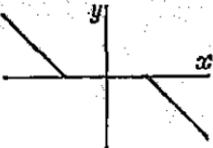
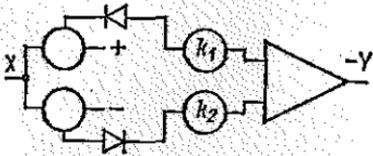
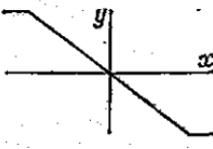
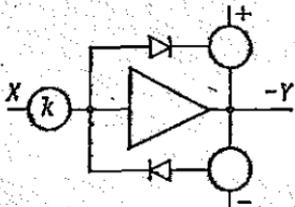
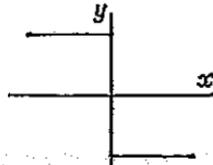
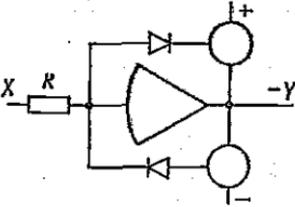
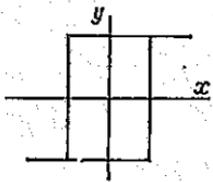
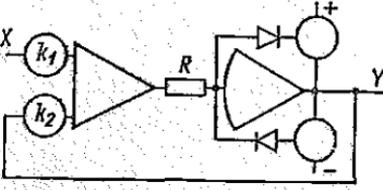
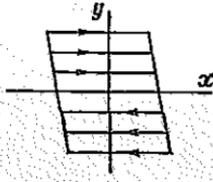
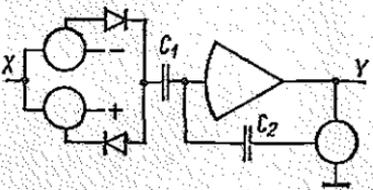


Рис. 10-17

Комбинированные нелинейные зависимости, вызванные, например, зоной нечувствительности и ограничениями координат (рис. 2, а и 3, а табл. 10-1), моделируются комбинациями соответствующих простых схем. В качестве примера на рис. 10-17 при-

Таблица 10-1. Модели типовых нелинейных зависимостей

Причина нелинейности	График нелинейной зависимости	Наборная схема
Зона нечувствительности		
Ограничение координаты		
Момент сухого трения		
Релейная характеристика с петлей гистерезиса		
Люфт		

ведена схема, реализующая релейную характеристику с зоной нечувствительности и коэффициентом возврата, равным единице ($k_1 = k'_1$; $k_2 = k'_2$; $k_3 = k'_3$). Такая схема широко используется для моделирования эффекта квантования по уровню при моделировании дискретных систем. В схеме рис. 10-17 для реализации «зоны нечувствительности» используется тот же принцип, что и в схеме рис. 10-16. Отметим, что схема для реализации релейной характеристики с зоной нечувствительности и коэффициентом передачи $k_n = 1$, построенная на основе схем рис. 1, б и 3, б (табл. 10-1), оказалась бы неработоспособной, так как рабочая точка усилителя, не имеющего резистора обратной связи, находится на одном из крайних положений рабочей части характеристики даже при отсутствии входного сигнала.

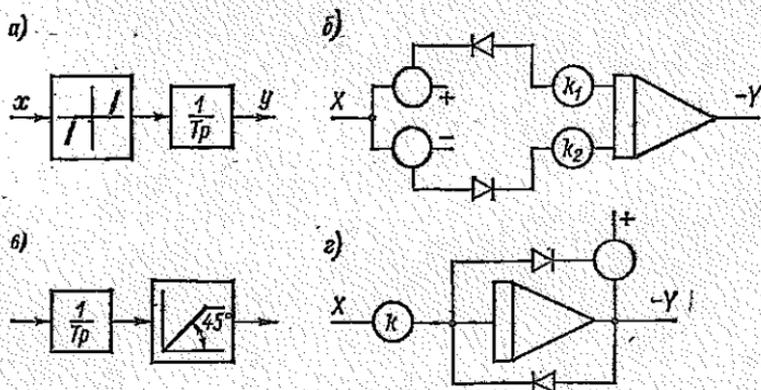


Рис. 10-18

В ряде случаев схемой одного операционного усилителя реализуется типовая нелинейная характеристика и одновременно передаточная функция линейного звена, стоящего на ДСС рядом с нелинейным звеном. Примеры такого совмещения показаны на рис. 10-18.

Г. Нелинейные функциональные преобразователи и блоки умножения-деления на некоторых АВМ реализуют нелинейные функциональные зависимости или операции умножения и деления совместно с решающими усилителями, не входящими в состав этих блоков. При переходе от структурной схемы к схеме модели необходимо выделить для совместной работы с нелинейными блоками соответствующее число усилителей из числа основных усилителей решающего блока АВМ. Так, например, при реализации множительного или нелинейного звена на АВМ типа МН-7М необходимо выделять по два внешних ОУ. В общем случае при изображении структурных схем моделей, содержащих множительно-делительные и нелинейные звенья, необходимо руководствоваться техническими описаниями используемой АВМ.

Д. Для реализации «чистого» дифференцирующего звена в тех случаях, когда это необходимо, целе-

сообразно использовать схему, состоящую из трех усилителей (рис. 10-19, б). Детализированная структурная схема, соответствующая этой модели, показана на рис. 10-19, а. При $k = 1$ передаточная функция схемы равна Tp . Модель работоспособна при $k = 0,95 \div 0,98$. Конкретное значение k подбирается экспериментально, непосредственно на машине.

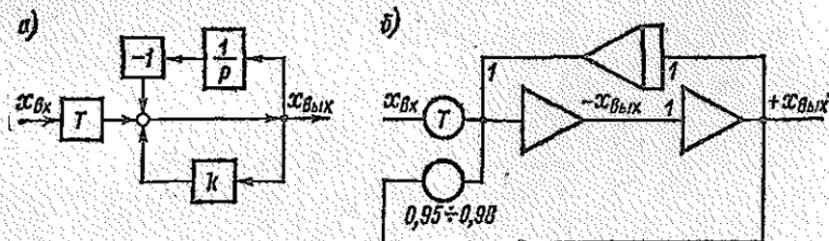


Рис. 10-19

Е. Звено чистого запаздывания с передаточной функцией $W(p) = e^{-\tau p}$ моделируется на усилителях АВМ схемами, реализующими приближенную передаточную функцию вида

$$W_{\tau}(p) \approx 1 - \frac{12p\tau}{p^2\tau^2 + 6p\tau + 12} \quad (10-4)$$

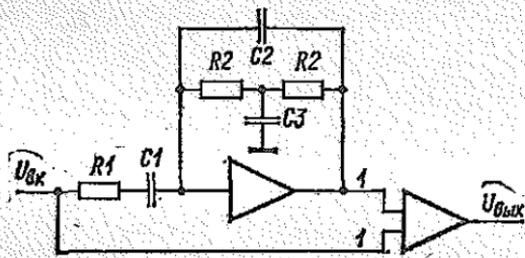


Рис. 10-20

На рис. 10-20 приведена схема модели, в которой второе слагаемое в правой части выражения (10-4) реализуется одним усилителем

со сложными цепями на входе и в обратной цепи. При этом $\tau = 2R_2C_1 = 3R_2C_3 = 4R_2C_2$, $R_2 = 3R_1$. Реализация передаточной функции (10-4) схемой, состоящей только из интегрирующих и

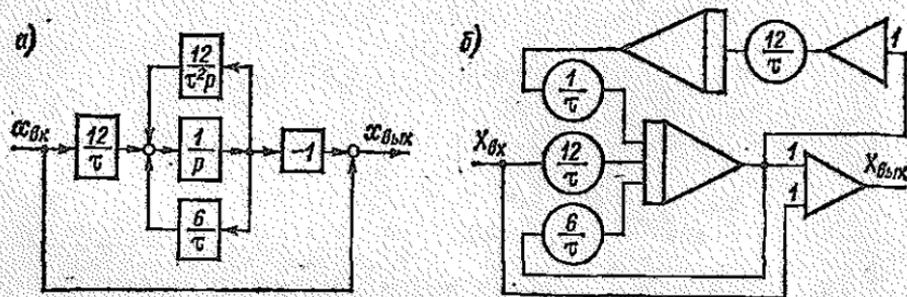


Рис. 10-21

масштабных усилителей, показана на рис. 10-21, б. На рис. 10-21, а приведена ДСС, соответствующая (10-4).

10-5-2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ МОДЕЛИ

Определение параметров структурной схемы модели включает в себя следующие операции: а) определение выражений коэффициентов передачи ОУ; б) выбор масштабов переменных и времени; в) расчет и проверку правильности расчета коэффициентов передачи ОУ; г) расчет параметров настройки нелинейных функциональных преобразователей.

А. Определение выражений коэффициентов передачи ОУ. Получение выражений коэффициентов передачи ОУ модели, составленной по ДСС, может быть сведено к чисто формальной операции введения масштабных множителей переменных и времени в выражения коэффициентов передачи на структурной схеме. Выражения коэффициентов передачи ОУ при единичных масштабах переменных и времени получают непосредственно из ДСС, если постоянные коэффициенты звеньев, стоящих после узла суммирования, учесть в каналах суммируемых сигналов (рис. 10-22).

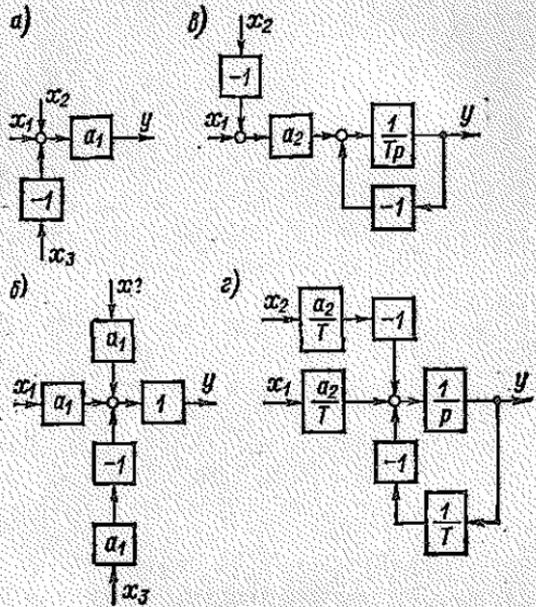


Рис. 10-22

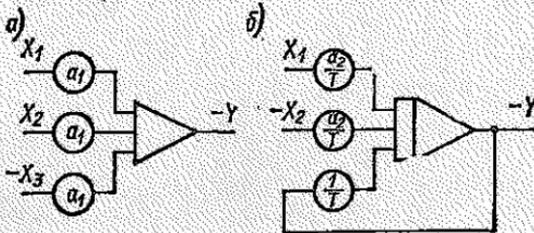


Рис. 10-23

Изображенные на рис. 10-22 участки структурных схем моделируются суммирующими (схемы а и б) и интегрирующими (схемы в и г) усилителями, коэффициенты передачи по трем входам которых при единичных масштабах ($M_x = M_y = M_t = 1$) равны коэффициентам в каналах суммирования (рис. 10-23). В общем случае коэф-

фициенты передачи усилителей с учетом масштабных множителей переменных и времени получают путем: а) умножения коэффициентов исходной структурной схемы на отношение масштаба выходной переменной звена ДСС к масштабу его входной переменной; б) умножения каждой постоянной времени на масштаб времени.

В общем случае коэффициент передачи записывается следующей формулой:

$$k_i = \frac{a_i}{\prod_{j=1}^m T_j} \frac{M_{\text{вых}}}{M_{\text{вх } i} M_t^m}, \quad (10-5)$$

где k_i — коэффициент передачи усилителя по i -му входу; $a_i / \prod_{j=1}^m T_j$ — коэффициент передачи звена в i -м канале суммирования; m — число постоянных времени в выражении коэффициента передачи звена; $M_{\text{вых}}$ — масштаб выходной переменной звена, стоящего после узла суммирования; $M_{\text{вх } i}$ — масштаб входной переменной i -го канала.

Следует иметь в виду, что под масштабом переменной x понимается отношение переменной на машине X к реальной переменной:

$$M_x = X/x. \quad (10-6)$$

Значения масштаба времени $M(t)$, большие единицы, означают, что процессы в модели протекают медленнее реальных, и наоборот. Например, для усилителя (рис. 10-23, а) коэффициент передачи по каждому из трех входов $k_i = a_i M_y / M_{x_i}$; для усилителя (рис. 10-23, б) $k_i = [a_i / (T M_t)] M_y / M_{x_i}$ (для первого и второго входов), а $k_3 = 1 / (T M_t)$ (в выражении для k_3 отношение M_y / M_x равно единице, так как входной величиной по данному входу является выходная величина звена). Запись коэффициентов передачи по входам, на которые подаются напряжения с выходов блоков умножения или деления, связана с особенностью работы множительно-делительных блоков АВМ, которые выполняют операцию умножения согласно формуле

$$Y = X_1 X_2 / C_1, \quad (10-7)$$

а операцию деления — по формуле

$$Y = X_1 C_2 / X_2. \quad (10-8)$$

Здесь C_1 — постоянная, численно равная диапазону рабочих напряжений АВМ ($C_1 = 100$ для АВМ типа МН-7, МН-7М, «Аналог», ЭМУ-10 и других ламповых АВМ; $C_1 = 25 \div 30$ для транзисторных АВМ), а $C_2 = 0,1 C_1$.

Поэтому коэффициент передачи усилителя, определенный по общему правилу, умножается на C_1 , если на вход поступает сигнал с блока умножения, и делится на C_2 , если на данный вход подается напряжение с блока деления.

На схеме (рис. 10-24) коэффициент $k_m = M_y 100 / (M_{x_1} M_{x_2})$ (коэффициент передачи произведения $y = x_1 x_2$ на вход звена ДСС равен

единице). Выражение коэффициента передачи усилителя, на вход которого подается произведение или частное двух величин, может определяться и по общему правилу, как

$$k_u = kM_z/M_y.$$

Но масштаб произведения или частного M_y не может быть взят произвольным. Действительно, если $y = x_1x_2$, а $U = X_1X_2/C_1$, то

$$M_y = M_{x_1}M_{x_2}/C_1. \quad (10-9)$$

Согласно (10-9) определяется масштаб M_y в случае, если действительное значение произведения представляет самостоятельный интерес. Подставляя формулу для M_y в выражение для k_u , получаем $k_u = kM_zC_1/(M_{x_1}M_{x_2})$, что полностью соответствует сформулированному выше правилу записи выражения коэффициента передачи по входу, на который подается напряжение с выхода блока произведения.

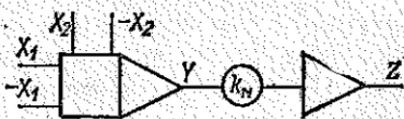


Рис. 10-24

Аналогично, для масштаба частного, зависящего от масштабов входных величин, справедливо

$$M_y = M_{x_1}C_2/M_{x_2}. \quad (10-10)$$

Б. Выбор масштабов переменных и времени. Исходным выражением для выбора масштаба переменной x следует считать отношение

$$M_x = U_{\text{раб. макс}}/x_{\text{макс}}, \quad (10-11)$$

где $U_{\text{раб. макс}}$ — максимальное рабочее напряжение АВМ; $x_{\text{макс}}$ — максимально возможное значение реальной переменной в моделируемой системе.

Если постановка задачи моделирования такова, что могут быть определены максимальные значения всех переменных, то задача выбора масштабов весьма упрощается. Однако на практике это условие часто не выполняется, и поэтому выбор масштабов не может быть выполнен сразу однозначно, а производится на основе просмотра нескольких вариантов. Причем этот выбор осуществляется при следующих ограничениях:

а) коэффициенты модели должны удовлетворять неравенству

$$k_{\text{мин}} \leq k \leq k_{\text{макс}}, \quad (10-12)$$

где $k_{\text{мин}}$ и $k_{\text{макс}}$ — минимально и максимально допустимые значения коэффициента передачи операционных усилителей для конкретной АВМ (для АВМ типа МН-7М $k_{\text{мин}} = 0,05$, $k_{\text{макс}} = 10$);

б) напряжения на усилителях модели, соответствующие большому диапазону изменения реальных переменных, должны изменяться в пределах

$$U_{\text{мин}} \leq U \leq U_{\text{макс}}, \quad (10-13)$$

где $U_{\text{макс}}$ — величина, близкая к $U_{\text{раб. макс}}$; $U_{\text{мин}}$ — минимально допустимое напряжение переменной в ходе решения, ограниченное уровнем дрейфа усилителей и помех (для АВМ МН-7М $U_{\text{мин}} = 2 \div 5$ В).

Оптимальным вариантом выбора масштабов следует считать вариант, когда все коэффициенты передачи усилителей близки по значению (одного порядка) и близки по ширине диапазона изменений переменных U_x все усилители. При выборе масштаба времени следует учитывать следующие ограничения: а) частота переходных процессов на модели не должна превышать допустимого для данной АВМ значения (для МН-7М примерно 5 Гц); б) максимальное время решения задачи не должно превышать допустимого для используемой АВМ (для МН-7М $t_{\text{макс}} = 200$ с).

Обычно выбор масштаба времени, если к скорости переходных процессов на модели не предъявляется особых требований (например, удобство регистрации переходных процессов), подчиняют задаче получения близких по значению коэффициентов передачи для модели, удовлетворяющих условию (10-12). При сочленении модели с реальной аппаратурой необходимо принимать $M_t = 1$.

Если схема модели составлена по нормированной структурной схеме, то выражение для выбора масштаба переменной будет иметь вид

$$M_x = \frac{U_{\text{раб. макс}}}{x_{\text{макс}}} \quad (10-14)$$

Масштаб переменной в этом случае выражается в вольтах.

Все ограничения, действующие при выборе масштабов реальных переменных, сохраняются и при выборе масштабов относительных переменных.

В. Расчет и проверка правильности расчета коэффициентов передачи ОУ. Расчет коэффициентов передачи ОУ производится на основании изложенного в пунктах А и Б.

Для того чтобы избавиться от непроизводительных затрат труда и времени на поиск и устранение возможных ошибок, допущенных при расчете коэффициентов передачи структурной схемы модели, целесообразно еще до перехода к реализации модели на АВМ убедиться в правильности их расчета. Эта проверка особенно необходима при моделировании многоконтурной системы высокого порядка, так как процесс отладки модели такой системы является достаточно трудоемким.

Проверка состоит в расчете коэффициентов передачи звеньев, находящихся на различных путях и в замкнутых контурах структурной схемы системы и схемы модели, с последующим сравнением этих коэффициентов между собой. Расчет коэффициентов, кроме организации проверки правильности расчета, необходим также и в дальнейшем, на этапе реализации модели на конкрет-

ной АВМ в процессе проверки адекватности структурной схемы и модели.

Соотношения между коэффициентами передачи структурных схем системы и модели устанавливаются в соответствии с общими правилами направленного нормирования. Связь между коэффициентами передачи звеньев схемы и модели, находящихся на прямых путях, устанавливает соотношение

$$k_{пр. и} = k_{пр. сх} \frac{M_{x_{вых}}}{M_{x_{вх}}} \frac{1}{M_t^n} \quad (10-15)$$

Смысл коэффициентов в (10-15) зависит от типа структурной схемы, с которой сравнивается схема модели. Наиболее просто производить проверку по ДСС. Однако часто в схеме не детализируются типовые звенья (апериодические, звенья второго порядка, реальные дифференцирующие). Тогда под $k_{сх}$ и k_m следует понимать статические коэффициенты передачи соответствующих звеньев в модели и на структурной схеме. Таким образом, в выражении (10-15):

а) при использовании ДСС: $k_{пр. и}$ — произведения коэффициентов передачи звеньев вдоль любого прямого пути структурной схемы модели; $k_{пр. сх}$ — произведение коэффициентов передачи звеньев соответствующего пути ДСС; $M_{x_{вх}}$ и $M_{x_{вых}}$ — масштабы входной и выходной переменной пути; M_t — масштаб времени; n — число интегрирующих звеньев, находящихся на рассматриваемом пути;

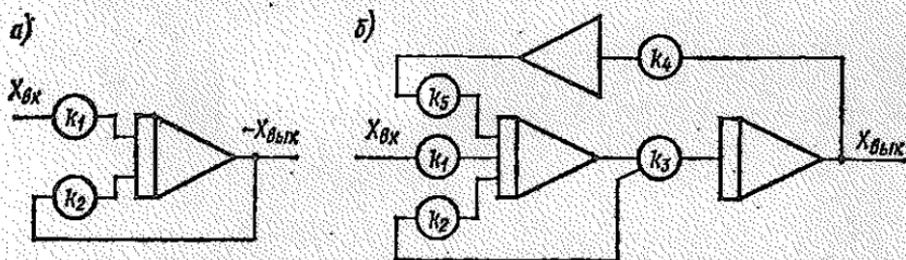


Рис. 10-25

б) при использовании недетализированной схемы: $k_{пр. и}$ и $k_{пр. сх}$ — произведения статических коэффициентов передачи звеньев, находящихся на проверяемом пути, в схеме модели и схеме системы; $M_{x_{вх}}$, $M_{x_{вых}}$, M_t , n имеют тот же смысл, что и при использовании ДСС.

Следует иметь в виду, что для модели статический коэффициент передачи апериодического звена (рис. 10-25, а)

$$k_{a. и} = k_1/k_2; \quad (10-16)$$

звена второго порядка (рис. 10-25, б)

$$k_{в. и} = k_1/(k_1 k_5); \quad (10-17)$$

звена с передаточной функцией $W(p) = kp/(Tp + 1)$ — равен нулю.

Использование выражения (10-15) иллюстрируется на примере проверки соответствия коэффициентов передачи звеньев в модели и схемы — двух апериодических и одного интегрирующего, находящихся на прямом пути (рис. 10-26, а).

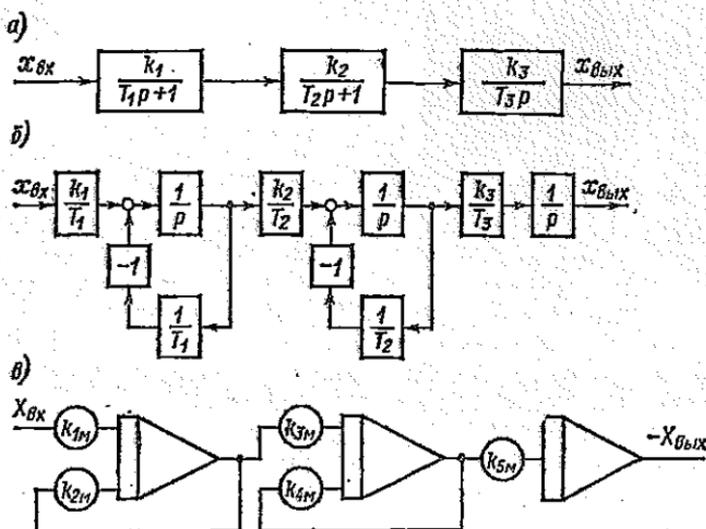


Рис. 10-26

При сравнении ДСС (рис. 10-26, б) и структурной схемы модели (рис. 10-26, в) соотношение для проверки имеет вид

$$k_{1м} k_{3м} k_{5м} = \frac{k_1}{T_1} \frac{k_2}{T_2} \frac{k_3}{T_3} \frac{1}{M_1}.$$

При сравнении исходной схемы и структурной схемы модели должно выполняться следующее соотношение:

$$\frac{k_{1м}}{k_{2м}} \frac{k_{3м}}{k_{4м}} k_{5м} = k_1 k_2 \frac{k_3}{T_3} \frac{1}{M_1}.$$

Связь между коэффициентами передачи структурных схем системы и модели в замкнутых контурах устанавливается соотношением

$$k_{н.м} = k_{н.сх} \frac{1}{M_1^n}, \quad (10-18)$$

где $k_{н.м}$ и $k_{н.сх}$ — произведения коэффициентов передачи (статических) звеньев при использовании недетализированной схемы) звеньев, входящих в проверяемый контур на структурных схемах модели и системы; M_1 — масштаб времени; n — число интегрирующих звеньев в контуре.

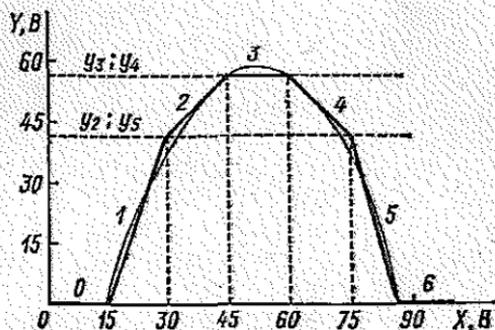
Статические коэффициенты передачи аperiodических звеньев и звеньев второго порядка модели при использовании недетализированной схемы определяются, как и раньше, по формулам (10-16), (10-17).

Г. Расчет параметров настройки нелинейных функциональных преобразователей (НФП). Исходным материалом при подготовке к настройке НФП являются функциональные зависимости, характеризующие передаточные свойства соответствующих нелинейных звеньев структурной схемы системы, заданные графически или аналитически.

Предварительно исходные функциональные зависимости, выраженные в относительных или реальных величинах, перестраиваются в зависимости, выраженные через машинные величины, путем умножения значений функциональных зависимостей на соответствующие масштабные множители, т. е. осуществляется переход от $y = f(x)$ к $Y = F(X)$, где $X = xM_x$, а $Y = yM_y$.

Следующим этапом подготовки данных является аппроксимация полученных функций $Y = F(X)$ прямоугольными отрезками, число которых определяется типом применяемых нелинейных блоков (число отрезков аппроксимации при использовании нелинейных блоков АВМ типов МН-7, МН-7М, МН-10М равно 11; при использовании блоков АВМ ЭМУ-10, МН-18 число отрезков равно 21).

Полученные при аппроксимации координаты узловых точек являются параметрами настройки НФП. Они обычно заносятся в таблицу настройки. Пример аппроксимации нелинейной функции и соответствующая ей таблица настройки показаны на рис. 10-27.



Номер участка	0	1	2	3	4	5	6
Рабочий квадрант	-	I	IV	IV	IV	IV	I
Ограничение по X, В	0	20	30	45	60	75	85
X, В	0	30	45	60	75	85	90
Y, В	0	40	55	55	40	0	0

Рис. 10-27

10-6. АЛГОРИТМЫ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА ЦВМ

Наиболее распространенными методами моделирования систем управления на ЦВМ являются так называемые численные методы. При пользовании этими методами исходная система дифференциальных уравнений, описывающая движение системы, приводится

к системе уравнений в нормальной форме Коши (уравнения состояния) вида

$$\frac{dx_j}{dt} = f_j(t, x_1, x_2, \dots, x_n),$$

которые заменяются приближенными уравнениями в конечных разностях

$$\frac{\Delta x_j}{\Delta t} = f_j(t, x_1, x_2, \dots, x_n)$$

и каждое решается шаг за шагом одним из численных методов.

В математическом обеспечении ЦВМ имеется достаточно численных методов, каждый из которых имеет свой алгоритм вычислений. Их можно разделить на две основные группы: *методы с обособленными шагами интегрирования (одношаговые методы)* и *методы со связанными шагами интегрирования (многошаговые методы)*.

Многошаговые методы (метод Адамса и др.) неудобны для исследования нелинейных систем управления, и в частности АСУ ЭП, в большинстве своем представляющих собой нелинейные системы с переменной структурой или такие системы, которые весьма часто вызывают необходимость изменения в процессе расчета шага интегрирования. В этом случае численное интегрирование многошаговыми методами с автоматическим выбором шага или с переменным шагом интегрирования на ЦВМ требует пересчета значений величин в нескольких точках по большому программ, что приводит к дополнительной большой затрате машинного времени.

Среди одношаговых методов наибольшее распространение получил метод Эйлера (метод ломаных), усовершенствованный метод Эйлера—Коши, метод Рунге—Кутты (четвертого порядка) [24]. Все эти методы по своей структуре являются *методами параллельного типа*.

В последние годы в ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина) профессором А. В. Башариным разработан новый алгоритм численного метода последовательного типа, имеющий ряд преимуществ по сравнению с упомянутыми выше широко известными методами и получивший признание в СССР и за рубежом [3, 4].

Алгоритмы упомянутых выше методов заключаются в следующем. Пусть дана система дифференциальных уравнений

$$\frac{dx_1}{dt} = f_1(t, x_1, x_2, \dots, x_n);$$

$$\frac{dx_2}{dt} = f_2(t, x_1, x_2, \dots, x_n);$$

.....

$$\frac{dx_n}{dt} = f_n(t, x_1, x_2, \dots, x_n)$$

с начальными условиями

$$x_1(t_0) = x_{1,0}; \quad x_2(t_0) = x_{2,0}; \quad \dots; \quad x_n(t_0) = x_{n,0}.$$

Выбрав достаточно малый шаг Δt , строят систему равноотстоящих точек $t_i = t_0 + i\Delta t$, где $i = 0, 1, 2 \dots$. Тогда алгоритм каждого из упомянутых выше методов для системы обыкновенных дифференциальных уравнений сводится к вычислениям в каждой точке i по следующим нижеприведенным формулам.

10-6-1. МЕТОД ЭЙЛЕРА (МЕТОД ЛОМАНЫХ)

Метод Эйлера очень прост, не имеет итераций. Его формула для решения системы дифференциальных уравнений имеет вид

$$x_{j,i} = x_{j,i-1} + \Delta t f_j(t_{i-1}, x_{1,i-1}, x_{2,i-1}, \dots, x_{j,i-1}, \dots, x_{n,i-1}), \quad (10-19)$$

т. е. приращения искомой координаты определяются по ее производной в начале шага интегрирования.

Метод Эйлера обладает малой точностью и дает систематическое накопление ошибок.

Модификация метода Эйлера (усовершенствованный метод ломаных) заключается в определении приращения координаты по производной в средней точке шага интегрирования.

Вначале по формуле (10-19) определяется значение функции

$$x_{j,i-1/2} = x_{j,i-1} + \frac{\Delta t}{2} f_j(t_{i-1}, x_{1,i-1}, \dots, x_{n,i-1}).$$

Затем по той же формуле вычисляется окончательное значение функции

$$x_{j,i} = x_{j,i-1} + \Delta t f_j(t_{i-1/2}, x_{1,i-1/2}, \dots, x_{n,i-1/2}).$$

10-6-2. УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ МЕТОД ЭЙЛЕРА—КОШИ С ИТЕРАЦИЯМИ

Для начального приближения вычисление ведется по формуле (10-19)

$$x_{j,i}^{(1)} = x_{j,i-1} + \Delta t f_j(t_{i-1}, x_{1,i-1}, \dots, x_{n,i-1}),$$

а затем по итерационной формуле

$$x_{j,i}^{(k)} = x_{j,i-1} + \frac{\Delta t}{2} [f_j(t_{i-1}, x_{1,i-1}, \dots, x_{n,i-1}) + f_j(t_i, x_{1,i}^{(k-1)}, \dots, x_{n,i}^{(k-1)})], \quad (10-20)$$

где $j = 1, 2, 3, \dots, n$ — номер уравнения системы; $i = 1, 2, 3, \dots$ — номер точки, в которой производится вычисление (порядковый номер шага интегрирования); $k = 1, 2, 3, \dots$ — номер итерации.

10-6-3. МЕТОД РУНГЕ—КУТТА (ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА)

Алгоритм метода заключается в вычислениях по формуле

$$x_{j,i} = x_{j,i-1} + \frac{1}{6} [k_{j,1}^{(i)} + 2k_{j,2}^{(i)} + 2k_{j,3}^{(i)} + k_{j,4}^{(i)}], \quad (10-21)$$

где j — номер уравнения; i — номер точки, в которой численно интегрируется система.

В уравнении (10-21) коэффициенты Рунге—Кутта имеют следующие значения:

$$\begin{aligned}
 k_{j,1}^{(i)} &= \Delta t f_j(t_{i-1}, x_{1,i-1}, \dots, x_{n,i-1}); \\
 k_{j,2}^{(i)} &= \Delta t f_j \left[t_{i-1} + \frac{\Delta t}{2}, x_{1,i-1} + \frac{k_{1,1}^{(i)}}{2}, \dots, x_{n,i-1} + \frac{k_{n,1}^{(i)}}{2} \right]; \\
 k_{j,3}^{(i)} &= \Delta t f_j \left[t_{i-1} + \frac{\Delta t}{2}, x_{1,i-1} + \frac{k_{1,2}^{(i)}}{2}, \dots, x_{n,i-1} + \frac{k_{n,2}^{(i)}}{2} \right]; \\
 k_{j,4}^{(i)} &= \Delta t f_j \left[t_{i-1} + \Delta t, x_{1,i-1} + k_{1,3}^{(i)}, \dots, x_{n,i-1} + k_{n,3}^{(i)} \right].
 \end{aligned}$$

10-6-4. МЕТОД А. В. БАШАРИНА

Этот метод, подобно методу Эйлера—Коши, относится к группе методов с итерациями. Его формула для решения системы дифференциальных уравнений имеет вид

$$\begin{aligned}
 x_{j,i}^{(k)} &= x_{j,i-1} + \Delta t f_j \left[\varphi_{i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_i(t)}{2}, x_{1,i-1} + \frac{\Delta x_{1,i}^{(k)}}{2}, \dots \right. \\
 &\quad \left. \dots, x_{j,i-1} + \frac{\Delta x_{j,i}^{(k-1)}}{2}, \dots, x_{n,i-1} + \frac{\Delta x_{n,i}^{(k-1)}}{2} \right], \quad (10-22)
 \end{aligned}$$

где j , i и k имеют указанные выше значения (номер уравнения, номер точки, номер итерации).

Приведенный выше алгоритм нового численного метода последовательного типа может быть рекомендован в качестве математического обеспечения ЦВМ наравне с другими численными методами. Метод имеет порядок точности, равный 2, и обеспечивает точность решения, лежащую между точностью, присущей усовершенствованному методу Эйлера—Коши, и точностью, присущей методу Рунге—Кутта (четвертого порядка). По устойчивости машинного решения метод не уступает методу Эйлера—Коши, лучше метода Эйлера и несколько хуже метода Рунге—Кутта (четвертого порядка). По затратам машинного времени, рассматриваемый метод аналогичен методу Эйлера—Коши и обеспечивает в 2—3 раза меньшую затрату времени, нежели метод Рунге—Кутта. Метод последовательного типа свободен от ряда погрешностей, вносимых процедурами вычислений численных методов параллельного типа. Но главным достоинством этого численного метода последовательного типа является его инверсность, что позволяет с успехом применять его для решения задач синтеза нелинейных АСУ на ЦВМ.

Следует иметь в виду при пользовании итеративными методами, что практически число итераций не следует брать более двух. Обычно при правильно выбранном шаге интегрирования второе приближение обеспечивает достаточную точность получаемых результатов. В случае недостаточной достигаемой точности расчетов

следует не увеличивать число итераций, а уменьшать выбранный шаг интегрирования, что обеспечивает меньшую затрату машинного времени на выполнение вычислений.

При выполнении исследований, расчетов и проектирования АСУ ЭП на ЦВМ постановка задачи определяет и выбор рационального метода. Основными свойствами численных методов, определяющих целесообразность использования того или иного алгоритма при решении какой-либо задачи анализа или синтеза на ЦВМ, являются точность, устойчивость машинного решения, затрата машинного времени, структура алгоритма, дающая возможность использовать его для решения широкого класса разнообразных по постановке задач.

Для исследования, расчетов и проектирования АСУ ЭП не следует рекомендовать применение метода Эйлера ввиду его неточности (ошибка в первом-втором знаке и систематически накапливающаяся ошибка при расчете). Нецелесообразно также применение метода Рунге—Кутты. Этот метод весьма точен, дает ошибку при расчете с допустимым по устойчивости машинного решения шагом интегрирования в восьмом-девятом знаке. Такая точность при расчетах автоматических систем управления не требуется, так как ошибка в описании физических явлений в системе уравнениями состояния, при задании характеристик и параметров системы на несколько порядков больше. Вместе с тем использование метода Рунге—Кутты приводит к неоправданно большой затрате машинного времени; наконец, этот метод не пригоден для решения обратной задачи — синтеза систем уравнений.

Наиболее целесообразно для моделирования АСУ ЭП применение методов второго порядка точности (Эйлера—Коши, А. В. Башарина), дающих ошибку в третьем-четвертом знаке. Однако, учитывая свойства структуры алгоритма последовательного типа, следует отдать предпочтение методу А. В. Башарина, что позволяет решать прямые и обратные задачи, т. е. производить анализ и синтез систем на базе единой математической основы.

10-7. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА ЦВМ

Исходными для математического моделирования систем управления на ЦВМ являются уравнения состояния системы, функциональные воздействия на отдельные звенья, характеристики элементов системы, заданные аналитически, графически или таблично, а также численные значения параметров.

Уравнения состояния могут содержать как дифференциальные, так и алгебраические уравнения. Решение последних на ЦВМ представляется в виде простейших арифметических операций и никаких затруднений не представляет. Оно не требует специальных подпрограмм и легко вписывается в общий алгоритм решения задачи.

Некоторую специфику имеют задачи аппроксимации функциональных воздействий и нелинейных характеристик. В общем ма-

а для абсолютных значений переменных

$$\left. \begin{aligned} x_{1,i} &= x_{1,i-1} + \Delta x_{1,i} \\ x_{2,i} &= x_{2,i-1} + \Delta x_{2,i} \\ &\dots \dots \dots \\ x_{n,i} &= x_{n,i-1} + \Delta x_{n,i} \end{aligned} \right\} \quad (10-25)$$

Для исследования динамики нелинейной системы управления с помощью ЦВМ на базе рассмотренного алгоритма без итераций составляется программа в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 10-28. Составление программы производится в следующей последовательности. Прежде всего определяется математическая модель системы в форме уравнений состояния (дифференциальных и алгебраических). Затем проводится анализ математической модели с целью выяснения формы записи функциональных входных воздействий и статических характеристик звеньев (аналитическая, графическая или табличная) и вида математической модели (характер уравнений: дифференциальные, алгебраические или их комбинации). Составляется программа на проблемно-ориентированном языке с учетом проведенного анализа и в соответствии с выбранными методами численного интегрирования и интерполяции (см. ниже).

На рис. 10-28 структурная схема представлена для нелинейной системы, математическая модель которой состоит из n дифференциальных уравнений, с целью решения задачи на базе алгоритма последовательного типа без итераций. В общем виде вычислительная процедура для рассматриваемого случая состоит в следующем.

1. Вводятся исходные данные (оператор 1) и начальные условия для всех переменных: $x_{1,0}$; $x_{2,0}$; ...; $x_{n,0}$, начальное время счета $T = 0$, конечное время счета T_k , значения входных воздействий при $t = 0$.

2. Производится вывод таблицы текущего времени, входных воздействий и значений переменных состояния (оператор 2).

3. Вычисляется текущее время (оператор 3).

4. Вычисляются значения входных воздействий $\left[\varphi_{k,i}(t) = \varphi_{k,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{k,i}(t)}{2} \right]$ по аналитической формуле, если функция $\varphi(t)$ задана аналитически (оператор 4). Если функция $\varphi(t)$ задана в виде таблицы или графика, то необходимо предусмотреть обращение к подпрограмме интерполяции (оператор 5), в которой вычисляется необходимое значение каждого входного воздействия на рассматриваемом шаге интегрирования (оператор 6). При этом следует иметь в виду, что в подпрограмму интерполяции помимо программы аппроксимации нелинейных функций входит также массив узлов интерполяции.

5. Вычисляется значение приращения переменной Δx_1 по формуле (10-24) (оператор 9), если все переменные, входящие в правую часть дифференциальных уравнений, заданы аналитически. В противном случае происходит обращение к подпрограмме интерполяции (оператор 7) и вычисляются значения тех переменных, которые были заданы таблично (оператор 8), после чего вычисляется приращение Δx_1 .

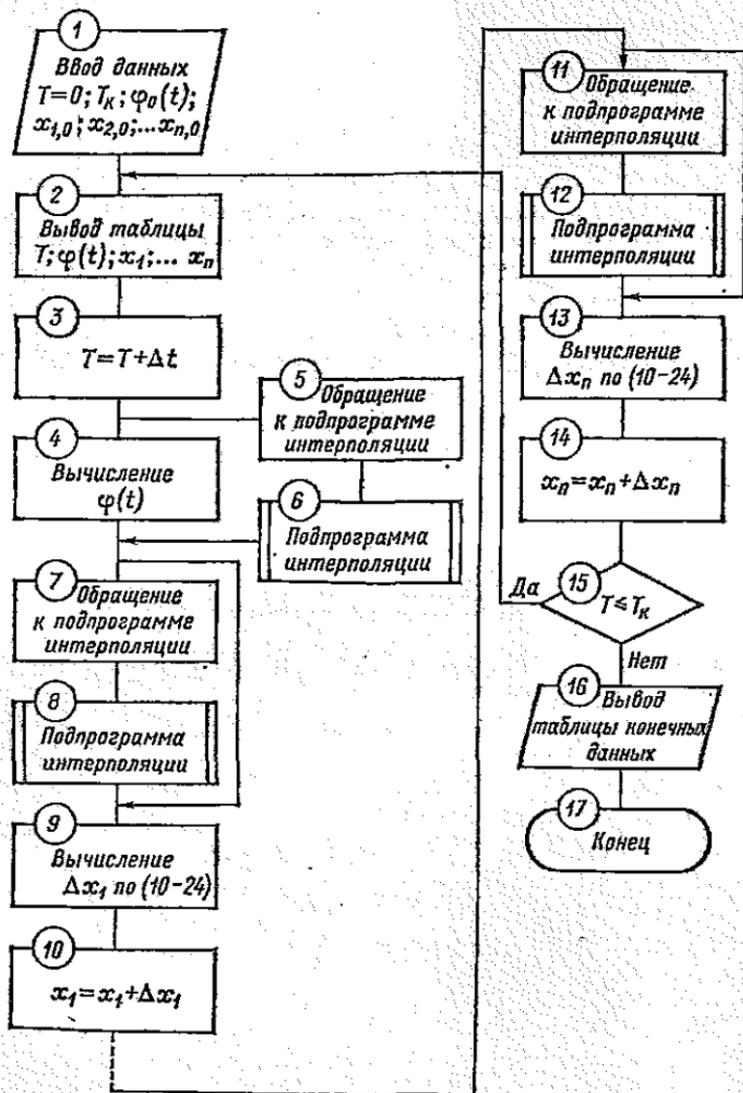


Рис. 10-28

6. Вычисляется значение переменной x_1 в конце шага интегрирования по (10-25) (оператор 10).

7. Аналогично вычисляются приращения и абсолютные значения переменных состояния x_2, \dots, x_n (для x_n операторы 11—14).

8. Проверяется условие $\bar{T} \leq T_k$; если оно выполняется, происходит переход к оператору 2 для вычислений на следующем шаге интегрирования. Если вычисления на заданном отрезке времени выполнены полностью ($T > T_k$), то осуществляется переход к операторам 16 и «Конец».

10-7-2. АЛГОРИТМ С ИТЕРАЦИЯМИ (ВТОРОЕ ПРИБЛИЖЕНИЕ)

В соответствии с формулой (10-22) вычислительный алгоритм для определения приращений переменных состояния с итерациями в системе уравнений (10-23) будет иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_{1,i}^{(k)} &= \Delta t f_1 \left[\varphi_{1,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{1,i}(t)}{2}, \dots, \varphi_{n,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{n,i}(t)}{2}, \right. \\ & \left. x_{1,i-1} + \frac{\Delta x_{1,i}^{(k-1)}}{2}, \dots, x_{j,i-1} + \frac{\Delta x_{j,i}^{(k-1)}}{2}, \dots, x_{n,i-1} + \frac{\Delta x_{n,i}^{(k-1)}}{2} \right]; \\ \Delta x_{2,i}^{(k)} &= \Delta t f_2 \left[\varphi_{1,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{1,i}(t)}{2}, \dots, \varphi_{n,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{n,i}(t)}{2}, \right. \\ & \left. x_{1,i-1} + \frac{\Delta x_{1,i}^{(k)}}{2}, \dots, x_{j,i-1} + \frac{\Delta x_{j,i}^{(k-1)}}{2}, \dots, x_{n,i-1} + \frac{\Delta x_{n,i}^{(k-1)}}{2} \right]; \\ & \dots \dots \dots \\ \Delta x_{j,i}^{(k)} &= \Delta t f_j \left[\varphi_{1,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{1,i}(t)}{2}, \dots, \varphi_{n,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{n,i}(t)}{2}, \right. \\ & \left. x_{1,i-1} + \frac{\Delta x_{1,i}^{(k)}}{2}, \dots, x_{j-1,i-1} + \frac{\Delta x_{j-1,i}^{(k)}}{2}, \right. \\ & \left. x_{j,i-1} + \frac{\Delta x_{j,i}^{(k-1)}}{2}, \dots, x_{n,i-1} + \frac{\Delta x_{n,i}^{(k-1)}}{2} \right]; \\ & \dots \dots \dots \\ \Delta x_{n,i}^{(k)} &= \Delta t f_n \left[\varphi_{1,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{1,i}(t)}{2}, \dots, \varphi_{n,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{n,i}(t)}{2}, \right. \\ & \left. x_{1,i-1} + \frac{\Delta x_{1,i}^{(k)}}{2}, \dots, x_{j,i-1} + \frac{\Delta x_{j,i}^{(k)}}{2}, \dots, x_{n,i-1} + \frac{\Delta x_{n,i}^{(k-1)}}{2} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (10-26)$$

Абсолютные значения переменных состояния вычисляются по формулам

$$\left. \begin{aligned} x_{1,i}^{(k)} &= x_{1,i-1} + \Delta x_{1,i}^{(k)} \\ x_{2,i}^{(k)} &= x_{2,i-1} + \Delta x_{2,i}^{(k)} \\ & \dots \dots \dots \\ x_{n,i}^{(k)} &= x_{n,i-1} + \Delta x_{n,i}^{(k)} \end{aligned} \right\} \quad (10-27)$$

На рис. 10-29 приведена структурная схема программы для нелинейной системы, математическая модель которой так же, как и в предыдущем случае, состоит из n дифференциальных уравнений

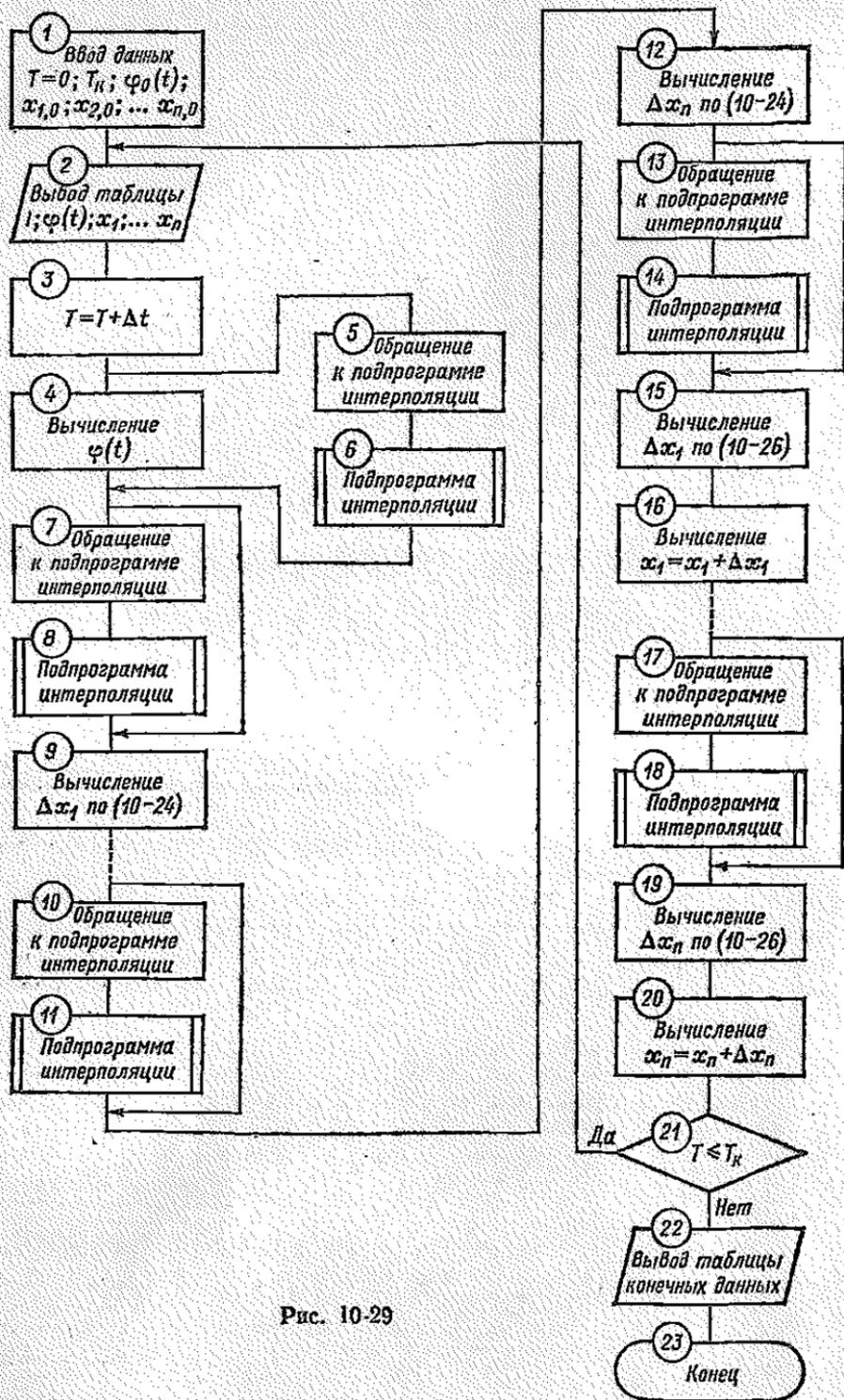


Рис. 10-29

для решения задачи на базе алгоритма последовательного типа с итерациями.

Программа составляется в последовательности, описанной в предыдущем случае. Она несколько отличается от программы вычислений без итераций. В общем виде вычислительная процедура для рассматриваемого случая состоит в следующем:

1. С 1 по 9-й оператор вычислительная процедура идентична предыдущему случаю (рис. 10-28), т. е. осуществляется ввод исходных данных и начальных условий, производится вывод таблицы данных, вычисляется текущее время, входное воздействие и приращение переменной x_1 .

2. Поскольку при расчете по итеративной формуле в вычислении абсолютного значения переменной на промежуточных стадиях расчета нет необходимости, то в структурной схеме программы рис. 10-29 осуществляется непосредственный переход к вычислению значений приращений остальных переменных (для Δx_n операторы 10, 11, 12). При этом следует иметь в виду сказанное выше о возможности двух путей решения: с обращением и без обращения к подпрограмме интерполяции.

3. Вычисляется приращение переменной Δx_1 по формуле (10-26), что представляет собой второе приближение (оператор 15), если все переменные, входящие в правую часть дифференциального уравнения, заданы аналитически. В противном случае предварительно происходит обращение к подпрограмме интерполяции (операторы 13, 14).

4. Вычисляется значение переменной x_1 в конце шага интегрирования (оператор 16) по формуле (10-27), так как обычно при практических расчетах производить более двух итераций нецелесообразно.

5. Аналогично вычисляются приращения и их абсолютные значения для остальных переменных (для x_n операторы 17—20).

6. Проверяется условие $T \leq T_k$, и, если оно выполняется, происходит переход к оператору 2 для вычислений на следующем шаге интегрирования. Если вычисления на заданном отрезке времени выполнены полностью ($T > T_k$), то осуществляется переход к операторам 22 и «Конец».

При вычислении с итерациями на базе алгоритма последовательного типа отпадает необходимость в промежуточном вычислении абсолютных значений переменных (структурная схема рис. 10-29), что имеет место при пользовании итеративными методами параллельного типа (например, методом Эйлера—Коши). Это обстоятельство является особенностью алгоритма последовательного типа.

Основное достоинство программ, составленных по структурным схемам рис. 10-28 и 10-29, заключается в том, что в них отсутствует избыточность (полное соответствие вычислительным алгоритмам), что ведет к сокращению затрат машинного времени. Однако это достоинство влечет за собой и определенный недостаток,

закрывающийся в том, что для каждой конкретной задачи программа ее решения составляется заново. Даже изменение коэффициентов уравнений, описывающих систему, ведет к изменению программы.

10-7-3. СТАНДАРТНАЯ И РАБОЧАЯ ЧАСТИ АЛГОРИТМА

С целью устранения указанного выше недостатка применяется структурная схема алгоритма, состоящая из двух частей: стандартной и рабочей. Первая часть (стандартная) интерпретирует вы-

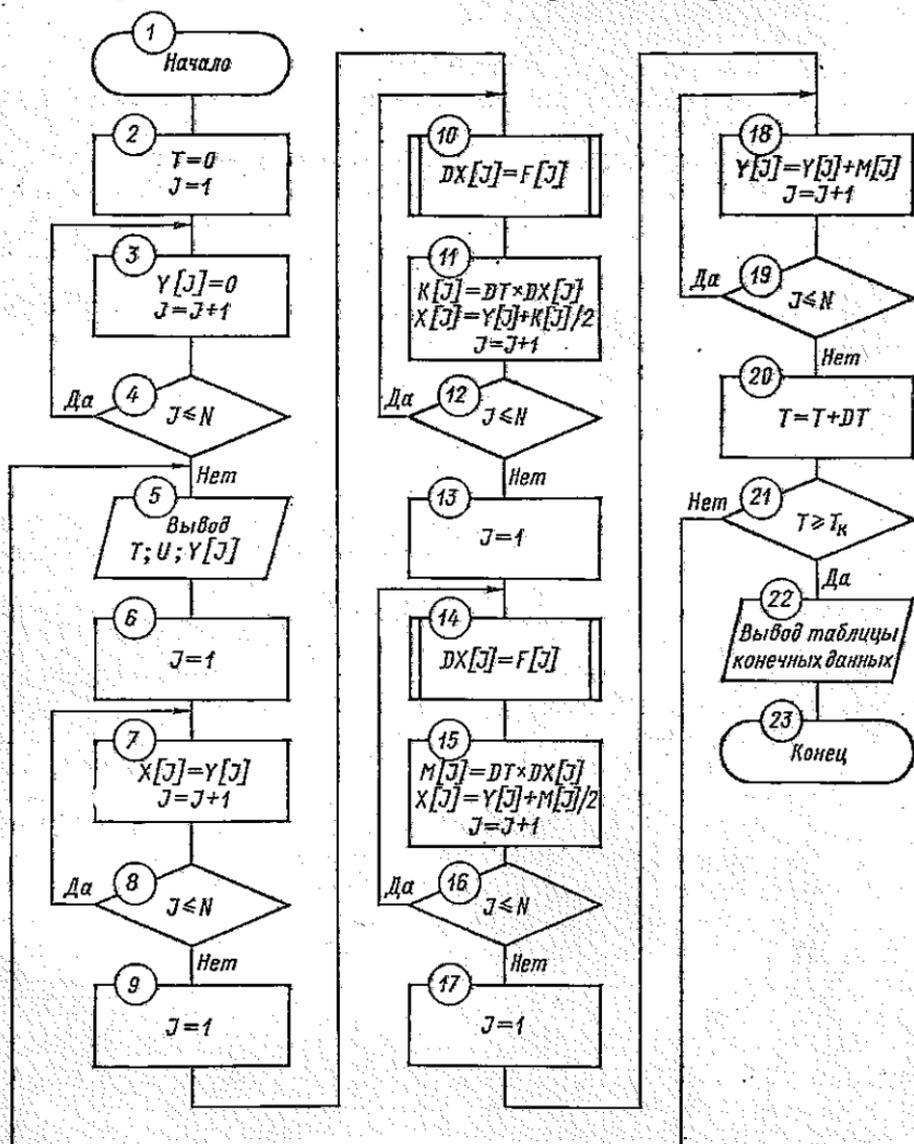


Рис. 10-30

числительный алгоритм, который не зависит от вида и коэффициентов уравнений, описывающих динамику системы автоматического управления. Вторая часть (рабочая) содержит запись в определенной форме уравнений, описывающих динамику системы, и их коэффициентов. Таким образом, при изменении условий задачи или самой задачи изменяется лишь рабочая часть программы, что значительно упрощает трудоемкий процесс программирования.

Следует заметить, что в математическом обеспечении ЦВМ другие численные методы интегрирования входят также в виде стандартных программ, имеющих обращение к рабочей подпрограмме, в которую пользователь записывает все исходные данные решаемой задачи.

Структурная схема алгоритма последовательного типа с итерациями (для двух итераций), представленная в виде стандартной программы, приведена на рис. 10-30. Общий вид рабочей подпрограммы $F[Z]$ изображен на рис. 10-31.

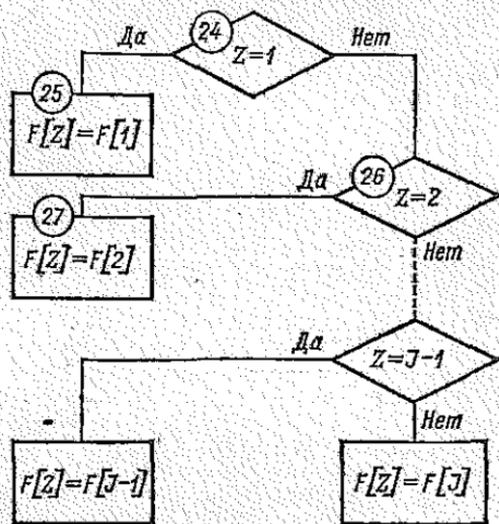


Рис. 10-31

На указанных структурных схемах приняты следующие обозначения: J — идентификатор переменной состояния; U — идентификатор входного воздействия $\varphi(t)$; T — время; DT — шаг интегрирования; Z — идентификатор переменной J в рабочей подпрограмме; $X[J]$ — идентификатор массива текущих значений переменных ($J = 1, 2, 3, \dots, N$); N — порядок системы; $Y[J]$ — идентификатор массива значений переменных в начале шага интегрирования или, что то же, в конце предыдущего шага; $K[J]$ — идентификатор массива значений приращений переменных за шаг интегрирования для первой итерации; $M[J]$ — идентификатор массива значений приращений переменных за шаг интегрирования для второй итерации; $F[J]$ — идентификатор обращения к рабочей подпрограмме; $DX[J]$ — идентификатор стандартной программы массива текущих значений правых частей дифференциальных уравнений, вычисленных в соответствии с формулами (10-24) и (10-26); $F[Z]$ — идентификатор рабочей подпрограммы массива текущих значений правых частей дифференциальных уравнений, вычисленных в соответствии с формулами (10-24) и (10-26).

Правые части дифференциальных уравнений в рабочей подпрограмме записываются следующим образом: после условного оператора $Z = 1$ записывается правая часть первого уравнения, после условного оператора $Z = 2$ записывается правая часть второго уравнения и т. д.

Вычислительная процедура по алгоритмам стандартной и рабочей программ (структурные схемы рис. 10-30 и 10-31) состоит в следующем:

1. Оператор 2 присваивает начальное время счета $T = 0$ и начальное значение индексной переменной $J = 1$.
2. Операторы 3 и 4 организуют цикл присвоения всем переменным их начальных значений (при нулевых начальных условиях — нули).

3. Оператор 5 обеспечивает вывод текущих значений времени T , входного воздействия U , массива $Y [J]$.

4. Операторы 7 и 8 организуют цикл присвоения идентификатору массива текущих значений переменных $X [J]$ идентификатора массива начальных условий на данном шаге интегрирования $Y [J]$.

5. Оператор 9 обеспечивает присвоение индексной переменной значения $J = 1$.

6. Оператор 10 реализует обращение к рабочей подпрограмме $F [Z]$.

7. В рабочей подпрограмме проверяется логическое условие равенства индексной переменной (оператор 24, рис. 10-31).

8. Если условие $Z = 1$ выполняется, то вычисляется функция $F [1]$, т. е. правая часть дифференциального уравнения, записанного первым (оператор 25).

9. Происходит возврат к стандартной программе, где оператор 11 обеспечивает вычисление приращения $K [1]$ переменной $X [1]$ за шаг интегрирования, промежуточного значения $X [1]$, нового значения индексной переменной $J = J + 1$.

10. В логическом операторе 12 проверяется выполнение условия $J \leq N$. Если это условие выполняется, то осуществляется возврат к оператору 10, т. е. вновь происходит обращение к подпрограмме $F [Z]$.

11. В рабочей подпрограмме снова проверяется логическое условие равенства индексной переменной (оператор 24). Так как это условие не выполняется, поскольку теперь $Z \neq 1$, то происходит переход к оператору 26, где вновь происходит проверка логического условия равенства индексной переменной.

12. Поскольку условие $Z = 2$ выполняется, то происходит переход к оператору 27, с помощью которого вычисляется функция $F [2]$, т. е. правая часть дифференциального уравнения, записанного вторым. При этом в рассматриваемом уравнении для переменных с индексной переменной $Z < 2$ берутся их численные значения, полученные как промежуточные значения (оператор 11). Для переменных с индексной переменной $Z \geq 2$ берутся начальные условия для рассматриваемого шага интегрирования, т. е. $Y [J]$. В общем случае для индексной переменной $J = m$ проверяется условие $Z = m$. Если это условие выполняется, то вычисляется функция $F [m]$, причем для индексных переменных с индексом $Z < m$ берутся значения, полученные как промежуточные (оператор 11), а для переменных с индексной переменной $Z \geq m$ берутся начальные условия рассматриваемого шага интегрирования.

13. Оператор 13 по окончании цикла вычислений в первом приближении (первая итерация — операторы 9—12) обеспечивает присвоение индексной переменной значения $J = 1$.

14. Оператор 14 реализует обращение к рабочей подпрограмме $F [Z]$.

15. В рабочей подпрограмме с помощью операторов 24, 25, 26, 27 и т. д. осуществляется цикл вычислений последовательных значений функции $F [Z]$ аналогично описанному выше для первой итерации. Причем, если $J = m$, то для переменных с индексной переменной $Z < m$ берутся их промежуточные значения второго приближения, полученные с помощью оператора 15, а для переменных с индексной переменной $Z \geq m$ берутся промежуточные значения первого приближения, вычисленные с помощью оператора 11.

16. Происходит возврат к стандартной программе, где оператор 15 обеспечивает цикл вычислений второй итерации приращений $M [J]$ переменной $X [J]$ за шаг интегрирования, промежуточных значений второго приближения $X [J]$, нового значения индексной переменной $J = J + 1$.

17. В логическом операторе 16 проверяется выполнение условия $J \leq N$. Если это условие выполняется, то осуществляется возврат к оператору 14, т. е. происходит зацикливание программы вычислений второго приближения, а при несоблюдении условия — переход к дальнейшей программе.

18. Оператор 17 по окончании циклической программы вычислений второго приближения обеспечивает присвоение индексной переменной значения $J = 1$.

19. Операторы 18 и 19 обеспечивают циклическую программу вычислений абсолютных значений второго приближения переменной $Y [J]$ в конце шага интегрирования.

20. В операторе 20 вычисляются новые текущие значения переменных T путем прибавления к предыдущему ее значению нового шага интегрирования DT .

21. Логический оператор 21 проверяет выполнение условия $T \geq T_k$. Если условие выполняется, т. е. расчет окончен, то происходит переход к операторам 22 и «Конец». Если же это условие не выполняется, то осуществляется переход к оператору 5 и расчет повторяется на следующих шагах интегрирования до выполнения условия $T \geq T_k$.

Структурные схемы и словесное описание алгоритмов стандартной программы (рис. 10-30) и рабочей подпрограммы (рис. 10-31) позволяют на проблемно-ориентированном языке написать программу расчета для любой ЦВМ. При этом стандартная часть программы не вызывает никаких трудностей при записи ее на любом алгоритмическом языке. Что касается рабочей подпрограммы, то от правильности ее записи существенно зависят результаты расчета.

Ниже на примере простейшей системы регулирования третьего порядка, структурная схема которой приведена на рис. 10-32, иллюстрируется порядок составления рабочей подпрограммы.

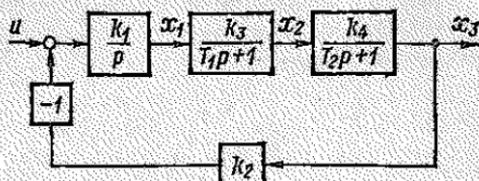


Рис. 10-32

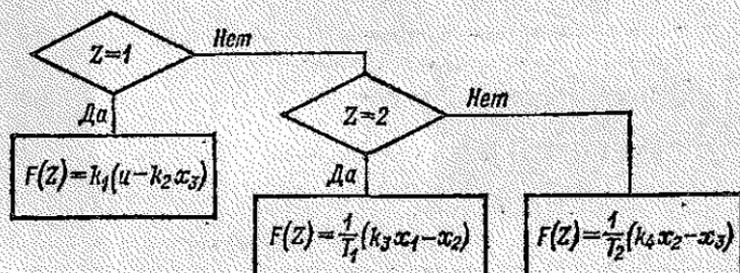


Рис. 10-33

Динамика рассматриваемой системы определяется следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= k_1(u - k_2 x_3); \\ \frac{dx_2}{dt} &= \frac{1}{T_1}(k_3 x_1 - x_2); \\ \frac{dx_3}{dt} &= \frac{1}{T_2}(k_4 x_2 - x_3). \end{aligned} \right\} \quad (10-28)$$

Структурная схема алгоритма рабочей подпрограммы, составленная для рассматриваемого примера в соответствии с алгоритмом, описанным выше, приведена на рис. 10-33.

СИНТЕЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ**11-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ О СИНТЕЗЕ АСУ ЭП
С ПРИМЕНЕНИЕМ ЭВМ**

В системах автоматизированного проектирования (САПР) о применении электронных вычислительных машин одним из важнейших этапов является первичная стадия проектирования. На первичной стадии закладывается основной фундамент инженерного решения задачи, а именно осуществляется поиск оптимальных структур, характеристик и законов управления проектируемой АСУ ЭП, т. е. происходит ее синтез. От правильности решения этой задачи в значительной степени зависит успех работы проектировщика, так как именно на первичной стадии проектирования чаще всего принимаются ошибочные решения, влияющие на последующие этапы проектирования, изготовления, наладки и эксплуатации изделия.

В настоящее время развитие теории и практики построения АСУ ЭП привели к тому, что большинство их представляет собой нелинейные динамические системы. Лишь ограниченный класс АСУ ЭП при вполне определенных режимах может быть приведен к линейным системам и рассчитываться или исследоваться методами линейной теории регулирования.

Вместе с тем развитие теорий и методов синтеза, и особенно синтеза нелинейных систем управления, в значительной мере отстает от практики. Еще более отстает от потребностей практики развитие методов синтеза систем управления с применением АВМ и ЦВМ. В настоящее время имеется ряд разработок, дающих возможность решать лишь ограниченный круг частных задач синтеза АСУ.

Это объясняется тем, что задача синтеза АСУ как по своей постановке, так и по решению принципиально многозначна: в процессе синтеза неизбежно приходится решать вариационные поисковые задачи и из всех возможных решений выбирать наиболее оптимальное, простое и физически реализуемое. Последнее достигается, с одной стороны, заданием части структуры, численных значений параметров и характеристик отдельных звеньев системы на основе тех или иных инженерных соображений, с другой стороны, — наложением некоторых условий на поведение системы (например, ограничение координат системы, ограничение управляющих воздействий) и, наконец, последовательным направлением вариационным поиском оптимального решения уже в локальной сфере возможных вариаций (локальное пространство состояния).

Наиболее общий и полный характер носят разработки методов синтеза нелинейных АСУ с применением ЭВМ, выполненные на кафедре электропривода ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина). В основу этих разработок положена инверсия алгоритма численного

метода последовательного типа, достаточно подробно рассмотренного в § 10-6 и 10-7.

Алгоритм метода синтеза основан на последовательном, поэтапном синтезе системы от выхода к ее входу, причем за элементарные звенья системы принимаются звенья, движение которых описывается уравнениями состояния (уравнения первого порядка в нормальной форме Коши) вида (10-23). Этот метод не имеет ограничений как по числу, так и по виду нелинейностей, а уровень развития современной вычислительной техники позволяет производить расчеты АСУ без ограничений по точности расчета, по порядку дифференциальных уравнений и числу нелинейностей.

В соответствии с рассматриваемым алгоритмом синтез осуществляется по заданной целевой функции на выходе системы, которой (в частности, для электромеханических систем — электрического привода) может быть желаемая динамическая характеристика, показатели качества динамических характеристик (проекции многомерной фазовой траектории системы [4]) или заданный критерий оптимальности.

Поскольку алгоритм синтеза предусматривает широкое использование проекций многомерной фазовой траектории [4] и реальных статических характеристик звеньев и связей системы [3; 4; 5], то при машинном проектировании весьма удобным оказывается выведение на экран осциллографа (при использовании АВМ) или дисплея (при использовании ЦВМ) соответствующих графиков, что облегчает решение вариационных поисковых задач в диалоговой системе «человек—ЭВМ».

Синтез управляющих устройств систем электроприводов может осуществляться при заданной или искомой структуре управляющего устройства, при заданной или искомой функции управления на входе системы. Во всех случаях исходным для синтеза управляющего устройства является закон управления объектом, определяемый на базе исходного задания на проектирование (целевой функции) и известной структуры объекта упомянутым выше методом поэтапного синтеза.

При известной (заданной) структуре управляющего устройства электропривода осуществляется параметрический или параметрически-функциональный синтез, причем, даже в этом простейшем случае, требование оптимизации приводит к неизбежному решению вариационных поисковых задач. При искомой структуре управляющего устройства осуществляется структурно-параметрический или структурно-параметрический и функциональный синтез, т. е. в процессе синтеза для каждого элементарного звена определяется число, вид и место включения управляющих связей, общая структура звена, характеристики и численные значения параметров, а также функция управления звеном, являющаяся исходной для синтеза последующего (по ходу синтеза) элементарного звена.

При известном входном управляющем воздействии на систему задача синтеза может решаться ходом «справа» (от выхода к входу

системы) и «слева» (от входа к выходу системы), что особенно удобно при решении задач идентификации, синтезе компенсационных регуляторов или промежуточных звеньев системы.

Численные значения параметров звеньев и связей определяются на базе простейших соотношений, связывающих параметры с видом и положением характеристик, а также инерционными коэффициентами передачи звеньев, задаваемыми заранее или определяемыми в процессе синтеза. Эта операция осуществляется расчетчиком или автоматизируется, причем без особых затруднений.

Рассматриваемый алгоритм позволяет создать микропрограммы (модули) для решения разных типовых задач при различной их постановке, что даст возможность организовать общую программу синтеза по модульному принципу.

Заметим, что синтез АСУ наиболее эффективен в диалоговом режиме использования ЭВМ, т. е. в таком режиме, когда оператор, получив от ЭВМ промежуточную информацию, анализирует ее и на основании результатов анализа корректирует или направляет дальнейшую деятельность ЭВМ. Как указывалось выше, этот режим наиболее удобно осуществлять при использовании экранов электронных осциллографов (для АВМ) или дисплеев (для ЦВМ).

Опыт решения различных задач синтеза показывает, что с использованием АВМ и упомянутого выше алгоритма могут решаться различные задачи синтеза линейных и нелинейных структур. Однако, с точки зрения точности решения и трудоемкости его, применение АВМ для решения задач синтеза сложных структур в системах высокого порядка является малоэффективным. Более эффективно в этом отношении применение ЦВМ.

В соответствии с этими соображениями, а также ввиду ограниченности объема излагаемого раздела в настоящей книге рассматривается синтез АСУ ЭП только применительно к использованию ЦВМ.

11-2. СИНТЕЗ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ НА ЦВМ

Обобщенный алгоритм синтеза нелинейных АСУ ЭП на ЦВМ включает в себя три основные задачи: а) *функциональный синтез*, в ходе которого при заданной структуре и параметрах звена или системы в целом определению подлежит функция управления на входе звена или системы; б) *параметрический синтез*, в ходе которого при заданных структуре и входном воздействии на звено определению подлежат искомые параметры звена (или группы звеньев); в) *структурно-параметрический синтез*, в ходе которого при заданных законах измерения координат на входе и выходе элементарного звена определению подлежат структура, характеристики и параметры звена, а при заданной основной структуре звена — число, вид и место включения дополнительных связей, реализующих заданную передаточную функцию звена.

В ходе синтеза того или иного звена, и особенно всей системы в целом, указанные выше основные задачи приходится, как правило, решать взаимосвязанно, т. е. варьировать возможные решения, добываясь оптимального, наиболее простого и физически реализуемого. Как указывалось ранее, синтез ведется позвенно, от выхода к входу системы на базе инверсии алгоритма последовательного типа, изложенного выше в § 10-6 и 10-7.

11-2-1. ИНВЕРСНЫЕ УРАВНЕНИЯ ДЛЯ ОСНОВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ОБОБЩЕННОГО АЛГОРИТМА СИНТЕЗА

Для решения упомянутых трех основных задач синтеза основных уравнения, получаемые инверсией системы уравнений (10-24), в обобщенной форме будут иметь следующий вид.

1. Для функционального синтеза

$$\sum x_{j\text{вх}i} = \frac{\Delta x_{j,i}}{\Delta t} \Psi_j \left[\varphi_{1,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{1,i}(t)}{2}, \dots, \varphi_{n,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{n,i}(t)}{2}, \right. \\ \left. x_{1,i-1} + \frac{\Delta x_{1,i}}{2}, \dots, x_{j-1,i-1} + \frac{\Delta x_{j-1,i}}{2}, x_{j,i-1}, \dots, x_{n,i-1} \right]; \quad (11-1)$$

$$x_{j-1,i} = \sum x_{j\text{вх}i} - \varphi_{j,i}(t) + \sum_{m=j}^n x_{j,m,i}, \quad (11-2)$$

где $j = 1, 2, 3, \dots, n$ — номер уравнения; $i = 1, 2, 3, \dots$ — номер шага; $m = j, j+1, \dots, n$ — номер координаты обратной связи, воздействующей на вход рассматриваемого звена; $\sum x_{j\text{вх}i}$ — суммарное входное воздействие на рассматриваемое звено; $\varphi_{j,i}(t)$ — внешнее возмущающее воздействие на звено; $\sum x_{j,m,i}$ — суммарное воздействие обратных связей на рассматриваемое звено; Ψ_j — инверсная функция, определяемая видом правой части уравнений (10-24).

Сущность этой наиболее простой части общего синтеза заключается в том, что последовательно для каждого звена по известному или найденному на предыдущем этапе синтеза закону изменения выходной координаты, по инверсному уравнению вида (11-1) определяется суммарное входное воздействие на рассматриваемое звено (функция управления). Затем из последнего вычитаются внешнее воздействие и воздействие обратных связей и определяется закон изменения выходной координаты следующего по ходу синтеза звена (11-2).

Следует иметь в виду, что в уравнение (11-2) входят усредненные значения величин на каждом рассматриваемом шаге i . Функция управления на входе системы (первое звено) находится аналогично по формулам (11-1) и (11-2), но в последнем уравнении зависимость $\varphi_{1,i}(t)$ в правой части, как правило, отсутствует, поскольку она является искомой и $\varphi_{1,i}(t) = x_{1-1,i} = x_{0,i}$.

2. Для параметрического синтеза, т. е. для определения параметров некоторого промежуточного звена с ин-

дексом j , необходимо определить законы изменения его входного воздействия $\Sigma x_{j, \text{вх}}$ и выходной координаты x_j (рис. 11-1).

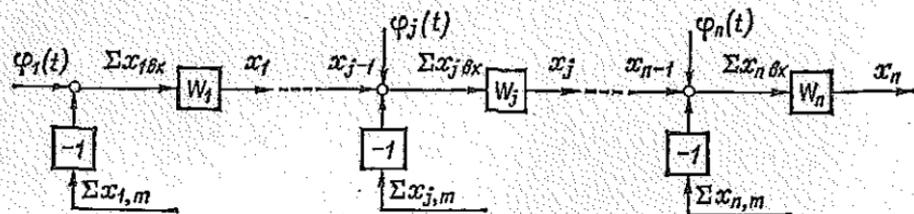


Рис. 11-1

Эта задача осуществляется ходом «справа» и «слева», т. е. решением системы уравнений вида (11-1), (10-24) и (10-25), а именно:

$$x_{k,i} = x_{k,i-1} + \Delta t f_k \left[\varphi_{1,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{1,i}(t)}{2}, \dots, \varphi_{n,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{n,i}(t)}{2}, \right. \\ \left. x_{1,i-1} + \frac{\Delta x_{1,i}}{2}, \dots, x_{k-1,i-1} + \frac{\Delta x_{k-1,i}}{2}, x_{k,i-1}, \dots, x_{n,i-1} \right], \quad (11-3)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, j-1$;

$$x_{l, \text{вх} i} = \frac{\Delta x_{l,i}}{\Delta t} \Psi_l \left[\varphi_{1,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{1,i}(t)}{2}, \dots, \varphi_{n,i-1}(t) + \frac{\Delta \varphi_{n,i}(t)}{2}, \right. \\ \left. x_{1,i-1} + \frac{\Delta x_{1,i}}{2}, \dots, x_{l-1,i-1} + \frac{\Delta x_{l-1,i}}{2}, x_{l,i-1}, \dots, x_{n,i-1} \right], \quad (11-4)$$

где $l = j+1, j+2, \dots, n$;

$$\Sigma x_{j, \text{вх} i} = x_{j-1,i} \pm \varphi_{j,i}(t) - \sum_{m=j}^n x_{j,m,i} \quad (11-5)$$

$$x_{j,i} = \Sigma x_{j+1, \text{вх} i} \mp \varphi_{j+1,i}(t) + \sum_{m=j+1}^n x_{j+1,m,i} \quad (11-6)$$

Зная структуру звена и законы изменения входного воздействия (11-5) и выходной координаты (11-6), нетрудно определить искомые варьируемые параметры. Если таких варьируемых параметров один, то задача его нахождения решается однозначно. Если варьируемых параметров несколько, то, варьируя значения одних в наиболее благоприятной и желаемой зоне их изменения, определяют искомые значения остальных. Ниже на конкретном примере показано решение поставленной задачи.

3. Для структурно-параметрического синтеза, т. е. для определения числа, вида и места включения обратных связей необходимо найти дополнительное входное воздействие на звено, реализация которого осуществляется обратными связями. Для этого по уравнению (11-1) определяется суммарное входное воздействие на синтезируемое звено, которое необходимо для реализации оптимального закона изменения выходной координаты.

Искомое воздействие обратных связей определяется из соотношения

$$\sum x_{j,m,i} = \sum x_{j,vx,i} - x_{j-1,i} - \Phi_{j,i}(t). \quad (11-7)$$

В уравнении (11-7) закон изменения выходной координаты предыдущего звена (прямая связь) $x_{j-1,i}$ предполагается известным: он может быть либо задан, либо при известной структуре предыдущих звеньев легко определен решением системы уравнений вида (11-3). В противном случае проектировщик определяет желаемый закон изменения выходной координаты $x_{j-1,i}$, исходя из соображений наилучшего удовлетворения задаче последующих этапов синтеза по нему структуры других звеньев ($k = 1, 2, 3, \dots, j - 1$).

Если возникает задача определения структуры и нелинейных характеристик самого звена при отсутствии обратных связей, то она решается на основании уравнений (11-3) — (11-6) нахождением законов изменения входного воздействия и выходной координаты звена и последующим определением по ним искомым нелинейных характеристик. Такая задача, например, возникает при синтезе компенсационных регуляторов в системах идентификации для компенсации инерционности и нелинейностей звеньев основной структуры объекта управления.

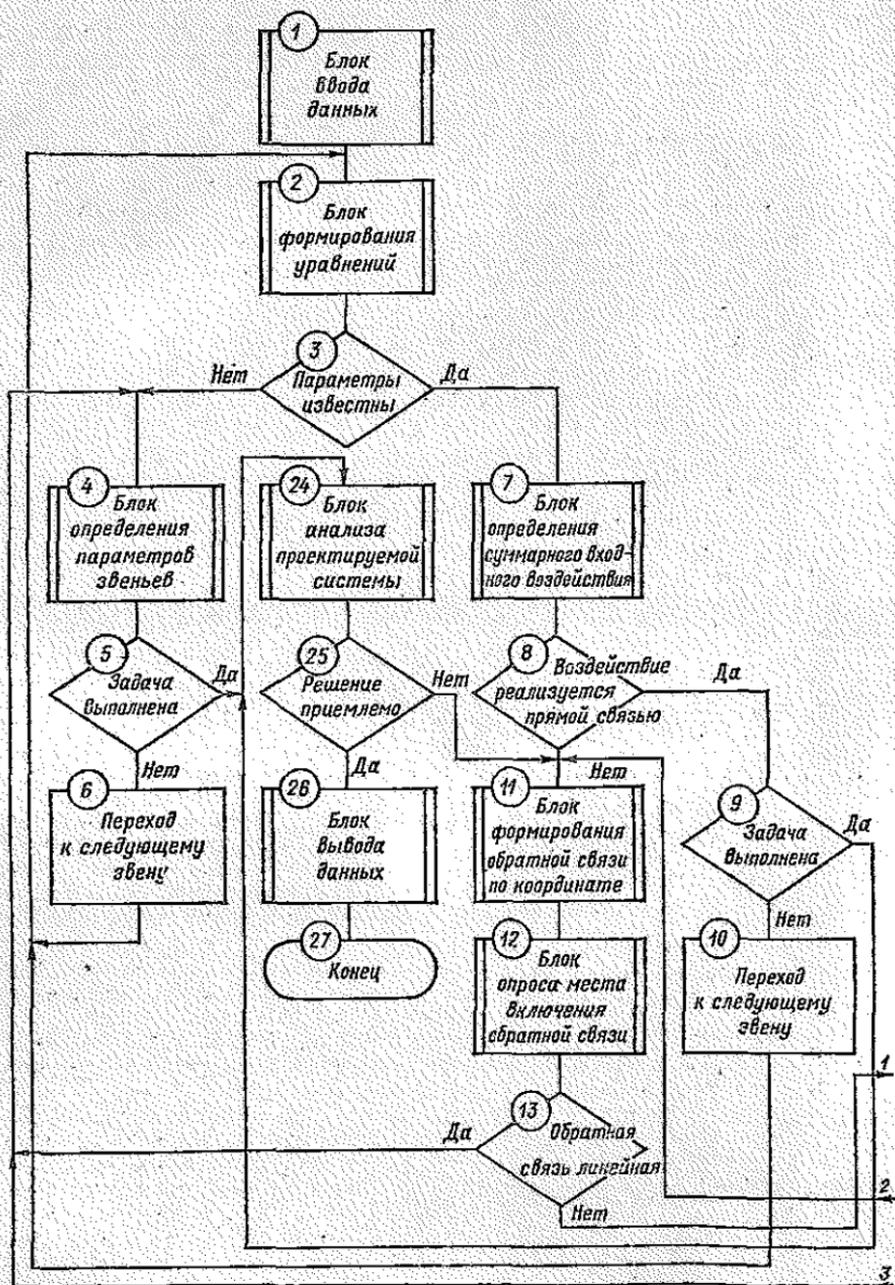
11-2-2. ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ СИНТЕЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Обобщенный алгоритм синтеза на ЦВМ нелинейных АСУ ЭП строится по модульному принципу на базе математического аппарата формирования инверсных разностных уравнений и решения основных типовых задач синтеза, рассмотренных выше.

Модуль представляет собой совокупность операторов, позволяющих решать ту или иную типовую частную задачу в общей разветвленной программе синтеза. Модульный (блочный) принцип позволяет, с одной стороны, решать различные задачи синтеза с помощью одних и тех же блоков, с другой стороны, при создании единой системы САПР разработка и отладка каждого отдельного блока может производиться независимо от других. Совокупность типовых модулей (блоков) и логических операторов осуществляется построением обобщенной структурной схемы программы решения общей задачи синтеза на базе выбранного математического алгоритма.

На рис. 11-2 представлена обобщенная структурная схема структурно-параметрического и функционального синтеза автоматических систем управления вообще и электроприводами в частности на базе инверсии алгоритма численного метода последовательного типа, выбранного в качестве математической основы методов анализа и синтеза, излагаемых в настоящей книге.

Алгоритм изображен в основном в укрупненном блочном (модульном) представлении. Лишь отдельные операторы выделены



из блоков для более наглядного представления об алгоритме синтеза. Практически все простейшие операторы входят в тот или иной модуль или блок управления (диспетчер системы), который для простоты на рис. 11-2 не приведен.

При наличии отдельного блока управления в схеме алгоритма САПР после реализации операций, предусмотренных каждым модулем, происходит обращение к блоку управления и логическим операторам для определения дальнейшего пути решения задачи.

Содержание и последовательность основных операций при реализации обобщенного алгоритма синтеза, изображенного на рис. 11-2, заключаются в следующем:

1. В блок 1 вводятся исходные данные для проектирования системы, а именно: массивы узлов интерполяции всех нелинейностей и внешних возмущений $\Phi(t)$, все постоянные коэффициенты, критерии, которым должна удовлетворять проектируемая система, задачи синтеза, начальные условия для всех переменных, шаг интегрирования и другие известные или задаваемые исходные данные.

2. Блок 2 обеспечивает формирование разностных уравнений для анализа АСУ и инверсных разностных уравнений для решения задачи синтеза на базе алгоритма последовательного типа. Он представляет собой пакет стандартных подпрограмм для различных звеньев АСУ, который формирует математическое обеспечение рассматриваемой задачи.

3. После формирования инверсного разностного уравнения для каждого элементарного звена в блоке 2 логическим оператором 3 проверяется условие: все ли параметры звена известны на основании данных блока 1? Если это условие выполняется, то происходит переход к блоку 7 для решения дальней-

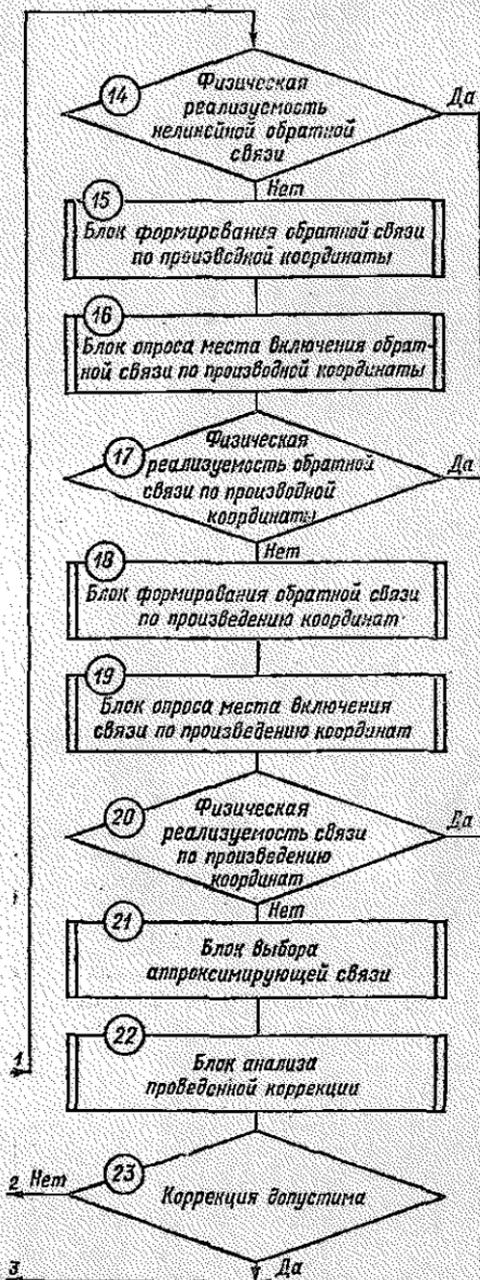


Рис. 11-2

ших задач синтеза рассматриваемого звена; в противном случае осуществляется переход к блоку 4.

4. В блоке 4 в соответствии с уравнениями (11-3—11-6), с исходным заданием (блок 1) или с найденной в процессе синтеза структурой звена осуществляется определение неизвестных или искоемых варьируемых параметров звена.

Определение параметров звена осуществляется либо в диалоговом режиме оператором на базе вариационного поиска, либо непосредственно по простейшим соотношениям, связывающим структуру и характеристики звена с численными значениями его параметров.

5. В логическом операторе 5 осуществляется проверка выполнения задачи синтеза, которая записана в блоке 1. Если полностью реализована поставленная частная задача синтеза (например, параметрический синтез какого-либо звена или группы звеньев) или завершен структурно-параметрический синтез всех звеньев системы и определены параметры спроектированных звеньев, то осуществляется переход к блоку 24 анализа спроектированной системы.

6. Если задача не выполнена (например, спроектировано рассматриваемое звено, но не завершен синтез последующих звеньев), то осуществляется переход с помощью оператора 6 к блоку 2 для формирования последующих разностных уравнений и синтеза других звеньев.

7. Блок 7 определения суммарного входного воздействия реализует инверсные разностные уравнения вида (11-1) и представляет собой набор инверсных разностных уравнений для различных типовых звеньев АСУ. В частном случае эти уравнения могут непосредственно формироваться на базе уравнений состояния системы, представленных в форме уравнений (10-24), их инверсией с помощью выражений (11-1), что требует включения в блок 7 дополнительной рабочей подпрограммы.

8. Логический оператор 8 проверяет реализуемость входного воздействия прямой связью, т. е. воздействием только предыдущего по структуре системы звена. Иными словами, в операторе 8 выясняется вопрос: необходимо ли изменение структуры рассматриваемого звена введением дополнительных корректирующих обратных связей или нет? Если это условие выполнено, то осуществляется переход к логическому оператору 9; в противном случае осуществляется переход к блоку 11.

9. Операторы 9 и 10 осуществляют те же задачи, что и описанные выше операторы 5 и 6.

10. Общий блок формирования обратных связей состоит из трех основных программных модулей: модуля формирования обратной связи по координате (11); модуля формирования обратной связи по производной координаты (15) и модуля формирования обратной связи по произведению координат (18). Другие формы обратных связей в АСУ ЭП применяются сравнительно редко, но в случае необходимости может быть сформирован соответствующий дополнительный модуль и введен в общий блок формирования обратных связей. Программные модули 11, 15, 18 в обобщенной структурной схеме алгоритма синтеза расположены в логической последовательности, обеспечивающей при проектировании оптимизацию структуры звена с точки зрения ее простейшей реализации.

11. Невыполнение условия реализуемости суммарного входного воздействия прямой связью с помощью оператора 8 приводит к переходу к блоку 11. В этом блоке определяется подлежащее реализации суммарное входное воздействие обратных связей $\Sigma x_{j,m}$ из (11-7) и формируется процедура определения формы характеристики обратной связи по координате.

12. В блоке 12 сформирована процедура последовательного опроса места включения обратной связи; в результате операций, выполненных по программам блоков 11 и 12, определяется форма характеристики обратной связи по каждой координате, вводимая в память машины или на дисплей.

13. В логическом операторе 13 решается вопрос о возможности реализации суммарного входного воздействия обратных связей на звено с помощью простейшей линейной обратной связи по какой-либо координате. Эта операция в диалоговом режиме решается проектировщиком на основе анализа выводимых на дисплей статических характеристик обратных связей по различным координатам, что значительно ускоряет процесс проектирования; вместе с тем эта операция может быть формализована и выполнена непосредственно ЦВМ.

14. Если линейная обратная связь по координате реализуется, то осуществляется переход к блоку 4 для определения параметров связи. В противном случае осуществляется переход к оператору 14.

15. Логический оператор 14 проверяет возможность физической реализации нелинейной обратной связи по какой-либо координате. Эта операция может выполняться так же, как и в логическом операторе 13. Если нелинейная обратная связь по координате реализуется, то осуществляется переход к оператору 4 для определения параметров связи.

16. В случае невозможности реализации суммарного входного воздействия обратных связей на звено с помощью обратной связи по координате осуществляется переход к следующему программному модулю формирования обратных связей. В обобщенной структурной схеме алгоритма синтеза процедура формирования обратных связей по производной координате (блоки 15, 16 и оператор 17) или по произведению координат (блоки 18, 19 и оператор 20) аналогична формированию обратной связи по координате (блоки 11, 12 и оператор 13).

17. Спецификой программного модуля 15 является дополнительная операция выделения приращений координат и формирования обратной связи обращением не к абсолютным значениям координат на каждом шаге, а к их приращениям. В остальном обратная связь формируется так же, как линейная обратная связь по координате.

18. Программный модуль формирования обратной связи по произведению координат 18 отличается от двух предыдущих, так как процедура поиска такой связи опирается на семейство характеристик и по своему существу представляет собой поиск характеристики линейной обратной связи с переменными параметрами (коэффициент обратной связи, являющийся функцией одной из координат).

19. Блок 19 опроса места включения связи по произведению координат также имеет специфическую процедуру, так как предусматривает обращение одновременно к двум координатам, что усложняет процесс поиска места включения связи. Вместе с тем эта процедура может быть упрощена, так как весьма часто обратная связь по произведению координат в АСУ ЭП реализуется по вполне определенным координатам, что позволяет сделать поиск направленным.

20. Относительно логических операторов 17 и 20 следует иметь в виду то же, что было сказано выше относительно оператора 13.

21. В случае, если суммарное входное воздействие обратных связей на рассматриваемое звено не реализуется одной из рассмотренных выше связей, то осуществляется переход к блоку 21 выбора аппроксимирующей связи. Программный модуль этого блока предусматривает аппроксимацию суммарного воздействия обратных связей на звено воздействием наиболее простой линейной связи по какой-либо координате с таким расчетом, чтобы остаточное воздействие, не реализованное этой связью, было бы минимальным. В этом же программном модуле предусмотрено выделение из суммарного воздействия обратных связей остаточного воздействия, не реализованного аппроксимирующей обратной связью, по уравнению

$$\Sigma x_{j\text{ост}i} = \Sigma x_{j,m,i} - x_{j\text{о.с}i}$$

где $\Sigma x_{j,m,i}$ — суммарное входное воздействие обратных связей на звено; $x_{j\text{о.с}i}$ — воздействие выбранной аппроксимирующей обратной связи; $x_{j\text{ост}i}$ — остаточное воздействие.

22. Далее осуществляется коррекция искомого решения, т. е. предполагается, что задача выполнена и остаточным воздействием обратных связей можно пренебречь. Затем осуществляется переход к блоку 22 анализа проведенной коррекции, в котором сформулирована процедура анализа спроектированной части системы по уравнениям в форме (10-24) в предположении, что на вход этой части системы подается скорректированное суммарное входное воздействие.

23. В логическом операторе 23 осуществляется сравнение полученного в блоке 22 результата анализа скорректированной системы с исходным заданием, записанным в блоке 1, и определяется допустимость произведенной коррекции. Если коррекция допустима, то осуществляется переход к блоку 4 для определения параметров корректирующей связи. В противном случае осуществляется переход к блоку 11 для осуществления поиска в описанной выше последовательности дополнительной обратной связи, реализующей остаточное воздействие.

24. Логические операторы 3, 13, 14, 17, 20 и 23 имеют обращение к блоку 4, где осуществляется определение параметров засильев, а затем в логическом операторе 5 проверяется условие полного выполнения задачи. Если задача выполнена, то, как указывалось ранее, осуществляется переход к блоку 24, где производится анализ спроектированной системы.

25. В логическом операторе 25 производится сравнение полученного результата анализа спроектированной системы с исходным заданием, сформулированным в блоке 1. Если полученное решение неприемлемо, то вновь происходит переход к блоку 11 и осуществляется повторный цикл структурно-параметрического синтеза системы, описанной выше. Если решение приемлемо, то осуществляется переход к блоку 26 вывода данных.

26. В блоке 26 осуществляется вывод интересующей проектировщика информации на устройство печати или графопостроителя в соответствии с заданием, предусмотренным в блоке 1.

На этом процедура поиска решения на первичной стадии проектирования заканчивается (оператор «Конец»).

Как следует из приведенного выше описания, структурная схема обобщенного алгоритма синтеза нелинейных АСУ, построенная по модульному принципу, имеет разветвленный характер и отражает все три основные задачи синтеза, причем поиск искомого решения носит направленный характер, имеющий целью оптимизировать систему, о чем будет подробнее сказано ниже.

Разветвленная программа, представленная на структурной схеме рис. 11-2, носит достаточно общий характер и отражает основные этапы синтеза АСУ. Вместе с тем она не является исчерпывающей и в случае необходимости в нее могут быть включены дополнительные модули, характерные для специфических задач. Например, при синтезе адаптивной системы управления структурная схема алгоритма должна быть дополнена модулем определения характеристик адаптивного регулятора (звена). Однако математический алгоритм и логическая процедура синтеза неизменно сохраняются.

11-2.3. ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОЦЕДУРЫ ВЫЧИСЛЕНИЙ

В отличие от процедуры вычислений при проведении анализа системы по уравнениям вида (10-24), имеющей последовательный характер (рис. 11-3, а), организация процедуры вычислений при решении задач синтеза носит в общем случае параллельно-последовательный характер, т. е. для каждого элементарного звена синтезируемой системы осуществляется расчет всех характеристик по замкнутой программе и лишь затем осуществляется переход к следующему звену (рис. 11-3, б). Таким образом, общая программа, осуществляющая последовательный алгоритм синтеза системы от выхода к входу, состоит из замкнутых подпрограмм вычислений параллельного типа для каждого элементарного звена. Лишь в частных случаях, когда в синтезируемой системе имеется последовательная цепочка звеньев с неизменной (известной) структурой, для этой части системы процедура вычислений может быть организована по алгоритму последовательного типа, что сокращает число операций и затраты машинного времени на вычисления.

Типовая организация процедуры вычислений для элементарного звена приведена на рис. 11-4. На этой структурной схеме в общем виде представлена организация процедуры вычислений при синтезе элементарного звена для задач функционального и структурного синтеза, т. е. когда определению подлежит либо функция управления, реализуемая предыдущим звеном, либо суммарное входное воздействие на рассматриваемое звено, реализуемое обратными связями. Последовательность вычислительных операций при синтезе элементарного звена состоит в следующем.

1. Вводятся исходные данные (оператор 1). Этот оператор в структурной схеме показан условно, так как все исходные данные для проектирования введены заранее в блок ввода данных 1 общей программы синтеза системы (рис. 11-2). Оператор 1 структурной схемы рис. 11-4 получает необходимую информацию от общего блока ввода данных и информацию, определенную в результате синтеза предыдущего звена (массив узлов характеристики изменения выходной координаты рассматриваемого звена).

2. Оператор 2 присваивает времени очередное значение (для первой исходной точки $T = 0$, для второй $T = \Delta t$ и т. д.).

3. Оператор 3 присваивает координате звена очередное исходное значение переменной (для первой точки $x_{j,1} = x_{j,0} + \Delta x_{j,1}/2$, для второй $x_{j,2} = x_{j,1} + \Delta x_{j,2}/2$ и т. д.).

4. Оператор 4 осуществляет обращение к подпрограмме интерполяции и вычисление текущего значения координаты $x_{j,i}$ в точках, отличных от узлов интерполяции.

5. Оператор 5 проверяет вид разностного уравнения состояния рассматриваемого звена: линейно оно или нелинейно? В диалоговом режиме автоматизированного проектирования функции оператора 5 может выполнять инженер-проектировщик. Если уравнение состояния линейно, то осуществляется непосредственный переход к оператору 7; в противном случае происходит обращение к подпрограмме интерполяции (оператор 6).

6. Подпрограмма интерполяции вычисляет значение нелинейных функций, входящих в уравнение состояния, в точках, отличных от узлов интерполяции (оператор 6).

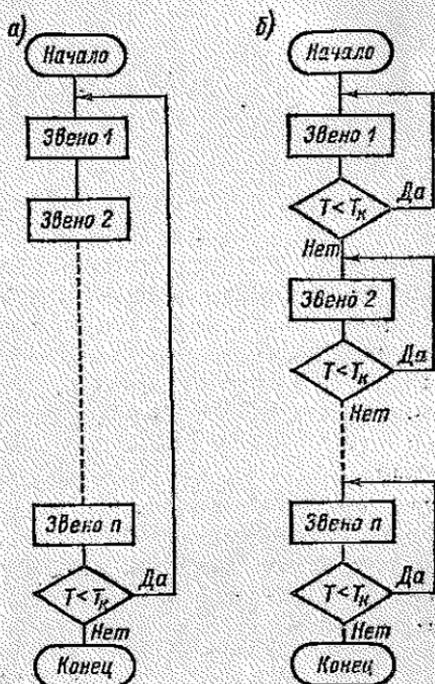


Рис. 11-3

7. Оператор 7 обеспечивает решение инверсного уравнения вида (11-1) и вычисление суммарного входного воздействия на звено $\Sigma x_{j, \text{вл.} i}$.

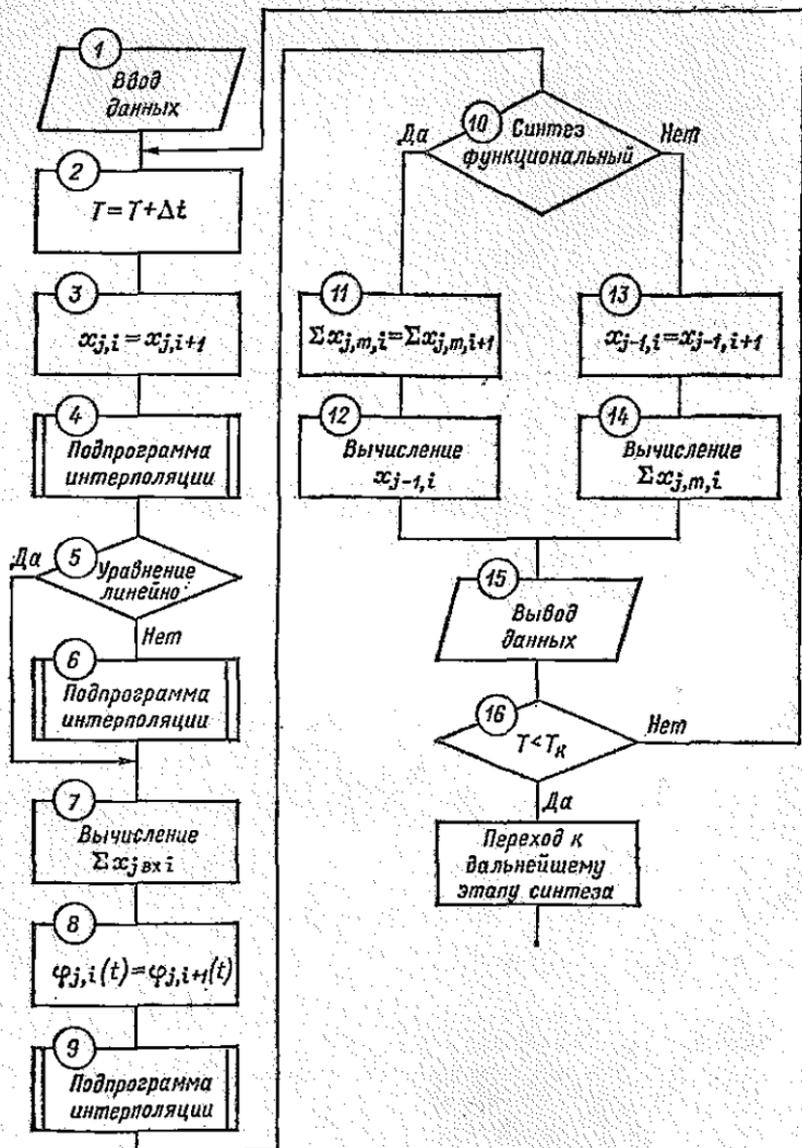


Рис. 11-4

8. Оператор 8 обеспечивает присвоение функции внешнего воздействия, действующего на входе рассматриваемого звена, очередного ее значения [для первой точки $\varphi_{j,1}(t) = \varphi_{j,0}(t) + \Delta\varphi_{j,1}(t)/2$; для второй $\varphi_{j,2}(t) = \varphi_{j,1}(t) + \Delta\varphi_{j,2}(t)/2$ и т. д.].

9. Оператор 9 обеспечивает обращение к подпрограмме интерполяции и вычисление текущего значения функции $f_j(t)$ в точках, отличных от узлов интерполяции.

10. Логический оператор 10 выясняет характер поставленной задачи и путь дальнейшего решения по разветвленной программе.

11. Если поставлена задача функционального синтеза, то структура звена с переменной, имеющей индекс j , известна. Происходит переход к оператору 11, в котором осуществляется присвоение суммарному входному воздействию обратных связей (каждой связи отдельно) очередного значения (для первой точки $\Sigma x_{j,m} = \Sigma x_{j,m,0}$, для второй $\Sigma x_{j,m} = \Sigma x_{j,m,1}$ и т. д.).

12. Оператор 12 обеспечивает вычисление по формуле (11-2) функции управления, реализуемой предыдущим звеном (закон изменения выходной координаты предыдущего звена $x_{j-1,i}$).

13. Если поставлена задача структурно-параметрического синтеза, то логический оператор 10 обеспечивает переход к оператору 13, в котором выполняется присвоение выходной координате предыдущего звена $x_{j-1,i}$ (в этом случае она предполагается известной — см. выше) очередного значения (для первой точки $x_{j-1,1} = x_{j-1,0} + \Delta x_{j-1,1}/2$, для второй $x_{j-1,2} = x_{j-1,1} + \Delta x_{j-1,2}/2$ и т. д.).

14. Оператор 14 обеспечивает вычисление суммарного дополнительного входного воздействия на рассматриваемое звено $\Sigma x_{j,m,i}$, реализуемого обратными связями и являющегося исходным для синтеза последних.

15. Операторы 12 и 14 замыкаются на оператор 15, которым обеспечивается вывод необходимых данных, если это предусмотрено общей разветвленной программой синтеза. В противном случае полученная информация автоматически подается следующему оператору для осуществления дальнейших этапов синтеза.

16. В логическом операторе 16 проверяется выполнение условия окончания расчета. В случае его выполнения осуществляется переход к дальнейшим этапам синтеза. Если же условие не выполняется, то подпрограмма закикливается, осуществляется возврат к оператору 2 и по той же подпрограмме осуществляется расчет последующих точек.

Структурная схема рис. 11-4 представляет собой один из типовых вариантов организации процедуры вычислений в рамках закикленной подпрограммы синтеза элементарного звена. Набором таких подпрограмм реализуется процедура вычислений в общей программе синтеза системы в целом (см. рис. 11-3, б).

11-3. ПРИМЕРЫ РЕШЕНИЯ ТРЕХ ОСНОВНЫХ ЗАДАЧ СИНТЕЗА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Ниже на простейшем примере системы третьего порядка иллюстрируется алгоритм и процедура вычислений для трех основных задач синтеза.

Рассмотрим систему управления (см. рис. 10-32), состоящую из двух аperiodических и одного интегрирующего звеньев, охваченных отрицательной обратной связью.

Расчетные уравнения в форме (10-24) для анализа рассматриваемой системы будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_{1,i} &= [(u_{i-1} + \Delta u_i/2) - k_2 x_{3,i-1}] k_1 \Delta t; \\ x_{1,i} &= x_{1,i-1} + \Delta x_{1,i}; \\ \Delta x_{2,i} &= (\Delta t/T_1) [(x_{1,i-1} + \Delta x_{1,i}/2) k_3 - x_{2,i-1}]; \\ x_{2,i} &= x_{2,i-1} + \Delta x_{2,i}; \\ \Delta x_{3,i} &= (\Delta t/T_2) [(x_{2,i-1} + \Delta x_{2,i}/2) k_4 - x_{3,i-1}]; \\ x_{3,i} &= x_{3,i-1} + \Delta x_{3,i}. \end{aligned} \right\} (11-8)$$

Численные значения параметров системы и исходных данных для расчета процессов в системе имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} u &= kt, \quad k = 10, \quad k_1 = 1, \\ k_2 &= 1, \quad k_3 = 10, \\ k_4 &= 0,5, \quad T_1 = 0,1 \text{ с}, \\ T_2 &= 0,08 \text{ с}, \quad \Delta t = 0,02 \text{ с}. \end{aligned}$$

Начальные условия для всех переменных приняты для простоты нулевыми, т. е. при $t = 0$

$$u_0 = x_{1,0} = x_{2,0} = x_{3,0} = 0.$$

Тогда переходные процессы в рассматриваемой системе, рассчитанные по уравнениям (11-8), будут иметь вид рис. 11-5.

11-3-1. ЗАДАЧА ПЕРВАЯ — ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ

Задан массив узлов, аппроксимирующих известный (заданный) закон изменения выходной координаты системы. Причем за динамическую характеристику выходной координаты принята зависимость $x_3 = f(t)$, полученная в результате проведенного анализа системы (рис. 11-5). Известны структура системы (см. рис. 10-32) и численные значения ее параметров, приведенные выше.

Требуется определить функциональное воздействие на вход системы $u = f(t)$, реализующее при поставленных условиях заданный закон изменения выходной координаты $x_3 = f(t)$.

Расчетные выражения для рассматриваемой задачи в соответствии с уравнениями (11-1) и (11-2) будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_{3,i} &= x_{3,i} - x_{3,i-1}; \\ x_{2,i} &= 2T_2 \Delta x_{3,i} / (k_1 \Delta t) + 2x_{3,i-1} / k_1 - x_{2,i-1}; \\ \Delta x_{2,i} &= x_{2,i} - x_{2,i-1}; \\ x_{1,i} &= 2T_1 \Delta x_{2,i} / (k_2 \Delta t) + 2x_{2,i-1} / k_2 - x_{1,i-1}; \\ \Delta x_{1,i} &= x_{1,i} - x_{1,i-1}; \\ u_{1,i} &= 2k_{1,i} / (k_1 \Delta t) + 2k_2 x_{3,i-1} - u_{i-1}. \end{aligned} \right\} \quad (11-9)$$

Структурная схема алгоритма синтеза, объединенная для решения задач функционального и структурно-параметрического синтеза, приведена на рис. 11-6:

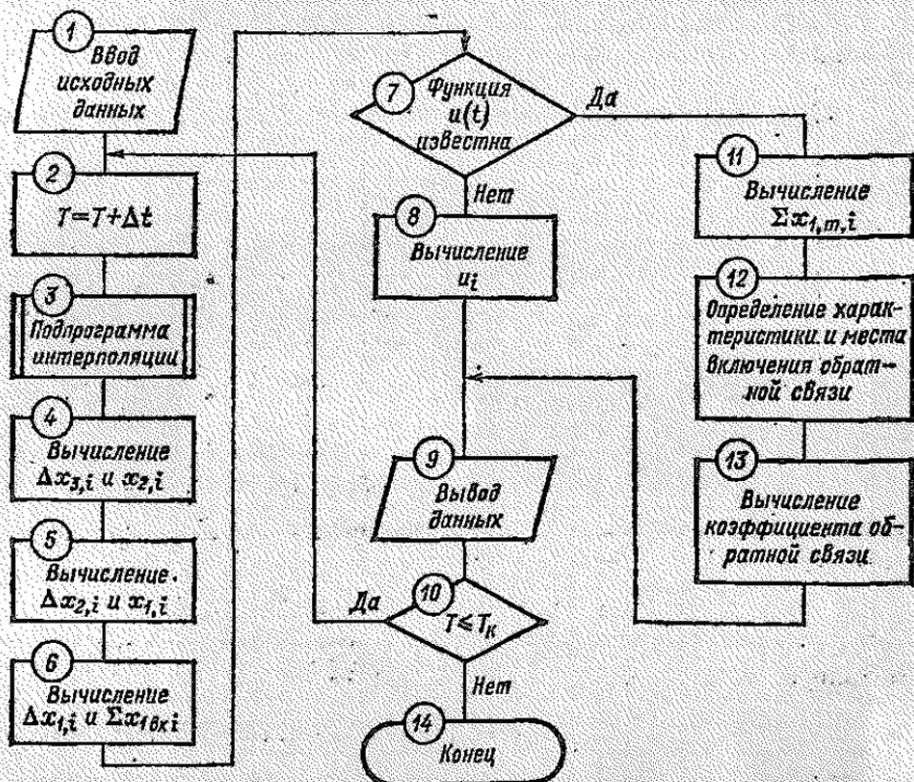


Рис. 11-6

Процедура вычислений заключается в следующем.

1. Вводятся начальные условия для всех переменных, равные нулю, численные значения всех известных параметров системы, шаг счета Δt , идентификаторы переменных, массив узлов интерполяции. В качестве узлов интерполяции выбраны 12 точек заданной функциональной зависимости $x_3 = f(t)$ (оператор I).

2. Оператор 2 осуществляет вычисление текущего времени счета.

3. Подпрограмма интерполяции (оператор 3) осуществляет вычисление переменной x_3 в точках, отличных от узлов интерполяции.

4. Операторы 4 и 5 обеспечивают соответственно вычисление приращений переменных $\Delta x_{3,i}$ и $\Delta x_{2,i}$ и абсолютных значений $x_{3,i}$ и $x_{2,i}$ по (11-9).

5. Оператор 6 обеспечивает вычисление по (11-9) $\Delta x_{1,i}$ и результирующего входного воздействия на первое звено $\Sigma x_{1\text{вх}i}$ из соотношения

$$\Sigma x_{1\text{вх}i} = \frac{\Delta x_{1,i}}{k_1 \Delta t}.$$

6. Логический оператор 7 проверяет условие задания входного воздействия. В рассматриваемой первой задаче функция $u(t)$ неизвестна, следовательно, осуществляется переход к оператору 8.

7. Оператор 8 обеспечивает вычисление функций $u(t)$ по последнему уравнению (11-9).

8. Оператор 9 обеспечивает вывод полученного результата на устройство печати.

9. Логический оператор 10 проверяет условие окончания счета. Если это условие не выполняется, то осуществляется возврат к оператору 2 для вычисления на последующих шагах по той же процедуре. В противном случае решение задачи считается законченным.

Следует заметить, что в рассматриваемом примере структура и параметры всех трех звеньев известны,

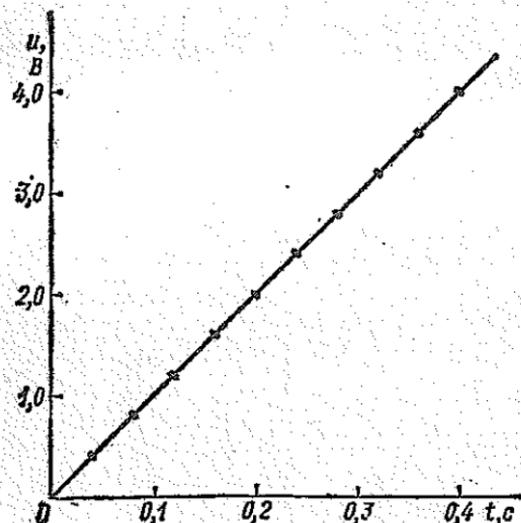


Рис. 11-7

осуществляется синтез воздействий на вход первого звена. В соответствии с этим в рассматриваемом случае процедура вычислений запрограммирована с целью уменьшения числа операций не по параллельному принципу (см. рис. 11-3, б), а по последовательному, т. е. заикливаются вся программа расчета. Характеристика функционального воздействия на вход системы $u(t)$, полученная в результате проведенного синтеза, приведена на рис. 11-7. Она имеет вид линейной зависимости $u = kt$, где $k = 10$.

Задан массив узлов, аппроксимирующих заданный закон изменения выходной координаты системы $x_3 = f(t)$. Известны структура последовательной цепочки звеньев с выходными координатами x_1 , x_2 и x_3 (см. рис. 10-32) и численные значения их параметров, приведенные выше. Задан закон изменения внешнего воздействия на вход системы $u = kt$.

Требуется определить дополнительное входное воздействие на вход первого звена, осуществляемое обратными связями и реализующее заданный закон изменения выходной координаты x_3 , а по нему найти число, вид, место включения и параметры обратных связей.

Расчетные уравнения для рассматриваемой задачи в соответствии с (11-1) и (11-7) будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_{3,i} &= x_{3,i} - x_{3,i-1}; \\ x_{2,i} &= 2T_2 \Delta x_{3,i} / (k_4 \Delta t) + 2x_{3,i-1} / k_4 - x_{2,i-1}; \\ \Delta x_{2,i} &= x_{2,i} - x_{2,i-1}; \\ x_{1,i} &= 2T_1 \Delta x_{2,i} / (k_3 \Delta t) + 2x_{2,i-1} / k_3 - x_{1,i-1}; \\ \Delta x_{1,i} &= x_{1,i} - x_{1,i-1}; \\ \Sigma x_{1,m,i} &= \Delta x_{1,i} / (k_1 \Delta t) - (u_{i-1} - k \Delta t / 2). \end{aligned} \right\} \quad (11-10)$$

Структурная схема алгоритма синтеза для решения рассматриваемой задачи приведена на рис. 11-6.

Процедура вычислений заключается в следующем.

1. Вводятся (оператор 1) исходные данные, описанные в предыдущей задаче. Однако в связи с изменением постановки задачи в исходные данные вместо информации об обратной связи (коэффициент k_2) вводится информация о внешнем входном воздействии на систему (коэффициент k).

2. Операции, выполняемые операторами 2—6, остаются прежними, описанными в предыдущей задаче.

3. Поскольку в рассматриваемой задаче функция $u(t)$ на входе системы известна, то логический оператор 7 осуществляет переход к оператору 11.

4. Оператор 11 обеспечивает вычисление искомых воздействий обратных связей по последнему уравнению системы (11-10).

5. Оператор 12 обеспечивает нахождение места включения и характеристику обратной связи. В диалоговом режиме эта операция осуществляется вычислением и выводом на дисплей зависимостей $x_{1,i} = f(\Sigma x_{1,m,i})$, $x_{2,i} = f(\Sigma x_{1,m,i})$, $x_{3,i} = f(\Sigma x_{1,m,i})$ и анализом инженером-оператором получаемых характеристик с точки зрения их реализуемости. В рассматриваемом примере дополнительное воздействие на вход первого звена от обратных связей реализуется одной линейной связью по выходной координате x_3 .

6. Оператор 13 обеспечивает вычисление коэффициента обратной связи по уравнению

$$k_{o,c} = \sum x_{1,m,i} / x_{2,i}$$

7. Дальнейшие операции, осуществляемые операторами 9 и 10, аналогичны описанным в предыдущей задаче. В операторе 9 на устройство печати выводятся значения характеристики обратной связи в определенных точках и коэффициента обратной связи.

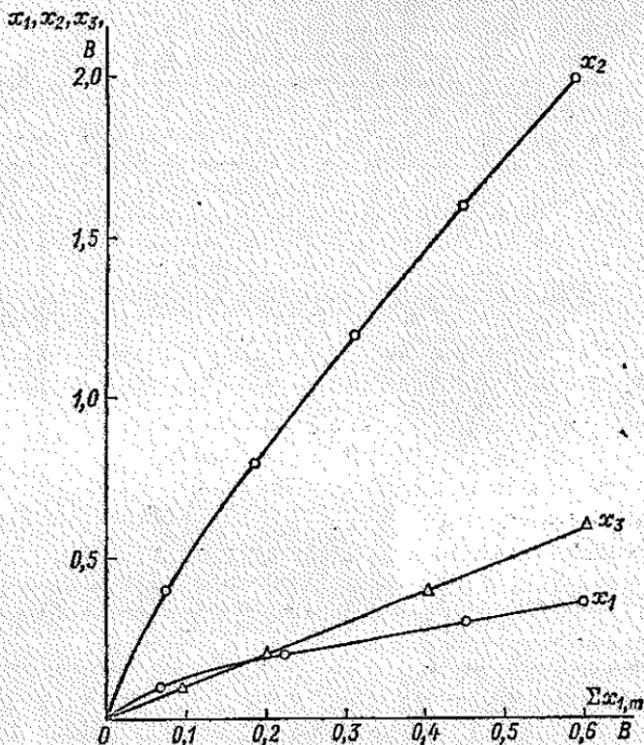


Рис. 11-8

В рассматриваемой задаче для наглядности на дисплей и устройство печати были выведены все три зависимости $x_3 = f(\sum x_{1,m})$; $x_2 = f(\sum x_{1,m})$ и $x_1 = f(\sum x_{1,m})$. Эти зависимости приведены на рис. 11-8. Из этого рисунка видно, что дополнительное воздействие $\sum x_{1,m}$ может быть реализовано с помощью лишь одной связи по координате, причем по координатам x_1 и x_2 — нелинейными связями, а по координате x_3 — линейной. Последняя как наиболее просто реализуемая принимается за искомое решение. Коэффициент обратной связи $k_2 = 1$.

Задан массив узлов, аппроксимирующий заданный закон изменения выходной координаты системы $x_3 = f(t)$. Известны структура (см. рис. 10-32), численные значения параметров первого и третьего звеньев, а также внешнее воздействие на вход системы $u = kt$ и коэффициент обратной связи k_2 . Известные параметры системы имеют численные значения, приведенные выше.

Требуется определить значения параметров второго звена T_1 и k_3 , реализующие при поставленных условиях закон изменения выходной координаты системы $x_3 = f(t)$.

Задача решается, как указывалось ранее, ходом «справа» и «слева». Расчетные уравнения для рассматриваемой задачи в соответствии с (11-3) и (11-4) будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_{3,i} &= x_{3,i} - x_{3,i-1}; \\ x_{3,i} &= 2T_2 \Delta x_{3,i} / (k_4 \Delta t) + \\ &+ 2x_{3,i-1} / k_4 - x_{2,i-1}; \\ \Delta x_{2,i} &= x_{2,i} - x_{2,i-1}; \end{aligned} \right\} \quad (11-11)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_{1,i} &= [(u_{i-1} + \Delta u_i / 2) - \\ &- k_2 x_{3,i-1}] k_1 \Delta t; \\ x_{1,i} &= x_{1,i-1} + \Delta x_{1,i}. \end{aligned} \right\} \quad (11-12)$$

Вычисление T_1 и k_3 производится по уравнениям

$$T_1 = (\Delta t / \Delta x_{2,i}) [x_{1,i-1} + \Delta x_{1,i} / 2] k_3 - x_{2,i-1}; \quad (11-13)$$

$$k_3 = \frac{\Delta x_{2,i} T_1 / \Delta t + x_{2,i-1}}{x_{1,i-1} + \Delta x_{1,i} / 2}. \quad (11-14)$$

Структурная схема алгоритма параметрического синтеза приведена на рис. 11-9. Процедура вычислений заключается в следующем.

1. Вводятся (оператор 1) исходные данные, описанные в первой задаче. Однако в связи с изменением постановки задачи не вводится информация о параметрах второго звена, но дополнительно

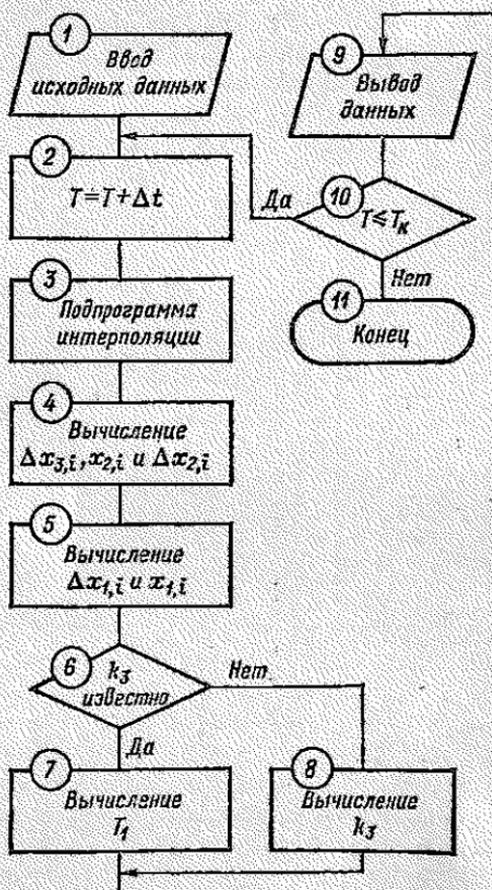


Рис. 11-9

вводится значение коэффициента k , определяющего внешнее входное воздействие на систему.

2. Оператор 2 осуществляет вычисление текущего времени счета.

3. Подпрограмма интерполяции (оператор 3) осуществляет вычисление значений координаты x_3 в точках, отличных от узлов интерполяции.

4. Оператор 4 обеспечивает вычисление $\Delta x_{3,i}$, $x_{2,i}$ и $\Delta x_{2,i}$ (ход «справа») по формулам (11-11).

5. Оператор 5 обеспечивает вычисление $\Delta x_{1,i}$ и $x_{1,i}$ (ход «слева») по формулам (11-12).

6. Логический оператор 6 определяет дальнейший ход решения задачи. Если k_3 — коэффициент усиления второго звена известен, то осуществляется переход к оператору 7 для вычисления постоянной времени звена T_1 . В противном случае осуществляется переход к оператору 8.

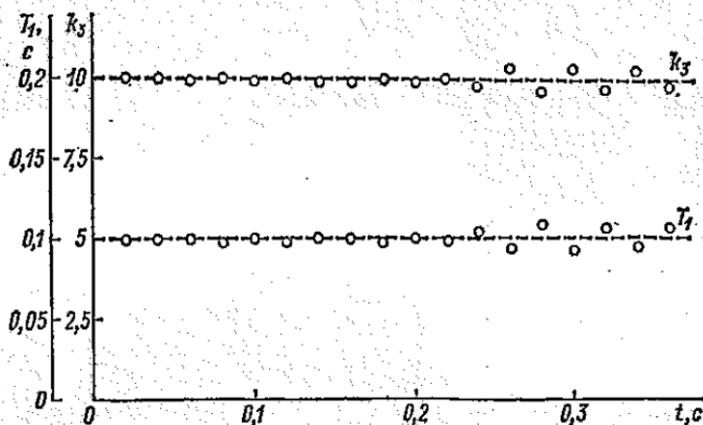


Рис. 11-10

7. Значение k_3 может быть известно либо задано оператором. При решении поисковых вариационных задач вводится массив возможных значений коэффициента k_3 в желаемом или возможном диапазоне его изменения и определяется соответствующий ему массив значений T_1 (оператор 7). Из всех возможных значений k_3 выбирается наиболее приемлемое и легко физически реализуемое. В диалоговом режиме эта операция осуществляется человеком-оператором. Значение T_1 вычисляется по формуле (11-13).

8. Если значение k_3 является искомым, то задаются значения величины T_1 и осуществляется вариационный поиск k_3 (оператор 8) аналогично описанному выше. Значение k_3 определяется из (11-14).

9. Оператор 9 обеспечивает вывод данных на устройство печати, а оператор 10 закикливает программу расчета или обеспечивает ее окончание.

На рис. 11-10 приведены результаты расчетов, полученные при решении поставленной задачи.

Поскольку в рассматриваемом частном примере была организована процедура вычислений последовательного типа, то на каждом интервале вычислений определялось численное значение величин k_3 и T_1 . Последнее позволяет получить уточненное среднее значение каждой из величин (на рис. 11-10 они указаны штриховыми линиями). Они получены следующими: $k_3 = 10$, $T_1 = 0,1$ с.

Во всех трех задачах синтеза получены результаты, согласующиеся со структурой и параметрами исходной системы (рис. 10-32). Рассмотренный пример, носящий несколько абстрактный характер, имеет целью наглядно проиллюстрировать практическое применение инверсного метода синтеза АСУ, процедуру вычислений и достоверность получаемых результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматы — настройщики следящих систем/Под ред. Б. В. Новоселова. — М.: Энергия, 1975. — 264 с.
2. Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 772 с.
3. Башарин А. В. Расчет динамики и синтез нелинейных систем управления. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1960. — 298 с.
4. Башарин А. В., Башарин И. А. Динамика нелинейных систем управления. — Л.: Энергия, 1974. — 200 с.
5. Башарин А. В., Голубев Ф. Н., Кепперман В. Г. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. — Л.: Энергия, 1972. — 440 с.
6. Бесекерский В. А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1976. — 576 с.
7. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1975. — 768 с.
8. Богорад Г. Э., Киблицкий В. А., Шухер В. И. Цифроаналоговые системы регулирования скорости электроприводов. — Электропривод, 1971, вып. 9, с. 39—43.
9. Борцов Ю. А., Суворов Г. В. Методы исследования сложных систем электропривода. — М. — Л.: Энергия, 1966. — 160 с.
10. Борцов Ю. А., Поликарпов С. К. Руководство к лабораторным работам по курсу «Машинные методы расчета систем электропривода и промышленной автоматизации». — Л.: Изд-во ЛЭТИ, 1974. — 83 с.
11. Бычков В. П. Электропривод и автоматизация металлургического производства. — М.: Высшая школа, 1977. — 391 с.
12. Вейц В. Л., Кочура А. Е., Мартыненко А. М. Динамические расчеты приводов машин. — Л.: Машиностроение, 1971. — 352 с.
13. Гарнов В. К., Рабинович В. Б., Вишневецкий Л. М. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. — М.: Металлургия, 1971. — 192 с.
14. Дартау В. А., Рудаков В. В. Векторное управление машинами переменного тока. — Зап. ЛГИ, 1976, т. LXX, вып. 1, с. 48—54.
15. Демидов С. В., Полищук Г. Г. Быстродействующий тиристорный электропривод с питанием от высокочастотного источника. — М.: Энергия, 1977. — 152 с.

16. Динамика вентильного электропривода постоянного тока/Н. В. Донской, А. Г. Иванов, В. М. Никитин, А. Д. Поздеев. Под ред. А. Д. Поздеева. — М.: Энергия, 1975. — 221 с.
17. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями/Под ред. М. Г. Чиликина. — М.: Энергия, 1971. — 621 с.
18. Диткин В. А., Прудников А. П. Справочник по операционному исчислению. — М.: Высшая школа, 1965. — 467 с.
19. Зимин Е. Н., Яковлев В. И. Автоматическое управление электроприводами. — М.: Высшая школа, 1979. — 318 с.
20. Иванов Г. М., Левин Г. М., Хуторецкий В. М. Автоматизированный многодвигательный электропривод. — М.: Энергия, 1978. — 160 с.
21. Каган В. Г., Кочубиевский Ф. Д., Шугрин Е. М. Нелинейные системы с тиристорами. — М.: Энергия, 1968. — 96 с.
22. Киселев В. М. Фазовые системы числового программного управления станками. — М.: Машиностроение, 1976. — 349 с.
23. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. — М.: Энергия, 1971. — 380 с.
24. Коллатц Л. Численные методы решения дифференциальных уравнений. — М.: Иностранная литература, 1963. — 459 с.
25. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. — М.: Машиностроение, 1975. — 184 с.
26. Мейский Б. М. Принцип инвариантности в автоматическом регулировании и управлении. — М.: Машиностроение, 1972. — 248 с.
27. Михеев Ю. Е., Сосонин В. Л. Системы автоматического управления станками. — М.: Машиностроение, 1978. — 264 с.
28. Мощные управляемые выпрямители для электроприводов постоянного тока/Э. М. Аптер, Г. Г. Жемеров, И. И. Левитан, А. Г. Элькин. — М.: Энергия, 1975. — 208 с.
29. Мысливец Н. Л., Сабинян Ю. А. Самонастраивающийся электропривод промышленного робота, построенный на базе системы подчиненного регулирования. — Электропривод, 1977, вып. 8 (61), с. 23—25.
30. Новиков В. А., Осипов Л. М. Автоматическая поисковая оптимизация стабилизирующих систем в процессах точной обработки материалов. — В кн.: Автоматическое управление технологическими процессами и их оптимизация. — Л.: ЛДНТП, 1979, с. 63—69.
31. Онищенко Г. Б. Асинхронный вентильный каскад. — М.: Энергия, 1967. — 153 с.
32. Основы проектирования следящих систем/Под ред. Н. А. Лакоты. — М.: Машиностроение, 1978. — 391 с.
33. Полупроводниковые выпрямители /Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. — М.: Энергия, 1978. — 448 с.
34. Принципы построения и проектирования самонастраивающихся систем управления/Под ред. Б. Н. Петрова. — М.: Машиностроение, 1972. — 260 с.
35. Пугачев В. С., Казаков И. Е., Евланов Л. Г. Основы статистической теории автоматических систем. — М.: Машиностроение, 1974. — 400 с.
36. Растргин А. А. Системы экстремального управления. — М.: Наука, 1974. — 632 с.
37. Ратмиров В. А. Основы программного управления станками. — М.: Машиностроение, 1978. — 240 с.
38. Решмин Б. И., Ямпольский Д. С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. — М.: Энергия, 1975. — 184 с.
39. Сандлер А. С., Тарасенко Л. М. Динамика каскадных асинхронных электроприводов. — М.: Энергия, 1977. — 200 с.
40. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974. — 328 с.
41. Сиротин А. А. Автоматическое управление электроприводами. — М.: Энергия, 1969. — 550 с.
42. Следящие приводы Под ред. Б. К. Чемоданова. — М.: Энергия, 1976. — 480 с., т. 1.
43. Слежановский О. В., Бирюков А. В., Хуторецкий В. М. Устройства уни-

- фицированной блочной системы регулирования дискретного типа (УБСР-Д). — М.: Энергия, 1975. — 296 с.
44. Станки с числовым программным управлением/Под ред. В. А. Лещенко. — М.: Машиностроение, 1979. — 592 с.
45. Структуры систем управления автоматизированным электроприводом/ Под ред. А. Г. Галкина. — Минск: Наука и техника, 1978. — 368 с.
46. Стульников В. И. Программирование задач для решения на АВМ. — Киев.: Техника, 1978. — 200 с.
47. Сю Д., Мейер А. Современная теория автоматического управления и ее применение. — М.: Машиностроение, 1972. — 544 с.
48. Управление вентильными электроприводами постоянного тока/Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский. — М.: Энергия, 1970. — 197 с.
49. Филатов А. С. Электропривод и автоматизация реверсивных станов холодной прокатки. — М.: Металлургия, 1973. — 376 с.
50. Фишлейн В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода. — М.: Энергия, 1972. — 136 с.
51. Фрер Ф., Ортенбургер Ф. Введение в электронную технику регулирования. — М.: Энергия, 1973. — 423 с.
52. Цифровые системы управления электроприводами/А. А. Батоврин, П. Г. Дашевский, В. Д. Лебедев, Б. Л. Марков, Н. И. Чичерин. — Л.: Энергия, 1977. — 256 с.
53. Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. Теория автоматизированного электропривода. — М.: Энергия, 1979. — 619 с.
54. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1969. — 400 с.
55. Эйхофф П. Основы идентификации систем управления. — М.: Мир, 1975. — 683 с.
56. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen. — Siemens-Zeitschrift, 1971, Bd. 45, H. 10, S. 761—764.
57. Schönfeld R. Das Signallaufbild das Asynchronmaschine. — Messen, steuern, regeln, 1965, H. 4, S. 122—128.
58. Die Technik der elektrischen Antriebe. Grundlagen. — Berlin: VEB Verlag Technik, 1976. — 598 S.
59. Wehrich G. Drehzahlregelung von Gleichstromantrieben unter Verwendung eines Zustands- und Störgrößen-Beobachters. — Regelungstechnik, 1978, H. 11, S. 349—354.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- | | |
|---|---|
| Алгоритмы численных методов 347 | Введение сигнала по разности скоростей двигателя и исполнительного органа 156 |
| — — — Эйлера 349 | Воздействия на систему управляющие 6 |
| — — — Эйлера—Коши 349 | — — — возмущающие 6 |
| — — — Рунге—Кутта 349 | — — — случайные 169 |
| — — — А. В. Башарина 350 | Воспроизведение траектории 235 |
| — — — без итераций 352 | — программы 237 |
| — — — с итерациями 355 | Датчик тока 59 |
| Базовая постоянная времени 39 | — напряжения 80 |
| Вектор результирующий 86 | — ЭДС 67 |
| Внешняя характеристика тиристорного преобразователя в режиме прерывистых токов 47 | — скорости 164 |
| Введение сигнала по производной от скорости исполнительного органа 154 | — импульсный 165 |
| | — кодовый 252 |

- фазовый 253
- Детализированная структурная схема 16
- Детектор синхронный 319
- Диапазон регулирования скорости 163
- Дискриминатор фазовый 168
- Дискретность датчика 166
- угла поворота ротора 246
- Задатчик интенсивности аналоговый 58
- — цифровой 165
- Замкнутая система 6
- Инвариантная система 8
- Инверсные уравнения 365
- Индуктосин 165
- Интегратор аналоговый 19
- цифровой 177
- Интерполлятор линейный 242
- круговой 243
- с цифровыми интеграторами 242
- с оценочной функцией 243
- Каскад асинхронный вентиляльный 104
- Кодирование числовой и управляющей информации 238
- Комбинированная система 8
- Коммутатор тока шагового двигателя 250
- Компенсация нелинейности тиристорного преобразователя 81
- основного возмущения 221
- Косвенное измерение возмущения 222
- Коэффициент демпфирования упругих колебаний 142
- рассеяния 38, 108
- электромагнитной связи ротора 121
- электромагнитной связи статора 89
- соотношения масс 141
- Масштабы переменных 343
- Матричная форма записи уравнений 16
- Матричная структурная схема 15
- Метод поиска экстремума 315
- — градиентный 318
- — дихотомии 315
- — шаговый 316
- Моделирование по структурной схеме 329
- систем управления на ЦВМ 351
- Наблюдатель адаптивный 297
- полного порядка 33
- редуцированный 36
- Настройка на оптимум по модулю 17
- на симметричный оптимум 20
- Настроечное значение параметров 56
- Нормальная форма записи дифференциальных уравнений 16
- Обобщенный алгоритм синтеза нелинейных АСУ 367
- Ограничение выходного напряжения регулятора 26, 33
- Организация процедуры вычисления 372
- Ось датчика механическая 254
- — электрическая 254
- Относительные величины 12
- Ошибка аппроксимации 237
- восстановления переменных состояния 34
- динамическая 162
- суммарная динамическая 171
- среднеквадратичная 171
- Падение напряжения в преобразователе 46
- Параметры структурной схемы 341
- Подчиненный контур напряжения 79
- Порядок астатизма следящей системы 211
- Пренебрежение обратной связью по ЭДС двигателя 61
- Постоянная времени вихревых токов 39
- — цепи возбуждения 39
- — механическая 40
- — упругих колебаний 142
- — электромеханическая 42
- — якорной цепи 40
- Преобразование структурной схемы 330
- — — направленное на исключение нежелательных связей 335
- — — связанное с устранением идеальных дифференцирующих звеньев 332
- Преобразователь импульсно-фазовый 259
- «код — напряжение» 255
- синусно-косинусный 264
- функциональный 112
- частоты 97
- «частота — напряжение» 178
- Программа рабочая 359
- стандартная 359
- Разгон под контролем скорости 66
- — — тока 66
- Разомкнутая система 6
- Регулировочные характеристики тиристорного преобразователя при непрерывном токе 46
- — — при прерывистом токе 47
- — — с отдельным управлением 52
- Регулятор положения с нелинейной характеристикой 208
- тока адаптивный 309
- Режим малых перемещений позиционной системы 203
- Самонастройка сигнальная 300
- параметрическая 300
- Синтез автоматических систем управления на ЦВМ 364
- параметрический 365
- структурно-параметрический 366
- функциональный 365
- Система импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем 43
- Скважность 128
- Скольжение абсолютное 92
- критическое 90

Стандартная форма распределения корней 35	Управление группами реверсивного тиристорного преобразователя согласованное совместное 50
Статическая ошибка системы 57	— — — — — раздельное 51
Суммарная малая постоянная времени 25	Управление многодвигательным электроприводом комбинированное 191
Схема сложения и вычитания импульсов 256	— — — параллельное 191
— синхронизации 256	— — — последовательное 191
Тестовые сигналы гармонические 285	Управляющая часть системы 7
— — импульсные 295	Эквивалентная малая постоянная времени 29
— — ступенчатые 295	— передаточная функция комбинированной системы 213
Токовая отсечка 75	
Точность статическая 162	
— динамическая 163	

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ	5
1-1. Задачи и принципы управления координатами электропривода	—
1-1-1. Основные цели автоматического управления электроприводами. Классификация систем управления	—
1-1-2. Общий подход к проектированию АСУ ЭП	9
1-2. Математическое описание АСУ ЭП	11
1-2-1. Математическое описание нелинейных АСУ ЭП и их линеаризация	—
1-2-2. Формы математического описания линеаризованных АСУ ЭП	15
1-3. Стандартные настройки и их применение	17
1-3-1. Стандартные настройки простейших контуров	—
1-3-2. Настройка контуров при наличии нелинейностей	21
1-3-3. Одноконтурная система. Понижение расчетного порядка системы	23
1-3-4. Ограничение промежуточных координат. Принцип подчиненного регулирования	26
1-3-5. Реализация передаточных функций регуляторов, выполненных на операционных усилителях	30
1-4. Восстановление переменных состояния объекта управления с помощью наблюдающих устройств	33
1-4-1. Принцип построения наблюдающего устройства полного порядка	—
1-4-2. Редуцированный наблюдатель	36
Глава вторая. АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА	38
2-1. Двигатель постоянного тока и тиристорный преобразователь как основные элементы силовой части	—
2-1-1. Математическое описание двигателя постоянного тока независимого возбуждения при управлении напряжением на якоре и потоком возбуждения	—

2-1-2.	Линеаризованная структурная схема двигателя независимого возбуждения	40
2-1-3.	Нереверсивный ТП, работающий на двигатель, при непрерывном токе	42
2-1-4.	Статические характеристики нереверсивного преобразователя при наличии прерывистых токов	47
2-1-5.	Реверсивный ТП	50
2-1-6.	Динамические свойства тиристорного электропривода	52
2.2.	Типовые структуры автоматических систем управления скоростью электропривода	53
2-2-1.	Одноконтурная система управления скоростью путем воздействия на напряжение якоря при постоянном потоке возбуждения	—
2-2-2.	Управление электроприводом в системе с подчиненным токовым контуром	59
2-2-3.	Система двухзонного регулирования скорости электропривода	64
2-2-4.	Компенсация нелинейностей, связанных с двухзонным регулированием	72
2.3.	Некоторые особенности построения систем управления электроприводами, связанные со свойствами тиристорного преобразователя как элемента системы	74
2-3-1.	Ограничение якорного тока в переходных процессах	—
2-3-2.	Регулирование уравнительного тока в тиристорном электроприводе при совместном управлении группами реверсивного ТП	77
2-3-3.	Линеаризация характеристик токового контура при использовании ТП с раздельным управлением группами тиристоров	79

Глава третья. АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

82

3-1.	Двигатели переменного тока как элементы АСУ	84
3-1-1.	Математическое описание асинхронного электродвигателя при управлении частотой и напряжением статора	—
3-1-2.	Математическое описание асинхронного электродвигателя при управлении со стороны ротора	94
3-2.	Тиристорные преобразователи, работающие на электродвигателе переменного тока, как элементы АСУ	97
3-2-1.	ТП частоты со звеном постоянного тока	—
3-2-2.	ТП частоты с непосредственной связью	103
3-2-3.	ТП в роторных цепях асинхронных электродвигателей	104
3-3.	Автоматические системы управления скоростью асинхронных короткозамкнутых электродвигателей	107
3-3-1.	Частотное управление электродвигателями в статических режимах	—
3-3-2.	Системы частотного управления с функциональными преобразователями координат	110
3-3-3.	Системы частотного управления с обратными связями по ЭДС статора, скорости двигателя, скорости и току двигателя	113
3-3-4.	Системы частотно-токового управления	116
3-3-5.	Система векторного управления	119
3-4.	Автоматические системы управления скоростью асинхронных электродвигателей с фазным ротором	125
3-4-1.	Система управления с введением добавочной ЭДС в роторную цепь	—
3-4-2.	Система управления с воздействием на добавочное сопротивление в роторной цепи	127
3-4-3.	Система управления с воздействием на напряжение статора	130

Глава четвертая. УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПРИ УПРУГОЙ СВЯЗИ ДВИГАТЕЛЯ С МЕХАНИЗМОМ	131
4-1. Обобщенная структура силовой части электромеханической системы	—
4-1-1. Математическое описание упруговязкого объекта	—
4-1-2. Двухмассовая упруговязкая система «двигатель—механизм». Расчет параметров упругих колебаний	138
4-2. Управление скоростью электропривода двухмассового упруговязкого механизма в системе с подчиненным токовым контуром	143
4-2-1. Влияние упругости на работу системы управления электроприводом с подчиненным токовым контуром	—
4-2-2. Настройка контура скорости системы подчиненного регулирования с упругостью	147
4-2-3. Некоторые способы коррекции системы подчиненного регулирования с упругостью при малых коэффициентах соотношения масс	154
4-2-4. Наблюдатель в системе управления скоростью с подчиненным токовым контуром	157
Глава пятая. СТАБИЛИЗИРУЮЩИЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ	161
5-1. Задачи стабилизации скорости электроприводов	—
5-1-1. Классификация ССС	—
5-1-2. Системы обработки информации о параметрах движения	163
5-1-3. Оптимизация систем стабилизации скорости с учетом регулярных и случайных составляющих возмущений и помех	167
5-2. Системы стабилизации скорости однодвигательных электроприводов	175
5-2-1. Аналоговые ССС	—
5-2-2. Цифроаналоговые и цифровые ССС точных электроприводов	176
5-2-3. Импульсно-фазовые системы стабилизации скорости высокоточных электроприводов	181
5-3. Системы стабилизации скорости многодвигательных электроприводов	186
5-3-1. Характеристика промышленных установок с многодвигательными электроприводами	—
5-3-2. Системы управления скоростью и соотношением скоростей взаимосвязанных многодвигательных электроприводов	190
5-3-3. Цифроаналоговые и цифровые системы управления скоростью и соотношением скоростей взаимосвязанных многодвигательных электроприводов	197
Глава шестая. АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ МЕХАНИЗМА	199
6-1. Принцип построения системы управления положением	—
6-2. Система управления положением механизма в режиме позиционирования	203
6-2-1. Настройка в режиме малых перемещений	—
6-2-2. Позиционная система при обработке средних и больших перемещений. Реализация требуемого закона перемещения	205
6-2-3. Параболический регулятор положения	208
6-3. Система управления положением механизма в режиме слежения	210
6-3-1. Задача следящего управления. Ошибки при обработке управляющего воздействия	—
6-3-2. Повышение точности обработки управляющего воздействия за счет применения комбинированного управления	212
6-3-3. Двухканальные следящие электроприводы	216
	389

6-3-4. Ошибки системы при основном возмущении и пути их уменьшения	220
6-4. Влияние некоторых особенностей механизма на работу следящего электропривода	224
6-4-1. Сухое трение и компенсация его влияния	—
6-4-2. Электромеханическая выборка зазора в следящем электроприводе	226
6-4-3. Настройка контура положения в системе с упругостью	230
Глава седьмая. ПРОГРАММНЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ	232
7-1. Общие сведения о программном управлении	—
7-1-1. Классификация систем программного управления	—
✓ 7-1-2. Общая структура систем ЧПУ	234
7-2. Формирование законов управления АСУ ЭП в системах ЧПУ	235
✓ 7-2-1. Подготовка числовых программ на основании геометрической и технологической информации	—
7-2-2. Кодирование и воспроизведение числовой программной информации	238
✓ 7-2-3. Интерполяторы	240
7-3. Программные системы управления электроприводом с шаговыми двигателями	245
7-3-1. Основные характеристики шагового двигателя	—
7-3-2. Управление шаговым электроприводом	249
7-4. Программные АСУ ЭП, замкнутые по положению исполнительного органа	251
7-4-1. Датчики положения в программных АСУ ЭП	—
✓ 7-4-2. Программная АСУ ЭП с импульсным датчиком и преобразователем «код—напряжение»	255
7-4-3. Импульсно-фазовая программная АСУ ЭП	259
✓ 7-4-4. Программная АСУ ЭП с фазовым датчиком, работающим в амплитудном режиме	262
✓ 7-4-5. Позиционная система программного управления	266
7-5. Система программного управления с управляющей вычислительной машиной	271
✓ 7-5-1. Принципы работы и основные функции устройства ЧПУ с УВМ	—
✓ 7-5-2. Программная АСУ ЭП для многокоординатной установки	276
Глава восьмая. АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИМИ РЕГУЛИРОВАНИЕ НАТЯЖЕНИЯ ПЕРЕМАТЫВАЕМОГО МАТЕРИАЛА	278
8-1. Задачи управления электроприводами, осуществляющими регулирование натяжения	—
8-1-1. Прямые и косвенные методы измерения натяжения посредством измерения усилия, момента и мощности	—
8-1-2. Задача поддержания натяжения в процессе разгона и торможения	281
8-2. Типовые структуры автоматических систем управления электроприводом, обеспечивающие стабилизацию натяжения	283
8-2-1. Автоматическая система управления электроприводом с регулированием мощности	—
8-2-2. Автоматическая система регулирования натяжения с поддержанием тока якоря	285
8-2-3. Система двухзонного управления электроприводом наматывающего устройства	290

Глава девятая. АДАПТАЦИЯ В АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ . . . 293

9-1. Основные положения по организации адаптивных систем управления электроприводами	—
9-1-1. Задачи управления нестационарными системами электроприводов и механизмов	—
9-1-2. Определение частотных и временных характеристик	295
9-1-3. Адаптивные наблюдающие устройства идентификации	296
9-2. Беспойсковые адаптивные системы управления электроприводами	299
9-2-1. Эталонные модели в беспойсковых адаптивных системах управления	—
9-2-2. Адаптивные системы управления со стабилизацией частотных и временных характеристик	301
9-2-3. Адаптивные системы управления, построенные на сравнении высокочастотных и низкочастотных составляющих сигналов	303
9-2-4. Адаптивные системы управления с переключающейся структурой регуляторов	306
9-2-5. Адаптивные системы управления с наблюдающими устройствами идентификации	310
9-3. Поисковые адаптивные системы управления электроприводами	314
9-3-1. Особенности поисковых систем управления	—
9-3-2. Организация движений к экстремуму в поисковых адаптивных системах управления	315
9-3-3. Адаптивная система управления высокоточным электроприводом с минимизацией среднеквадратичной ошибки	320

Глава десятая. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ 325

10-1. Общие сведения о системах автоматизированного проектирования	—
10-2. Основные этапы и методы моделирования автоматических систем управления на АВМ	327
10-3. Эффективность использования структурной схемы в качестве исходного математического описания моделируемой системы	329
10-4. Преобразование исходной структурной схемы	330
10-4-1. Преобразования, связанные с устранением идеальных дифференцирующих звеньев	332
10-4-2. Детализация звеньев со сложными передаточными функциями	334
10-4-3. Преобразования, направленные на исключение нежелательных связей	335
10-5. Составление структурной схемы модели и определение ее параметров	—
10-5-1. Составление структурной схемы модели по детализированной структурной схеме системы	—
10-5-2. Определение параметров структурной схемы модели	341
10-6. Алгоритмы численных методов моделирования систем управления на ЦВМ	347
10-6-1. Метод Эйлера (метод ломаных)	349
10-6-2. Усовершенствованный метод Эйлера—Коши с итерациями	—
10-6-3. Метод Рунге—Кутты (четвертого порядка)	—
10-6-4. Метод А. В. Башарина	350
10-7. Математическое моделирование систем управления на ЦВМ	351
10-7-1. Алгоритм без итераций (первое приближение)	352
10-7-2. Алгоритм с итерациями (второе приближение)	355
10-7-3. Стандартная и рабочая части алгоритма	358

Глава одиннадцатая. СИНТЕЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ	362
11-1. Общие соображения о синтезе АСУ ЭП с применением ЭВМ	—
11-2. Синтез автоматических систем управления электроприводами на ЦВМ	364
11-2-1. Инверсные уравнения для основных составляющих обобщенного алгоритма синтеза	365
11-2-2. Обобщенный алгоритм синтеза нелинейных систем управления электроприводами	367
11-2-3. Организация процедуры вычислений	372
11-3. Примеры решения трех основных задач синтеза системы автоматического управления	375
11-3-1. Задача первая — функциональный синтез	376
11-3-2. Задача вторая — структурно-параметрический синтез	379
11-3-3. Задача третья — параметрический синтез	381
Список литературы	383
Предметный указатель	385

Артеми́й Васи́льевич Баша́рин
Владисла́в Алекса́ндрович Новиков
Гео́ргий Гео́ргиевич Соколовский

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Редактор В. А. Романов
Художественный редактор Д. Р. Стеванович
Технический редактор Н. А. Минеева
Корректор С. Ф. Здобнова
Переплет художника В. В. Белякова

ИБ № 1901

Сдано в набор 17.03.82. Подписано в печать 02.07.82. М-22154.
 Формат 60x90^{1/4}. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 24,5. Усл. кр.-отт. 24,5. Уч.-изд. л. 29,47. Тираж 40 000 экз. Заказ 351. Цена 1 р. 20 к.

Ленинградское отделение Энергоиздата. 191041, Ленинград, Марсово поле, 1.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 197136, Ленинград, Чкаловский пр., 15.