

ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРО- ПРИВОДЫ С ТРАНЗИСТОР- НЫМИ ПРЕОБРАЗО- ВАТЕЛЯМИ



Ленинград
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
Ленинградское отделение
1986



ББК 31.291

Ц 75

УДК 62—83:681.51:621.382.3

Рецензент Ю. А. Борцов

Герман-Галкин С. Г. и др.

Ц 75 Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин.— Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.— 248 с., ил.

В книге изложены основы теории, методы проектирования и расчета цифровых электроприводов постоянного и переменного тока с транзисторными преобразователями. Рассмотрены принципы построения, схемные реализации и характеристики цифровых электроприводов и их основных компонентов. Приведены современные инженерные методы анализа и синтеза цифровых электроприводов с линейными и нелинейными цифровыми корректирующими устройствами различного типа.

Книга предназначена для инженерно-технических и научных работников, занимающихся исследованием и проектированием автоматизированных цифровых электроприводов, может быть полезна студентам вузов и аспирантам соответствующих специальностей.

2302050000—122 178—86
051(01)—86

ББК 31.291

© Энергоатомиздат, 1986

ПРЕДИСЛОВИЕ

Автоматизированные электроприводы, и в особенности электроприводы с полупроводниковыми преобразователями, получают в последние годы все большее практическое применение во многих отраслях народного хозяйства и специальной техники: в машиностроении, металлургии, станкостроении, химической промышленности, робототехнике, самолетостроении, космической технике и др.

Технические средства, используемые при создании автоматизированных электроприводов с полупроводниковыми преобразователями, непрерывно совершенствуются, а технико-экономические требования, предъявляемые к таким электроприводам, все более повышаются. Одним из наиболее перспективных направлений в создании высококачественных и надежных автоматизированных электроприводов явилось в последние годы широкое применение в них микропроцессоров, микро-ЭВМ, элементов и устройств цифровой техники, о чем указано в территориально-отраслевой программе «Интенсификация-90», одобренной ЦК КПСС. Эта программа предусматривает значительное повышение эффективности производства за счет комплексной механизации и автоматизации, широкого применения новой техники и технологии.

Указанному перспективному направлению в развитии автоматизированного электропривода в значительной мере отвечают цифровые электроприводы с силовыми транзисторными преобразователями. Как известно, подобные электроприводы отличаются весьма существенными достоинствами, в частности высокими энергетическими показателями — КПД и коэффициентом мощности, малыми габаритами и массой, стабильностью характеристик и их слабой зависимостью от параметров силовых транзисторов, работающих в ключевом режиме, высоким быстродействием, возможностью оптимизации параметров электроприводов с помощью микропроцессоров и микро-ЭВМ. Силовые транзисторные преобразователи позволяют строить как нереверсивные, так и реверсивные электроприводы постоянного и переменного тока.

Особое значение цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями приобретают при использовании их в установках с автономными источниками постоянного тока (аккумуляторы, солнечные батареи, топливные элементы и др.) и в нестационарных объектах (электромобили, космические объекты, летательные аппараты, специальные робототехнические комплексы и др.), в которых особенно остро стоит и сложно решается проблема минимизации расхода энергоресурсов и снижения массогабаритных показателей.

В современной технике можно выделить различные пути построения цифровых электроприводов. В частности, реализацию специализированных вычислительных устройств и цифровых корректирующих устройств таких электроприводов возможно осуществить либо на микропроцессорах, либо на интегральных микросхемах средней и малой степени интеграции. Выбор той или иной конкретной структуры цифрового электропривода и соответственно схемной реализации специализированного вычислительного устройства определяется прежде всего сложностью алгоритмов работы и способами связи электропривода

с управляющей ЦВМ. По данным отечественных и зарубежных источников построение специализированных вычислительных устройств цифровых электроприводов с применением микропроцессоров в сравнении с реализациями на интегральных микросхемах средней и малой степени интеграции оказывается оправданным и целесообразным лишь в тех случаях, когда специализированные вычислительные устройства содержат 40—50 и более корпусов интегральных микросхем.

Главным образом из соображений ограниченного объема книги, а также имея в виду значительное число публикаций, излагающих вопросы проектирования специализированных вычислительных устройств на микропроцессорных наборах отечественного производства, авторы сочли возможным не рассматривать в книге вопросы реализации специализированных вычислительных устройств и цифровых корректирующих устройств с применением микропроцессоров, а рассмотреть реализацию этих устройств на интегральных микросхемах. При этом следует отметить, что целый ряд предложенных авторами методов построения цифровых электроприводов, алгоритмов их работы, методов анализа и синтеза динамики, построения цифровых корректирующих устройств и аппаратурной реализации успешно могут быть применены и при построении цифровых электроприводов с микропроцессорным управлением, теория и практика которых могут быть предметом специальной книги.

Следует отметить, что при исследованиях, проектировании и расчетах цифровых электроприводов с силовыми транзисторными преобразователями и отдельных компонентов приводов разработчикам приходится решать достаточно сложные научно-технические и инженерные задачи. Это прежде всего задачи проектирования и расчета силовых транзисторных преобразователей, предназначенных для управления электродвигателями постоянного и переменного тока, а также некоторые вопросы теории, исследований и инженерных расчетов динамики цифровых электроприводов с линейными и нелинейными цифровыми средствами коррекции. В настоящей книге рассматриваются недостаточно полно отраженные в существующей литературе вопросы теории и проектирования усилительно-преобразовательных устройств с прямым цифровым управлением, силовых транзисторных преобразователей, а также методы анализа и синтеза цифровых электроприводов постоянного и переменного тока с линейными и нелинейными цифровыми средствами коррекции. Приводимые в книге материалы доводятся до практических инженерных решений с учетом требований, предъявляемых к современным цифровым автоматизированным электроприводам. Излагаемые методы анализа и синтеза динамики цифровых электроприводов иллюстрируются примерами.

Авторы считают своим долгом выразить благодарность доктору техн. наук профессору Ю. А. Борцову за ценные замечания и пожелания, которые им сделаны при рецензировании рукописи.

Отзывы о книге, замечания и пожелания просят посыпать по адресу: 191065, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СТРУКТУРЫ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ТРАНЗИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

1-1. Общие замечания

Применение цифровых электроприводов (ЦЭП) во многих отраслях техники обусловлено рядом причин, в частности требованиями высокой статической точности и оптимизации режимов работы электрооборудования. Но главной причиной широкого применения ЦЭП следует считать совершающийся в настоящее время массовый переход от частичной автоматизации отдельных объектов к комплексной автоматизации производства в целом и к автоматизированным системам управления.

Очевидно, что увеличивающийся объем и непрерывно повышающаяся сложность задач комплексной автоматизации требуют для их решения современных технических средств, к которым прежде всего следует отнести цифровые управляющие вычислительные машины и ЦЭП. Из представленной на рис. 1-1 обобщенной схемы комплексной автоматизации сложного объекта ясна особая роль ЦЭП, технико-экономические и эксплуатационные показатели которых самым непосредственным образом влияют на качественные показатели комплекса в целом.

При комплексной автоматизации производства с применением управляющих ЦВМ цифровые электроприводы, являясь неотъемлемой частью комплекса в целом, предназначены выполнять функции систем сопряжения ЦВМ с объектом управления и с другими устройствами комплекса либо силовых исполнительных устройств (выводных устройств), непосредственно воздействующих на объект управления.

Системы сопряжения, представляющие собой цифровые следящие электроприводы либо цифровые электроприводы регулируемой скорости двигателя, служат для ввода в ЦВМ информации о состоянии объекта, для связи с системами контроля и устройствами представления информации оператору, а также могут использоваться в качестве промежуточных средств связи ЦВМ с исполнительными органами объекта управления. Цифровые следящие электроприводы систем сопряжения могут использоваться как преобразователи цифра — вал. Цифровые электроприводы регулируемой скорости двигателя в системах сопряжения могут использоваться как электромеханические интеграторы. Отличительными особенностями ЦЭП, применяемых в качестве систем сопряжения, являются высокое быстродействие и точность работы, большая надежность, малое потребление энергии. В качестве исполнительных двигателей в системах сопряжения предпочтительны

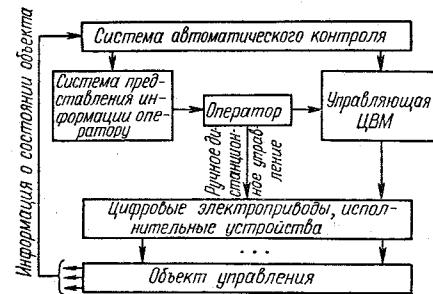


Рис. 1-1. Обобщенная схема комплексной автоматизации сложного объекта

дах постоянного или переменного тока, в которых командная входная информация представлена в форме того или иного кода.

На рис. 1-2 приведен фрагмент функциональной схемы двухуровневой иерархической системы управления группой цифровых электроприводов с мини-ЭВМ на верхнем уровне и микро-ЭВМ на нижнем уровне управления. Подобная структура может входить в систему комплексной автоматизации объекта (рис. 1-1). На рис. 1-2 обозначены: БЦС — блок цифровой связи системы нижнего уровня управ-

ляемые асинхронные двухфазные двигатели переменного тока либо двигатели постоянного тока малой мощности (доли ватта, единицы и десятки ватт), а в качестве усилительно-превращательных устройств — транзисторные устройства.

ЦЭП, используемые автономно либо в качестве силовых исполнительных элементов систем комплексной автоматизации, можно применять в любых промышленных электроприво-

дения с мини-ЭВМ; БУ — блок управления; УПУ — усилительно-превращательные устройства приводов; M_1, M_2, \dots, M_n — двигатели электроприводов; P_1, P_2, \dots, P_n — редукторы; IM_1, IM_2, \dots, IM_n — исполнительные механизмы; D_1, D_2, \dots, D_n — датчики обратной связи приводов; БП — блок преобразования; ПУ — пульт управления; О — оператор; r_1, r_2, \dots, r_n — командная информация; m_1, m_2, \dots, m_n — управляющие сигналы; y_1, y_2, \dots, y_n — сигналы обратных связей, снимаемые с датчиков D_1, D_2, \dots, D_n .

1-2. Классификация цифровых электроприводов

Прежде чем приступить к анализу различных вариантов функциональных схем ЦЭП, рассмотрим кратко их классификацию, которую можно выполнить с различных точек зрения, что обусловлено их сложной структурой, назначением, местом включения вычислительного устройства, областью применения, различной физической сущностью и т. д.

По виду представляемой и обрабатываемой информации дискретные электроприводы подразделяются на цифровые и импульсные, а по принципу управления — на разомкнутые, замкнутые и комбинированные. Разомкнутые электроприводы находят ограниченное применение вследствие их существенного недостатка — отсутствия на входе привода информации об исполнении заданных команд (применение в разомкнутых электроприводах шаговых двигателей, непосредственно преобразующих дискретную информацию в угол поворота или линейное перемещение, в некоторой мере может компенсировать этот недостаток). Наиболее широкое применение находят замкнутые электроприводы с главной обратной связью по скорости (электроприводы регулируемой скорости) и по положению (следящие электроприводы). К комбинированным электроприводам следует отнести электроприводы, использующие принципы инвариантности, самонастройки и адаптации.

С точки зрения математического описания ЦЭП можно подразделить на линейные приводы (с сосредоточенными и распределенными параметрами, стационарные и нестационарные) и нелинейные.

По способу связи с цифровой вычислительной машиной ЦЭП могут быть подразделены на два больших класса: автономные и неавтономные. В свою очередь, по принципу управления исполнительным электродвигателем автономные и неавтономные ЦЭП подразделяются на два типа: с пропорциональным и релейным управлением. По способу суммирования входных величин автономные ЦЭП можно подразделить на приводы последовательного и параллельного действия.

На рис. 1-3, а представлена функциональная схема автономного ЦЭП, а на рис. 1-3, б — функциональная схема неавтономного ЦЭП. В автономном ЦЭП (рис. 1-3, а) ЦВМ выдает заданную командную информацию r (угол поворота, перемещение, скорость) в двоичном коде. С датчика D (угол поворота, перемещение, скорость) снимается двоичный или иной код y , пропорциональный истинному значению регулируемой величины. В специализированном вычислительном устройстве BY осуществляется определение разности этих кодов (в общем

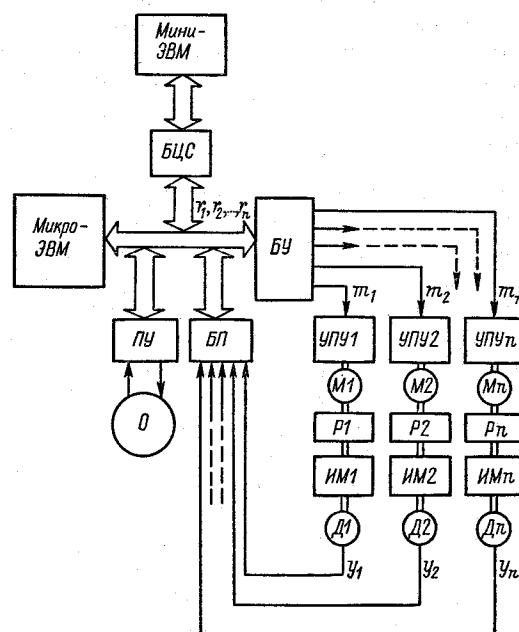


Рис. 1-2. Функциональная схема двухуровневой иерархической системы управления группой цифровых электроприводов

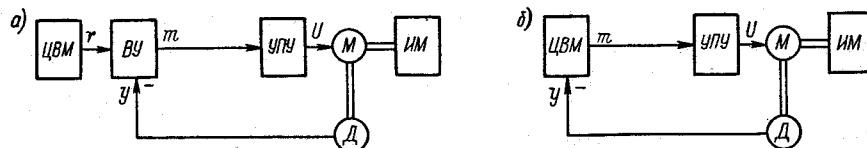


Рис. 1-3. Функциональные схемы автономного (а) и неавтономного (б) цифрового электропривода

случае и сигналов коррекции), и управляющий сигнал m поступает в усиленно-преобразовательное устройство $УПУ$, с выхода которого напряжение U подается на исполнительный двигатель M , который приводит в движение исполнительный механизм $ИМ$ и датчик D . При этом с выхода датчика снимается истинное значение регулируемой величины y (угла поворота, перемещения, скорости), представленное в соответствующем коде. Таким образом, под автономным ЦЭП понимается привод, в котором ЦВМ служит лишь источником входной информации, а функции цифровой коррекции осуществляют специализированное вычислительное устройство BY , работающее автономно по отношению к ЦВМ. Отметим, что так как в ЦЭП операция вычитания чисел обычно заменяется операцией сложения, то в простейшем случае в качестве специализированного вычислительного устройства может быть использован обычный сумматор.

В неавтономном ЦЭП (рис. 1-3, б) сравнение задающего r и отрабатываемого y кодов происходит непосредственно в самой ЦВМ, которая в этом случае выдает управляющий сигнал m на $УПУ$. Затем, как и в автономном ЦЭП, этот сигнал усиливается и подается на исполнительный двигатель M . Следовательно, под неавтономным ЦЭП понимается привод, на вход которого поступает управляющий сигнал (ошибка рассогласования), выработанный ЦВМ, выполняющей в данном случае функции задающего устройства и элемента сравнения, а также цифрового корректирующего устройства.

Несущественное на первый взгляд различие в функциональных схемах автономных и неавтономных ЦЭП на практике приводит к чрезвычайно важным последствиям в отношении их динамических возможностей. Это объясняется тем, что частота сравнения кодов в автономных ЦЭП может быть во много раз больше частоты выдачи вычислительной машиной управляющих сигналов и таким образом автономные ЦЭП могут обеспечить устойчивую работу с высокой точностью сравнения кодов во внутреннем контуре. В противоположность этому неавтономные ЦЭП в ряде случаев не способны обеспечить удовлетворительные динамические качества при низкой частоте поступающей из ЦВМ информации. Иными словами, динамика работы неавтономных ЦЭП непосредственно определяется частотой выдачи информации из ЦВМ, в то время как автономные ЦЭП в некотором смысле инвариантны к этой частоте. Кроме того, в неавтономных ЦЭП значительно сложнее контроль параметров в процессе их регулирования и настройки: практически неавтономный привод может быть проверен лишь в комплексе с ЦВМ. Необходимо также учитывать, что авто-

номные приводы требуют меньшего машинного времени ЦВМ, чем неавтономные, а это обстоятельство может оказаться весьма важным при разработке систем комплексной автоматизации, где возможности вычислительной машины существенно ограничены из-за сложности и большого объема возложенных на нее задач. Следует также указать, что в автономных ЦЭП BY выполняет функции элемента сравнения, логического устройства, реализующего заданный алгоритм управления преобразователем $УПУ$, и функции цифрового корректирующего устройства. Таким образом, выбор автономного или неавтономного ЦЭП должен осуществляться исходя из конкретных условий совместного проектирования ЦЭП и управляющей ЦВМ комплекса.

По виду импульсной модуляции дискретные приводы подразделяются на амплитудно-импульсные (АИМ), широтно-импульсные (ШИМ), время-импульсные (ВИМ), частотно-импульсные, фазо-импульсные и комбинированные. Амплитудно-импульсная модуляция представляет собой линейное преобразование непрерывных величин, приводы же с широтно- и время-импульсной модуляцией, а также ЦЭП по своей природе нелинейны.

Представляет интерес классификация автономных ЦЭП по способам и средствам коррекции. Так, в частности, средства коррекции ЦЭП могут быть дискретными и непрерывными, линейными и нелинейными (причем последние могут быть со статическими и динамическими нелинейностями), а также комбинированными. В ЦЭП находят применение структуры с параллельной и последовательной коррекцией.

Создание в последние годы практически безынерционных транзисторных и тиристорных преобразователей с малой мощностью управления и унифицированных операционных усилителей постоянного тока (регуляторов), применяемых в качестве активных корректирующих звеньев, обусловило разработку и широкое внедрение в практику автоматизированных электроприводов постоянного тока систем с последовательной коррекцией и подчиненными контурами регулирования (рис. 1-4). На рисунке обозначено: U_3 — задающий сигнал; $D_1(z)$, $D_2(z)$ — передаточные функции регуляторов; $W_{np}(z)$ — передаточная функция силового преобразователя; $W_{ob1}(z)$, $W_{ob2}(z)$ — передаточные функции объекта управления; ω — скорость вала двигателя. Как следует из представленной на рис. 1-4 структурной схемы, привод подразделяется на главный контур регулирования (чаще всего это скоростной контур или контур по углу либо перемещению) и подчиненный контур — регулирования напряжения преобразователя, тока якоря двигателя и других координат — с соответствующим регулято-

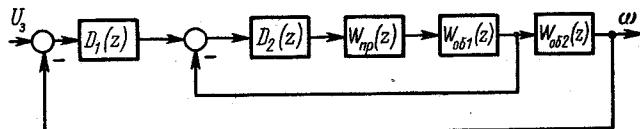


Рис. 1-4. Структура электропривода с последовательной коррекцией и подчиненным контуром регулирования

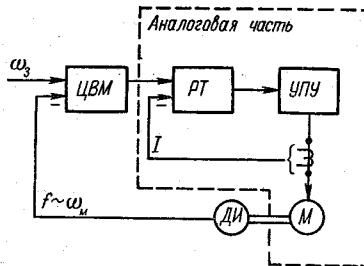


Рис. 1-5. Структура двухконтурного автономного цифро-аналогового электропривода регулируемой скорости

применение приводы двух видов с подчиненными контурами регулирования:

1. Цифро-аналоговые приводы (рис. 1-5 и 1-6). На структурных схемах приняты следующие обозначения: *РТ* — регулятор тока; *ДИ* — датчик частоты импульсов; *РС* — регулятор скорости; *BR* — тахогенератор; *ЗИ* — задатчик интенсивности; *Д* — датчик положения. При этом цифровым выполняется лишь внешний контур регулирования скорости двигателя (электроприводы регулируемой скорости) или положения механизма (следящие электроприводы), а внутренние контуры, в том числе и устройства управления полупроводниковыми силовыми преобразователями, строятся на основе аналоговых регуляторов и импульсно-фазовых устройств.

2. Электроприводы с прямым цифровым управлением всеми контурами регулирования и полупроводниковыми преобразователями, полностью исключающие аналоговые регуляторы и устройства. При прямом цифровом управлении, естественно, усложняются алгоритмы управления (особенно управления токовым контуром и силовым преобразователем) и предъявляются повышенные требования к быстродействию управляющей ЦВМ. Системы же с цифровым управлением только внешними контурами (внутренние контуры при этом выполняются аналоговыми) при их практической реализации оказываются более

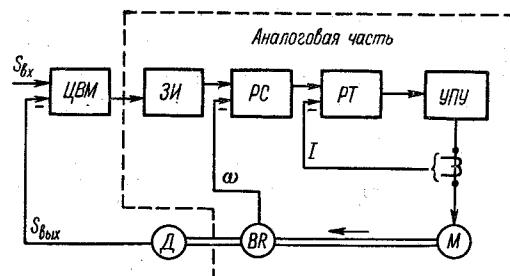


Рис. 1-6. Структура трехконтурного автономного цифро-аналогового следящего электропривода

простыми и не требуют повышенного быстродействия ЦВМ, а сама ЦВМ может управлять несколькими контурами или же несколькими объектами одновременно.

1-3. Примеры построения цифровых электроприводов

Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями в настоящее время находят самое широкое и разнообразное практическое применение в различных установках и устройствах, к которым, в частности, можно отнести металло режущие станки с числовым программным управлением, летательные и космические аппараты, манипуляторы и промышленные роботы, радио- и гидролокационные устройства, наземные и космические телескопы и др. И в дальнейшем по мере совершенствования полупроводниковых приборов область практического применения таких приводов будет непрерывно расширяться.

Рассмотрим в качестве примеров динамическую структуру системы следящих электроприводов двухзвенного манипулятора промышленного робота и двухкоординатный следящий электропривод вибратора гидролокатора.

Кинематическая схема двухзвенного манипулятора промышленного робота и соответствующая динамическая структура линеаризованной системы следящих электроприводов с двигателями постоянного тока (при якорном управлении) показаны на рис. 1-7. Поворот звеньев относительно шарниров *O* и *A* осуществляется с помощью встроенных в них приводов. При этом считается, что центр масс первого звена совпадает с шарниром *A*, а центр масс второго звена и груза в схвате — с шарниром *B*. Особенностью подобных следящих электроприводов являются высокие качественные показатели в статических и динамических режимах в условиях существенно изменяющихся при нормальной работе робота моментов нагрузки и приведенных моментов инерции следящих электроприводов за счет изменения конфигурации манипулятора и массы переносимого полезного груза в схвате манипулятора. Последнее обстоятельство в большинстве практических случаев приводит к необходимости построения следящих электроприводов с адаптивным управлением. Представленная на рис. 1-7, б структура линеаризованной системы может быть получена на основе уравнения Лагранжа второго рода [26, 27, 46] без учета упругих свойств звеньев и зазоров в механических передачах для малых отклонений углов поворота звеньев манипулятора при движении его в одной плоскости *x, y*. На рис. 1-7 приняты следующие обозначения: *m₁*, *m₂* — масса первого и второго звеньев манипулятора, сосредоточенные соответственно в точках *A* и *B*; *m₃* — масса груза в схвате; *l₁*, *l₂* — длина первого и второго звеньев; *φ₁*, *φ₂* — углы поворота первого и второго звеньев в плоскости *x, y*; ЦВМ — управляющая цифровая вычислительная машина, вырабатывающая по программе заданные в виде кода значения углов *φ₁_{зад}* и *φ₂_{зад}* поворота звеньев манипулятора; *ВУ1* и *ВУ2* — вычислительные устройства, выполняющие в общем случае функции адаптивного корректирующего устройства (регулятора); *D₁*, *D₂* — датчики углов поворота звеньев; *УПУ1*, *УПУ2* — силовые усилительно-преобразовательные устройства, обеспечивающие управление якорными цепями двигателей постоянного тока; *R_{я1}*, *R_{я2}* — сопротивления якорных цепей первого двигателя, приводящего в движение первое звено манипулятора с исполнительным валом, расположенным в шарнире *O* (рис. 1-7, а), и второго двигателя, приводящего в движение второе звено с исполнительным валом, расположенным в шарнире *A*; *i₁*, *i₂* — якорные токи двигателей; *i₁*, *i₂* — коэффициенты передачи редукторов от двигателей к исполнительным валам звеньев; *M₁*, *M₂* — врачающие моменты двигателей; *ΔM₁*, *ΔM₂* — моменты потерь на трение; *k*, *Φ₁*, *Φ₂* — машинная постоянная и потоки возбуждения двигателей; *ω_{д1}*, *ω_{д2}*,

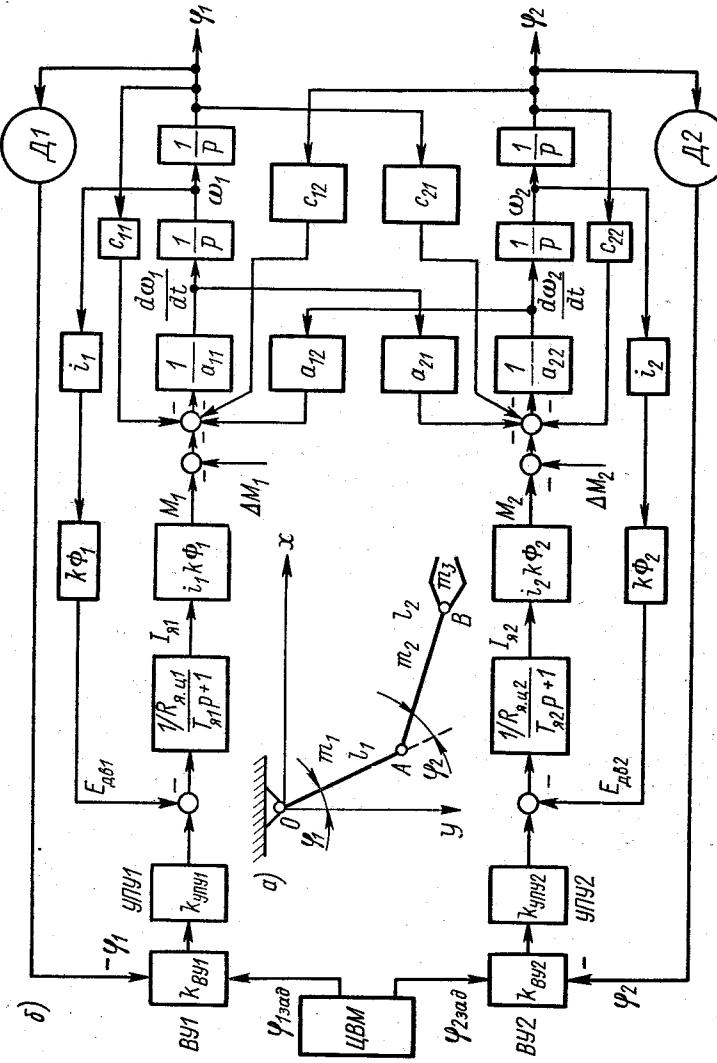


Рис. 1-7. Кинематическая схема двухзвенного манипулятора промышленного робота (а) и динамическая структура линеаризованной системы следящих приводов (б)

$E_{\text{дв}1}$, $E_{\text{дв}2}$ — угловые скорости и противо-ЭДС соответственно первого и второго двигателей; φ_1 , φ_2 , ω_1 , ω_2 , $d\omega_1/dt$, $d\omega_2/dt$ — углы поворота, угловые скорости и ускорения первого и второго звеньев манипулятора ($\omega_1 = d\varphi_1/dt$; $\omega_2 = d\varphi_2/dt$); $1/p$ — интеграторы. В случае приведения масс и нагрузок к исполнительным валам шарниров (а не к валам приводных двигателей, как это чаще практикуется) коэффициенты звеньев системы будут: $a_{11} = m_1 l_1^2 + m_4 (l_1 + l_2)^2 + J_{\text{дв}1} l_1^2$; $a_{12} = a_{21} = m_4 l_2 (l_1 + l_2)$; $a_{22} = m_4 l_2^2 + J_{\text{дв}2} l_2^2$; $c_{11} = (m_1 + m_4) g l_1 + m_4 g l_2$; $c_{12} = c_{21} = c_{22} = m_4 g l_2$, где $g = 9,81 \text{ м/с}^2$ — ускорение силы тяжести (вектор g совпадает по направлению с осью y на рис. 1-7, а); $m_4 = m_2 + m_3$. Массы здесь выражены в килограммах, моменты инерции приводных двигателей $J_{\text{дв}1}$, $J_{\text{дв}2}$ и коэффициенты a_{ij} — в $\text{кг}\cdot\text{м}^2$, а коэффициенты c_{ij} — в Н·м. Как следует из приведенной структуры, линеаризованная система следящих электроприводов даже в простейшем случае двухзвенного манипулятора с абсолютно жесткими звеньями представляет собой достаточно сложную многосвязную систему автоматического управления с переменными параметрами. Исследования динамических режимов работы такой системы по управляющему и возмущающим воздействиям целесообразно проводить (при малых отклонениях углов φ_1 и φ_2) методами математического моделирования на ЦВМ.

Функциональная схема двухкоординатной цифровой системы следящих электроприводов с управляемыми двигателями переменного тока представлена на рис. 1-8. Подобная структура может быть принята для приводов антенн радиолокационных станций, копировально-фрезерных станков, вибраторов гидролокаторов, приводов некоторых типов телескопов, пеленгаторов и других устройств. В частности, при использовании такой системы в качестве приводов вибраторов гидролокатора [58] управляющая ЦВМ должна обеспечить работу системы в режимах кругового или секторного обзора и автоматического слежения. При этом в любом заданном режиме работы ЦВМ выдает два сигнала в цифровом коде, соответствующих необходимым углам поворота вибратора гидролокатора VG по азимуту (код A) и по наклону (код H). Вибратор гидролокатора приводится в движение через редуктор P двумя исполнительными двигателями, один из которых (M_A) перемещает вибратор в азимутальной плоскости, а другой (M_H) — в плоскости наклона. Каждый из двигателей одновременно воздействует на соответствующий датчик: угол поворота по азимуту — датчик D_A и по наклону — датчик D_H . Сравнение кодов заданного и истинного значений обоих углов поворота VG , а также выработка управляющих импульсов и сигналов коррекции производится в вычислительных устройствах VU_A и VU_H . Сигналы с выходов VU_A и VU_H поступают на усиительно-преобразовательные устройства $УПУ_A$ и $УПУ_H$, управляющие исполнительными двигателями M_A и M_H . Каждый из следящих приводов по каналам A и H обычно выполняют по типу автономных цифровых электроприводов и нередко идентичными друг другу. Так, при использовании в качестве приводных двигателей управляемых асинхронных двухфазных двигателей функциональные структуры автономных цифровых электроприводов (ЦЭП) могут быть построены по схемам, представленным на рис. 1-9. Причем, очевидно, что при использовании в качестве датчиков D датчиков скорости реализуются автономные ЦЭП регулируемой скорости, а при использовании датчиков углов или перемещений реализуются автономные следящие ЦЭП. На рис. 1-9 приняты такие обозначения: $ГИ$ — генератор импульсов частоты f_i ; $ДЧ$ — делитель частоты, обеспе-

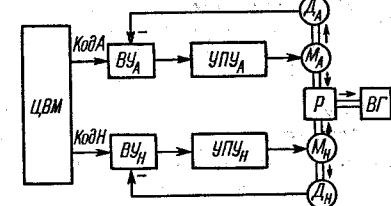


Рис. 1-8. Функциональная схема двухкоординатной цифровой системы следящих электроприводов с управляемыми двигателями переменного тока

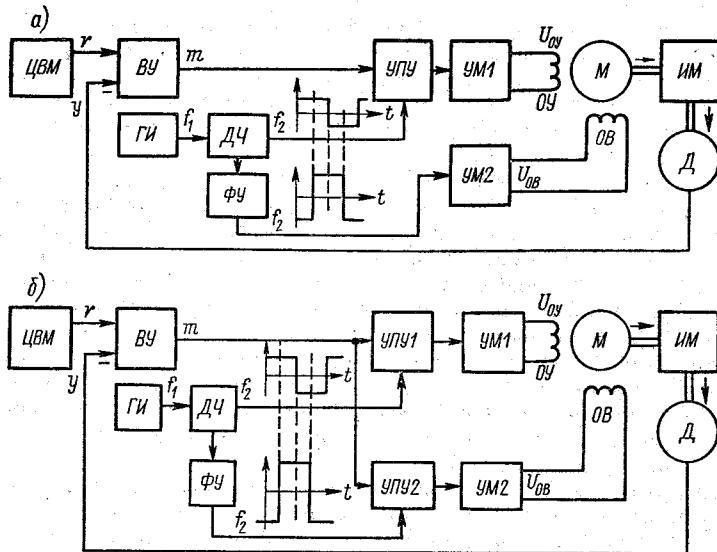


Рис. 1-9. Автономные цифровые электроприводы с несимметричным (а) и симметричным (б) управлением асинхронным двухфазным двигателем

чивающий на выходе частоту f_2 , равную номинальной частоте напряжения питания двигателя M ; $\Phi\text{У}$ — фазосдвигающее устройство, обеспечивающее сдвиг на 90° напряжения питания на $УПУ1$ и $УПУ2$ относительно друг друга и соответственно управляющих напряжений на выходах усилителей мощности $УМ1$ и $УМ2$, а в конечном итоге — сдвиг на 90° магнитных потоков обмотки управления OY и обмотки возбуждения OB двигателя; $ИМ$ — исполнительный механизм; $ВУ$ — вычислительное устройство, сравнивающее командные сигналы r , поступающие от ЦВМ, с сигналами y обратной связи и вырабатывающее управляющие и корректирующие сигналы t . Отличительными особенностями рассматриваемых схем приводов является исключение громоздкого и ненадежного фазосдвигающего конденсатора, устанавливаемого обычно в цепь обмотки возбуждения; исключение источника питания переменного тока частоты f_2 (требуется только источник питания постоянного тока); использование стабильных $УПУ$ и $УМ$, выполненных на транзисторах, работающих в ключевом режиме; постоянный фазовый сдвиг потоков обмоток OY и OB во всех режимах работы двигателя (номинальном, холостого хода, короткого замыкания) при использовании адаптивного подстраиваемого фазосдвигающего устройства $\Phi\text{У}$. При несимметричном управлении двигателем (рис. 1-9, а), как известно, $U_{OB} = U_{OYn} = \text{const}$ и $U_{OY} = vag$, а при симметричном (рис. 1-9, б) $U_{OB} = U_{OY} = vag$. К достоинству приводов с симметричным управлением асинхронным двухфазным двигателем следует отнести более высокие энергетические показатели (потери энергии, КПД, нагрев двигателей), которые особенно проявляются в следящих электроприводах, работающих в повторно-кратковременных режимах. Несимметричное управление двигателем характеризуется большим врачающим моментом двигателя в области $U_{OY} \leq U_{OYn}$ и более линейными электромеханическими характеристиками в сравнении с симметричным управлением [7, 9].

ГЛАВА ВТОРАЯ

ДАТЧИКИ И ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

2-1. Датчики цифровых электроприводов

Общие замечания. В подавляющем большинстве случаев практики производственные механизмы и установки являются аналоговыми объектами управления, а характеризующие их работу координаты (угол поворота валов механизмов, скорость их, линейное перемещение и др.) — непрерывными величинами. Управляющие же этими объектами системы, включающие в себя цифровые электроприводы, в последнее время все чаще выполняются в виде дискретных цифровых устройств. Отмеченные обстоятельства обуславливают неизбежность применения в таких управляющих системах датчиков, преобразующих угловые и линейные перемещения, а также скорости вращения в код того или иного типа. Следует отметить, что подобные датчики в существенной мере определяют технико-экономические показатели системы в целом, в связи с чем они должны удовлетворять некоторым основным требованиям: высокой точности и большого диапазона преобразования, достаточного быстродействия, отсутствия обратного воздействия датчика на преобразуемую величину, минимального уровня собственных помех, однозначности фиксации нулевого положения, обеспечения реверса, простоты настройки и регулировки, высоких эксплуатационных качеств и надежности работы, экономичности, небольших массы и габаритов.

Датчики углов и линейных перемещений. Обычно датчики углов и линейных перемещений (ДУП) представляют собой сочетание измерительного преобразователя с электронным блоком. Измерительный преобразователь вырабатывает некоторую совокупность электрических сигналов, функционально связанных с углом поворота его ротора, причем эта совокупность сигналов может быть представлена как в дискретной (импульсы), так и в аналоговой (амплитуда, фаза) форме. Электронный блок — это устройство, осуществляющее обработку совокупности электрических сигналов измерительного преобразователя и представляющее эти сигналы в цифровой (кодовой) форме.

Одной из важнейших характеристик дискретных ДУП, как известно, является точность преобразования (цена младшего разряда)

$$q = A/2^n, \quad (2-1)$$

где A — диапазон измерения непрерывной величины; n — число двоичных разрядов ДУП.

Обычно принимают $q = \varepsilon/2$, где ε — заданная статическая погрешность следящего привода. Тогда при заданных ε и A легко определяется требуемое число разрядов датчика, как $n = \log_2(2A/\varepsilon)$ (например, для преобразования угла поворота вала в диапазоне $A = 360^\circ$ с погрешностью $\varepsilon \leq 10'$ число разрядов ДУП должно быть $n \geq 13$).

ДУП можно разделить на два типа: накапливающие и считающие. Оба типа выполнимы как с дискретными, так и с аналоговыми преобразователями. В накапливающих ДУП измеряемый угол или перемещение делится на одинаковые участки (импульсная маска) и определяется как число этих участков. Крупными недостатками таких ДУП являются систематические погрешности, возникающие при сбоях, и необходимость проводить измерения от нулевой точки каждый раз, когда отключается устройство, запоминающее измеряемую величину. В ДУП считывания измеряемый угол или перемещение делится на неодинаковые участки (кодовая маска) и определяется комбинацией этих участков. Недостатком ДУП считывания является имеющая в некоторых случаях место неопределенность фиксации измеряемого угла или перемещения. Необходимо отметить, что указанный недостаток сравнительно просто устраняется применением специальных кодовых масок либо комбинаций считающих элементов.

Как накапливающие, так и считающие ДУП могут выполняться в двух модификациях: с прямым использованием сигналов измерительного преобразователя и с использованием предварительно преобразованных (например, во временной интервал) сигналов. Последняя система иногда называется системой циклического преобразования. Системы циклического преобразования находят все большее распространение вследствие таких преимуществ, как высокая точность и помехоустойчивость.

Для повышения точности применяются многоотсчетные ДУП с редукторами и с электрической редукцией [19, 57, 58, 60].

Преобразователи содержат 2 устройства: двухполюсное грубого отсчета (УГО), и многополюсное точного отсчета (УТО), роторы которых соединены друг с другом. Сигнал с УТО многократно повторяет цикл изменения за один оборот, и это вносит неоднозначность в отсчет угла. Для ликвидации этой неоднозначности используют информацию с УГО. В электронных блоках ДУП содержится устройство сопряжения сигналов УГО и УТО, которое необходимо в связи с тем, что изменение кода грубого отсчета происходит с погрешностью, большей ошибки кода точного отсчета. В ДУП применяются преобразователи различных типов. Теоретические и экспериментальные исследования ДУП и накопленный практический опыт их использования позволяют сделать вывод, что наиболее перспективными являются двухотсчетные циклические датчики с фазовыми индукционными преобразователями, а также с амплитудными (синус-косинусными и линейными) индукционными преобразователями.

Синус-косинусный преобразователь угла, часто называемый синус-косинусным врачающимся трансформатором (СКВТ), представляет собой электрическую микромашину переменного тока (контактную или бесконтактную) с двухфазными обмотками на статоре и роторе. Обмотки СКВТ конструируются таким образом, что взаимная индуктивность соответствующих фаз ротора и статора меняется в зависимости от угла поворота ротора с высокой точностью по законам синуса и косинуса. Обычно СКВТ работают в режиме поворота, что позволяет не учитывать ЭДС вращения. Амплитудные преобразователи типа

СКВТ могут использоваться для построения датчиков по схеме угол — амплитуда — код. На рис. 2-1 представлена функциональная схема такого датчика [29]. Напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла θ поворота СКВТ, $ku \sin \theta$ и $ku \cos \theta$ подаются на линейные (или функциональные) индукционные делители напряжения 1 и 3, управляемые цифровым кодом. Одновременно с реверсивного счетчика импульсов 8 на эти же делители поступают коды углов φ и $\pi/2 - \varphi$. Каждый из делителей представляет собой соединенные последовательно два трансформатора с отводами, причем число витков, от которых сделаны отводы с первого трансформатора делителя 1, пропорционально синусу, а делителя 3 — косинусу измеряемого угла. Второй трансформатор имеет несколько обмоток, числа витков которых равны соответственно 1, 2, 4, 8, 16 и т. д. Обмотки обоих трансформаторов могут соединяться между собой в различных комбинациях. Коммутация обмоток производится ключевыми элементами, управляемыми цифровым кодом, снимаемым со счетчика 8. В результате выполнения операций коммутации на выходах делителей получаются напряжения, равные $ku \sin \theta \cos \varphi$ и $ku \cos \theta \sin \varphi$. Сигналы с обоих делителей поступают на схему сравнения и усиления 2, на выходе которой получается напряжение $ku \sin(\theta - \varphi)$. Это напряжение через фазовый дискриминатор 4 управляет генератором 5, который вырабатывает импульсы, поступающие через логические схемы 6 и 7 на реверсивный счетчик 8. Очевидно, что равновесное состояние этой схемы будет достигнуто в момент, когда измеряемый угол θ поворота ротора СКВТ будет равен углу $\theta - \varphi$, зафиксированному в счетчике импульсов 8. Описанная схема преобразует угол только в пределах $\pi/2$. Для работы во всем диапазоне изменения угла в схему можно ввести дополнительные логические элементы, производящие селекцию квадрантов. Индукционные делители могут быть выполнены достаточно точными, и с их помощью возможно преобразование угла в 12—13-разрядный двоичный код. Однако недостатком схем с делителями является зависимость входных сопротивлений делителей от напряжений, определяе-

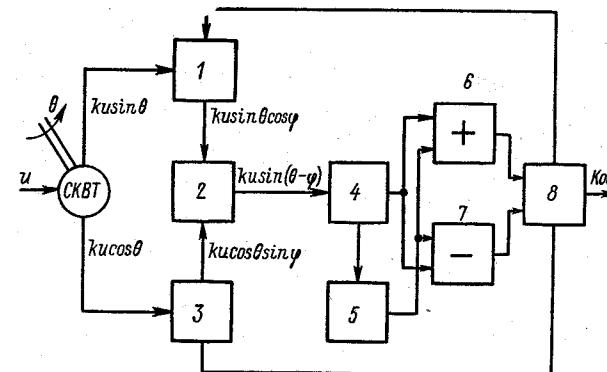
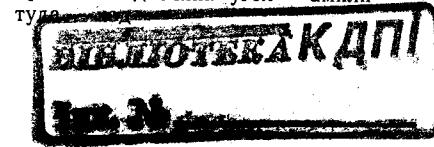


Рис. 2-1. Функциональная схема датчика угла — амплитуда — код



мая нелинейностью магнитной проницаемости сердечников и потерями на вихревые токи.

Другим примером высокоточного датчика угла с серийным синусоидальным поворотным трансформатором может служить устройство, описанное в [56]. Такой 16-разрядный цифровой датчик угла обеспечивает максимальную погрешность преобразования $\pm 1'$ и нестабильность нулевого положения электронного блока 2–3' в диапазоне температур от -10 до $+50^{\circ}\text{C}$. Электронный блок датчика имеет микроминиатюрное исполнение.

Фазовые преобразователи ($\Phi\text{П}$) являются электрическими микромашинами переменного тока (контактными или бесконтактными) с равномерным зазором и двухфазными обмотками. Так же как в СКВТ, обмотки выполняются со взаимной индуктивностью, изменяющейся по тригонометрическим законам в зависимости от угла поворота ротора с высокой точностью [57, 58]. Фазовые преобразователи совместно с электронными блоками осуществляют преобразование по схеме угол — фаза — время. Известно, что фазовые преобразователи индукционного типа могут работать в режимах пульсирующего и вращающегося полей, причем в любом случае от них требуется достаточно высокая линейность преобразования угол — фаза с постоянной амплитудой выходного напряжения. Таким образом, фазовый преобразователь, работающий в устройствах преобразования угла поворота в код, является электрической машиной, преобразующей информацию, поступающую на нее в форме поворота, в электрический сигнал — фазу выходного напряжения. Наибольшее значение для цифровых электроприводов имеют $\Phi\text{П}$ с вращающимся полем.

Фазовые преобразователи могут быть использованы для преобразования по схемам угол — фаза — импульс и угол — фаза — код. Работа таких преобразователей основана на представлении угла поворота ротора фазового преобразователя в виде разности фаз напряжений на обмотках его статора и ротора, т. е. в форме некоторого временного интервала, пропорционального углу поворота ротора. Временной интервал может измеряться с помощью специально генерируемых маркерных импульсов.

На рис. 2-2, а показана функциональная схема датчика угол — фаза — импульс, осуществляющего преобразование угла поворота (или перемещения) в унитарный код. Схема содержит фазовый преобразователь $\Phi\text{П}$, фазовые формирователи импульсов 1 и 2, триггер 3, счетчик импульсов 4, вентиль 5 и генератор импульсов 6. На рис. 2-2, б представлена временная диаграмма работы датчика: «неподвижная» (со статора) и «подвижная» (с ротора) синусоиды подаются на фазовые формирователи 1 и 2, с выходов которых снимаются импульсы в момент перехода синусоид от отрицательных значений к положительным. Таким образом, с фазовых формирователей 1 и 2 снимаются импульсы, расстояние между которыми во времени пропорционально углу поворота $\Delta\theta$ ротора $\Phi\text{П}$. Импульсы с формирователей поступают на триггер 3, который, управляя вентилем 5, пропускает в счетчик импульсов 4 от генератора 6 такое число импульсов, которое определяется времененным расстоянием между импульсами на выходах фазо-

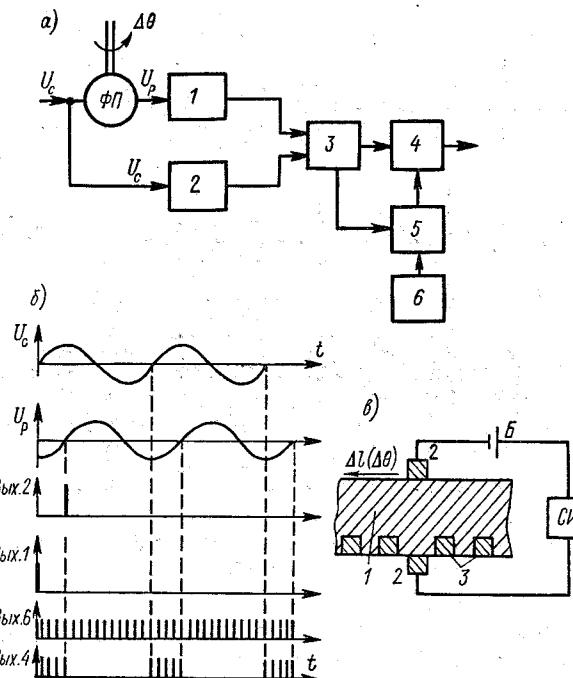


Рис. 2-2. Датчик угол — фаза — импульс: а — функциональная схема; б — временная диаграмма работы; в — электромеханическая модель

вых формирователей 1 и 2, т. е. пропорционально измеряемому углу $\Delta\theta$ поворота $\Phi\text{П}$. Если обозначить частоту генератора импульсов 6 через f_6 , а частоту напряжения статора U_c через f_c , то очевидно, что число импульсов, накопленных в счетчике 4, будет

$$n = f_6 \Delta\theta / (p f_c), \quad (2-2)$$

где p — число пар полюсов $\Phi\text{П}$.

На рис. 2-2, в показана электромеханическая модель устройства. Здесь металлическая рейка 1 с изоляционными вставками 3 может перемещаться, скользя по неподвижным щеткам 2. При этом цепь тока в контуре щеток, возникающего под действием напряжения батареи B , будет периодически прерываться и в счетчике импульсов $СИ$ будет накапливаться число импульсов, пропорциональное перемещению рейки Δl , т. е. $n = \Delta l / N$ (N — число изоляционных вставок). Таким образом, рассмотренный датчик преобразует угол поворота или линейное перемещение в унитарный число-импульсный код.

Используя выходной сигнал $\Phi\text{П}$ в виде разности фаз, можно построить датчик по схеме угол — фаза — код. На рис. 2-3 приведена функциональная схема двухсчетчного датчика угол — фаза — код на 12 двоичных разрядов. Кварцевый генератор 1 вырабатывает синусои-

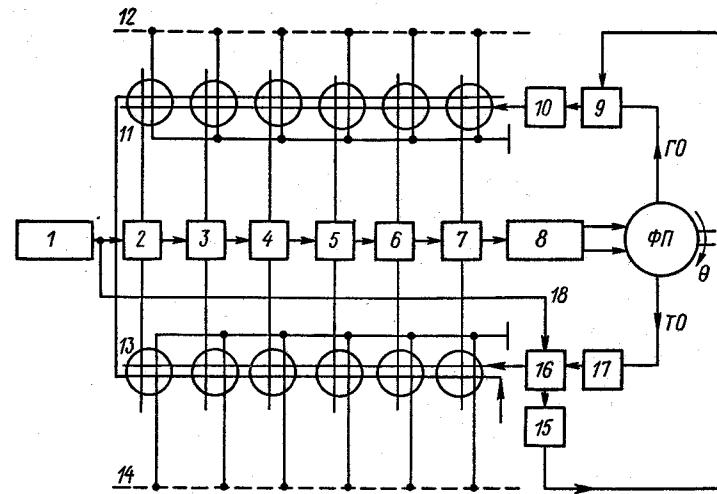


Рис. 2-3. Функциональная схема двухотсчетного датчика угол — фаза — код

дальное напряжение, преобразуемое в положительные импульсы, которые поступают на цепочку триггеров 2—7. Каждый триггер этой цепочки делит частоту на два. На выходе триггера 7 частота будет уменьшена в 2^6 раз. Выходное напряжение с триггера 7 поступает на формирователь синусоид 8, который преобразует импульсы в две равные по амплитуде синусоиды, сдвинутые по фазе на 90° относительно друг друга. Обе синусоиды подаются на статорные обмотки фазового преобразователя $\Phi\text{П}$, в котором образуются двухполюсное и многополюсное вращающиеся магнитные поля. На выходе $\Phi\text{П}$ имеются два канала: грубого отсчета (ГО) и точного отсчета (ТО), по которым в схему поступают синусоидальные, равные по амплитуде напряжения с фазами, линейно связанными с углом поворота θ ротора $\Phi\text{П}$. Напряжения каналов ТО и ГО поступают на формирователи 9 и 17 положительных фазовых импульсов, которые далее поступают на входы блокинг-генераторов 10 и 16. Выходные напряжения блокинг-генераторов питают поперечные шины ферритовых матриц грубого 11 и точного 13 каналов; продольные шины матриц питаются с выходов триггеров 2—7. Перемагничивание кольца матрицы происходит только тогда, когда импульс блокинг-генератора приходит в момент, соответствующий состоянию триггера 1. Если состояние триггера соответствует 0, то импульса блокинг-генератора недостаточно для перемагничивания ферритового кольца. При установке вала ротора $\Phi\text{П}$ в нулевое положение статор $\Phi\text{П}$ поворачивается так, чтобы фазовый импульс приходил в момент, когда триггеры находятся в состоянии 0. Код соответствует состоянию ферритовых колец матриц (намагнчен — не намагнчен) и подается на выходные шины 12 и 14 в момент, когда на вход подается импульс опроса. Чтобы предотвратить запись в матрицу ложного кода, импульс, подаваемый в поперечные шины,

несколько задерживается. Это обеспечивается синхронизацией блокинг-генераторов по цепи 18 импульсами кварцевого генератора.

$\Phi\text{П}$ обычно имеют относительно большую нелинейность зависимости угол — фаза. Из-за этого и вследствие некоторой нестабильности схемы возможна ошибка на величину младшего разряда грубого отсчета. Поэтому для сопряжения грубого и точного отсчета импульс грубого отсчета сдвигается во времени на опережение или запаздывание в зависимости от кода старшего разряда точного отсчета. Сдвигающее напряжение формируется в блоке 15 и подается для изменения напряжения отсечки в формирователь 9. Если в момент прихода импульса с канала точного отсчета старший разряд равен 0, то в блоке 15 формируется напряжение, сдвигающее нуль синусоиды в сторону опережения. Если же старший разряд равен 1, то нуль синусоиды смещается в сторону запаздывания.

На практике для построения цифровых следящих электроприводов используются также датчики углов и перемещений других типов и конструкций, серийно выпускаемые промышленностью [3, 19, 43, 52], которые можно условно подразделить на две группы, а именно импульсные датчики угловых (линейных) перемещений и цифровые датчики. К первой группе относятся фотоэлектрические (оптронные) и индукционные импульсные датчики, обеспечивающие при вращении входного вала выдачу на каждый оборот по двум выходным каналам от 150 до 1500 сигналов в виде двух серий импульсов, электрически сдвинутых относительно друг друга на 90° , с целью определения направления перемещения. К достоинствам этой группы датчиков следует прежде всего отнести отсутствие контактов, высокую надежность работы и малый (10^{-2} — 10^{-4} Н·м) момент на валу, а также малую (2—3 Вт) потребляемую мощность и высокую (до 3000 об/мин) скорость вращения входного вала. Недостатком датчиков такого типа являются сравнительно большие объем (5000 — 6000 см 3) и масса (1,5—6,0 кг). Ко второй группе относятся датчики, осуществляющие преобразование углового или линейного перемещения в код того или иного типа и основанные на принципе последовательного счета либо на принципе считывания кода. Предпочтение обычно отдается датчикам, работающим по принципу считывания кода, ввиду существенных достоинств их, а именно однозначности фиксации положения и высокой помехозащищенности. Основными узлами таких датчиков являются кодовые шкалы, диски или барабаны с нанесенными на них в виде маски разрядами двоичного, двоично-десятичного или иного кода, а также чувствительные элементы (трансформаторные, фотоэлектронные, контактные и др.), вырабатывающие сигналы в соответствии с рисунком кодовой маски. Примерами реализации датчиков подобного типа могут служить, в частности: одноотсчетный (однооборотный) двенадцатиразрядный оптоэлектронный датчик ПКП-1213, обеспечивающий на выходе параллельный потенциальный циклический двоичный код (код Грэя), допускающий максимальную скорость входного вала 50 об/мин и имеющий массу 1,5 кг; двухотсчетный (16 оборотов входного вала на полную числовую емкость 4095 единиц) двенадцатиразрядный индукционно-трансформаторный датчик ПКП-1222, обеспечивающий на выходе

параллельный код Грея, допускающий максимальную скорость входного вала 1000 об/мин и имеющий массу 7,5 кг; трехотсчетный (соседние четырехразрядные ступени соединены между собой редуктором с коэффициентом передачи 16) двенадцатиразрядный, работающий по принципу срыва генерации электрических колебаний датчик Д-41, обеспечивающий на выходе параллельный потенциальный двоичный фау-код, допускающий максимальную скорость входного вала 1000 об/мин и имеющий массу 20 кг; одно-, двух- и трехотсчетные (соответственно 7-, 13- и 19-разрядные), работающие по принципу прерывания напряжения на щетках, миниатюрные контактные датчики перемещений КПВК-7, КПВК-11, КПВК-13 и КПВК-19, обеспечивающие на выходе параллельный код Грея и фау-код, допускающие максимальную скорость входного вала 200 об/мин и имеющие массу 150—200 г; одноотсчетный восьмиразрядный бесконтактный магнитный датчик МПВК-8, обеспечивающий на выходе параллельный код Грея, допускающий максимальную скорость вращения входного вала 1000 об/мин и имеющий массу 0,5 кг. Датчики углов или перемещений, основанные на других принципах, описаны в [19].

Датчики скорости вращения. В настоящее время в цифровых электроприводах регулируемой скорости находят практическое применение датчики четырех основных типов:

1. Импульсные датчики, на выходе которых частота импульсов пропорциональна измеряемой скорости вращения. В основе построения подобных датчиков лежат различные принципы генерации импульсов, например фотоэлектрический, индукционный и др. В настоящее время имеются датчики, обеспечивающие на выходе до нескольких тысяч импульсов за один оборот [1]. Точность преобразования скорости при применении подобных частотно-импульсных тахометров зависит от точности задания времени измерения, а также от погрешности счетчика импульсов и составляет обычно 0,01—0,001 %. При необходимости получаемая на выходе частота импульсов, пропорциональная измеряемой скорости вращения, с помощью преобразователя типа частота — код может быть преобразована в тот или иной код (двоичный, десятичный и т. п.).

2. Датчики, в которых с помощью кварцевого генераторарабатываются эталонные импульсы стабильной частоты, а специальная электронная схема определяет число этих импульсов за один оборот вала (т. е. в промежуток времени между двумя опорными импульсами, поступающими от тахогенератора). Точность преобразования скорости, как и в предыдущем случае, зависит от стабильности частоты генератора и от точности счетчика импульсов.

3. Датчики, в которых скорость вращения измеряется с помощью обычных аналоговых тахогенераторов с последующим преобразованием выходного напряжения тахогенератора, пропорционального измеряемой скорости, в тот или иной цифровой код.

4. Датчики со специальными фазовращателями (а также сельсинаами или врачающимися трансформаторами, работающими в режиме фазовращателя) с последующим преобразованием информации, содержащейся в фазе напряжения, в сигнал, пропорциональный измеряемой скорости, и дальнейшим его преобразованием в тот или иной код.

В настоящее время для преобразования информации по схеме скорость вращения — электрический сигнал наибольшее распространение получили тахогенераторы постоянного и переменного тока и импульсные тахогенераторы. Импульсные электромагнитные тахогенераторы (ИТГ) представляют собой устройства, в которых осуществляется модуляция магнитной проводимости пути потока возбуждения. За счет этой модуляции на выходе ИТГ получается определенное число импульсов за один оборот. Ротор ИТГ обычно выполняется зубчатым без обмоток, а статор — с несколькими зубцами, на которых расположены возбуждающая и выходная обмотки. Возможно аналогичное построение ИТГ других типов, например фотоэлектрического. С помощью ИТГ и специального преобразователя частота — код можно преобразовать скорость вращения вала в код.

На рис. 2-4 показана функциональная схема датчика скорость — частота импульсов — код. Импульсы с импульсного тахогенератора 1 через ключ 2 поступают на вход счетчика импульсов 3. Выходы разрядов счетчика 3 через ключи блока 4 соединены с блоком памяти 8 и блоком индикации 9. Таймером в схеме является кварцевый генератор 7, с выхода которого сигналы стабильной частоты поступают на делитель частоты 6 и на блок управления 5. Сигналы с выхода блока 5 поступают на сброс памяти, на перенос и на сброс счетчика. Кроме того, в блоке 5 вырабатывается запрещающий импульс, запирающий через ключ 2 вход счетчика импульсов 3 на время операций переноса и сброса счетчика, которое должно быть много меньшим, чем время между двумя импульсами, получаемыми с импульсного тахогенератора.

В качестве примера построения датчика скорость — код с фазовым преобразователем рассмотрим схему преобразования угловой скорости ω в частоту импульсов с использованием фазовращателя в качестве ФП [4]. На рис. 2-5 представлена функциональная схема устройства. Здесь 1 — генератор высокочастотного синусоидального напряжения; 2 — делитель частоты; 3 — фазорасщепитель; 4 — фазовращатель; 5 — умножитель частоты и 6 — схема сравнения. Устройство 4, по существу, представляет собой генератор переменной частоты, в качестве которого может быть использован фазовращатель, как

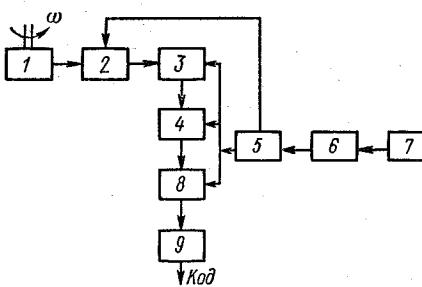


Рис. 2-4. Функциональная схема датчика
скорость — частота импульсов — код

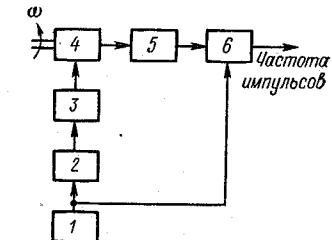


Рис. 2-5. Функциональная
схема датчика скорости —
код

в рассматриваемой схеме, или сельсины, вращающийся трансформатор либо специальный генератор. Система работает следующим образом. Частота синусоидального напряжения, снимаемая с генератора 1, уменьшается на делителе частоты 2 до значения, необходимого фазовращателю. Напряжение пониженной частоты поступает на фазорасщепитель 3, на выходе которого получаются два напряжения, синусоидально изменяющиеся во времени и сдвинутые относительно друг друга по фазе на 90° . Эти напряжения поступают на фазовращатель 4 и создают в нем вращающееся магнитное поле. Напряжение с фазовращателя поступает на умножитель частоты 5, который повышает частоту до частоты генератора 1. Напряжение с фазовращателя непрерывно изменяет свою fazu по отношению к напряжению генератора 1. Диапазон изменения фазового сдвига разбивается на поддиапазоны, отличающиеся друг от друга на постоянную величину, соответствующую периоду синусоидального напряжения. Высокочастотное синусоидальное напряжение с выхода генератора 1 и синусоидальное напряжение с умножителя 5 подаются на вход блока 6, в котором происходит сравнение фазового сдвига напряжения от умножителя с каждым из фиксированных поддиапазонов и в моменты их совпадения формируются импульсы с частотой, пропорциональной производной угла поворота вала фазовращателя по времени (т. е. скорости вала).

Функциональная схема еще одного датчика с ФП типа скорость — код представлена на рис. 2-6 [3]. Напряжения со входа и выхода фазовращателя 1, работающего в режиме генератора переменной частоты, поступают на схемы 2, 5, 12 и 16, которые формируют импульсы при прохождении напряжений через нули, причем разрешающий импульс формируется в момент, когда производная напряжения больше нуля, а запрещающий — в момент, когда производная напряжения отрицательна. Разрешающие импульсы поступают на вентили 6 и 13 и далее на триггеры 3 и 11. Сигналы с триггеров 3 и 11 открывают вентили 4 и 10, через которые от генератора 7 импульсы высокой частоты поступают в схему сравнения 8. При прохождении запрещающих импульсов через триггеры 3 и 11 вентили 4 и 10 закрываются и тем самым прекращается поступление высокочастотных импульсов в схему сравнения 8. Числа импульсов на ее входах соответствуют полупериодам входного и выходного напряжений фазовращателя, а разность этих чисел импульсов, снимаемая в виде кода с выхода схемы сравнения, равна разности ча-

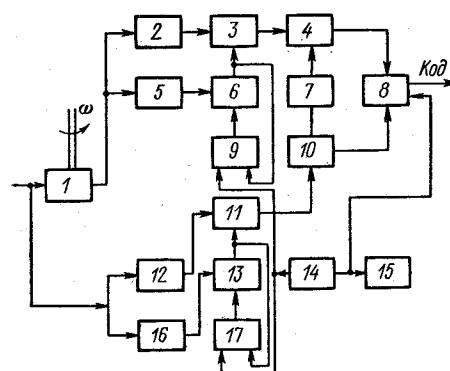


Рис. 2-6. Функциональная схема датчика скорости — код

стот указанных напряжений, т. е. измеряемой скорости вала фазовращателя. Направление вращения определяется знаком разности импульсов. Устройство выдачи циклов 15, линия задержки 14 и триггеры 9, 17 служат для организации циклическости опроса.

2-2. Исполнительные двигатели цифровых электроприводов

Общие замечания. В цифровых электроприводах исполнительным устройством (объектом управления) является исполнительный двигатель того или иного типа, в качестве которого наиболее широкое применение нашли двигатели постоянного тока независимого возбуждения, управляемые асинхронные двухфазные двигатели с полым и короткозамкнутым ротором и асинхронные трехфазные двигатели с короткозамкнутым ротором. В специальных случаях находят применение дискретные исполнительные устройства — шаговые двигатели.

Независимо от типа и конструкции все применяемые в цифровых электроприводах исполнительные двигатели должны обладать общими свойствами: достаточной линейностью рабочих участков механических и регулировочных характеристик, высоким быстродействием, возможно большим диапазоном регулирования скорости вращения, высокими энергетическими и массогабаритными показателями, минимальным напряжением трогания, отсутствием самохода, устойчивостью работы, высокой надежностью и хорошими эксплуатационными характеристиками. При этом следует отметить, что в тех случаях, когда основным требованием, предъявляемым к проектируемому цифровому электроприводу, является требование повышенного быстродействия, предпочтение безусловно следует отдавать высокомоментным низкоскоростным двигателям. Эти двигатели, как правило, несколько уступают высокоскоростным двигателям по массогабаритным показателям, однако обладают существенно меньшей электромеханической постоянной времени, а следовательно, и более высоким быстродействием. К тому же, применение высокомоментных двигателей приводит обычно к значительному упрощению кинематики механизма, связанного с двигателем, что неизбежно повышает технико-экономические показатели промышленного агрегата или установки в целом (промышленного робота, станка и т. п.).

Двигатели постоянного тока. Как известно, скорость двигателя постоянного тока определяется соотношением

$$\omega = \frac{U}{\alpha \Phi} - \frac{M_{\text{эм}} R_{\text{я,ц}}}{(\alpha \Phi)^2}, \quad (2-3)$$

где α — машинная постоянная.

Из последнего выражения видно, что при неизменном электромагнитном моменте $M_{\text{эм}}$ скорость двигателя можно изменять, регулируя либо напряжение U , подаваемое на якорь, либо сопротивление якорной цепи $R_{\text{я,ц}}$, либо магнитный поток Φ . Наибольшее распространение

на практике получило регулирование скорости двигателя посредством изменения напряжения, подаваемого на якорь. Такой способ регулирования носит название якорного. Иногда используется регулирование скорости двигателя за счет изменения потока возбуждения. Такое регулирование (управление) носит название полюсного. Механические характеристики двигателя постоянного тока при обоих способах управления показаны на рис. 2-7, где $\alpha' = U_y/U_b$ [57]. В двигателях постоянного тока в той или иной степени имеют место насыщение магнитной цепи, размагничивающее и искажающее влияние реакции якоря, обуславливающее нелинейность механических и регулировочных характеристик. Однако практически механические и регулировочные характеристики двигателей с якорным управлением в определенных и достаточно широких пределах можно считать линейными.

Сравнение свойств двигателей постоянного тока с якорным и полюсным управлением показывает, что якорное управление позволяет обеспечить следующие преимущества: 1) высокую линейность механических и регулировочных характеристик; 2) однозначность регулировочной характеристики; 3) большую крутизну механической характеристики; 4) меньшие потери в якоре: в частности, при неподвижном двигателе этот вид потерь отсутствует; 5) меньшую индуктивность цепи управления (якоря) и соответственно большее быстродействие; 6) больший диапазон регулирования скорости. К недостаткам якорного управления следует отнести значительную мощность, необходимую для управления. Полюсное управление имеет преимущества в том, что требует меньшей мощности и при малых напряжениях управления дает лучшее использование машины.

Отмеченные преимущества якорного управления двигателями постоянного тока обусловили и более широкое его использование на практике. Однако в некоторых случаях цифровые электроприводы

возможно строить, используя либо только полюсное, либо двухзонное (якорное и полюсное) управление двигателями. К таким случаям, в частности, следует отнести регулирование скорости двигателя при постоянстве мощности на его валу (что, например, необходимо в приводах главного движения металлорежущих станков), регулирование скорости в больших диапазонах, а также регулирование скорости в многодвигательных электроприводах специальных установок.

Промышленностью серийно выпускается достаточно большое число типов двигателей постоянного тока мощностью от долей ватта до не-

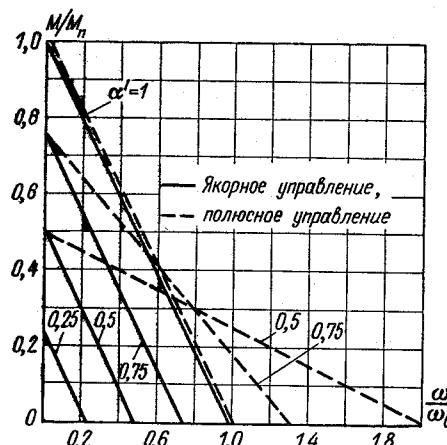


Рис. 2-7. Механические характеристики двигателя постоянного тока

скольких киловатт, пригодных для построения цифровых электроприводов. К таким двигателям малой мощности (от долей ватта до нескольких ватт) относятся двигатели типов ДПМ и ДПР, в которых для возбуждения используются постоянные магниты, а питание якорной цепи осуществляется напряжением 6—27 В. Двигатели ДПР благодаря обращенной конструкции (внутри полого бескаркасного якоря располагается двухполюсный цилиндрический постоянный магнит) имеют в сравнении с двигателями ДПМ более высокий (на 15—25 %) КПД, больший (в 2—3 раза) срок службы, меньшую (в 1,5—2 раза) электромеханическую постоянную времени и меньший уровень помех. Серия двигателей ДПР и ДПМ построена четырех габаритов — 20, 25, 30 и 35 мм, наружный диаметр которых (20, 25, 30, 35) входит в обозначение двигателя (например, ДПР-30, ДПМ-20 и т. п.). Двигатели выпускаются корпусного (индекс Н) и фланцевого (индекс Ф) крепления с одним и двумя выходными концами вала. К двигателям малой мощности относятся также двигатели типа СЛ (мощностью от единиц ватт до 0,2 кВт) и типа ПДЗ (мощностью от 1,3 до 8 Вт). Двигатели типа СЛ предназначены для питания от сети постоянного тока напряжением 110 В, а двигатели типа ПДЗ — напряжением 27 В.

Для электроприводов средней мощности могут быть применены [32]: двигатели типа МИ (мощность 0,1—5 кВт, без тахогенератора или со встроенным тахогенератором ТД-101 или СЛ-221, номинальное напряжение 60, 110 и 220 В, водозащищено исполнение); двигатели типа ПБС и ПБСТ (мощность 0,4—11 кВт, напряжение 110, 220, 340 и 440 В, со встроенным тахогенератором ПТ-1, допускающие кратковременную (до 10 с) четырехкратную перегрузку по току, имеющие меньшую в сравнении с общепромышленной серией электромеханическую постоянную времени, закрытого неодуваемого исполнения); малоинерционные двигатели с гладким беспозывным якорем, типа ПГТ (мощность 1, 2, 4, 6 и 9 кВт, напряжение 60, 110, 220, 340 и 440 В, со встроенным тахогенератором ТГ-1, номинальная скорость 3000 об/мин, имеющие малую (0,005—0,008 с) электромеханическую постоянную времени, допускающие кратковременную восьмикратную перегрузку по току и конструктивно выполненные для принудительного охлаждения с вентилятором-наездником); предназначенные для широкорегулируемых и следящих электроприводов высокомоментные низкоскоростные двигатели типа ПВБ с возбуждением от постоянных магнитов (мощность 0,7—8,9 кВт, напряжение 50—85 В, со встроенным тахогенератором, обладающие малыми электромагнитной и электромеханической постоянными временем (0,005—0,015 с), способные развивать ускорения до 7000 рад/с² и выдерживать кратковременные десятикратные перегрузки по току, защищенного исполнения с естественной вентиляцией). Кроме того, цифровые электроприводы могут быть построены с двигателями постоянного тока общепромышленной серии 2П, а также с двигателями специальных назначений и конструкций (с печатным якорем, волновые и др.).

Двигатели переменного тока. Из двигателей переменного тока наиболее распространены в современных цифровых электроприводах асинхронные двух- и трехфазные двигатели, в частности управляемые асинхронные двухфазные двигатели с полым (АДП) и с короткозамкнутым (АДЗ) ротором.

Принцип действия асинхронного двигателя, как известно, заключается в электромагнитном взаимодействии врачающегося магнитного поля, создаваемого обмотками статора и ротора, с токами, наводимыми в обмотке ротора при пересечении ее проводников врачающимся полем. При синусоидальном врачающемся поле его синхронная скорость $\omega_c = 2\pi f/p$, где f — частота напряжения питания, Гц; p — число

пар полюсов. Работа асинхронного двигателя возможна только при различных скоростях вращения электромагнитного поля и ротора. В двигательном режиме скорость ротора ω_p всегда меньше скорости поля ω_c . Для характеристики соотношения между этими скоростями вводится понятие скольжения

$$s = (\omega_c - \omega_p)/\omega_c. \quad (2-4)$$

Асинхронный двигатель может работать в двигательном режиме (s изменяется от $+1$ до 0), в генераторном режиме (s изменяется от 0 до $-\infty$) и в тормозном режиме (s изменяется от $+1$ до $+\infty$). При работе асинхронного двигателя в обмотке ротора будет наводиться ЭДС, частота которой f_s связана со скольжением следующим соотношением:

$$f_s = fs. \quad (2-5)$$

Наводимая в роторе ЭДС

$$E_{ps} = E_p s, \quad (2-6)$$

где E_p — ЭДС, наводимая в обмотке неподвижного ротора.

На рис. 2-8 показаны характеристики асинхронного двигателя момент — скольжение при различном отношении r'_2/x'_{62} и постоянном x'_{62} , где r'_2 — приведенное активное сопротивление ротора; x'_{62} — приведенное индуктивное сопротивление ротора.

Наиболее распространенными способами регулирования скорости управляемых АДП и АДЗ являются амплитудное, фазовое и амплитудно-фазовое. Причем под амплитудно-фазовым понимают такое регулирование, при котором напряжение обмоток возбуждения и управления сдвинуты на некоторый изменяющийся угол, а амплитуда напряжения обмотки управления изменяется и может принимать все значения от нуля до номинального. Для амплитудного регулирования скорости двигателя характерно то, что напряжение обмотки возбуждения неизменный угол (в частности, равный $\pi/2$), а амплитуда напряжения обмотки управления изменяется от нуля до номинальной. Под фазовым регулированием скорости двигателя понимают такое регулирование, при котором амплитуды напряжений на обмотках возбуждения и управления неизменны (в частности, равны между собой), а фазовый сдвиг между этими напряжениями изменяется в пределах $\pm\pi/2$.

На практике, как правило, применяется амплитудное регулирование скорости АДП и АДЗ. Механические характеристики двигателей при таком регулировании показаны на рис. 2-9. Рассмотренные способы регулирования АДП и АДЗ характеризуются низким КПД и нелинейными регулировочными характеристиками. Устранить эти недостатки можно при частотном регулировании, которое чаще всего используется в электроприводах средней и большой мощности. При частотном регулировании для сохранения хороших энергетических характеристик необходимо наряду с частотой изменять напряжение, подаваемое на двигатель (см. главу третью).

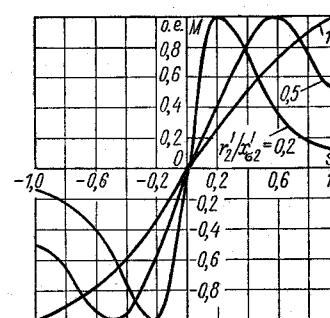


Рис. 2-8. Характеристики асинхронного двигателя момент — скольжение при различном соотношении r'_2/x'_{62} и $x'_{62} = \cos nt$

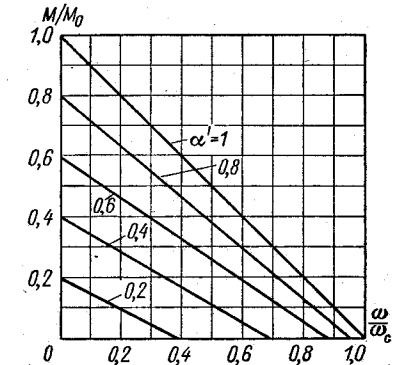


Рис. 2-9. Механические характеристики асинхронного двухфазного управляемого двигателя

В качестве исполнительных двигателей цифровых электроприводов переменного тока малой мощности широко используются управляемые асинхронные двухфазные двигатели с полым и короткозамкнутым ротором [57]. К таким двигателям относятся прежде всего двигатели типа АДП и ЭМ — с полым ротором (мощностью 1,5—60 Вт, напряжением на обмотках возбуждения и управления 36, 40 и 110 В, частотой напряжения питания 50, 400, 500 и 1000 Гц) и их разновидности — двигатели типа АДГ, отличающиеся лишь наличием встроенного асинхронного тахогенератора. К этому же классу относятся и двигатели типа ДИД — без встроенного тахогенератора и типа ДГ — со встроенным асинхронным тахогенератором (мощностью 0,3—5 Вт, напряжением на обмотках возбуждения и управления 36 В и частотой напряжения питания 400 Гц). Кроме двигателей с полым ротором, для построения цифровых электроприводов иногда применяются асинхронные двухфазные двигатели с короткозамкнутым ротором, типа АСМ. Перечисленные двигатели выпускаются в закрытом исполнении с естественным охлаждением, что требует особого внимания в процессе проектирования к вопросам отвода тепла от двигателей. Следует также указать на специфические особенности встроенных в двигатели типов АДГ и ДГ асинхронных тахогенераторов, заключающиеся прежде всего в малой крутизне внешней характеристики (доли милливолта на оборот в минуту), в значительной погрешности (единицы, а иногда и десятки процентов), в большом изменяющемся по фазе и амплитуде остаточном напряжении тахогенератора (десятки и сотни милливолт), а также в существенной зависимости параметров и характеристик тахогенераторов от различных факторов, и прежде всего от частоты напряжения питания и температуры окружающей среды.

Для цифровых электроприводов средней мощности, в том числе и для частотно-регулируемых электроприводов, применяют асинхронные трехфазные двигатели с короткозамкнутым ротором серии 4A, отличающиеся повышенными энергетическими, конструктивными и технико-экономическими показателями.

Передаточные функции исполнительных двигателей. Как уже отмечалось, исполнительные двигатели в цифровых электроприводах выполняют функции объектов управления. При этом в зависимости от типа исполнительного двигателя, способа управления двигателем, исследования работы привода при управляющих и возмущающих воздействиях,

а также в зависимости от учета или неучета различных факторов (нелинейность характеристик, реакция якоря, потоки рассеяния и вихревые токи, нестабильность отдельных параметров и др.) динамические модели и передаточные функции двигателей имеют различную структуру той или иной сложности.

В данном параграфе рассматриваются приближенные линеаризованные динамические модели и передаточные функции исполнительных двигателей, достаточно широко применяемых в цифровых электроприводах. К таким двигателям относятся двигатели постоянного тока с независимым возбуждением и управляемые асинхронные двухфазные двигатели. Приводится также приближенная динамическая модель асинхронного двигателя при частотном управлении. При этом следует иметь в виду, что приводимые линеаризованные модели и соответствующие им передаточные функции дают приближенное математическое описание поведения двигателей в динамических режимах и пользоваться ими можно лишь в сравнительно узком диапазоне рабочих характеристик двигателей. Так, например, в общем случае динамическая модель асинхронного трехфазного двигателя при частотном управлении представляет собой достаточно сложную нелинейную структуру, параметры которой зависят от самих управляющих воздействий — частоты и напряжения [14, 18, 35, 61]. Динамические модели и передаточные функции специальных двигателей (как, например, двигатели с инерциальным демпфером и др.) здесь не рассматриваются ввиду ограниченности их применения.

Двигатели постоянного тока с независимым возбуждением. Линеаризованная динамическая модель двигателя постоянного тока (ДПТ) с независимым возбуждением представлена на рис. 2-10, а. На основе этой модели можно получить необходимые передаточные функции двигателя для различных способов управления (якорное, полюсное, изменением сопротивления цепи возбуждения и др.) по любой координате (скорость, угол поворота, ток якоря и т. д.) как по управляющему, так и по возмущающему воздействию. Ниже приводятся некоторые, наиболее часто встречающиеся на практике передаточные функции ДПТ для скорости ω .

Передаточная функция ДПТ при якорном управлении ($\Phi_b = \Phi_{b,n} = \text{const}$). А. По управляющему воздействию

$$W_y(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta U_y(p)} = \frac{k_{dy}}{T_y T_{zm} p^2 + T_{zm} p + 1}, \quad (2-7)$$

где $\Delta\omega/\Delta U_y = 1/(\alpha\Phi) = k_{dy}$ — коэффициент передачи двигателя, $\text{рад}\cdot\text{с}^{-1}/\text{В}$; $T_{y,n} = L_{y,n}/R_{y,n}$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи, с; $T_{zm} = J_{\Sigma} R_{y,n}/(\alpha\Phi)^2$ — электромеханическая постоянная времени, с;

$$\alpha\Phi = \frac{U_{y,n} - I_{y,n} R_{y,n}}{\omega_n}. \quad (2-8)$$

В частном случае при $T_{zm} > 4T_y$ передаточная функция ДПТ принимает вид

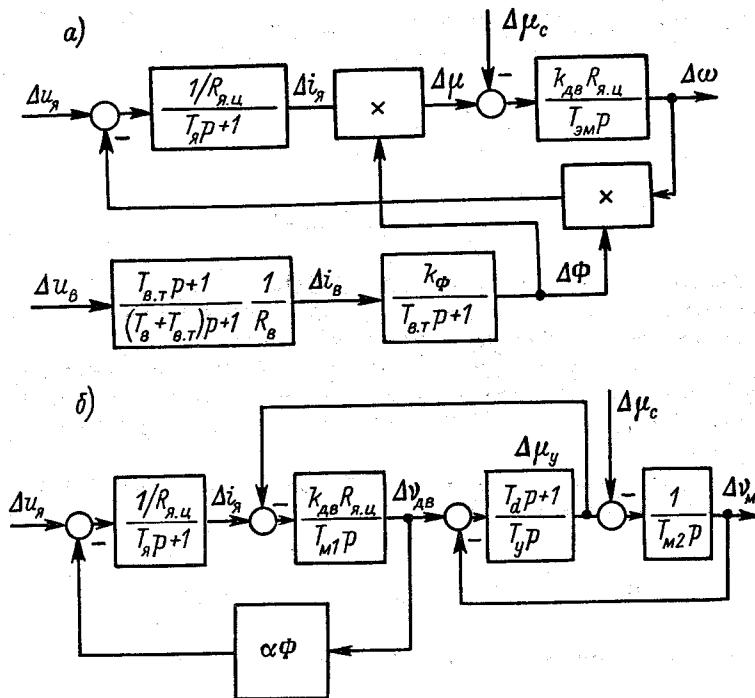


Рис. 2-10. Динамические модели двигателя постоянного тока: без учета (а) и с учетом (б) упругости механических передач

$$W_y(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta U_y(p)} = \frac{k_{dy}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (2-9)$$

где

$$T_{zm} = T_1 + T_2; \quad \frac{T_1 T_2}{T_{zm}} = T_y; \quad T_{1,2} = \frac{T_{zm}}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_y}{T_{zm}}}\right). \quad (2-10)$$

Б. По возмущающему воздействию (моменту нагрузки)

$$W_M(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta M(p)} = -\frac{k_M(T_y p + 1)}{T_y T_{zm} p^2 + T_{zm} p + 1}, \quad (2-11)$$

где $k_M = \Delta\omega/\Delta M = R_{y,n}/(\alpha\Phi)^2$ — коэффициент передачи ДПТ по возмущающему воздействию (моменту нагрузки), $\text{рад}\cdot\text{с}^{-1}/(\text{Н}\cdot\text{м})$.

При условии пренебрежения влиянием внутренней обратной связи по противо-ЭДС двигателя (как, например, в системах с подчиненными контурами регулирования при $T_{zm} \gg T_y$) передаточная функция будет иметь вид

$$W_M(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta M(p)} \approx -\frac{k_M}{T_{zm} p}. \quad (2-12)$$

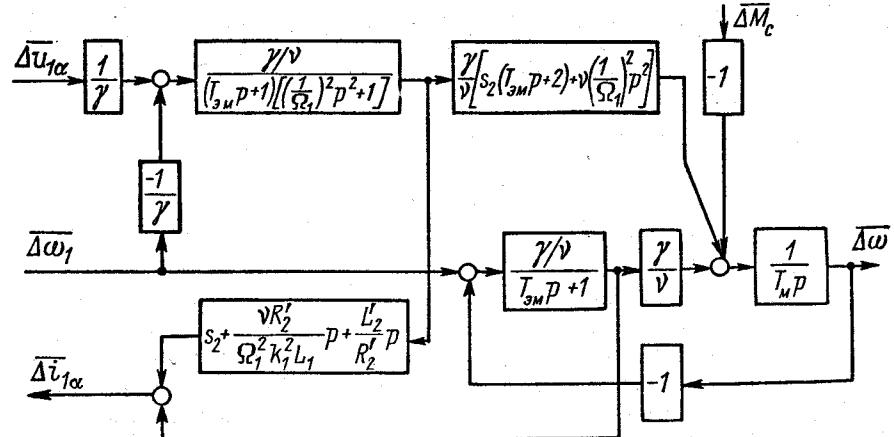


Рис. 2-11. Динамическая модель асинхронного трехфазного двигателя при частотном управлении

простая приближенная и удобная структура динамической модели частотно-регулируемого асинхронного трехфазного двигателя, полученная для условий пренебрежения активным сопротивлением обмотки статора ($R_1 \approx 0$) [14]. Следует отметить, что это допущение ограничивает область применения подобной модели, и прежде всего областью сравнительно небольших диапазонов регулирования скорости двигателей средней и большой мощности. Координаты двигателя представлены в относительных единицах, причем за базовые координаты приняты их номинальные значения. На схеме модели обозначено: $\Delta U_{1\alpha} = \Delta U_{1\alpha}/U_{1\text{нн}}$; $\gamma = U_{1\alpha}/U_{1\text{нн}}$ — относительное напряжение статора; $v = \Omega_1/\Omega_{1\text{нн}}$ — относительная частота напряжения статора; $T_{\text{эм}} = L_2''/R_2$ — электромагнитная постоянная времени; $T_m = J_{\Sigma}\Omega_{0\text{нн}}/M_{\text{п.ф.н}}$ — механическая постоянная времени двигателя; s_2 — абсолютное скольжение электродвигателя в рабочей точке, равное отношению угловой частоты Ω_2 ЭДС ротора (приведенной к двухполюсному двигателю) к номинальной угловой частоте $\Omega_{1\text{нн}}$ напряжения статора:

$$s_2 = \frac{\Omega_{01} - \Omega}{\Omega_{0\text{нн}}} = \frac{\Omega_1 - p\Omega}{\Omega_{1\text{нн}}} = \frac{\Omega_2}{\Omega_{1\text{нн}}} = vs;$$

p — число пар полюсов; $\Delta i_{1\alpha} = \Delta i_{1\alpha}/I_{1\alpha\text{нн.р}}$ — относительное приращение активного тока в обмотке статора ($I_{1\alpha\text{нн.р}}$ — активный ток в обмотке статора при номинальном напряжении, номинальной частоте и неподвижном роторе); R_2 — приведенное активное сопротивление обмотки ротора; L_1 и L_2' — полные эквивалентные индуктивности фаз статора и ротора, состоящие из индуктивностей от полей рассеяния ($L_{1\alpha}$, $L_{2\alpha}$) и главного потока (L_m); $L_2'' \approx L_{1\alpha} + L_{2\alpha}$; $M_{\text{п.ф.н}}$ — номинальный фиктивный пусковой момент, определяемый в результате линеаризации рабочей части механической характеристики двигателя для принятых значений напряжения статора $U_{1\alpha}$ и угловой частоты напряжения статора Ω_1 ; $\Omega_{0\text{нн}} = \Omega_{1\text{нн}}/p$ — синхронная угловая скорость двигателя; ΔM_c — ста-

тический момент нагрузки на валу двигателя; $\Delta\omega_1 = \Delta\omega_1/\Omega_{1\text{нн}}$; $\Delta\omega = \omega_1 - \Omega_1$ — приращение угловой частоты напряжения статора; $\Delta\omega = \Delta\omega/\Omega_{1\text{нн}}$; $\Delta\omega = \omega - \Omega$ — приращение угловой скорости ротора; $\Delta M_c = \Delta M_c/M_{\text{п.ф.н}}$. При учете активного сопротивления R_1 обмотки статора (которое при построении модели принималось равным нулю) вместо чисто колебательного звена $1/[(1/\Omega_1)^2 p^2 + 1]$ в представленной на рис. 2-11 структуре будет демпфированное колебательное звено.

Очевидно, что при исследовании динамических режимов частотно-регулируемых асинхронных электроприводов в структуре динамической модели также должны быть учтены электромагнитные процессы в преобразователе частоты, питающем двигатель. Для полупроводникового преобразователя частоты со звеном постоянного тока при одновременном управлении напряжением и частотой инвертора, пренебрегая влиянием нагрузки на выходное напряжение инвертора и инерционностью электромагнитной цепи электродвигателя, упрощенную структуру динамической модели асинхронного электродвигателя совместно с преобразователем частоты получаем в виде, представленном на рис. 2-12 [14]. На схеме модели обозначено: Δu_y — выходное управляемое напряжение преобразователя частоты; k_b и T_b — передаточный коэффициент и постоянная времени выпрямителя; L_3 и R_3 — эквивалентные индуктивность и сопротивление выпрямителя совместно со слаживающим дросселем; Δe_d — приращение ЭДС выпрямителя; Δi_b , Δi_{C_0} , Δi_n — приращения токов в цепях выпрямителя, конденсатора C_0 слаживающего фильтра выпрямителя и инвертора; Δu_a — приращение напряжения питания инвертора; k_{cr1} и k_{cr2} — коэффициенты согласования переменных Δu_y и Δi_n с переменными $\Delta U_{1\alpha}$ и $\Delta i_{1\alpha}$. Более детально различные структурные схемы и динамические характеристики частотно-управляемых асинхронных электроприводов рассмотрены, в [61].

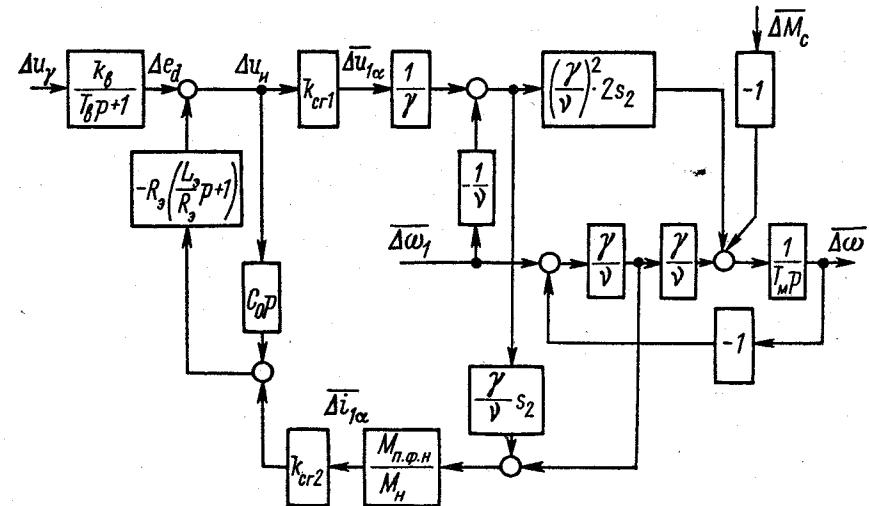


Рис. 2-12. Динамическая модель асинхронного трехфазного двигателя с преобразователем частоты

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

УСТРОЙСТВА ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

3-1. Транзисторные преобразователи

Общие замечания. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного и переменного тока должны удовлетворять следующим основным требованиям: двусторонней проводимости энергии между источником питания и исполнительным двигателем, являющимся нагрузкой преобразователя, для обеспечения его работы во всех квадрантах механической характеристики; малого и не зависящего от тока выходного сопротивления для получения механических характеристик, близких к естественным, и в конечном счете для получения хороших статических и динамических характеристик электропривода в целом; жесткой внешней характеристики и малой инерционности, высокого КПД, достаточной перегрузочной способности для обеспечения необходимых форсировок в переходных режимах работы привода; высокой помехозащищенности и надежности; малой массы и габаритов; отсутствия влияния на сеть. Основным назначением полупроводникового преобразователя является регулирование скорости исполнительного двигателя электропривода. В электроприводах постоянного тока это достигается регулированием напряжения на выходе преобразователя. В приводах переменного тока необходимо регулировать напряжение и частоту на выходе преобразователя по определенному закону.

Перечисленным основным требованиям в наибольшей степени удовлетворяют транзисторные преобразователи, работающие в режиме переключения и питающиеся от источника постоянного напряжения. Такие преобразователи в электроприводах постоянного тока получили название широтно-импульсных (ШИП). В электроприводах переменного тока такие преобразователи названы автономными инверторами напряжения (АИН).

Основой транзисторных ШИП и АИН является силовой транзисторный ключ (ТК), который представляет собой функционально законченное устройство, содержащее схемы развязки, усиления и защиты. В настоящее время способы построения ТК разработаны достаточно полно [36, 37, 39, 40]. Один из вариантов ТК представлен на рис. 3-1, а [39, 40]. Схема содержит выходные транзисторы VT_5 , VT_6 , включенные по схеме Дарлингтона с обратным диодом (VD_2); транзистор VT_6 и диод VD_2 могут содержать несколько параллельно включенных приборов. Предвыходной каскад выполнен на транзисторах VT_1 — VT_4 , каскад согласования управляющих сигналов и сигналов защиты с предвыходным усилителем выполнен на микросхеме (D). Схема ТК содержит также устройство защиты по току (BZ) и каскад гальванической развязки ($ГРУ$). Питание предвыходного усилителя, устройства управления и защиты осуществляется отдельного симметричного источника со средней точкой.

Работа силового транзисторного ключа осуществляется следующим образом. При отсутствии управляющих импульсов ($u_y=0$) на выходе $ГРУ$ и BZ имеет место логическая единица, выходной транзистор схемы совпадения D открыт, транзисторы VT_1 — VT_3 заперты, а транзистор VT_4 открыт. При этом по базовой цепи транзисторов VT_5 , VT_6 течет запирающий ток. При подаче сигнала управления на $ГРУ$ ($u_y=1$) отпираются транзисторы VT_1 — VT_3 , запи-

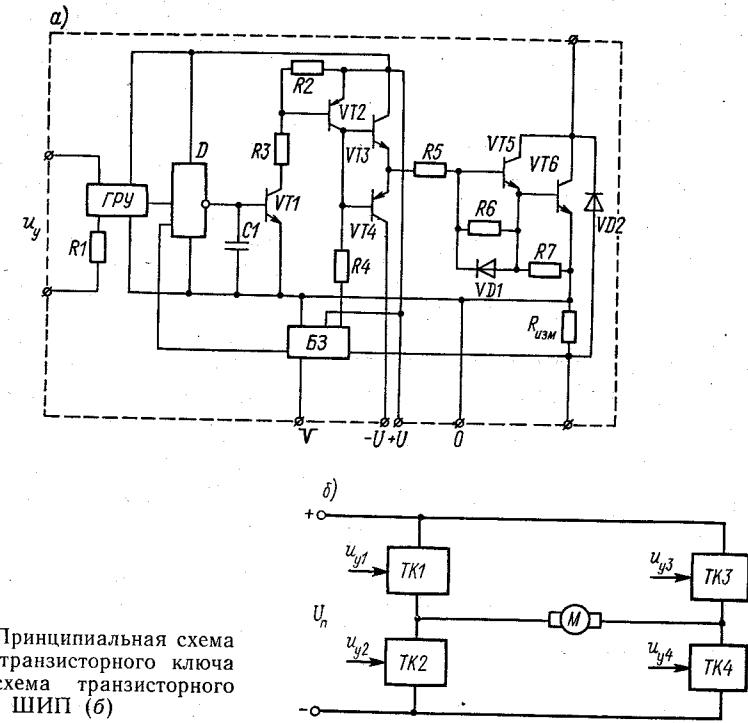


Рис. 3-1. Принципиальная схема силового транзисторного ключа (а) и схема транзисторного ШИП (б)

рается транзистор VT_4 и по базовой цепи транзисторов VT_5 , VT_6 течет отпирающий базовый ток, т. е. транзисторный ключ оказывается в открытом состоянии. При превышении током через ТК заданного уровня сигнал, поступающий с измерительного резистора $R_{изм}$ на вход BZ , переводит его в открытое состояние (логический нуль на выходе). Этот сигнал запирает ТК. Импульсы частоты 10—50 кГц, поступающие на синхронизирующий вход BZ , переводят его в исходное (нормальное) состояние, в котором он и останется, если устранилась причина, вызвавшая недопустимый ток. В противном случае сигнал с резистора $R_{изм}$ вновь переведет BZ в аварийное состояние. Таким образом, ток ТК окажется ограниченным на определенном уровне. Диод VD_2 , включенный параллельно выходному каскаду ТК, служит для создания пути тока нагрузки в ШИП и АИН.

Транзисторные преобразователи для управления двигателями постоянного тока. Как уже отмечалось, в этом случае используется широтно-импульсный преобразователь. Упрощенная принципиальная схема ШИП представлена на рис. 3-1, б. Она содержит четыре транзисторных ключа TK_1 — TK_4 . В диагональ моста, образованного транзисторными ключами, включена нагрузка. Нагрузкой в приводах постоянного тока является двигатель постоянного тока. В цифровых электроприводах двигатель постоянного тока управляет, как правило, по цепи якоря, поскольку только при таком управлении могут быть достигнуты требуемые качественные показатели привода. Питание ШИП осуществляется от источника постоянного тока, шунтированного конденсатором.

Наиболее простым способом управления ШИП по цепи якоря является симметричный [20]. При симметричном способе управления в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, а напряжение на выходе ШИП представляет собой знакопеременные импульсы, длительность которых регулируется входным сигналом. В ШИП с симметричным управле-

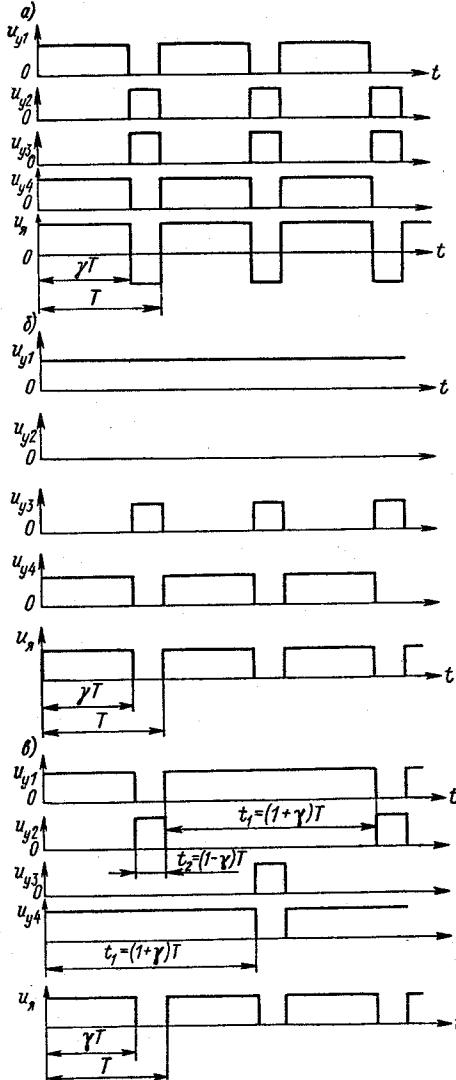


Рис. 3-2. Временные диаграммы работы ШИП при двусторонней энергетической связи: а — симметричное; б — несимметричное; в — поочередное управление

Недостатком рассмотренного способа управления является то, что верхние по схеме транзисторные ключи (TK_1, TK_3) по току загружены больше, чем нижние. Этот недостаток устранен при поочередном управлении, временные диаграммы которого изображены на рис. 3-2, в. Здесь при любом знаке входного сигнала в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, однако частота переключения каждого из них в два раза меньше частоты напряжения на выходе. Управляющие напряжения транзисторных ключей одной

ним среднее напряжение U_y на выходе ШИП равно нулю, когда относительная продолжительность включения $\gamma_0 = 0,5$. Временные диаграммы работы ШИП при симметричном способе управления приведены на рис. 3-2, а. Симметричный способ управления обычно используется в маломощных приводах постоянного тока. Его преимуществом является простота реализации и отсутствие зоны нечувствительности в регулировочной характеристики [20, 36, 37]. Недостатком ШИП с симметричным управлением является знакопеременное напряжение на нагрузке и в связи с этим повышенные пульсации тока в якоре исполнительного двигателя. Стремление исключить этот недостаток привело к разработке способов, обеспечивающих однополярное напряжение на выходе ШИП. Простейшим из них является несимметричный.

Несимметричное управление представлено на рис. 3-2, б. В этом случае (рис. 3-1, б) переключаются транзисторные ключи фазной группы TK_3 и TK_4 (ключи TK_1 и TK_2 при противоположной полярности входного сигнала), транзисторный ключ TK_1 постоянно открыт и насыщен, а ключ TK_2 постоянно закрыт. Транзисторные ключи TK_3 и TK_4 переключаются в противофазе, обеспечивая протекание тока якоря от противо-ЭДС двигателя. При этом на выходе ШИП формируются знакопостоянные импульсы и среднее напряжение на выходе равно нулю, когда относительная продолжительность включения одного из нижних по схеме TK_3, TK_4 транзисторов $\gamma_0 = 0$.

Недостатком рассмотренного способа управления является то, что верхние по схеме транзисторные

фазы моста TK_1, TK_2 и TK_3, TK_4 постоянно находятся в противофазе; при этом ключи переключаются через период выходного напряжения T . Этим достигаются одинаковые условия работы полупроводниковых приборов в мостовой схеме.

При некотором знаке входного сигнала управляющие импульсы u_{y1}, u_{y2} длительностью $t_1 = (1 + \gamma)T$ подаются на диагонально расположенные транзисторные ключи (рис. 3-2, в) со сдвигом на полпериода, а управляющие импульсы u_{y3}, u_{y4} длительностью $t_2 = (1 - \gamma)T$ также со сдвигом на полпериода подаются на транзисторы противоположной диагонали (TK_2, TK_3). В этом случае на интервале γT нагрузка подключена к источнику питания с помощью диагонально расположенных ключей, а на интервале $(1 - \gamma)T$ нагрузка закорочена с помощью верхних или нижних транзисторных ключей. При изменении знака входного сигнала порядок управления диагональными ключами изменяется на противоположный. При поочередном управлении на нагрузке формируются знакопостоянные импульсы длительностью γT , пропорциональной сигналу на входе.

Транзисторные преобразователи для управления асинхронными двухфазными двигателями. Можно выделить два принципиально различных способа управления асинхронными двухфазными двигателями (АДД). Первый способ — амплитудно-фазовое управление, при котором изменяются напряжения на обмотках управления и возбуждения и фазовый сдвиг между ними. Такое управление эффективно при повышенном сопротивлении ротора асинхронного двигателя, когда его критическое скольжение s_{kp} больше единицы. Такими свойствами, в частности, обладают двигатели с полым немагнитным ротором, у которых $s_{kp} = 2 \div 5$. Амплитудно-фазовое управление асинхронными двухфазными двигателями с полым ротором позволяет получать достаточно линейные механические и регулировочные характеристики в системах электропривода. Основным преимуществом этого способа является простота силового преобразователя, управляющего двигателем.

Второй способ — частотное управление. Частотное управление асинхронными двигателями как двухфазными, так и трехфазными, позволяет получить высокие энергетические показатели, достаточно линейные механические и регулировочные характеристики электропривода. Транзисторные преобразователи при частотном управлении питаются от источника постоянного напряжения, что в большинстве случаев снимает проблему совместимости преобразователя с сетью. Однако частотное управление асинхронным двигателем требует одновременного изменения напряжения и частоты, что приводит к существенному усложнению схем преобразователей.

Идеализированный закон изменения напряжения и частоты, полученный из условия постоянства перегрузочной способности двигателя, установлен акад. М. П. Костенко: $U/U_n = (f/f_n) \sqrt{M/M_n}$, где U_n, f_n, M_n — номинальные значения напряжения, частоты и момента; U, f, M — реальные значения напряжения, частоты и момента. Этот закон не учитывает влияния падения напряжения на активном сопротивлении статора на поток двигателя и насыщение его магнитной системы, что не приводит к погрешностям лишь при небольшом диапазоне регулирования скорости двигателя (до 10:1). При большем диапазоне регулирования необходимо учитывать влияние активного сопротивления

статора на момент двигателя по мере снижения частоты. Различными видами нагрузки асинхронных двигателей определяется конкретный закон частотного регулирования. Так, при постоянном моменте на валу двигателя $U/f = U_n/f_n = \text{const}$; при постоянной мощности на валу $U/\sqrt{f} = U_n/\sqrt{f_n} = \text{const}$.

Регулирование напряжения на выходе автономного инвертора может осуществляться как в звене постоянного тока при помощи управляемого выпрямителя, так и в самом инверторе при помощи широтно-импульсного регулирования (ШИР) на основной или несущей частоте либо широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Для управления скоростью асинхронных двухфазных двигателей в цифровых электроприводах бывает целесообразно использовать ШИР на основной частоте. Такое регулирование напряжения не требует дополнительных устройств и осуществляется при помощи двухфазного инвертора.

Схема транзисторного преобразователя, осуществляющего амплитудно-фазовое управление АДД, представлена на рис. 3-3, а [13], а принципиальная схема фазной группы ($TK1, TK2$) — на рис. 3-3, б.

Работа такого преобразователя происходит следующим образом. При подаче управляющего сигнала u_{y1} открываются транзисторы $VT1, VT3$ и $VT5$ и по обмотке OY начинает протекать ток от клеммы 1 к клемме 2. При прекращении управляющего сигнала u_{y1} транзисторы $VT1, VT3$ и $VT5$ закрываются, ток через обмотку OY прекращается и в ней наводится ЭДС самоиндукции. При этом ток, вызванный этой ЭДС, замыкается через диод $VD4$ и конденсатор C . В этом случае конденсатор C заряжается (знак плюс внизу). В следующий полупериод подается управляющий сигнал u_{y1} ; при этом открываются транзисторы $VT2, VT4$ и $VT6$, а конденсатор C разряжается через транзисторы $VT4, VT6$ и обмотку OY , причем ток через OY протекает от вывода 2 к выводу 1, т. е. меняет свое направление. При прекращении управляющего сигнала u_{y1} транзисторы $VT2, VT4$ и $VT6$ закрываются и в обмотке OY вновь возникает ЭДС самоиндукции. Ток, вызванный этой ЭДС, замыкается через

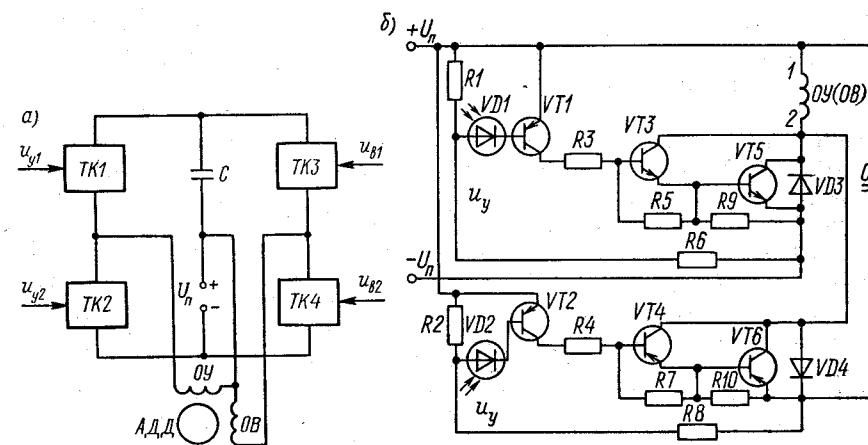


Рис. 3-3. Схема транзисторного преобразователя с одним конденсатором (а) и принципиальная схема силового транзисторного ключа (б).

внутреннее сопротивление источника питания и диод $VD3$. В дальнейшем рассмотренный процесс повторяется.

Аналогично работает преобразователь и в цепи обмотки возбуждения. В рассмотренной схеме напряжение на обмотку возбуждения подается постоянно, даже при нулевом сигнале на входе. При этом конденсатор C всегда заряжен до напряжения источника питания, что повышает быстродействие схемы.

Схемы управления транзисторными ключами могут формировать управляющие импульсы самыми разными способами. На рис. 3-4 показаны два способа управления преобразователями. При первом (рис. 3-4, а) управляющий импульс формируется в начале каждого полупериода напряжения u_{OY} , подаваемого на обмотку управления двигателя. Длительность этого импульса

$$t = km = mT/2^n, \quad (3-1)$$

где k — коэффициент пропорциональности; m — код управляющего сигнала; T — период напряжения обмотки управления; n — число разрядов преобразуемого кода.

Относительная длительность импульса

$$\gamma = m/2^n. \quad (3-2)$$

Другой способ управления заключается в следующем. Разделим каждый полупериод напряжения, подаваемого на обмотку управления двигателя, на N интервалов и сформируем соответственно N импульсов, начало которых совпадает с началом каждого интервала (рис. 3-4, б); длительность каждого импульса определяется соотношением

$$t = mT/(N \cdot 2^n), \quad (3-3)$$

т. е. она пропорциональна входному сигналу с коэффициентом пропорциональности

$$k = T/(N \cdot 2^{n+1}). \quad (3-4)$$

Относительная длительность импульса в этом случае

$$\gamma = 2Nt/T = m/2^n. \quad (3-5)$$

Схема транзисторного инвертора, предназначенного для частотного управления асинхронным двухфазным двигателем (АДД), представлена на рис. 3-5. Она состоит из двух мостовых схем, в диагонали которых включены обмотка управления двигателем OY и обмотка возбуждения OB . Каждая из мостовых схем содержит по четыре транзисторных ключа, описанных выше. Питание транзисторного преобразователя осуществляется от источника постоянного тока с напряжением U_h .

Рассмотрим широтно-импульсный способ управления преобразователем (ШИР на основной частоте), при котором наиболее просто реализуется одновременное изменение напряжения

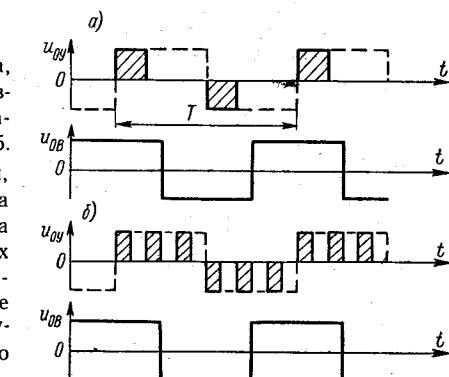


Рис. 3-4. Временные диаграммы напряжений на обмотках управления и возбуждения АДД при различных способах управления

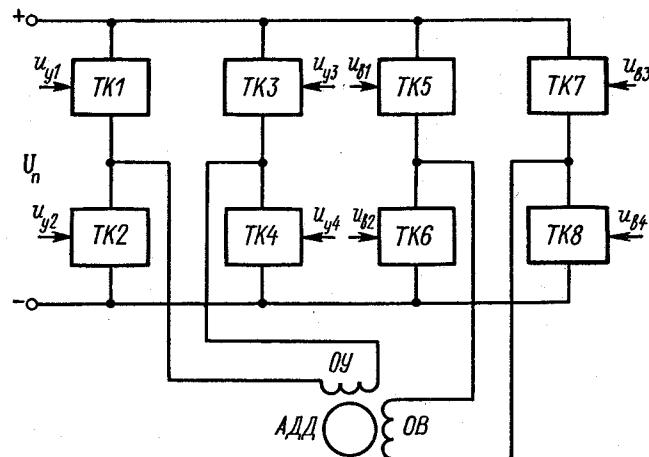


Рис. 3-5. Схема двухфазного инвертора напряжения для управления АДД

и частоты на его выходе. Такое управление преобразователем рекомендуется использовать при работе привода с постоянным либо мало изменяющимся моментом нагрузки. Рассмотрим преобразователь с транзисторными ключами TK_1 – TK_4 , нагруженный обмоткой управления двигателя. Управление транзисторными ключами TK_5 – TK_8 (рис. 3-5) осуществляется аналогично со сдвигом во времени на четверть периода выходного напряжения. Последовательность включения транзисторных ключей TK_1 – TK_4 поясняется временной диаграммой на рис. 3-6. В начале каждого полупериода напряжения обмотки управления (периода повторяемости $T_{\text{пвт}}$) один из верхних транзисторных ключей (TK_1) насыщен, так как на него подан отпирающий импульс u_{y1} (рис. 3-6), а расположенный под ним на схеме 3-5 транзисторный ключ TK_2 заперт. При этом второй нижний ключ TK_4 открыт, а ключ TK_3 заперт.

В течение первого интервала полупериода (t_1) источник питания включен в цепь нагрузки. По окончании управляющего импульса ключ TK_4 запирается, а ключ TK_3 переводится в режим насыщения. При этом цепь нагрузки оказывается замкнутой накоротко насыщенными транзисторными ключами TK_1 и TK_3 в течение второго интервала t_2 (рис. 3-6).

В первый интервал следующего полупериода насыщается ключ TK_2 , а ключ TK_1 запирается. При этом полярность напряжения на нагрузке изменяется на противоположную.

Эффект одновременного регулирования напряжения и частоты достигается следующим образом. С изменением сигнала на входе системы изменяется частота импульсов управления, а время, в течение которого источник питания подключен к нагрузке, остается постоянным:

$$t_1 = 1/(2f_{\text{макс}}) = \text{const}. \quad (3-6)$$

Время, в течение которого обмотка двигателя замкнута накоротко,

$$t_2 = T_{\text{пвт}} - t_1 = T_{\text{пвт}} - 1/(2f_{\text{макс}}). \quad (3-7)$$

Таким образом, относительная продолжительность включения источника питания в цепь нагрузки (γ) оказывается пропорциональной частоте:

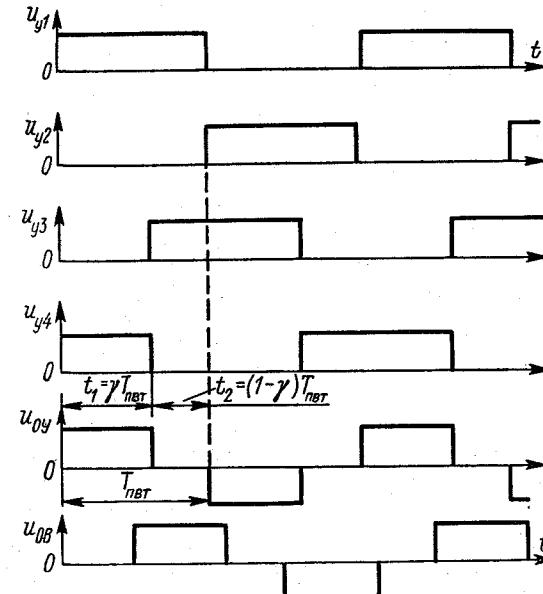


Рис. 3-6. Временные диаграммы при ШИР АДД на основной частоте

$$\gamma = t_1/T_{\text{пвт}} = 2t_1; f = f/f_{\text{макс}}. \quad (3-8)$$

При любой частоте кривая напряжения на обмотке управления двигателя симметрична относительно оси абсцисс и оси ординат и сдвинута относительно напряжения на обмотке возбуждения на угол $\pi/2$. Из уравнения (3-8) видно, что с изменением частоты f пропорционально изменяется и относительная длительность включения γ . При этом изменяется и напряжение на обмотках управления и возбуждения АДД.

Желаемая кратность изменения частоты и напряжения зависит от свойств исполнительного двигателя и назначения системы привода. При минимальной частоте задающего генератора ротор двигателя не должен вращаться. В цифровых следящих приводах и приводах регулируемой скорости с асинхронными двухфазными двигателями при рассмотренном способе управления отношение $f/f_{\text{макс}}$ обычно не превышает $1/10$ – $1/20$. Для расширения диапазона изменения скорости АДД используется широтно-импульсное регулирование и широтно-импульсная модуляция на несущей частоте. Эти способы рассмотрены ниже применительно к управлению асинхронного трехфазного двигателя.

Транзисторные преобразователи для управления асинхронными трехфазными двигателями. Для управления асинхронными трехфазными двигателями с короткозамкнутым ротором (АКЗ) в цифровом электроприводе используется схема автономного инвертора (АИН), содержащая шесть транзисторных ключей TK_1 – TK_6 (рис. 3-7).

Статорные обмотки АКЗ при питании от такого инвертора включаются либо по схеме «звезда», либо по схеме «треугольник». Как в первом, так и во втором случае переключение транзисторных ключей любой фазы инвертора (например, TK_1 , TK_4) вызывает изменение

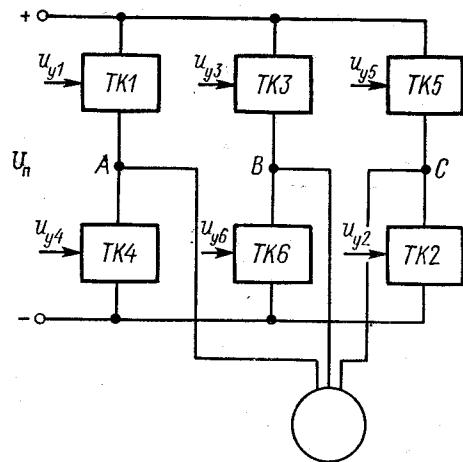


Рис. 3-7. Схема АИН для управления АКЗ

их на ряд групп, положив в основу деления структуру силовой цепи инвертора и регулируемые параметры изображающего вектора напряжения и тока на выходе инвертора (табл. 3-1). В зависимости от структуры силовой цепи все инверторы подразделяются на два класса: инверторы с постоянной структурой силовой цепи и с переменной структурой.

Таблица 3-1. Способы управления трехфазными автономными инверторами напряжения

Структура силовой цепи инвертора	Регулируемые параметры изображающего вектора			
	1. Модуль	2. Средний модуль	3. Модуль и средняя фаза	4. Средний модуль и средняя фаза
I. Постоянная	Регулирование напряжения в звене постоянного тока при $\alpha = 180^\circ$	Широтно-импульсное регулирование*	Регулирование напряжения в звене постоянного тока и широтно-импульсная модуляция*	Регулируемая широтно-импульсная модуляция*
II. Переменная	То же при $\alpha = 120^\circ$; 150°	То же **	То же **	То же **

* С тремя силовыми ключами, открытыми в течение импульса, и с тремя — в течение паузы.

** С одним (АОП) или с двумя (АГП) ключами, закрытыми в течение паузы.

напряжения на всех обмотках двигателя. Это обстоятельство сильно усложняет анализ электромагнитных процессов. Ниже рассматривается классификация, позволяющая с единных позиций рассмотреть различные способы управления инвертором, разобраться во всем многообразии этих способов и наметить единый подход к анализу электромагнитных процессов.

В настоящее время известно большое число различных способов управления силовыми ключами инвертора. Для сравнительной оценки различных схем и способов управления инвертором целесообразно разделить

В схемах первого класса управляющие сигналы подаются всегда на три силовых ключа, что обуславливает неизменность структуры силовой цепи. В схемах второго класса число ключей, на которые подаются управляющие сигналы, может быть меньше трех.

Простейшим способом управления транзисторными ключами $TK1-TK6$ инвертора (рис. 3-7), обеспечивающим неизменность структуры силовой цепи, является способ с $\alpha = 180^\circ$. Здесь в течение $1/6$ периода выходного напряжения (в течение периода повторяемости $T_{\text{пвт}}$) включены три транзисторных ключа. Последовательность управления транзисторными ключами следующая 123, 234, 345, 456, 561, 612.

Простейшими способами управления транзисторными ключами, при которых изменяется структура силовой цепи инвертора, являются способы с $\alpha = 120^\circ$ и $\alpha = 150^\circ$. Последовательность управления транзисторными ключами при $\alpha = 120^\circ$ следующая: 12, 23, 34, 45, 56, 61. При $\alpha = 150^\circ$ транзисторные ключи переключаются в такой последовательности: 12, 123, 23, 234, 34, 345, 45, 456, 56, 561, 61, 612. Электромагнитные и электромеханические характеристики систем при простейших способах управления инвертором достаточно подробно освещены в литературе, [21, 33, 38]. Общим недостатком этих способов является необходимость применения управляемого выпрямителя для изменения напряжения на выходе инвертора.

Рассмотрение сложных способов управления удобно осуществить, пользуясь понятием изображающего вектора [35]. Изображающие векторы напряжения u_s и тока i_s на выходе инвертора определяются уравнениями [35]:

$$u_s = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C); \quad i_s = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + ai_C), \quad (3-9)$$

где $a = e^{j \cdot 2\pi/3}$, $a^2 = e^{-j \cdot 2\pi/3}$.

Например, при управлении с $\alpha = 180^\circ$ и соединении обмоток двигателя звездой изображающий вектор напряжения

$$u_s = \frac{2}{3}U_n e^{j \frac{\pi}{3}(l-1)}, \quad (3-10)$$

где l — номер интервала (целые числа 1, 2, 3, ...); U_n — напряжение питания инвертора.

Из уравнения (3-10) видно, что изображающий вектор статорного напряжения постоянен на интервале и скачкообразно изменяет фазу при переключении с интервала на интервал. При управлении с $\alpha = 180^\circ$ в периоде выходного напряжения АИН T укладываются шесть периодов повторяемости $T_{\text{пвт}}$, каждому из которых соответствует определенное сочетание включенных полупроводниковых приборов инвертора и положение изображающего вектора u_s .

На рис. 3-8, а представлены изображающие векторы u_s и i_s при $\alpha = 180^\circ$ для общего случая индуктивно-активной нагрузки. Номера в квадратных скобках соответствуют тем транзисторным ключам, на которые поданы отпирающие сигналы. При этом каждому сочетанию соответствуют определенные положения вектора u_s , помеченные цифрами 1—6.

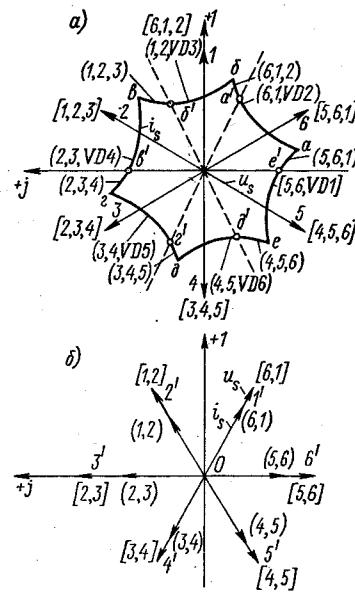
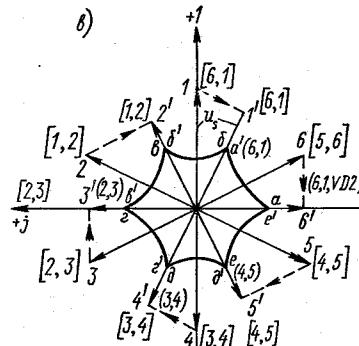


Рис. 3-8. Изображающий вектор напряжения и тока на выходе АИН



Годограф вектора тока i_s при этом представляет собой кривую *абвгде*. В круглых скобках помечены транзисторные ключи инвертора, которые проводят ток. Так, при включении TK_6 , TK_1 , TK_2 вектор u_s займет положение 1, а вектор i_s начнет перемещаться из положения *a* в положение *b*. До пересечения годографа вектора i_s с прямой, отстающей на $\pi/6$ от вектора u_s , т. е. до точки *a'*, ток проводят ключи TK_6 , TK_1 и обратный диод $VD2^*$, а в момент, соответствующий точке *a'*, ток в фазной обмотке двигателя *C* изменяет направление, диод $VD2$ запирается и проводящими становятся ключи TK_6 , TK_1 , TK_2 . Длительность отмеченных двух состояний силовой цепи инвертора зависит от постоянной времени нагрузки $\tau_n = L_n/r_n$, при увеличении которой увеличивается длительность состояния (*b*, 1, $VD2$); при определенном значении τ_n TK_2 на этом интервале не включается.

В целях более подробной классификации схем используем следующие величины:

1. Модуль изображающего вектора $u_s = \text{mod } u_s$.
2. Средний модуль изображающего вектора $u_{s_{cp}} = \gamma \text{ mod } u_s$, где $\gamma = t_1/T_0$ — относительная длительность состояния, при котором обмотки асинхронного двигателя присоединены к источнику; $1 - \gamma = t_2/T_0$ — относительная длительность состояния, при которой обмотки закорочены через анодные или катодные транзисторные ключи; t_1 , t_2 — длительность импульса и паузы соответственно; T_0 — период напряжения

* Диод $VD2$ входит в состав транзисторного ключа TK_2 . Аналогично все остальные диоды являются составной частью соответствующих транзисторных ключей.

несущей частоты на выходе инвертора. В частном случае, при регулировании на основной частоте период T_0 равен периоду повторяемости $T_{\text{пвт}}$.

3. Фаза изображающего вектора

$$\varphi_u = \arg u_s = (\pi/3)(l-1), \text{ где } l=1, 2, 3, \dots \quad (3-11)$$

4. Средняя фаза изображающего вектора [34]

$$\varphi_{cp} = \arctg \frac{\sqrt{3}(T_0 - t_1)}{T_0 + t_1}. \quad (3-12)$$

Понятие «средняя фаза» требует дополнительного разъяснения. Изменение средней фазы изображающего вектора достигается за счет многократных переключений двух ключей одной фазы, например TK_3 , TK_6 , в течение периода повторяемости $T_{\text{пвт}}$. При этом изображающий вектор напряжения перемещается между двумя соседними фиксированными положениями. Из этих двух фиксированных положений вектора u_s , отстоящих друг от друга на $\pi/3$ рад, путем его многократных перемещений из одного положения в другое и обратно на основе принципа геометрического суммирования может быть получено любое промежуточное положение за счет изменения времени нахождения вектора в одном и в другом положении. Фазовый сдвиг между промежуточным и исходным положением вектора u_s представляет собой среднюю фазу [34].

С точки зрения поведения изображающего вектора u_s все способы управления инвертором можно разделить на четыре группы (см. табл. 3-1):

1. Регулирование модуля изображающего вектора. К этой группе относятся АИН с регулированием напряжения на входе и тремя рассмотренными способами управления ($\alpha = 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$).

2. Регулирование среднего модуля изображающего вектора. К этой группе относятся схемы с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения на основной и несущей частоте [21, 33, 38].

3. Регулирование модуля и средней фазы изображающего вектора. К этой группе относятся схемы с регулированием напряжения на входе инвертора и специальным управлением, улучшающим гармонический состав выходного напряжения.

4. Регулирование среднего модуля и средней фазы изображающего вектора. По существу, это схемы с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному, трапецидальному, треугольному и другим законам, позволяющим улучшить гармонический состав выходного напряжения [21, 45].

В дальнейшем в соответствии с табл. 3-1 все инверторы будем обозначать цифрами, первая из которых (римская) будет соответствовать классу, а вторая (арабская) — группе схемы.

К типу I-1 относятся АИН с $\alpha = 180^\circ$ и регулированием напряжения на входе. Свойства этих схем достаточно подробно описаны в литературе.

К типу II-1 относятся инверторы с $\alpha = 120^\circ, 150^\circ$ и регулированием напряжения на входе. При этих способах управления в схеме выход-

ного каскада образуются ветви, замыкающиеся только через диоды обратного моста, обладающие односторонней проводимостью. Структура выходной цепи такого инвертора будет зависеть от направления тока в этих ветвях. В свою очередь момент изменения тока в той или иной ветви схемы зависит от характера нагрузки. Поэтому форма выходного напряжения при $\alpha=120^\circ$ также зависит от характера нагрузки. При $\alpha=120^\circ$ структура силовой цепи остается неизменной, если $\cos \varphi_n \leq 0,55$; форма напряжения на обмотке двигателя в этом случае аналогична форме с $\alpha=180^\circ$, а изображающий вектор напряжения описывается выражением (3-10).

При чисто активной нагрузке вектор u_s определяется выражением

$$u_s = (1/\sqrt{3}) e^{j[(\pi/3)(l-1) - \pi/6]}, \quad (3-13)$$

т. е. по модулю он в $\sqrt{3}/2$ раза меньше и сдвинут в сторону отставания на $\pi/6$ (рис. 3-8, б). Положения вектора u_s в этом случае помечены цифрами 1'-6'. При этом вектор тока i_s совпадает с вектором u_s . При $0,55 \leq \cos \varphi_n \leq 1$ изображающий вектор u_s совершает дополнительные скачки между положениями, соответствующими активно-индуктивной ($\cos \varphi_n \leq 0,55$) и чисто активной нагрузке (рис. 3-8, в). Важно проследить фазовые соотношения между изображающими векторами напряжения u_s и тока i_s в схеме с $\alpha=120^\circ$. При $0 \leq \cos \varphi_n \leq 0,55$ фазовый сдвиг между изображающими векторами u_s и i_s всегда более $\pi/6$. В этом случае неизменность структуры силовой цепи обеспечивается током через обратный диод в течение 1/6 периода выходного напряжения (периода повторяемости). Так, если запирается ключ $TK4$ и отпирается ключ $TK6$, то отпирается диод $VD1$ и остается включенным, пока ток в фазной обмотке A двигателя $i_A = Re i_s$ отрицателен, т. е. фазовый сдвиг между u_s и i_s больше 30° . При $\cos \varphi_n > 0,55$ угол между u_s и i_s станет равным 30° прежде, чем произойдет очередное переключение ключей инвертора (рис. 3-8, в). При этом закроется проводящий обратный диод $VD1$ и изображающий вектор напряжения скачком изменит модуль в $\sqrt{3}/2$ раза и fazу на 30° (переместится из положения 6 в 6'), а угол между u_s и i_s станет равным нулю. Это состояние останется неизменным до следующей коммутации, при которой фаза φ_u скачком изменится на 90° . Таким образом, при управлении инвертором с $\alpha=120^\circ$ структура силовой цепи остается неизменной все то время, пока

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i \geq \pi/6. \quad (3-14)$$

Следует отметить, что указанное соотношение является более строгим, чем соотношение, базирующееся на понятии коэффициента мощности ($\cos \varphi_n$), так как для несинусоидальных напряжений и токов, имеющихся на выходе инвертора, последнее понятие не является строгим.

Ко второй группе относятся инверторы с ШИР на основной и несущей частоте. Рассмотрим наиболее простой способ управления при ШИР на основной частоте. Эпюры напряжений на входе ключей $TK1-TK6$ (см. рис. 3-7) и линейные напряжения на выходе АИН представлены на рис. 3-9.

В течение каждого периода повторяемости $T_{\text{пер}}$ для подключения нагрузки к источнику питания отпираются три транзисторных ключа (например $TK1, TK2, TK3$); для отключения нагрузки от источника один из них запирается. Причем запирается тот ключ, который позволяет отключить всю группу анодных либо катодных силовых ключей. Так, для отключения нагрузки при открытых ключах $TK1, TK2, TK3$ запирается ключ $TK2$, а при открытых ключах $TK2, TK3, TK4$ — ключ $TK3$ и т. д. Такой способ управления называется алгоритмом одиночного переключения (АОП).

Широтно-импульсное регулирование напряжения на выходе АИН на основной частоте и АОП осуществляется изменением относительной продолжительности γ включения нагрузки в цепь источника питания. Имеется и другая возможность ШИР на основной частоте, когда в паузе между импульсами запираются два силовых ключа одной группы (алгоритм группового переключения АГП). Здесь при открытых $TK1, TK2, TK3$ для создания паузы в напряжении на нагрузке запираются $TK1$ и $TK3$.

При алгоритме группового переключения создается пауза в напряжении на нагрузке, если к моменту запирания двух транзисторных ключей одной группы ток изменит знак. Это имеет место при малых постоянных времени нагрузки τ_n . Если значение τ_n велико и к рассматриваемому моменту ток знака не изменит, то паузу в выходном напряжении сформировать не удастся.

Обратясь к рис. 3-8, а, нетрудно показать, что регулирование напряжения на выходе АИН возможно, пока мгновенная разность фаз между изображающими векторами $\varphi = \varphi_u - \varphi_i < \pi/6$. Алгоритм одиночного переключения способен формировать паузу в выходном напряжении инвертора при любых значениях $\tau_n = L_n / r_n$, однако в системах электропривода при переходе асинхронного двигателя в генераторный режим с рекуперацией энергии в источник питания ни АГП, ни АОП не формируют паузу в выходном напряжении, поэтому преимущества АОП проявляются лишь в режимах потребления энергии асинхронным двигателем.

Рассмотренные способы управления инвертором не позволяют реализовать постоянную структуру силовой цепи инвертора и относятся к типу II-2 классификационной табл. 3-1. Следует подчеркнуть, что

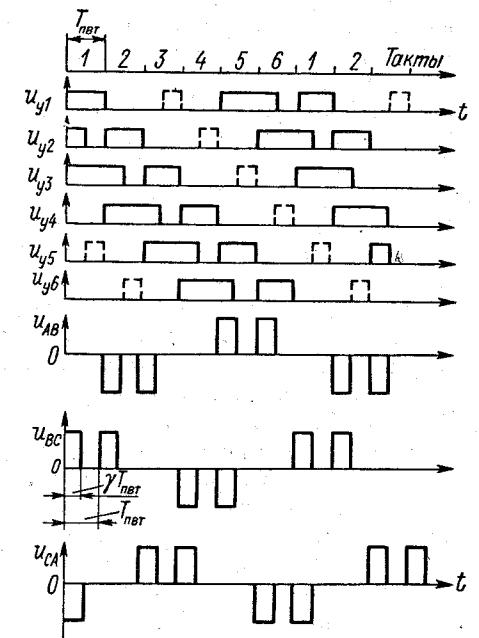


Рис. 3-9. Временные диаграммы при ШИР АКЗ на основной частоте

именно это обстоятельство обуславливает отмеченные выше отрицательные особенности работы инвертора при АОП и АГП.

Если реализовать постоянную структуру в инверторе, то отмеченные особенности исключаются. Для этого необходимы дополнительные переключения транзисторных ключей в каждой фазной группе. Пример такого управления для АОП представлен на рис. 3-9 штриховыми линиями. Здесь при запирании ключа TK_2 отпирается ключ TK_5 , при запирании ключа TK_3 отпирается ключ TK_6 и т. д.

При ШИР на основной частоте гармонический состав выходного напряжения и тока резко ухудшается в области малых напряжений и частот. Для исключения этого нежелательного явления используется широтно-импульсное регулирование на несущей частоте. В этом случае в течение периода частоты повторяемости $T_{\text{повт}}$ несколько раз с периодом T_0 происходит включение и отключение одного из силовых ключей (рис. 3-10). При этом обмотки двигателя оказываются подключеными к источнику питания на интервале γT_0 , а на интервале $(1 - \gamma)T_0$ они отключены и закорочены. На рис. 3-10 представлен случай, когда $T_{\text{повт}} = 2T_0$. Гармонический состав выходного напряжения при ШИР на несущей частоте улучшается с увеличением кратности $k = T_{\text{повт}}/T_0 = f_0/f$ [33]. Однако большие значения k весьма трудно реализовать.

Улучшение гармонического состава выходного напряжения осуществляется при переходе к широтно-импульсной модуляции. Рассмотрим типичный для ШИМ способ управления АИН. Сущность этого способа, описанного в [41], поясняется рис. 3-11, где показаны: законы

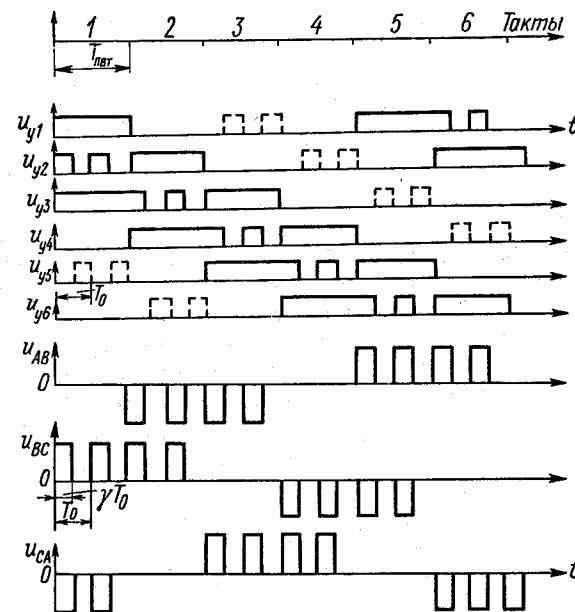


Рис. 3-10. Временные диаграммы при ШИР АКЗ на несущей частоте

управления ключами (а); выходные фазные напряжения инвертора (б); выходные линейные напряжения инвертора (в).

В интервале от 0 до $2\pi/3$ на управляющий вход транзисторного ключа (например, TK_1) подается постоянный отпирающий сигнал, а в интервале от $2\pi/3$ до π — широтно-модулированный сигнал — 4 импульса, длительность которых линейно убывает. Аналогичные сигналы, но с соответствующим фазовым сдвигом подаются на входы остальных ключей. При данном способе управления сигналы подаются поочередно то на два, то на три транзисторных ключа. Такой алгоритм управления несет в себе возможность изменения структуры силовой цепи, т. е. относится к типу II-3. Действительно, исследования, проведенные в [41], показали, что неизменность структуры сохраняется, пока $\cos \varphi_h \leqslant 0,87$.

При запирании ключа TK_1 изображающий вектор u_s переходит из положения 2 в положение 3 (см. рис. 3-8, а). В течение импульса 1 (рис. 3-11, а) ключ TK_1 отперт, поэтому $t_1 = T_0$ и из (3-12) имеем $\varphi_{cp} = 0$. Три четверти периода импульса 2 ключ TK_1 отперт, а четверть периода он заперт. Поэтому здесь $t_1 = 3/4T_0$ и $\varphi_{cp} = \arctg(\sqrt{3}/7) = 14^\circ$. Длительность импульса 3 будет $t_1 = T_0/2$, а четвертого $t_1 = T_0/4$. При этом средняя фаза изображающего вектора напряжения принимает последовательно значения 0; 14°; 30°; 46°.

Таким образом, изображающий вектор u_s , перемещаясь между положениями 2 и 3 (рис. 3-8, а), занимает некоторые промежуточные положения, отличающиеся друг от друга средней фазой. Чем больше этих промежуточных положений, тем ближе к синусоиде напряжение на выходе инвертора.

Для того чтобы построить схемы инверторов с неизменной структурой, относящиеся к группе I-3 (табл. 3-1), необходимо после запирания очередного ключа отпирать другой ключ той же фазной группы инвертора. Так, при запирании ключа TK_1 следует отпереть ключ TK_4 . При этом электромагнитные процессы не будут зависеть от коэффициента мощности нагрузки.

Схемы инверторов, отнесенные согласно разработанной классификации к типу I-3, отличаются большим разнообразием, но по сути своей сводятся к многократному перемещению изображающего вектора u_s между основными соседними состояниями. Эта особенность впервые была подмечена в [34], где описан оптимальный алгоритм управления транзисторными ключами АИН, который заключается в многократном переключении ключей только одной фазы в течение 1/6 периода выходного напряжения инвертора. Действительно, соседние состояния изображающего вектора напряжения (например, 2 и 3 на рис. 3-8, а) отличаются тем, что во втором состоянии отперт ключ TK_1 , а в третьем — ключ TK_4 . Поэтому для того чтобы средняя фаза изображающего вектора могла принимать промежуточные значения между 0 и $\pi/3$, необходимо на рассматриваемом интервале переключать только ключи TK_1 и TK_4 , на следующем (см. рис. 3-8, а) — ключи TK_2 , TK_5 и т. д. Для изменения среднего модуля изображающего вектора (формированием пауз в выходном напряжении) следует в состоянии 2 запереть ключ TK_2 и отпереть ключ TK_5 , в состоянии 3

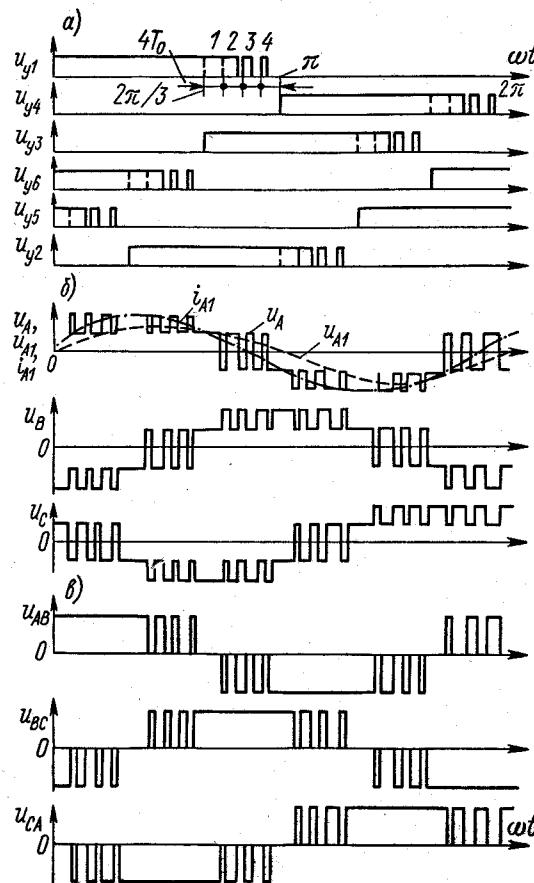


Рис. 3-11. Временные диаграммы при ШИМ АКЗ на несущей частоте

запереть ключ $TK3$ и отпереть ключ $TK6$, в состоянии 4 запереть ключ $TK4$ и отпереть ключ $TK1$ и т. д. Таким образом, на основании поведения изображающего вектора разрабатывается способ управления транзисторными ключами инвертора, который легко реализуется с помощью цифровой микросхемотехники. Подобная реализация значительно проще тех, для которых в схемах управления инвертором необходимо формировать трехфазные синусоидальные напряжения переменной частоты. Для улучшения гармонического состава выходного напряжения необходима высокая кратность частоты переключения ключей фазной группы (эта частота в литературе названа несущей частотой $f_0 = 1/T_0$) относительно основной частоты инвертора ($f = 1/T$). Для увеличения отношения несущей и основной частоты инвертора можно использовать способы управления, предусматривающие синхронное или асинхронное изменение этого отношения.

В первом случае отношение f_0/f поддерживается всегда кратным целому числу; такие алгоритмы наиболее просто реализуются в цифровой форме. Асинхронные способы характеризуются произвольным отношением f_0/f ; они могут быть реализованы в разомкнутой либо в замкнутой системе формирования синусоидального тока на выходе инвертора.

Устройства управления инвертором должны реализовать способ, который обеспечил бы удовлетворение двух основных требований, предъявляемых к системе преобразователь — асинхронный двигатель, а именно требований: 1) минимальных потерь в двигателе и минимальных пульсаций момента, обусловленных воздействием полей первой и высших гармоник; 2) минимальных потерь в элементах преобразователя.

Эти требования противоречивы, так как для улучшения работы двигателя следует повышать несущую частоту, а для уменьшения потерь в преобразователе ее следует уменьшать; кроме того, двусторонняя энергетическая связь требует добавочных переключений в преобразователе. Компромисс в удовлетворении отмеченных требований находится на основании анализа электромагнитных процессов.

3-2. Усилительно-преобразовательные устройства

Общие замечания. Условия работы усилительно-преобразовательных устройств (УПУ) цифровых электроприводов весьма различны, поэтому требования, предъявляемые к этим устройствам и, следовательно, к их отдельным элементам также могут быть самыми разнообразными.

На основе накопленного опыта проектирования и эксплуатации УПУ цифровых электроприводов можно сформулировать некоторые общие требования, предъявляемые к ним. Так, в частности, УПУ должны обеспечивать высокий коэффициент усиления по напряжению и мощности, малую инерционность, высокую стабильность характеристик и минимальный дрейф нуля при изменении напряжения питания, температуры окружающей среды и других внешних факторов, высокий КПД, мгновенную готовность к действию, высокую надежность работы, достаточно большие сроки службы и хранения, минимальные массу и габариты.

Как было показано в первой главе, цифровая коррекция позволяет отойти от типовой традиционной функциональной схемы построения УПУ. Обычные усилительно-преобразовательные устройства, используемые в цифровых электроприводах, как правило, содержат преобразователь кода в напряжение, непрерывное корректирующее устройство, модулятор, каскады предварительного усиления и выходные каскады усиления мощности [58]. Подобное построение УПУ приводило к существенному увеличению их массы и габаритов. В этом параграфе рассмотрены иные принципы построения схем УПУ — без преобразования кода в напряжение, т. е. без звена постоянного тока.

Как уже отмечалось, питание подобных УПУ осуществляется от первичного источника постоянного тока. Управляющий сигнал t , пода-

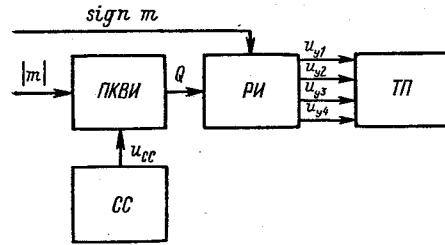


Рис. 3-12. Функциональная схема УПУ для симметричного управления

смотрим принципы построения УПУ для этих трех способов управления.

Функциональная схема УПУ для симметричного управления транзисторными ключами показана на рис. 3-12. Она содержит преобразователь кода во временной интервал (ПКВИ), схему синхронизации (СС), распределитель импульсов (РИ) и транзисторный преобразователь (ТП). На рис. 3-12 U_{CC} — опорный сигнал, подаваемый на ПКВИ от СС, Q — широтно-импульсный сигнал, снимаемый с ПКВИ, а $u_1 \div u_4$ — сигналы, подаваемые на транзисторные ключи преобразователя. Рассмотрим варианты построения отдельных блоков УПУ.

Для реализации ПКВИ обычно используются два основных подхода. При первом подходе, как и для непрерывных систем, основным звеном преобразователя кода во временной интервал является компаратор, на вход которого подаются два цифровых сигнала: входной управляющий n -разрядный сигнал m и некоторый опорный сигнал θ_0 , обычно пилообразной формы (рис. 3-13, а).

В зависимости от вида опорного пилообразного сигнала θ_0 на выходе компаратора могут быть получены различные сигналы. Так, на рис. 3-13, б приведена временная диаграмма работы схемы, которая может быть использована для управления транзисторными преобразователями в рассматриваемом случае. При этом схема вырабатывает лишь один управляющий сигнал, формируемый в начале каждого полупериода пилообразного напряжения. Другой вариант временной диаграммы работы схемы показан на рис. 3-13, в.

При втором подходе к реализации схемы ПКВИ используются обычные счетчики импульсов. На рис. 3-14, а приведена функциональная схема преобразователя кода m во временной интервал, которая работает следующим образом. В определенные моменты времени схема синхронизации вырабатывает тактовый импульс f_{CC} , который производит запись кода m в счетчик C и одновременно устанавливает триггер T_g в такое состояние, при котором проводит вентиль B . Импульсы от схемы синхронизации с частотой f_{CC} проходят через вентиль и поступают на вход счетчика. Счетчик работает на вычитание, причем в тот момент времени, когда на счетчике будет записан нуль, на выходе счетчика будет сформирован импульс f_C . Этот импульс изменяет состояние триггера. Вентиль закрывается, и поступление импульсов с частотой f_{CC} на вход счетчика прекращается. Выходной сигнал Q ,

ваемый на вход УПУ, содержит n разрядов, а также знаковый разряд $sign m$.

УПУ для двигателей постоянного тока. Как уже было отмечено, различаются три способа управления транзисторными преобразователями, работающими на двигатели постоянного тока с независимым возбуждением: симметричный, несимметричный и поочередный. Рассмотрим принципы построения УПУ для этих трех способов управления.

Функциональная схема УПУ для симметричного управления транзисторными ключами показана на рис. 3-12. Она содержит преобразователь кода во временной интервал (ПКВИ), схему синхронизации (СС), распределитель импульсов (РИ) и транзисторный преобразователь (ТП). На рис. 3-12 U_{CC} — опорный сигнал, подаваемый на ПКВИ от СС, Q — широтно-импульсный сигнал, снимаемый с ПКВИ, а $u_1 \div u_4$ — сигналы, подаваемые на транзисторные ключи преобразователя. Рассмотрим варианты построения отдельных блоков УПУ.

Для реализации ПКВИ обычно используются два основных подхода. При первом подходе, как и для непрерывных систем, основным звеном преобразователя кода во временной интервал является компаратор, на вход которого подаются два цифровых сигнала: входной управляющий n -разрядный сигнал m и некоторый опорный сигнал θ_0 , обычно пилообразной формы (рис. 3-13, а).

В зависимости от вида опорного пилообразного сигнала θ_0 на выходе компаратора могут быть получены различные сигналы. Так, на рис. 3-13, б приведена временная диаграмма работы схемы, которая может быть использована для управления транзисторными преобразователями в рассматриваемом случае. При этом схема вырабатывает лишь один управляющий сигнал, формируемый в начале каждого полупериода пилообразного напряжения. Другой вариант временной диаграммы работы схемы показан на рис. 3-13, в.

При втором подходе к реализации схемы ПКВИ используются обычные счетчики импульсов. На рис. 3-14, а приведена функциональная схема преобразователя кода m во временной интервал, которая работает следующим образом. В определенные моменты времени схема синхронизации вырабатывает тактовый импульс f_{CC} , который производит запись кода m в счетчик C и одновременно устанавливает триггер T_g в такое состояние, при котором проводит вентиль B . Импульсы от схемы синхронизации с частотой f_{CC} проходят через вентиль и поступают на вход счетчика. Счетчик работает на вычитание, причем в тот момент времени, когда на счетчике будет записан нуль, на выходе счетчика будет сформирован импульс f_C . Этот импульс изменяет состояние триггера. Вентиль закрывается, и поступление импульсов с частотой f_{CC} на вход счетчика прекращается. Выходной сигнал Q ,

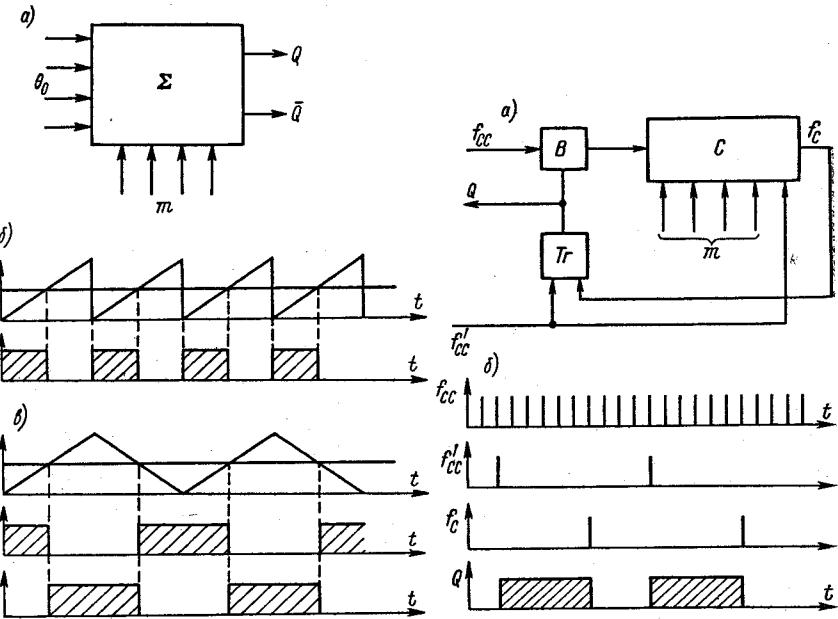


Рис. 3-13. Функциональная схема преобразователя кода во временной интервал с одним компаратором (а) и временные диаграммы ее работы (б и в)

длительность которого пропорциональна коду m , снимается с триггера T_g . Временная диаграмма работы схемы приведена на рис. 3-14, б.

Как уже отмечалось, для подачи в данный момент времени управляющих сигналов $u_1 \div u_4$ на соответствующий силовой транзисторный ключ используется распределитель импульсов (РИ). Очевидно, что порядок подачи сигналов определяется выбранным способом управления двигателем. Алгоритмы работы РИ для рассмотренных трех способов управления двигателями постоянного тока приведены в табл. 3-2. В качестве примера рассмотрим принцип построения РИ для симметричного управления (рис. 3-15). Функция $Q sign m + \bar{Q} sign m$ легко может быть реализована с помощью элемента 2И—2ИЛИ—НЕ (например, микросхема D1 типа K155ЛР1). Выходные сигналы, подаваемые на силовые ключи транзисторного преобразователя, возможно получить с помощью элементов 2И—НЕ (например, микросхемы D2 и D3 типа K155ЛА7) с открытыми коллекторами, которые подключаются через светодиоды к источнику постоянного тока u_k . В этих схемах при поступлении входных сигналов выходной транзистор открывается, что обеспечивает свечение светодиода и соответствует подаче управляющего сигнала на силовые ключи.

Для выработки различного рода сигналов, которые управляют работой отдельных узлов УПУ, применяют специальную схему синхронизации. Эта схема, как следует из принципа работы отдель-

Таблица 3-2. Управление двигателями постоянного тока

Способ управления	Временная диаграмма напряжений на двигателе	Алгоритм работы	Схема распределителя импульсов
Симметричный	Рис. 3-2, а	$u_{y1} = u_{y4} = Q \operatorname{sign} m + \bar{Q} \operatorname{sign} m;$ $u_{y2} = u_{y3} = \bar{Q} \operatorname{sign} m + Q \operatorname{sign} m$	Рис. 3-15
Несимметричный	Рис. 3-2, б	$u_{y1} = \bar{Q} \operatorname{sign} m + P \operatorname{sign} m;$ $u_{y2} = Q \operatorname{sign} m;$ $u_{y3} = \bar{Q} \operatorname{sign} m + P \operatorname{sign} m;$ $u_{y4} = Q \operatorname{sign} m$	Рис. 3-18
Поочередный	Рис. 3-2, в	$u_{y1} = \bar{Q}u_1 \operatorname{sign} m + Qu_1 \operatorname{sign} m +$ $+ P \bar{u}_1 \operatorname{sign} m;$ $u_{y2} = Qu_1 \operatorname{sign} m + \bar{Q}u_1 \operatorname{sign} m +$ $+ Pu_1 \operatorname{sign} m;$ $u_{y3} = \bar{Q}u_1 \operatorname{sign} m + \bar{Q}u_1 \operatorname{sign} m +$ $+ Pu_1 \operatorname{sign} m;$ $u_{y4} = \bar{Q}u_1 \operatorname{sign} m + Q\bar{u}_1 \operatorname{sign} m +$ $+ Pu_1 \operatorname{sign} m$	Рис. 3-20

Примечание. Для всех способов управления схема синхронизации показана на рис. 3-16, а схема преобразователя кода во временной интервал на рис. 3-13, а или 3-14, а.

ных узлов УПУ, при симметричном управлении в общем случае вырабатывает либо опорный сигнал θ_0 (при использовании схемы ПКВИ с компаратором), либо сигналы с частотой f_{CC} и f'_{CC} (при использовании схемы ПКВИ со счетчиком). Кроме того, как будет показано ниже, при поочередном управлении схема синхронизации (рис. 3-16) также должна вырабатывать специальный опорный сигнал u_1 . В состав этой схемы входит генератор импульсов $ГИ$ и делитель частоты на $n+1$ разряд. В рассматриваемом случае $n=4$, т. е. делитель частоты состоит из пяти триггеров ($Tr1$ — $Tr5$). С выхода генератора импульсов снимаются импульсы частотой f_{CC} , которая равна 2^{n+1} , а с выхода делителя частоты — импульсы частотой f'_{CC} . Напряжение u_1 снимается с дополнительного триггера $Tr6$.

Согласно принципу несимметричного управления транзисторными преобразователями при наличии сигнала рассогласования один из верхних транзисторных ключей (см. рис. 3-2, б) все время должен оставаться открытым. Это обеспечивается тем, что в функциональную схему УПУ для несимметричного управления вводится дополнительное звено — схема равенства нулю (CPH) сигнала рассогласования (рис. 3-17). На вход этой схемы поступает n -разрядный код рассогласования m , а на выходе образуется сигнал P , причем $P=1$, если код m не равен 0, и $P=0$, если код m равен 0. Распределитель импульсов

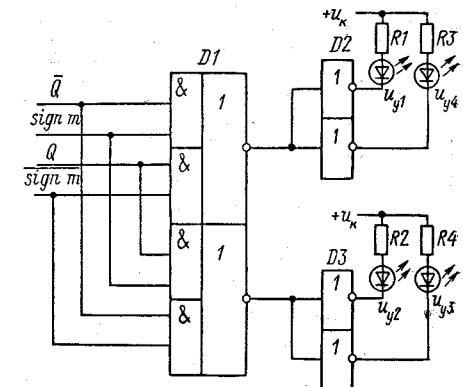


Рис. 3-15. Схема распределителя импульсов для симметричного управления

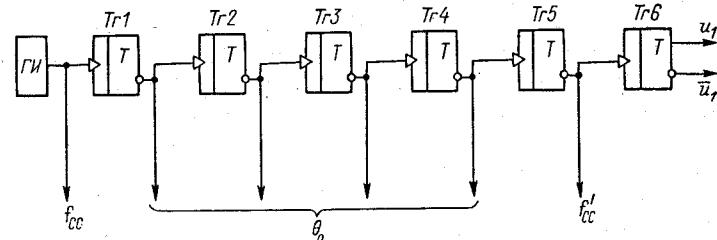


Рис. 3-16. Схема синхронизации

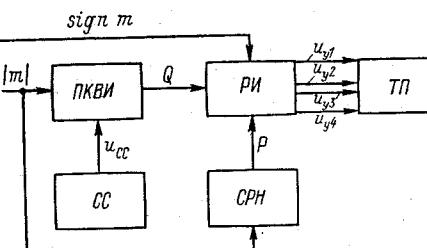


Рис. 3-17. Функциональная схема УПУ для несимметричного управления

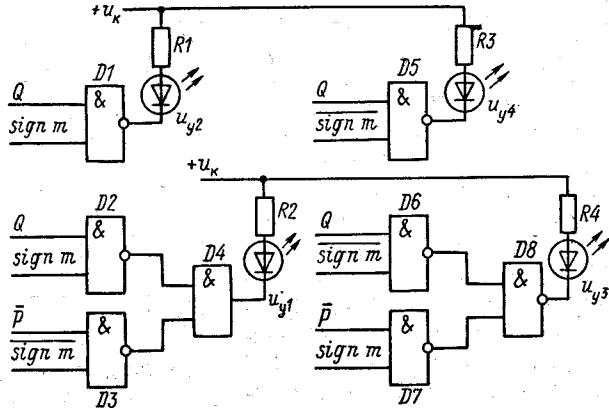


Рис. 3-18. Схема распределителя импульсов для несимметричного управления

В этом случае должен реализовать алгоритм, который приведен в табл. 3-2. Схема РИ, реализующая этот алгоритм, приведена на рис. 3-18.

Для поочередного управления в функциональной схеме УПУ на вход РИ кроме сигнала Р необходимо также подать опорное напряжение u_1 , сни-маемое со схемы синхронизации (рис. 3-19). Алгоритм работы РИ в этом случае также при-веден в табл. 3-2, а схемная реализация РИ — на рис. 3-20. Что касается схемы ПКВИ, то она в двух последних случаях может быть такой же, как при симметричном управлении.

УПУ для асинхронных двухфазных двигателей. Вначале рассмотрим принципы построения УПУ для асинхронных двухфазных двигателей (АДД) с амплитудно-фазовым управлением. Напомним, что ранее были рассмотрены два различных способа такого управления.

Функциональная схема УПУ для амплитудно-фазового управ-ления АДД показана на рис. 3-21. Здесь схема синхрониза-ции должна вырабатывать, кроме сигналов U_{CC} и u_1 , сигналы u_{y1} и u_{y2} , подаваемые на транзисторные ключи в цепи обмотки возбуждения. Что касается схемы ПКВИ, то она должна вырабатывать управ-ляющие сигналы в начале ин-тервала. При этом могут быть использованы схемы ПКВИ, вы-полненные по рис. 3-13, а и 3-14, а.

Как и в ранее рассмотрен-ной схеме УПУ, для подачи в определенный момент времени управляемых сигналов u_{y1} — u_{y2} на соответствующий силовой транзисторный ключ используется распределитель импульсов РИ. Прохождение сигналов по-прежнему определяется выбранным способом управления дви-гателем. Алгоритмы работы РИ для обоих способов импуль-сов для поочередного управления

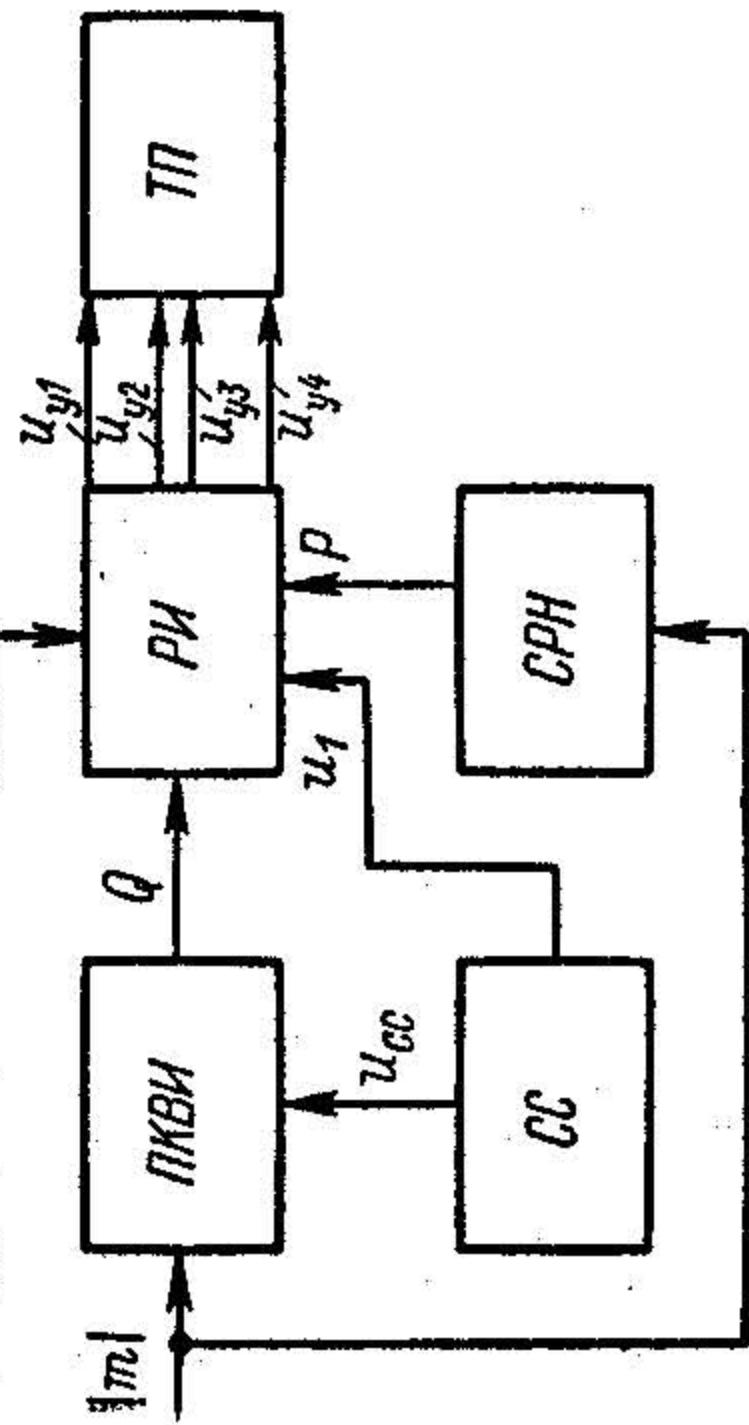


Рис. 3-19. Функциональная схема УПУ для поочередного управления

введен в табл. 3-2, а схемная реализация РИ — на рис. 3-20. Что касается схемы ПКВИ, то она в двух последних случаях может быть такой же, как при симметричном управлении.

УПУ для асинхронных двухфазных двигателей. Вначале рассмотрим принципы построения УПУ для асинхронных двухфазных двигателей (АДД) с амплитудно-фазовым управлением. Напомним, что ранее были рассмотрены два различных способа такого управления.

Функциональная схема УПУ для амплитудно-фазового управ-ления АДД показана на рис. 3-21. Здесь схема синхрониза-ции должна вырабатывать, кроме сигналов U_{CC} и u_1 , сигналы u_{y1} и u_{y2} , подаваемые на транзисторные ключи в цепи обмотки возбуждения. Что касается схемы ПКВИ, то она должна вырабатывать управ-ляющие сигналы в начале ин-тервала. При этом могут быть использованы схемы ПКВИ, вы-полненные по рис. 3-13, а и 3-14, а.

Как и в ранее рассмотрен-ной схеме УПУ, для подачи в определенный момент времени управляемых сигналов u_{y1} — u_{y2} на соответствующий силовой транзисторный ключ используется распределитель импульсов РИ. Прохождение сигналов по-прежнему определяется выбранным способом управления дви-гателем. Алгоритмы работы РИ для обоих способов импуль-сов для поочередного управления

фазового управления АДД при-веденены в табл. 3-3. В качестве примера рассмотрим построение схемы РИ для первого способа. Предположим, что на вход схемы поступает сигнал m , имеющий определенный знак, например $\text{sign } m = 1$. Допустим, что в этом

случае в первый полупериод опорного напряжения ($u_1 = 1$) сигнал от РИ должен подаваться на вход ключа $TK1$ (сигнал u_{y1}), а во второй полупериод опорного напряжения ($u_1 = 0$) — на вход $TK2$ (сигнал u_{y2}). При противоположном знаке входного сигнала ($\text{sign } m = 0$, т. е. $\text{sign } m = 1$) в первый полупериод опорного напряжения ($u_1 = 1$) сигнал должен подаваться на вход ключа $TK2$ (сигнал u_{y2}), а во второй полупериод опорного напряжения ($u_1 = 0$) — на вход $TK1$ (сигнал u_{y1}).

Согласно этой логике алгоритм управления имеет вид

$$\begin{aligned} u_{y1} &= Q(u_1 \text{ sign } m + \bar{u}_1 \overline{\text{sign } m}); \\ u_{y2} &= Q(u_1 \overline{\text{sign } m} + \bar{u}_1 \text{ sign } m). \end{aligned} \quad (3-15)$$

В соответствии с этим алгоритмом

$$\left. \begin{aligned} \text{при } u_1 = 1 \text{ и } \text{sign } m = 1 \quad u_{y1} = Q, \quad u_{y2} = 0; \\ \text{при } u_1 = 0 \text{ и } \text{sign } m = 1 \quad u_{y1} = 0, \quad u_{y2} = Q; \\ \text{при } u_1 = 1 \text{ и } \overline{\text{sign } m} = 1 \quad u_{y1} = 0, \quad u_{y2} = Q; \\ \text{при } u_1 = 0 \text{ и } \overline{\text{sign } m} = 1 \quad u_{y1} = Q, \quad u_{y2} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-16)$$

Таблица 3-3. Амплитудно-фазовое управление асинхронными двухфазными двигателями

Способ управления	Временная диаграмма напряжений на двигателе	Алгоритм работы
1	Рис. 3-4, а	$u_{y1} = Q(u_1 \text{ sign } m + \bar{u}_1 \overline{\text{sign } m});$ $u_{y2} = Q(u_1 \overline{\text{sign } m} + \bar{u}_1 \text{ sign } m)$
2	Рис. 3-4, б	$u_{y1} = Q(u_1 \text{ sign } m + \bar{u}_1 \overline{\text{sign } m});$ $u_{y2} = Q(u_1 \overline{\text{sign } m} + \bar{u}_1 \text{ sign } m)$

Рис. 3-20. Схема распределителя импуль-сов для поочередного управления

Причина. Для обоих способов управления схема распределителя импульсов показана на рис. 3-22, схема синхронизации — на рис. 3-23, а, а схема преобразователя кода во временной интервал — на рис. 3-13, а или 3-14, а.

Как и ранее, функция $u_1 \text{sign } m + \bar{u}_1 \text{sign } m$ легко может быть реализована с помощью элемента 2И-2ИЛИ-НЕ (например, микросхема K155ЛР1). Произведение $Q(u_1 \text{sign } m + \bar{u}_1 \text{sign } m)$ возможно получить с помощью элемента 2И-НЕ (например, микросхема K155ЛА7). Схема РИ, построенная по рассмотренному принципу, приведена на рис. 3-22.

Схема синхронизации, которая может быть использована в рассматриваемом случае, как и ранее, должна вырабатывать либо опорный сигнал θ_o , либо сигналы с частотой f_{cc} и f'_{cc} , а также сигналы u_1 и u_2 , подаваемые на вход РИ, и сдвинутые относительно их на 90° сигналы u_{b1} и u_{b2} , подаваемые на транзисторные ключи в цепи обмотки возбуждения АДД. На рис. 3-23, а приведен один из вариантов схемы синхронизации. В схему входит делитель частоты на $n + \log_2 N + 1$ разрядов. В рассматриваемом частном случае $n=4$, $N=2$, т. е. делитель частоты состоит из шести триггеров ($T_{g1}-T_{g6}$). Кроме того, в схему входят логический элемент 2И-ИЛИ-НЕ (схема D1) для формирования сигнала, сдвинутого на 90° по отношению к выходному сигналу делителя частоты u_1 , инвертор (схема D2) и выходной элемент 2И-НЕ (схема D3) с открытым коллектором, подключаемый через светодиоды к источнику постоянного тока. При свечении светодиодов подается соответствующий сигнал u_{b1} или u_{b2} на транзисторные ключи в цепи обмотки возбуждения АДД. Временная диаграмма работы этой схемы показана на рис. 3-23, б.

Рассмотрим принципы построения УПУ для АДД с частотным управлением. Здесь двигатель управляется автономным инвертором напряжения (АИН), причем каждая обмотка АДД (как обмотка управления, так и обмотка возбуждения) питается от отдельного транзисторного преобразователя; обмотка управления — от преобразователя с транзисторными ключами $TK1-TK4$, а обмотка возбуждения — от преобразователя с транзисторными ключами $TK5-TK8$ (см. рис. 3-5).

Рассмотрим принципы построения УПУ для широтно-импульсного регулирования АДД на основной частоте. При этом продолжительность сигналов, подаваемых на обмотку управления (сигнал Q_1) и обмотку возбуждения (сигнал Q_2), постоянна и не зависит от вход-

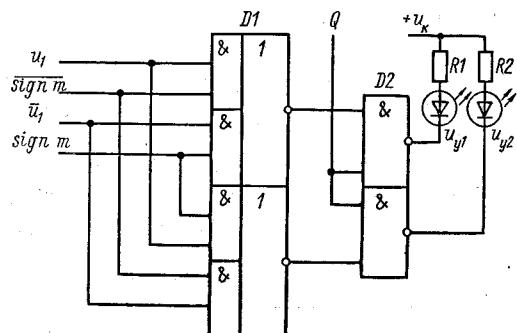


Рис. 3-22. Схема распределителя импульсов

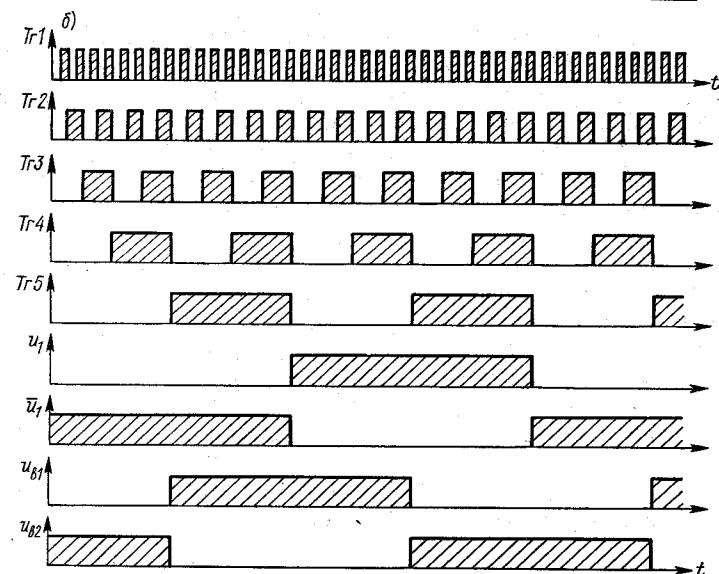
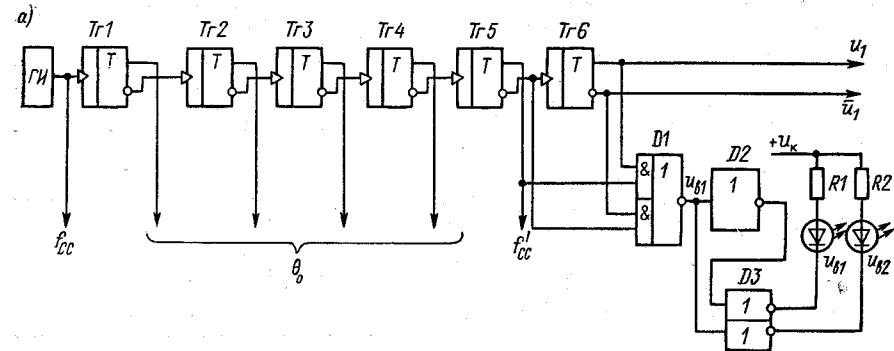


Рис. 3-23. Схема синхронизации (а) и временная диаграмма ее работы (б)

ного кода. Параметром управления, зависящим от входного кода, в этом случае является частота опорных сигналов u_1 и u_2 , причем максимальному коду m , подаваемому на вход схемы, соответствует минимальная частота этих сигналов, а с уменьшением кода частота опорных сигналов u_1 и u_2 увеличивается. Пауза между двумя сигналами, подаваемыми на каждую из обмоток двигателя, уменьшается. Временные диаграммы напряжений на обеих обмотках двигателя для рассматриваемого способа управления (с учетом необходимого фазового сдвига в цепи обмотки возбуждения) приведены на рис. 3-6.

На рис. 3-24 показана функциональная схема УПУ для рассмотренного способа управления. На вход ПКВИ подаются код рассогласования m и синхронизирующий сигнал U_{CC} от схемы синхронизации. С выхода ПКВИ снимаются два одинаковых постоянных по длительности сигнала Q_1 и Q_2 , сдвинутых относительно друг друга на 90° ,

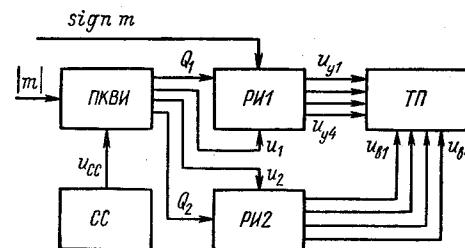


Рис. 3-24. Функциональная схема УПУ для ШИР АДД на основной частоте

а также опорные сигналы u_1 и u_2 , частота которых обратно пропорциональна коду m . Сигналы Q_1 и Q_2 подаются на первый распределитель импульсов (*РИ1*), на который также подается знак кода $sign m$, а сигналы Q_2 и u_2 — на второй распределитель (*РИ2*). Выходные сигналы с *РИ1* поступают на транзисторные ключи в цепи обмотки управления, а выходные сигналы с *РИ2* — на транзисторные ключи в цепи обмотки возбуждения. Распределители импульсов должны сформировать управляющие сигналы в соответствии с табл. 3-4. Соответствующие им алгоритмы легко реализуются по аналогии с ранее рассмотренными схемами распределителей импульсов.

Что касается схемы ПКВИ, то в данном случае она существенно отличается от ранее рассмотренных схем ПКВИ, которые формировали сигналы, переменные по длительности, но постоянные по частоте. В рассматриваемом случае длительность сигналов Q_1 и Q_2 , снимаемых с ПКВИ, всегда остается постоянной, а частота опорных сигналов u_1 и u_2 — переменной.

Одна из возможных схемных реализаций ПКВИ для рассматриваемого способа управления показана на рис. 3-25, а временные

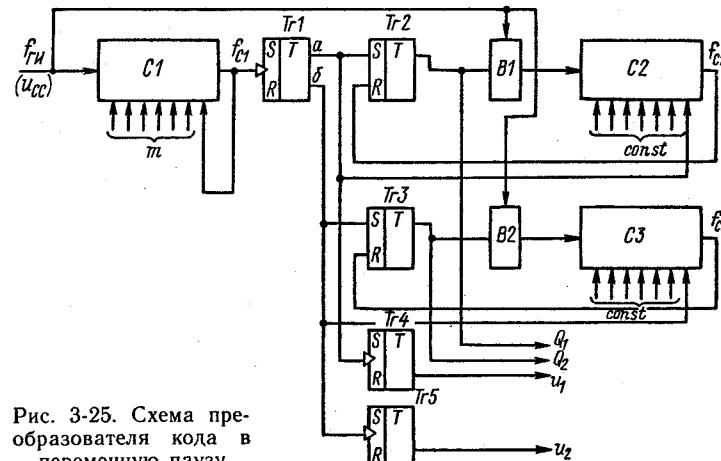


Рис. 3-25. Схема преобразователя кода в переменную паузу

Таблица 3-4. Управляющие сигналы для широтно-импульсного регулирования асинхронного двухфазного двигателя на основной частоте

sign m	u_1	u_{y1}	u_{y2}	u_{y3}	u_{y4}
0	0	1	0	\bar{Q}	Q
0	1	\bar{Q}	Q	1	0
1	0	\bar{Q}	Q	1	0
1	1	1	0	\bar{Q}	Q

диаграммы ее работы — на рис. 3-26. Как видно из схемы, на вход счетчика $C1$ поступают импульсы от схемы синхронизации частотой f_{gi} . Счетчик $C1$ работает на вычитание, и поэтому, когда на нем будет зафиксирован нулевой код, на его выходе будет образован импульс обратного переноса f_{c1} . В этом случае производится запись кода m на счетчик $C1$. Кроме того, импульс f_{c1} поступает на счетный вход триггера $Tr1$ и при этом меняет его состояние. При этом с шины a этого триггера снимается импульс, который производит запись постоянного числа, соответствующего частоте 800 Гц, на второй счетчик $C2$. Кроме того, импульс с шины a устанавливает триггер $Tr2$ в такое состояние, при котором начинает проводить вентиль $B1$. В этом случае импульсы частотой f_{gi} начинают поступать не только на вход счетчика $C1$, но и на вход счетчика $C2$, который также работает на вычитание. При фиксации нулевого кода на счетчике $C2$ на его выходе будет образован импульс обратного переноса f_{c2} , который изменит состояние триггера $Tr2$, т. е. при этом вентиль $B1$ вновь закроется и счетчик $C2$ прекратит свою работу. Очевидно, что вентиль $B1$ снова начнет пропускать импульсы частотой f_{gi} на вход счетчика $C3$ лишь после того, как триггер $Tr3$ вновь изменит свое состояние из-за подачи на него импульса с шины b триггера $Tr1$. Таким образом, в рассматриваемой схеме длительности сигналов Q_1 и Q_2 , снимаемых с триггеров $Tr2$ и $Tr3$, всегда равны и постоянны и определяются числом, записываемым на счетчики $C2$ и $C3$ (в случае 800 Гц это 1,25 мс). Длительность же паузы между

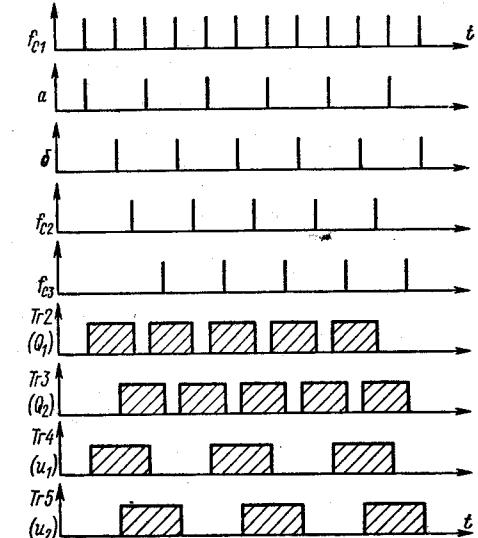


Рис. 3-26. Временные диаграммы работы схемы по рис. 3-25

двумя соседними сигналами Q_1 и между двумя соседними сигналами Q_2 зависит от частоты сигнала f_{C1} , снимаемого с выхода счетчика $C1$, т. е. от числа m , записываемого в счетчик $C1$, причем минимальная пауза в рассматриваемом случае (1,25 мс) будет иметь место при минимальном входном коде m , а с ростом этого кода пауза увеличивается до максимального значения, равного 3,75 мс.

Для формирования сигналов u_1 и u_2 , снимаемых с рассматриваемой схемы ПКВИ, импульсы с шин a и b триггера $Tg1$ подаются на счетные входы триггеров $Tg4$ и $Tg5$ соответственно. При этом с триггера $Tg4$ будет сниматься выходной сигнал u_1 , а с триггера $Tg5$ — сигнал u_2 .

Рассмотрим рекомендации по выбору частоты сигнала $f_{ги}$. Предположим, что УПУ для рассматриваемого случая должно изменять частоту напряжения, подаваемого на обмотку АДД, в диапазоне от 400 Гц (что соответствует минимальному входному сигналу на входе УПУ) до 100 Гц (что соответствует максимальному входному сигналу на входе УПУ), причем в этом диапазоне схема должна изменять частоту выходного напряжения на 1 Гц при изменении входного кода на единицу. Отсюда получаем следующие очевидные соотношения:

$$f_{ги}/m_{\min} = 400; \quad f_{ги}/(m_{\min} + 1) = 399.$$

Предположим, что $m_{\min} = 400$. В этом случае $f_{ги} = 160$ кГц, а m_{\max} , соответствующая частоте выходного напряжения 100 Гц, равна 1600. Таким образом, в рассматриваемом случае входной сигнал на входе УПУ (т. е. подаваемый на вход счетчика $C1$) должен изменяться в диапазоне $400 < m < 1600$. Учитывая, что внутри каждого периода необходимо сформировать четыре разнесенных во времени импульса (два из которых подаются на различные транзисторные ключи в цепи обмотки управления двигателем, а два — в цепи обмотки возбуждения двигателя), получаем, что необходимая частота $f_{ги} = 160 \times 4 = 640$ кГц. В этом случае с выхода счетчика $C1$ будут сниматься импульсы частотой f_{C1} , которая изменяется в диапазоне от 400 Гц (что соответствует числу m , равному 1600) до 1600 Гц (что соответствует числу m , равному 400).

Выходные сигналы Q_1 , Q_2 , u_1 и u_2 , снимаемые с рассмотренной схемы ПКВИ, подаются на входы распределителей импульсов $PI1$ и $PI2$, схемы которых приведены на рис. 3-27.

Как видно из рис. 3-27, *a*, в состав схемы $PI1$ входят четыре селектора-мультплексора — интегральные микросхемы K155KP2 (схемы $D1$ — $D4$). На входы этих четырех микросхем поступают шесть сигналов 1 (+5 В), 0 (земля), u_1 , $sign\ m$, Q и \bar{Q} . В зависимости от комбинаций сигналов u_1 и $sign\ m$ на выходе каждой из схем $D1$ — $D4$ образуется сигнал u_{y1} — u_{y4} в соответствии с табл. 3-4. Эти сигналы подаются на выходные интегральные элементы с открытым коллектором (аналогичные ранее рассмотренным), которые здесь не показаны. Эти элементы управляют транзисторными ключами в цепи обмотки управления двигателя.

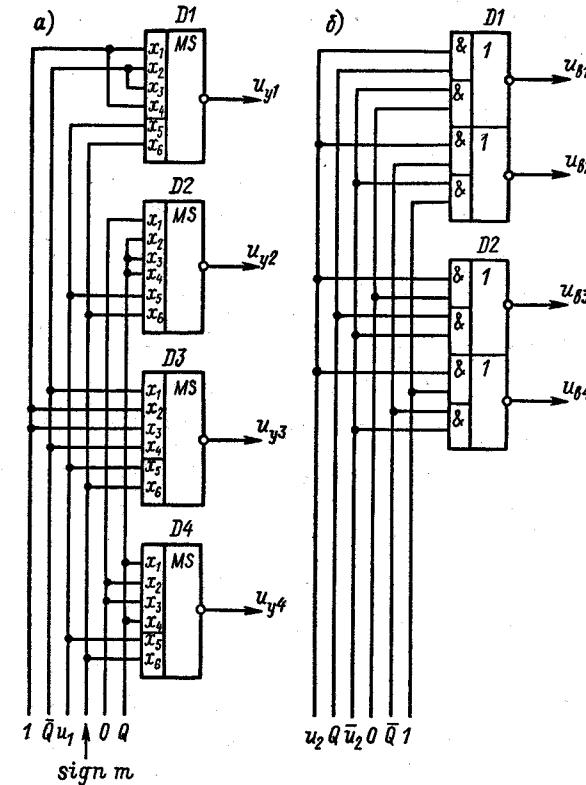


Рис. 3-27. Схемы распределителей импульсов $PI1$ (*а*) и $PI2$ (*б*) для ШИР АДД на основной частоте

В состав схемы $PI2$ (рис. 3-27, *б*) входят два элемента 2И—2ИЛИ—НЕ — интегральные микросхемы K155LP1 (схемы $D1$ и $D2$). На входы этих двух микросхем поступают шесть сигналов 1 (+5 В), 0 (земля), u_2 , \bar{u}_2 , Q и \bar{Q} . В зависимости от комбинации сигналов u_2 и \bar{u}_2 на выходах каждой из двух схем $D1$ и $D2$ формируются сигналы u_{b1} — u_{b4} , которые, так же как и в предыдущем случае, подаются на выходные элементы с открытым коллектором. Эти элементы, в свою очередь, управляют транзисторными ключами в цепи обмотки возбуждения двигателя.

УПУ для асинхронных трехфазных двигателей. Рассмотрим принципы построения УПУ для широтно-импульсного регулирования асинхронными трехфазными двигателями с короткозамкнутым ротором на основной частоте при односторонней энергетической связи. При таком способе управления двигателем на транзисторные ключи преобразователя (автономного инвертора напряжения) необходимо подать управляющие сигналы u_1 — u_6 в соответствии с временной диаграммой, показанной на рис. 3-9. На этом рисунке также показаны времен-

Таблица 3-5. Управляющие сигналы для широтно-импульсного регулирования асинхронного трехфазного двигателя на основной частоте при односторонней энергетической связи

Номер такта	Комбинация сигналов u_1, u_2, u_3	u_{y1}	u_{y2}	u_{y3}	u_{y4}	u_{y5}	u_{y6}
1	000	1	Q	1	0	0	0
2	001	0	1	Q	1	0	0
3	010	0	0	1	Q	1	0
4	011	0	0	0	1	Q	1
5	100	1	0	0	0	1	Q
6	101	Q	1	0	0	0	1

ные диаграммы линейных напряжений двигателя для рассматриваемого способа управления.

При построении любых схем управления трехфазными двигателями всегда используется последовательность тактирующих импульсов, сдвинутых относительно друг друга на угол $\pi/3$. Эта последовательность в рассматриваемом случае может быть образована тремя опорными сигналами: u_1, u_2 и u_3 . В зависимости от комбинации этих сигналов управляющие сигналы подаются на тот или иной транзисторный ключ преобразователя. В табл. 3-5 приведены управляющие сигналы, которые должны быть выработаны в схеме в зависимости от комбинации сигналов u_1, u_2 и u_3 при ШИР на основной частоте.

Функциональная схема УПУ для ШИР АКЗ на основной частоте с помощью АИН показана на рис. 3-28. Как видно из рисунка, основное отличие этой схемы от ранее рассмотренных состоит в том, что здесь схема синхронизации должна вырабатывать три опорных сигнала: u_1, u_2 и u_3 , частота которых изменяется в зависимости от управляющего сигнала m_1 . Этот сигнал функционально связан с сигналом t так, что при увеличении сигнала t увеличивается сигнал m_1 , а также частота опорных сигналов u_1, u_2 и u_3 и, наоборот, при уменьшении сигнала t уменьшается сигнал m_1 и частота опорных сигналов. Рассмотрим схемную реализацию СС и РИ.

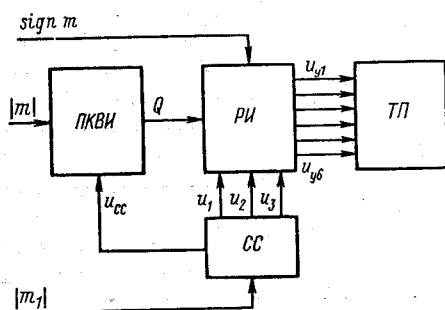


Рис. 3-28. Функциональная схема УПУ для ШИР АКЗ на основной частоте

Схема синхронизации показана на рис. 3-29. В этой схеме генератор импульсов ГИ управляет сигналом m_1 и вырабатывает импульсы переменной частоты f_{CC} . С помощью делителя частоты $D41$ образуются импульсы частотой f_{CC}' . Кроме того, за счет делителя частоты $D42$ образуются опорные сигналы u_1, u_2 и u_3 .

В качестве делителя частоты $D41$ возможно использовать любой двоичный счетчик

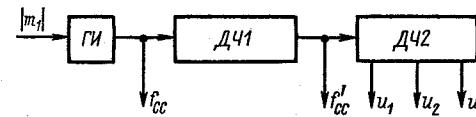


Рис. 3-29. Схема синхронизации

на 2^n разрядов (например, построенный на микросхемах К155ИЕ7), а в качестве делителя частоты $D42$ — счетчик по схеме «счетчик — делитель на шесть» (например, построенный на микросхемах К155ИЕ4). В качестве схемы ПКВИ могут быть использованы ранее рассмотренные схемы (например, по рис. 3-14, а). Выходной сигнал Q со схемы ПКВИ и сигналы u_1, u_2 и u_3 подаются на вход распределителя импульсов, схема которого показана на рис. 3-30.

Как видно из рис. 3-30, в состав РИ входят шесть коммутаторов — интегральные микросхемы К155КП5 (схемы $D1—D6$); два элемента 2-2И-ИЛИ-НЕ — интегральные микросхемы К155ЛР1 (схемы $D7—D13$).

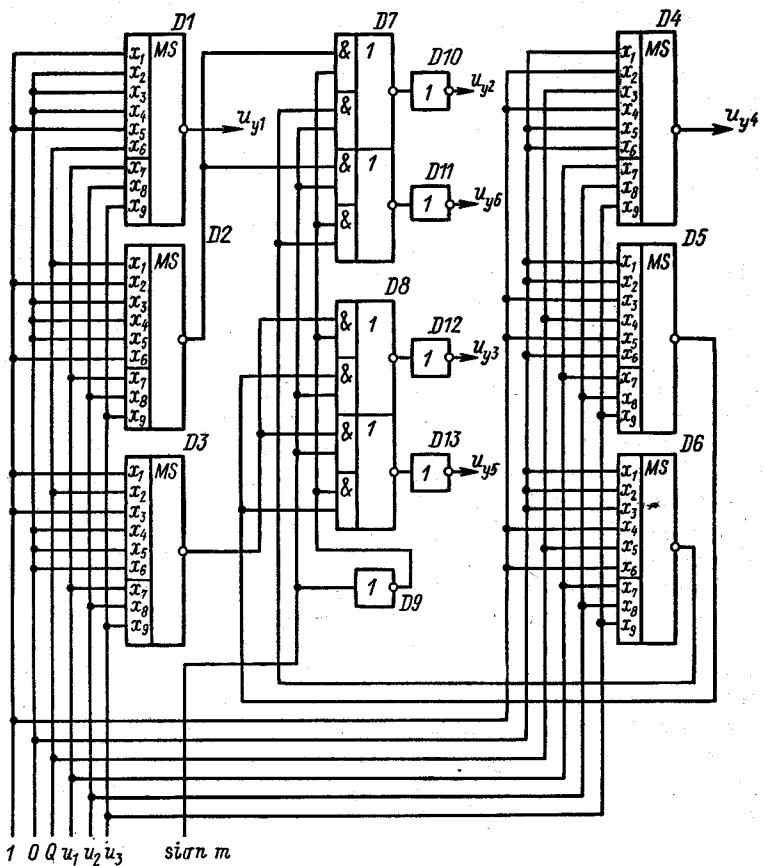


Рис. 3-30. Схема распределителя импульсов для ШИР АКЗ на основной частоте

Таблица 3-6. Управляющие сигналы для широтно-импульсного регулирования асинхронного трехфазного двигателя на основной частоте при двусторонней энергетической связи

Номер такта	Комбинация сигналов u_1, u_2, u_3	u_{y1}	u_{y2}	u_{y3}	u_{y4}	u_{y5}	u_{y6}
1	000	1	Q	1	0	\bar{Q}	0
2	001	0	1	Q	1	0	\bar{Q}
3	010	\bar{Q}	0	1	Q	1	0
4	011	0	\bar{Q}	0	1	Q	1
5	100	1	0	\bar{Q}	0	1	Q
6	101	Q	1	0	\bar{Q}	0	1

мы $D7, D8$) и пять инверторов — интегральные микросхемы К155ЛА3 (схемы $D9—D13$).

На входы схем $D1—D6$ поступают шесть сигналов: 1 (+5 В), 0 (земля), Q , u_1 , u_2 и u_3 . В зависимости от комбинаций сигналов u_1, u_2 и u_3 (которая в свою очередь зависит от номера такта) на выходе каждой из схем $D1—D6$ образуется определенный выходной сигнал. Этот сигнал со схем $D1$ и $D4$ непосредственно подается на выходные интегральные элементы с открытым коллектором (аналогичные ранее рассмотренным). Что касается выходных сигналов схем $D2, D3, D5$ и $D6$, то они подаются на схемы $D7$ и $D8$, на которые также подан сигнал $sign\ m$. В зависимости от этого знака сигнал u_{y2} снимается со схемы $D2$ либо со схемы $D6$, сигнал u_{y6} — с $D6$ либо с $D2$, сигнал u_{y3} — с $D3$ либо с $D5$, а сигнал u_{y5} — с $D5$ либо с $D3$, т. е. таким образом осуществляется реверс трехфазного двигателя за счет переключения его двух фаз. Сигналы u_{y2}, u_{y3}, u_{y5} и u_{y6} также подаются на выходные элементы с открытыми коллекторами.

Рассмотренный способ управления трехфазным двигателем обеспечивает одностороннюю энергетическую связь между двигателем и источником питания. Для реализации двусторонней энергетической связи необходимо осуществить переключение транзисторов в каждой фазе в соответствии с табл. 3-6, где приведены управляющие сигналы, которые должны быть выработаны в схеме в зависимости от комбинаций сигналов u_1, u_2 и u_3 . Реверс двигателя для рассматриваемого способа осуществляется также путем переключения двух фаз.

Очевидно, что схема РИ для ШИР АКЗ на несущей частоте (см. рис. 3-10) полностью аналогична схеме, показанной на рис. 3-30. Отметим только, что в данном случае на входы интегральных микросхем $D1—D6$ необходимо подать уже не шесть, а семь сигналов: 1 (+5 В), 0 (земля), Q , \bar{Q} , u_1 , u_2 и u_3 . Остальная часть схемы, включающая в себя интегральные микросхемы $D7—D13$, полностью соответствует схеме на рис. 3-30.

3-3. Вычислительные устройства

Общие замечания. Вычислительные устройства цифровых электроприводов служат для выработки дискретных управляющих сигналов, подаваемых с определенным знаком на вход усилительно-преобразовательных устройств. Как уже отмечалось в первой главе, на практике в основном получили распространение два типа цифровых электроприводов. К первому типу относятся приводы позиционного регулирования, в которых задающий код, поступающий из ЦВМ, пропорционален заданному линейному перемещению либо углу поворота выходного вала двигателя. Такие приводы получили название цифровых следящих электроприводов (ЦСЭП). Ко второму типу электроприводов относятся приводы регулируемой скорости, в которых задающий код, поступающий из ЦВМ, пропорционален скорости вращения выходного вала двигателя. Эти приводы получили название цифровых электроприводов регулируемой скорости (ЦЭПРС).

В ЦСЭП в качестве датчиков обратной связи используются датчики, вырабатывающие двоичный код, пропорциональный линейному перемещению либо углу поворота выходного вала. В ЦЭПРС в качестве датчиков обратной связи чаще всего используются датчики, вырабатывающие импульсы, частота которых пропорциональна скорости вращения выходного вала.

Так как в ЦСЭП необходимо сравнивать между собой два кода — задаваемый и отработки, то основным блоком вычислительных устройств ЦСЭП является блок сравнения двоичных чисел.

В ЦЭПРС построение вычислительных устройств может быть осуществлено двумя путями. В первом случае код задания скорости, вырабатываемый ЦВМ, преобразуется в частоту импульсов с помощью специальных схем. Затем эти импульсы поступают на реверсивный счетчик. На этот же счетчик поступают импульсы, снимаемые с датчика обратной связи, которые вычитаются из кода задания, записанного на счетчике. Таким образом, на счетчике будет постоянно фиксироваться разность числа заданных и числа отработанных импульсов. При этом реверсивный счетчик выполняет функцию интегратора, что обеспечивает астатизм привода.

Во втором случае частота импульсов, поступающих от датчика обратной связи, преобразуется в двоичный код, который затем, так же как и в ЦСЭП, сравнивается с двоичным кодом, выработанным ЦВМ.

Таким образом, в вычислительных устройствах цифровых электроприводов возникает необходимость использования блоков сравнения двоичных чисел. При построении таких блоков могут быть использованы два метода сравнения двоичных чисел: путем вычитания и поразрядного сравнения.

Ввиду того что при первом методе сравнения чисел определяется их разность, а при втором — лишь качественный результат сравнения (больше-меньше), то первый метод сравнения используется в цифровых электроприводах с пропорциональным управлением, а второй — в цифровых электроприводах с релейным управлением.

В электроприводах с пропорциональным управлением для получения разности двух чисел, как и в ЦВМ, обычно операция вычитания заменяется операцией сложения, что ведет к необходимости в качестве блока сравнения вычислительных устройств использовать различного рода сумматоры. По принципу работы принято различать сумматоры комбинационного и накапливающего типа.

В сумматорах комбинационного типа используется сочетание различных логических схем, сигнал на выходе которых образуется при строго определенной комбинации входных сигналов. В сумматорах накапливающего типа происходит постепенное накапливание результатов суммирования, и сигнал на выходе таких сумматоров формируется после подачи на вход нескольких последовательных сигналов.

В цифровых электроприводах обычно оба кода — как задающий, так и отрабатывающий — параллельные. В этом случае в электроприводах с пропорциональным управлением в качестве блока сравнения наиболее целесообразно использовать многоразрядные сумматоры с параллельным вводом разрядов слагаемых. Отметим, что при суммировании двух n -разрядных двоичных чисел в общем случае результат суммирования может содержать $n+1$ разряд, что необходимо учитывать при построении схем сумматора.

Принципы построения схем сумматоров различных типов для цифровых электроприводов подробно рассмотрены в [58]. В настоящее

время отечественная промышленность освоила серийный выпуск сумматоров в интегральном исполнении на различное число разрядов, в частности от одного до четырех [47].

Сумматоры на большее число разрядов легко могут быть получены соответствующим соединением этих интегральных микросхем. Для примера на рис. 3-31 показана схема 11-разрядного сумматора параллельного действия, которая строится на трех интегральных микросхемах К155ИМ3 (схемы $D1-D3$), каждая из которых представляет собой четырехразрядный сумматор. Как видно из рисунка, на вход сумматора поступают код числа $r=r_{11} \dots r_3r_2r_1$ и код числа $y=y_{11} \dots y_3y_2y_1$, которые представлены в виде нулевых или высоких потенциалов. На выходе каждой из интегральных микросхем образуется код суммы m соответствующих разрядов, а также перенос p в последующий старший разряд.

Сигнал переноса подается на шину переноса последующей интегральной микросхемы.

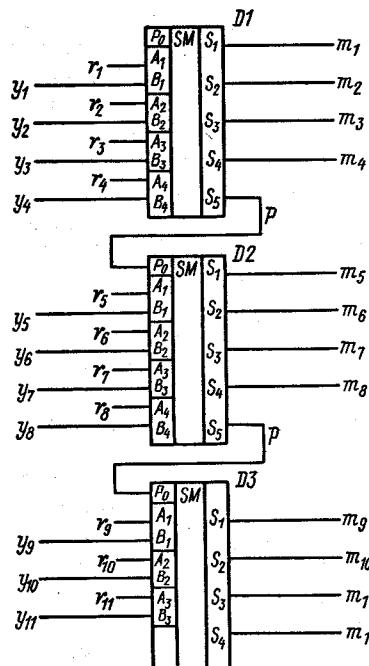


Рис. 3-31 Схема 11-разрядного сумматора

Определение модуля разности двоичных чисел. Как известно, любые сумматоры позволяют получить сумму двух двоичных чисел. Однако рассматриваемые цифровые электроприводы относятся к замкнутым системам автоматического управления, которые, как правило, работают по компенсационному принципу, заключающемуся в сведении к нулю разности задаваемой и отрабатываемой величин. Таким образом, непосредственно в цифровых электроприводах необходимо использовать схемы, вырабатывающие разность двух двоичных чисел. В то же время схемы, реализующие операцию сложения, получаются более простыми, чем схемы, реализующие операцию вычитания. Поэтому обычно в цифровых электроприводах операция вычитания заменяется операцией сложения прямого кода уменьшаемого со специальным подобранным кодом вычитаемого или наоборот. К таким специально подобранным кодам относятся, в частности, дополнительный и обратный коды.

Следует отметить, что в практических схемах цифровых электроприводов часто оба кода, как задаваемый код, вырабатываемый ЦВМ, так и отрабатываемый код, содержат только положительную последовательность чисел. В этом случае признак знака у кода отсутствует и наличие цифры 0 во всех разрядах соответствует одному крайнему значению регулируемой величины (например, углу 0° в ЦСЭП или максимальной скорости вращения выходного вала в определенную сторону в ЦЭПРС), а наличие цифры 1 во всех разрядах кода соответствует другому крайнему значению регулируемой величины (углу 360° в ЦСЭП и максимальной скорости вращения выходного вала в противоположную сторону в ЦЭПРС).

Рассмотрим способы определения модуля разности двух двоичных чисел r и y при использовании в цифровых электроприводах только положительной последовательности чисел, представления одного из чисел (например, y) в обратном коде и замены операции вычитания операцией сложения.

Как известно, обратный код любого числа получается заменой во всех его разрядах нулей единицами, а единиц — нулями. Таким образом, если прямой код числа $y = y_n \dots y_1$, то его обратный код $\bar{y} = \bar{y}_n \dots \bar{y}_1 \dots \bar{y}_3\bar{y}_2\bar{y}_1$, причем

$$\bar{y}_i = \begin{cases} 1, & \text{если } y_i = 0; \\ 0, & \text{если } y_i = 1. \end{cases}$$

Таким образом, обратный код n -разрядного двоичного числа \bar{y} связан с его прямым кодом y следующим очевидным соотношением:

$$y = 2^n - 1 - \bar{y}. \quad (3-17)$$

При определении разности m двух неравных между собой двоичных чисел r и y возможны два частных случая: $r > y$ и $r < y$. Рассмотрим эти случаи.

1. Для $r > y$, т. е. $r - y \geq 1$, при замене операции вычитания операцией сложения прямого кода числа r с обратным кодом числа y справедливо следующее равенство:

$$m = r + \bar{y} = r + 2^n - 1 - y = 2^n - 1 + r - y. \quad (3-18)$$

Так как $r - y \geq 1$, то

$$r - y - 1 \geq 0. \quad (3-19)$$

При этом

$$m = r + \bar{y} \geq 2^n. \quad (3-20)$$

Следовательно, в результате сложения n -разрядного двоичного числа r в прямом коде и n -разрядного двоичного числа y в обратном коде (\bar{y}) получаем

число m , в котором существует перенос из старшего n -го разряда в $(n+1)$ -й разряд, так как максимальное положительное число, которое можно изобразить с помощью n двоичных знаков, равно $2^n - 1$. Этот перенос в $(n+1)$ -й разряд служит необходимым и достаточным признаком превышения числа r над числом y , а значит, и достаточным признаком необходимого направления (знака) отработки рассогласования электропривода.

В рассматриваемом случае ($r > y$) вместо искомого модуля $|m| = |r - y|$ получено число $2^n - 1 + r - y$. Очевидно, что для получения модуля искомой разности к полученному результату сложения необходимо прибавить 1, так как

$$m = 2^n - 1 + r - y + 1 = 2^n + r - y = r - y \quad (3-21)$$

(число 2^n соответствует нулю во всех разрядах n -разрядного двоичного числа).

2. Для $r < y$, т. е. $y - r \geq 1$, при замене операции вычитания операцией сложения прямого кода числа r с обратным кодом числа y справедливо следующее равенство:

$$m = r + \bar{y} = r + 2^n - 1 - y = 2^n - 1 - (y - r). \quad (3-22)$$

Так как в рассматриваемом случае $y - r \geq 1$, то

$$m = 2^n - 1 - (y - r) < 2^n. \quad (3-23)$$

Таким образом, в результате сложения n -разрядного двоичного числа r в прямом коде и n -разрядного двоичного числа y в обратном коде (\bar{y}) получаем число m , в котором отсутствует перенос из старшего n -го разряда в $(n+1)$ -й разряд. Отсутствие этого переноса служит необходимым и достаточным признаком превышения числа y над числом r , а значит, и достаточным признаком направления (знака) отработки рассогласования электропривода.

В рассматриваемом случае ($r < y$) вместо искомого модуля $|m| = |y - r|$ получено число $2^n - 1 - (y - r)$. Очевидно, что для получения модуля искомой разности результат суммирования необходимо инвертировать, так как левая часть неравенства (3-23) представляет собой обратный код числа $y - r$.

Таким образом, по наличию или отсутствию переноса из старшего n -го разряда полученной суммы в $(n+1)$ -й разряд можно судить об операции, необходимой для получения истинного значения модуля вычисляемой разности чисел r и y , а также и о направлении отработки рассогласования системы.

Из равенства (3-22) нетрудно видеть, что если $r = y$, то $m = 2^n - 1$, т. е. результат суммирования содержит цифру 1 во всех n разрядах и перенос в $(n+1)$ -й разряд отсутствует. Следовательно, в этом случае для получения модуля искомой разности необходимо инвертировать результат суммирования, что в итоге дает цифру 0 во всех разрядах.

Схема вычислительного устройства. Рассмотрев схему многоразрядного сумматора, а также установив алгоритм определения модуля разности чисел r и y , покажем один из вариантов схемы вычислительного устройства цифрового электропривода параллельного действия с пропорциональным управлением (рис. 3-32).

В состав вычислительного устройства входят три интегральные микросхемы К155ИМ3 (схемы $D1-D3$), на которых построен 11-разрядный сумматор параллельного действия (см. рис. 3-31). Результат суммирования каждого из 11 разрядов, а также полученный 12-й разряд подаются на инверторы — три интегральные микросхемы К155ЛА3 (схемы $D4-D6$), причем в каждой схеме находится четыре элемента 2И—НЕ. Выходные сигналы этих инверторов, так же как и сумматоров, подаются на соответствующие входы элементов 2—2И—2ИЛИ—НЕ —

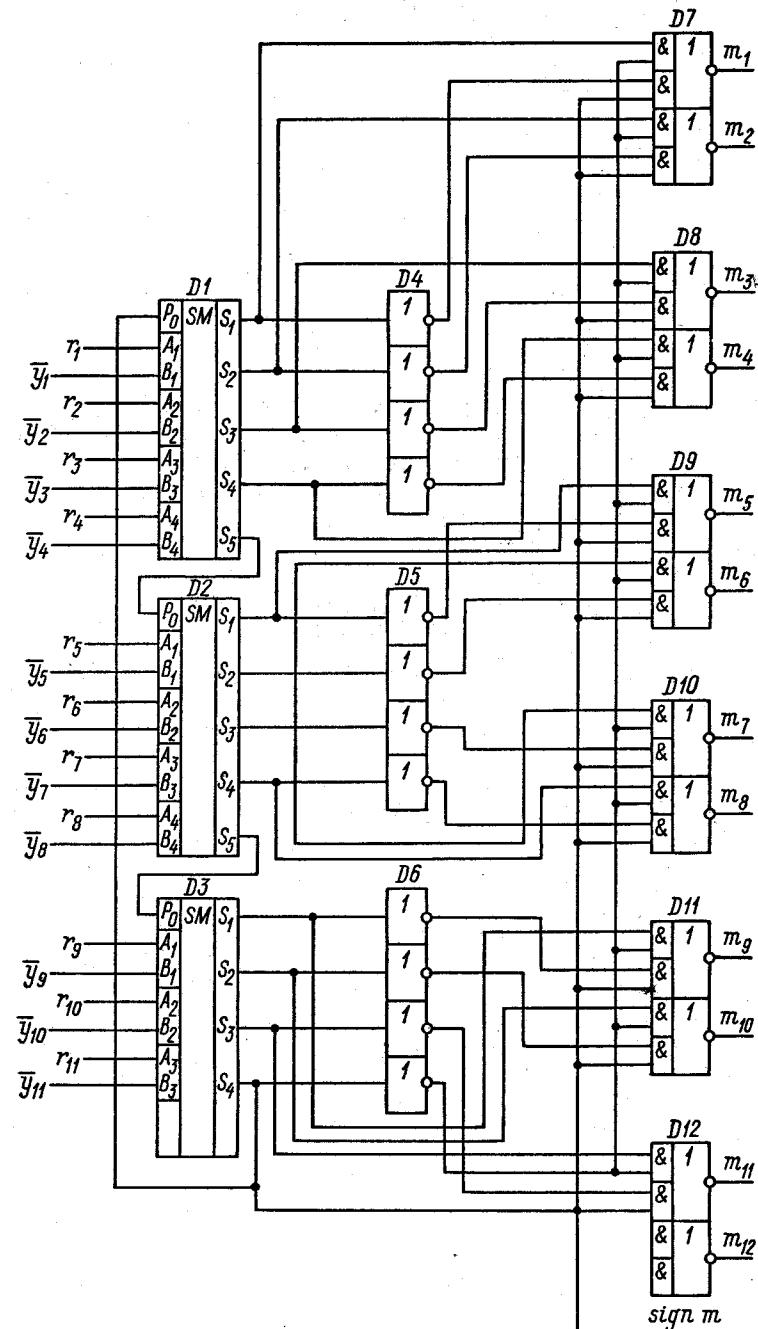


Рис. 3-32. Схема 11-разрядного вычислительного устройства цифрового электропривода

интегральные микросхемы К155ЛР1 (схемы D7—D12). На эти же схемы подан прямой и обратный коды 12-го разряда суммы (т. е. сигнал переноса из 11-го разряда в 12-й).

При положительной разности (имеется перенос в 12-й разряд) сигнал переноса подается на вход переноса P_0 в сумматоре первого разряда. В этом случае с вычислительного устройства снимается прямой код полученной суммы.

При отрицательной разности перенос в 12-й разряд отсутствует и с вычислительного устройства снимается обратный код полученной суммы.

Как видно из схемы 3-32, вычислительное устройство осуществляет сравнение кодов без каких-либо команд извне, т. е. обладает в некотором смысле автономностью действия, повышенной надежностью и помехозащищенностью.

Иногда с датчика обратной связи в цифровых электроприводах снимается не параллельный, а последовательный код. В этих случаях вычислительное устройство электропривода целесообразно выполнять последовательного действия, причем в качестве блока сравнения двоичных чисел следует применять одноразрядный сумматор. Принципы построения таких вычислительных устройств цифровых электроприводов описаны в [58]. Отметим, что в качестве одноразрядного сумматора целесообразно применять одноразрядный полный сумматор в интегральном исполнении — микросхему К155ИМ1 [47].

Как будет показано в пятой главе, вычислительные устройства цифровых электроприводов иногда должны вырабатывать также определенные корректирующие сигналы в цифровой форме. Для выработки таких сигналов часто используются различные двоичные счетчики, сдвигающие регистры, селекторы-мультиплексоры и др. В качестве этих устройств целесообразно также применять стандартные интегральные микросхемы. В частности, в качестве четырехразрядного двоичного реверсивного счетчика может быть использована микросхема К155ИЕ7, в качестве четырехразрядного универсального сдвигающего регистра — микросхема К155ИР1, а в качестве селектора-мультиплексора — микросхема К155КП2. Схемы и параметры этих устройств приведены в [47].

Как следует из вышеизложенного, все рассмотренные в этой главе усилительно-преобразовательные и вычислительные устройства выполнялись на интегральных микросхемах с малой и средней степенью интеграции. Очевидно, что подобные устройства можно выполнять и на микропроцессорных наборах при условии обеспечения ими необходимой частоты обработки информации.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С ТРАНЗИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

4-1. Общие замечания

Целью анализа и расчета электромагнитных и электромеханических процессов в электроприводах с транзисторными преобразователями является определение средних, действующих и максимальных токов и напряжений полупроводниковых элементов преобразователя (транзисторов и диодов) в нагрузке (якоре двигателя постоянного или переменного тока) и в источнике питания, а также расчет механических и регулировочных характеристик исполнительного двигателя при питании его от преобразователя. Решение первой задачи необходимо для проектирования самого преобразователя и его источника питания, а также для расчета потерь в двигателе, вызываемых импульсным характером напряжения на нем. Решение второй задачи необходимо для проектирования электропривода в целом, для выяснения его возможностей, статических и динамических характеристик. Очевидно, что перечисленные задачи взаимосвязаны, так как рабочая область моментов и скоростей, обусловливаемая требованиями к электроприводу и его режимами работы, определяет токи и напряжения в преобразователе, двигателе и в источнике питания. Решение указанных задач анализа и их взаимосвязи достаточно подробно осуществлено для приводов постоянного тока [20, 36, 37]. В приводах переменного тока наиболее полно решена вторая задача с помощью разложения в ряд Фурье периодических несинусоидальных напряжений на выходе преобразователя.

Решение же первой задачи, как правило, проводилось без учета условий работы электропривода, т. е. без учета реальных значений скорости и момента на валу исполнительного двигателя. Анализ проводился при помощи замены реального исполнительного двигателя переменного тока эквивалентной активно-индуктивной ($r_m L_m$) нагрузкой. При такой замене эквивалентные параметры асинхронного двигателя зависят от его режима работы (абсолютного скольжения), поэтому возникает необходимость в решении дополнительной задачи, связанной с определением значений r_m , L_m в функции абсолютного скольжения. Все перечисленные задачи рассматриваются в настоящей главе.

4-2. Электромагнитные процессы в системе ШИП — двигатель постоянного тока

Основным вариантом реверсивного ШИП с выходом на постоянном токе является мостовая схема (см. рис. 3-1, б), выполненная на четырех транзисторных ключах $TK1—TK4$, шунтированных диодами. Каждый транзисторный ключ кроме выходных транзисторов содержит пред выходной каскад, блок защиты и управления (см. § 3-1). Все эти

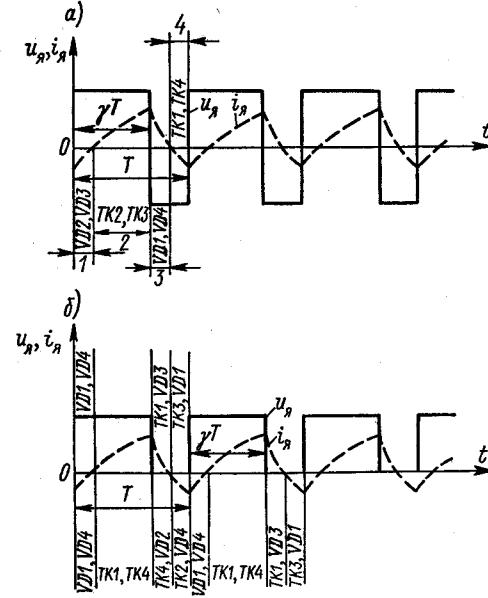


Рис. 4-1. Электромагнитные процессы в нагрузке ШИП при симметричном (а); несимметричном и поочередном управлении (б). Полупроводниковые приборы, проводящие ток при несимметричном управлении, указаны над осью t , а при поочередном — под осью t

к переменного тока нагрузки. Если ток нагрузки знакопостоянен, то интервал 4, на котором ток нагрузки протекает через транзисторные ключи $TK1, TK4$, отсутствует.

Электромагнитные процессы в нагрузке описываются следующими дифференциальными уравнениями:

$$\begin{aligned} U &= r_{\text{я}} i_{\text{я}} + L_{\text{я}} di_{\text{я}}/dt + E \text{ при } 0 < t < \gamma T; \\ U &= r_{\text{я}} i_{\text{я}} + L_{\text{я}} di_{\text{я}}/dt + E \text{ при } \gamma T < t < T. \end{aligned} \quad (4-1)$$

Решения этих уравнений в относительных единицах имеют вид [38]

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{\text{я}} &= 1 - \bar{\omega} + \frac{2(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} e^{-\tau/\tau_{\text{н}}} \text{ при } 0 < \tau < \gamma; \\ \bar{i}_{\text{я}} &= -1 - \bar{\omega} - \frac{2(b_1 - 1)}{1 - a_1^2} e^{-\tau/\tau_{\text{н}}} \text{ при } \gamma < \tau < 1, \end{aligned} \right\} \quad (4-2)$$

где $a_1 = e^{-1/(2\tau_{\text{н}})}$; $b_1 = e^{\gamma/\tau_{\text{н}}}$; $\tau = t/T$ — относительное время; $\tau_{\text{н}} = L_{\text{я}}/(r_{\text{я}} T)$ — относительная постоянная времени; $\bar{i}_{\text{я}} = i_{\text{я}}/I_{\text{k}}$ — относительный ток якоря; $\bar{\omega} = E/U = k\omega/U$ — относительная скорость двигателя; $I_{\text{k}} = U/r_{\text{я}}$ — ток короткого замыкания двигателя; T — период коммутации; $\gamma = t_1/T$ — относительная длительность включения.

устройства не загружаются силовым током, протекающим через нагрузку. В дальнейшем рассматривается методика расчета токов, протекающих только через выходные транзисторы и включенные встречно-параллельно им диоды.

Проанализируем работу ШИП при симметричном управлении (см. рис. 3-2, а). Электромагнитные процессы в нагрузке (якоре двигателя постоянного тока) при симметричном управлении транзисторными ключами ШИП изображены на рис. 4-1, а. За период коммутации T здесь последовательно образуются четыре интервала 1—4, на каждом из которых ток протекает через обозначенные на рис. 4-1, а полупроводниковые приборы ШИП.

На рис. 4-1, а приведен наиболее общий случай зна-

нагрузки знакопостоянен, то интервал 4, на котором ток нагрузки протекает через транзисторные ключи $TK1, TK4$, отсутствует.

Максимальный ток в транзисторе и диоде выходного каскада ключа ТК может быть найден из (4-2) при $\tau = \gamma$:

$$I_{\text{макс}} = 1 - \bar{\omega} + \frac{2(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} e^{-\gamma/\tau_{\text{н}}}. \quad (4-3)$$

При симметричном управлении переключаются все транзисторные ключи моста (см. рис. 3-2, а). В этом случае состав силовой цепи на всех интервалах неизменен, изменяется лишь полярность источника питания в цепи нагрузки.

Симметричный способ управления реализуется с помощью достаточно простых схем. Его несомненным преимуществом является отсутствие зоны нечувствительности и линейность регулировочной характеристики [20]. Напряжение на нагрузке в этом случае $u_{\text{н}} = U(2\gamma - 1)$, а токи в полупроводниковых приборах и нагрузке ШИП определяются формулами [38]:

средний ток транзистора

$$\bar{I}_{\text{т.ср}} = (1 - \bar{\omega}) \gamma - 2\tau_{\text{н}} \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1 - 1)}{1 - a_1^2};$$

действующий ток транзистора

$$\bar{I}_{\text{т}} = \sqrt{(1 - \bar{\omega})^2 \gamma - 4(1 - \bar{\omega}) \tau_{\text{н}} \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} - 2\tau_{\text{н}} \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1^2 - 1)}{(1 - a_1^2)^2}},$$

средний ток диода

$$\bar{I}_{\text{д.ср}} = - \left[(1 - \bar{\omega})(1 - \gamma) - 2\tau_{\text{н}} \frac{(b_1 - 1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} \right];$$

действующий ток диода

$$\bar{I}_{\text{д}} = \sqrt{(1 + \bar{\omega})(1 - \gamma) - 4(1 + \bar{\omega}) \tau_{\text{н}} \frac{(b_1 - 1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} - 2\tau_{\text{н}} \frac{(1 - b_1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{(1 - a_1^2)^2}},$$

средний ток нагрузки

$$\bar{I}_{\text{я.ср}} = 2\gamma - 1 - \bar{\omega};$$

действующий ток нагрузки

$$\bar{I}_{\text{я}} = \sqrt{(1 + \bar{\omega})^2 - 4\bar{\omega}\gamma + 4\tau_{\text{н}} \frac{(b_1 - 1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2}}.$$

Кривые средних и действующих токов в диодах и транзисторах выходного каскада ключа ТК, рассчитанные по приведенным формулам, представлены на рис. 4-2 и 4-3.

Недостатком ШИП с симметричным управлением являются повышенные пульсации тока в выходной цепи. Этот недостаток исключается при несимметричном и поочередном способах управления ШИП.

При несимметричном управлении переключаются лишь два транзисторных ключа, расположенные на одной стороне моста (см. рис. 3-2, б): $TK3, TK4$ (или $TK1, TK2$ при обратной полярности входного сигнала). Второй верхний на схеме 3-2, б транзисторный ключ $TK1$ постоянно насыщен, а нижний ключ $TK2$ заперт. При этом на выходе ШИП формируются знакопостоянные импульсы напряжения, и положению

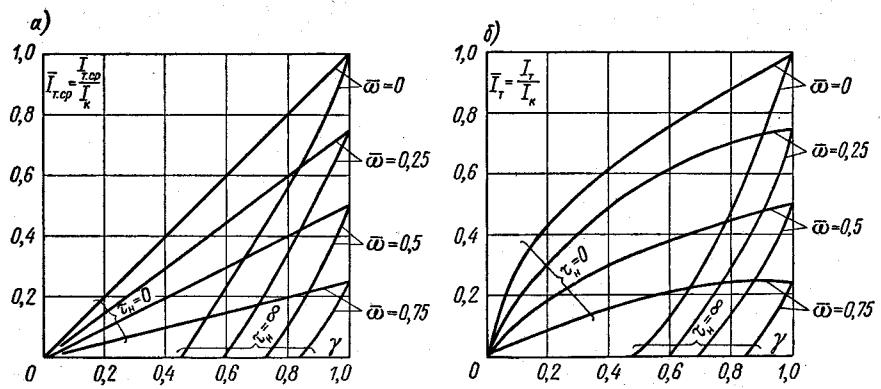


Рис. 4-2. Зависимости средних (а) и действующих (б) токов в транзисторах ШИП от относительной длительности включения при симметричном управлении

равновесия в системе соответствует относительная продолжительность включения одного из нижних транзисторных ключей $\gamma_0 = 0$.

Временные диаграммы электромагнитных процессов в нагрузке ШИП (для наиболее общего случая знакопеременного тока) при несимметричном управлении приведены на рис. 4-1, б. Здесь в течение периода коммутации T последовательно образуются четыре интервала; полупроводниковые приборы, через которые протекает ток якоря на этих интервалах, указаны в верхней части рис. 4-1, б. Электромагнитные процессы в нагрузке в течение импульса (γT) и паузы ($(1-\gamma)T$) описываются уравнениями

$$\begin{aligned} U &= r_{ia} i_a + L_{ia} di_a/dt + E \text{ при } 0 < t < \gamma T; \\ 0 &= r_{ia} i_a + L_{ia} di_a/dt + E \text{ при } \gamma T < t < T. \end{aligned} \quad (4-4)$$

Мгновенные значения токов для первого и второго интервалов периода находятся из решения уравнений (4-4). Эти решения имеют вид [38]:

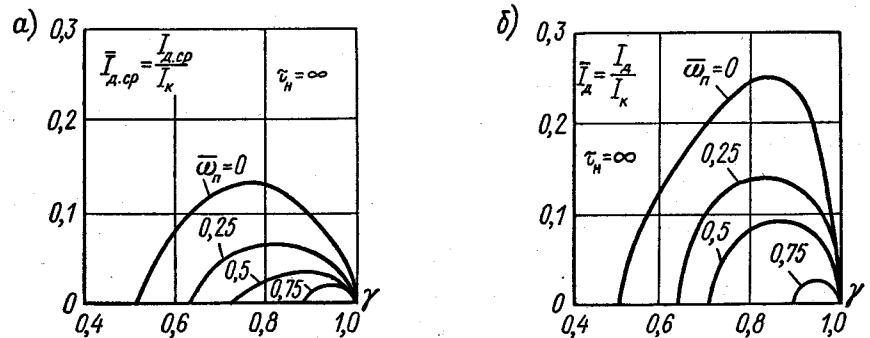


Рис. 4-3. Зависимости средних (а) и действующих (б) токов в диодах ШИП от относительной длительности включения при симметричном управлении

$$\bar{i}_a = 1 - \frac{1 - a_1^2 b_1^{-1}}{1 - a_1^2} e^{-\tau/\tau_n} - \bar{\omega} \text{ при } 0 < \tau < \gamma; \quad (4-5)$$

$$\bar{i}_a = \frac{1 - b_1}{1 - a_1^2} e^{-\tau/\tau_n} - \bar{\omega} \text{ при } \gamma < \tau < 1. \quad (4-6)$$

Средние и действующие токи в транзисторах и диодах выходного каскада ключа ТК и в нагрузке находятся по формулам:
средний ток транзисторных ключей $TK2$ и $TK4$

$$\bar{I}_{TK2,4cp} = \frac{I_{TK2,4cp}}{I_k} = \gamma - \bar{\omega} \gamma + \tau_n \frac{(1 - b_1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2};$$

действующий ток транзисторных ключей $TK2$ и $TK4$

$$\begin{aligned} \bar{I}_{TK2,4} &= \frac{I_{TK2,4}}{I_k} = \\ &= \sqrt{(1 - \bar{\omega})^2 \gamma + 2\tau_n(1 - \bar{\omega}) \frac{(1 - a_1^2 b_1^{-1})(b_1 - 1)}{(1 - a_1)^2} - \frac{\tau_n(1 - a_1^2 b_1^{-1})(b_1^2 - 1)}{2(1 - a_1^2)^2}}; \end{aligned}$$

средний ток диодов

$$\bar{I}_{Dcp} = -\bar{\omega}(1 - \gamma) - \tau_n \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(1 - b_1)}{1 - a_1^2};$$

действующий ток диодов

$$\bar{I}_D = \sqrt{\bar{\omega}^2(1 - \gamma) + 2\tau_n \bar{\omega}(1 - b_1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1) - \frac{\tau_n(1 - b_1)^2(a_1^4 b_1^{-2} - 1)}{2(1 - a_1^2)^2}};$$

средний ток нагрузки

$$\bar{I}_{a,sp} = \gamma - \bar{\omega};$$

действующий ток нагрузки

$$\bar{I}_a = \sqrt{\gamma - 2\bar{\omega}\gamma + \bar{\omega}^2 - \tau_n \frac{(1 - a_1^2 b_1^{-1})(1 - b_1)}{1 - a_1^2}}.$$

Зависимости токов от относительной длительности включения γ нагрузки в цепь источника питания приведены на рис. 4-4, 4-5 и 4-6 [38].

Из уравнения (4-5) при $\tau = \gamma$ определяется максимальный ток транзистора и диода выходного каскада транзисторного ключа ТК

$$\bar{I}_{max} = 1 - \frac{a_1^2 b_1^{-1}}{1 - a_1^2} e^{-\gamma/\tau_n} - \bar{\omega}. \quad (4-7)$$

При несимметричном управлении ШИП напряжение на нагрузке (якоря двигателя постоянного тока) $U_a = \gamma U$.

При поочередном способе управления ШИП в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа, но частота переключения каждого ключа вдвое меньше частоты коммутации тока в нагрузке (см. рис. 3-2, в). Управляющие напряжения транзисторных

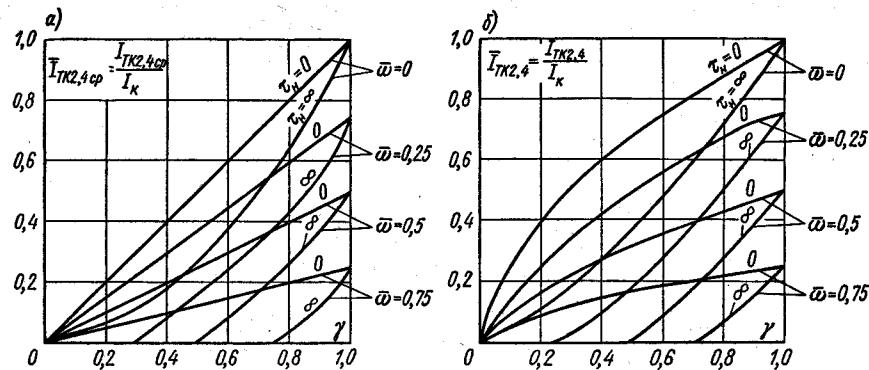


Рис. 4.4. Средние (а) и действующие (б) токи в транзисторах TK_2 и TK_4 ШИП при несимметричном управлении

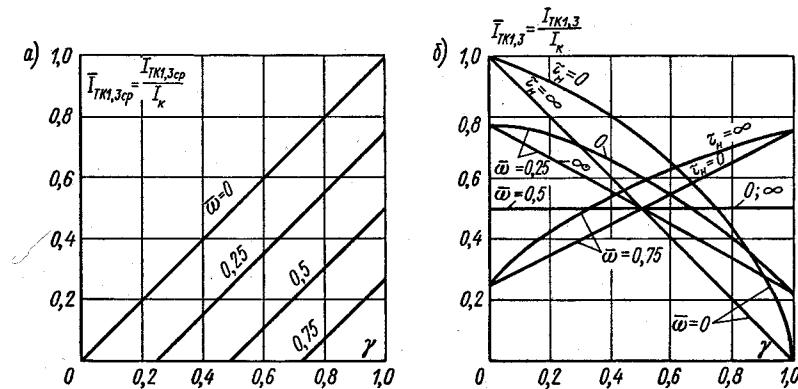


Рис. 4.5. Средние (а) и действующие (б) токи в транзисторах TK_1 и TK_3 ШИП при несимметричном управлении

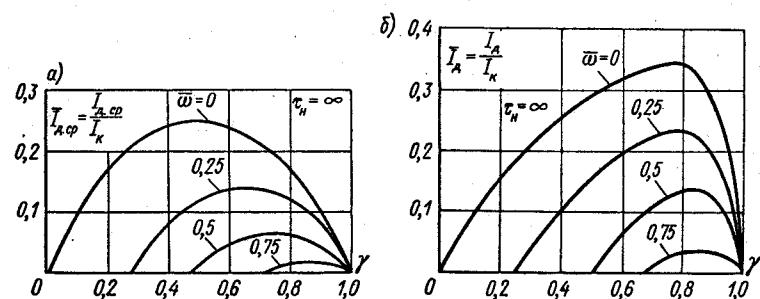


Рис. 4.6. Средние (а) и действующие (б) токи в диодах ШИП при несимметричном управлении

ключей TK_1 , TK_2 и TK_3 , TK_4 постоянно находятся в противофазе; при этом транзисторные ключи одной фазной группы переключаются через период T (см. рис. 3-2, б). Этим достигаются одинаковые условия работы полупроводниковых приборов ШИП.

Электромагнитные процессы в нагрузке при поочередном управлении — такие же, как при несимметричном управлении (см. 4-1, б). На интервале γT нагрузка включена в цепь источника питания через диагонально расположенные транзисторные ключи TK_1 , TK_4 , а на интервале $(1-\gamma)T$ она закорочена с помощью верхних или нижних ключей, так как транзисторные ключи TK_1 и TK_4 запираются поочередно через период T . Последовательность образования коммутационных интервалов в течение времени $2T$ и полупроводниковые приборы, проводящие ток на этих интервалах, указаны в нижней части рис. 4-1, б. При поочередном управлении на нагрузке также формируются знакопостоянные импульсы напряжения продолжительностью γT .

Средние токи в транзисторных ключах при поочередном управлении определяются как полусумма тока TK_2 (TK_4) и тока нагрузки, а действующие токи равны сумме действующих токов TK_2 (TK_4) и тока нагрузки (стр. 79), разделенной на $\sqrt{2}$. Средние токи диодов при поочередном управлении вдвое меньше средних токов диодов при несимметричном управлении (стр. 79), а действующие токи меньше в $\sqrt{2}$ раз. Максимальные токи в транзисторных ключах и диодах находятся из уравнения (4-7).

4-3. Механические характеристики в системе ШИП — двигатель постоянного тока

Уравнения механических характеристик электроприводов ШИП — двигатель в относительных единицах, полученные на основании уравнений для средних напряжений на якоре двигателя, имеют вид:

а) для несимметричного и поочередного управления с однополярными импульсами выходного напряжения ($\gamma_0=0$) [20]

$$\bar{\omega} = \gamma - \bar{I}_a; \quad (4-8)$$

б) для симметричного управления со знакопеременными импульсами выходного напряжения ($\gamma_0=0,5$)

$$\bar{\omega} = (2\gamma - 1) - \bar{I}_a. \quad (4-9)$$

Как следует из (4-8) и (4-9), механические характеристики системы ШИП — двигатель постоянного тока представляют собой семейство прямых с постоянным углом наклона к оси абсцисс (рис. 4-7), пересекающих ось ординат при $\bar{\omega} = \gamma$ (при несимметричном и поочередном управлении с $\gamma_0=0$) или при $\bar{\omega} = 2\gamma - 1$ (при симметричном управлении).

Таким образом, механические характеристики системы ШИП — двигатель постоянного тока аналогичны механическим характеристикам системы генератор — двигатель. Импульсное управление двигателем от ШИП практически не искажает естественных механических характеристик последнего.

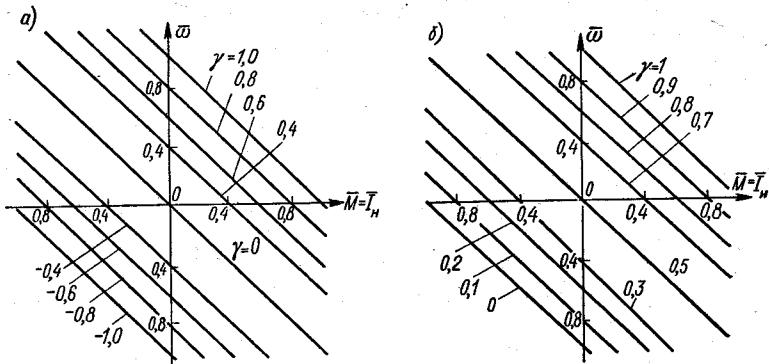


Рис. 4-7. Механические характеристики системы ШИП — ДПТ при несимметричном и поочередном (а) и симметричном (б) управлении

4-4. Энергетические характеристики в системе ШИП — двигатель постоянного тока

Потери мощности в якоре двигателя постоянного тока при симметричном управлении ШИП ($\gamma_0=0,5$) определяется по формуле [20]

$$\Delta P_{\text{я}} = r_{\text{я}} I_{\text{я}}^2 + 4r_{\text{я}} I_{\text{k}}^2 [\gamma(1-\gamma) - \tau_{\text{h}} \chi] = r_{\text{я}} I_{\text{я}}^2 (1 + 4\alpha_k \alpha_p); \quad (4-10)$$

при несимметричном и поочередном управлении ($\gamma_0=0$)

$$\Delta P_{\text{я}} = r_{\text{я}} I_{\text{я}}^2 + r_{\text{я}} I_{\text{k}}^2 [\gamma(1-\gamma) - \tau_{\text{h}} \chi] = r_{\text{я}} I_{\text{я}}^2 (1 + \alpha_k \alpha_p), \quad (4-11)$$

где $\chi = \frac{(1-e^{-\gamma/\tau_{\text{h}}})(1-e^{-(1-\gamma)\tau_{\text{h}}})}{1-e^{-1/\tau_{\text{h}}}}$ — коэффициент пульсаций тока якоря;

$$\alpha_k = I_{\text{k}}/I_{\text{я}}; \alpha_p = \gamma(1-\gamma) - \tau_{\text{h}} \chi.$$

Потери мощности в цепи якоря двигателя (в ваттах) представляют собой сумму основной составляющей $r_{\text{я}} I_{\text{я}}^2$, соответствующей питанию двигателя от источника постоянного напряжения, и дополнительной, обусловленной пульсациями тока в цепи якоря;

$$\left. \begin{array}{l} \Delta P_{\text{я.доп}} = I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} \alpha_p \text{ при } \gamma_0 = 0; \\ \Delta P_{\text{я.доп}} = 4I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} \alpha_k \alpha_p \text{ при } \gamma_0 = 0,5. \end{array} \right\} \quad (4-12)$$

В относительных единицах дополнительные потери $\Delta \bar{P}_{\text{я.доп}}$ определяются выражениями [20]

$$\left. \begin{array}{l} \Delta \bar{P}_{\text{я.доп}} = \frac{\Delta P_{\text{я.доп}}}{U I_{\text{я}}} = \alpha_k \alpha_p \text{ при } \gamma_0 = 0; \\ \Delta \bar{P}_{\text{я.доп}} = 4\alpha_k \alpha_p \text{ при } \gamma_0 = 0,5. \end{array} \right\} \quad (4-13)$$

Относительные дополнительные потери в двигателе являются функцией коэффициента α_p , который в свою очередь зависит от γ , τ_{h} , χ .

Зависимости (4-13) имеют максимум при $\gamma = 0,5$ [20]:

$$(\Delta \bar{P}_{\text{я.доп}})_{\gamma=0,5} = \alpha_k (0,25 - \chi_{0,5} \tau_{\text{h}}). \quad (4-14)$$

Зависимость $(\alpha_p)_{\gamma=0,5} = F(\tau_{\text{h}}^{-1})$ представлена на рис. 4-8. В области $0 < \tau_{\text{h}}^{-1} < 3$ эта зависимость близка к квадратичной [20]:

$$(\alpha_p)_{\gamma=0,5} \approx 0,0045/\tau_{\text{h}}^2; \quad (4-15)$$

при $\tau_{\text{h}}^{-1} > 3$ она представляется линейной зависимостью вида [20]

$$(\alpha_p)_{\gamma=0,5} \approx 0,0217/\tau_{\text{h}} - 0,0261. \quad (4-16)$$

Как известно, основными составляющими потерь в силовых транзисторах ШИП являются потери на переключение $P_{\text{пер}}$ и потери в насыщенном состоянии $P_{\text{нас}}$ [20, 36, 37]:

$$P_{\text{тр}} = P_{\text{пер}} + P_{\text{нас}} = k_a I_{\text{я}} U f \frac{t_+ + t_-}{2} + I^2 r_{\text{т}}, \quad (4-17)$$

где $k_a = 1 + \alpha_k \left(\frac{1 - b_{\text{т}}^{-1}}{1 - e^{-1/\tau_{\text{h}}}} - \gamma \right) = 1 + \alpha_k k'_a$ для систем с $\gamma_0 = 0$ и $k_a =$

$= 1 + 2\alpha_k k'_a$ для систем с $\gamma_0 = 0,5$; $r_{\text{т}}$ — динамическое сопротивление транзистора в режиме насыщения; t_+ , t_- — время нарастания и время спада тока коллектора.

Значение k'_a максимально при $\gamma = \gamma_{\text{макс}} = \tau_{\text{h}} \ln \frac{1}{\tau_{\text{h}} (1 - e^{-1/\tau_{\text{h}}})}$. Приближенно можно считать, что при $0 < \tau_{\text{h}}^{-1} < 1$ имеем $\gamma_{\text{макс}} = 0,5$. Если $\tau_{\text{h}}^{-1} > 1$, то максимум k'_a сдвигается в область меньших значений γ .

Зависимость $k'_{a,\text{макс}} = F(\tau_{\text{h}}^{-1})$ приведена на рис. 4-9 [20]. Эта зависимость в области $\tau_{\text{h}}^{-1} < 3$ описывается линейным уравнением [20]:

$$k'_{a,\text{макс}} \approx 0,116 \alpha_k / \tau_{\text{h}},$$

при этом

$$k_a \approx 1 + 0,116 \alpha_k / \tau_{\text{h}}, \text{ если } \gamma_0 = 0; \quad (4-18)$$

$$k_a \approx 1 + 0,232 \alpha_k / \tau_{\text{h}}, \text{ если } \gamma_0 = 0,5. \quad (4-19)$$

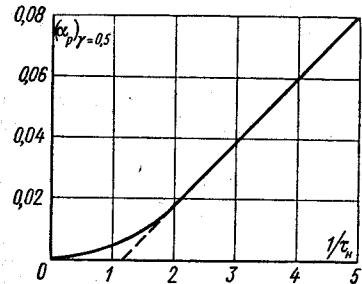


Рис. 4-8. Зависимость $(\alpha_p)_{\gamma=0,5} = f(\tau_{\text{h}}^{-1})$

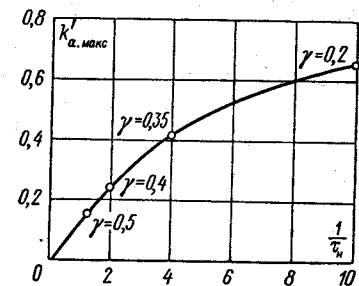


Рис. 4-9. Зависимость $K'_{a,\text{макс}} = f(\tau_{\text{h}}^{-1})$

В современных электроприводах частота коммутации ШИП выбирается достаточно высокой (до нескольких килогерц); при этом практически всегда удовлетворяется неравенство $\tau_h^{-1} < 1$. Тогда действующий ток транзистора определяется в основном моментом на валу двигателя, а ухудшение энергетических характеристик системы ШИП — ДПТ из-за импульсного характера питания обусловлено дополнительными потерями в меди якоря двигателя и потерями на переключение в силовых транзисторах. Эти обстоятельства позволяют определить оптимальную частоту коммутации в ШИП.

Суммарные дополнительные потери в системе ШИП — ДПТ в относительных единицах будут [20]

$$\left. \begin{aligned} (\Delta \bar{P}_{\text{я.доп}} + \bar{P}_{\text{пер}}) &\approx \frac{0,0045\alpha_k}{\tau_h^2} + \frac{\tau_+ + \tau_-}{2\tau_h} (\tau_h + 0,116\alpha_k) \text{ при } \gamma_0 = 0; \\ (\Delta \bar{P}_{\text{я.доп}} + \bar{P}_{\text{пер}}) &\approx \frac{0,018\alpha_k}{\tau_h^2} + \frac{\tau_+ + \tau_-}{2\tau_h} (\tau_h + 0,232\alpha_k) \text{ при } \gamma_0 = 0,5, \end{aligned} \right\} (4-20)$$

где $\tau_+ = t_+/T$; $\tau_- = t_-/T$ — относительное время нарастания и спада коллекторного тока выходного транзистора ключа.

Определение минимума дополнительных потерь в системе ШИП — ДПТ может быть выполнено из условия

$$\frac{\partial (\Delta \bar{P}_{\text{я.доп}} + \bar{P}_{\text{пер}})}{\partial (\tau_h^{-1})} \Big|_{\gamma_0=0,5} = 0, \quad (4-21)$$

которое позволяет в первом приближении найти (в герцах) оптимальную частоту коммутации в ШИП [20]:

$$f_{\text{опт}} = k_f \sqrt[3]{\frac{\alpha_k r_a^2}{L_a^2 (t_+ + t_-)}}, \quad (4-22)$$

где $k_f = 0,26$ для систем ШИП — ДПТ с $\gamma_0 = 0$ и $k_f = 0,332$ для систем ШИП — ДПТ с $\gamma_0 = 0,5$.

Целью расчета и проектирования транзисторного ШИП является выбор способа управления, типа транзисторов и диодов, определение токов и мощности рассеяния и оптимальной частоты коммутации в ШИП.

При выборе способа управления необходимо исходить из требований, предъявляемых к регулировочным и энергетическим характеристикам электропривода. Симметричное управление ШИП позволяет получить линейные регулировочные характеристики двигателя. Однако энергетические характеристики ШИП при этом способе управления ухудшены вследствие повышенных пульсаций тока в якоре и в полупроводниковых приборах.

При несимметричном и поочередном управлении ШИП в регулировочной характеристике электропривода имеет место зона нечувствительности. Схемные способы уменьшения этой зоны ухудшают устойчивость электропривода.

Энергетические характеристики ШИП с несимметричным и поочередным управлением лучше, чем у ШИП с симметричным управлением, так как пульсации тока здесь в два раза меньше.

Определение оптимальной частоты коммутации в ШИП представляет собой достаточно сложную и неоднозначную задачу. Ранее эта задача рассмотрена

для случая, когда в качестве критерия принят минимум суммарных дополнительных потерь в двигателе и транзисторах — потерь, обусловленных пульсациями тока якоря.

При минимизации суммарных дополнительных потерь задача определения $f_{\text{опт}}$ остается достаточно сложной, так как расчет динамических потерь в транзисторах (особенно современных диффузионных) чрезвычайно сложен. Уравнение (4-22) позволяет определить $f_{\text{опт}}$ лишь в первом приближении. Значения t_+ , t_- , входящие в выражение потерь на переключение в транзисторах, зависят от коэффициента форсировок на включение $k_1 = h_{21E} I_{6,\text{вкл}} / I_{\text{макс}}$ и выключение $k_2 = h_{21E} I_{6,\text{выкл}} / I_{\text{макс}}$ выходных транзисторов ключа ТК [20, 37], от их типа и от параметров импульсов базового тока.

При прямоугольных импульсах базового тока значения t_+ и t_- могут быть приближенно определены выражениями:

$$t_+ \approx T_t \ln \frac{h_{21E} I_{6,\text{вкл}}}{h_{21E} I_{6,\text{вкл}} - I_{\text{макс}}} = T_t \ln \frac{k_1}{k_1 - 1}, \quad (4-23)$$

$$t_- \approx T_t \ln \frac{h_{21E} I_{6,\text{выкл}} + I_{\text{макс}}}{h_{21E} I_{6,\text{выкл}}} = T_t \ln \frac{k_2 + 1}{k_2}, \quad (4-24)$$

где T_t — постоянная времени транзистора, с; h_{21E} — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером; $I_{6,\text{вкл}}$ — максимальный включающий ток базы, А; $I_{6,\text{выкл}}$ — максимальный выключающий ток базы, А; $I_{\text{макс}}$ — максимальный коллекторный ток в транзисторе, определяемый нагрузкой, А.

Расчет токов в выходных транзисторах и диодах транзисторных ключей производится с помощью зависимостей, приведенных в § 4-2.

В паспортных данных силовых транзисторов и диодов обычно приводится допустимая рассеиваемая мощность как с радиатором, так и без него. Поэтому определение мощности, рассеиваемой транзистором и диодом, может рассматриваться как конечный результат расчета. В справочниках данных на диоды часто дается максимальная допустимая температура структуры θ_{pn} и суммарное тепловое сопротивление прибора R_t с радиатором и без него. В этом случае для определения работоспособности диода предварительно определяется рассеиваемая им мощность по формуле

$$P_d = U_0 I_{d,\text{ср}} + R_d I_d^2, \quad (4-25)$$

где U_0 , R_d — пороговое напряжение и динамическое сопротивление диода (паспортные данные); $I_{d,\text{ср}}$, I_d — средний и действующий ток диода, А (см. § 4-2).

Максимальная температура структуры диода находится по формуле

$$\theta_{pn} = P_d R_t + \theta, \quad (4-26)$$

где θ — температура окружающей среды, °С.

Аналогичные расчеты могут быть проведены и для транзисторов, если в качестве конечного результата принять максимальную допустимую температуру структуры. Эта величина также обычно приводится в паспортных данных на транзисторы.

Пример 4-1. Рассчитать транзисторный ШИП для управления двигателем постоянного тока ПБВ 100-43 по цепи якоря в номинальном режиме.

Данные двигателя: номинальная мощность на валу $P_n = 1,05$ кВт; номинальный момент $M_n = 10$ Н·м; номинальный ток якоря $I_{n,n} = 24$ А; номинальное напряжение $U_{n,n} = 51$ В; номинальная скорость $\omega_n = 104,7$ рад/с; сопротивление якоря $r_a = 0,14$ Ом; индуктивность якорной цепи $L_n = 0,8$ мГн.

Последовательность расчета:

1. Принимаем несимметричный способ управления, ШИП ($\gamma_0 = 0$).
2. С учетом заданного $U_{я,н}$ и падения напряжения на полупроводниковых элементах, ШИП выбираем напряжение источника питания $U = 55$ В.
3. С учетом U и $I_{я,н}$ выбираем транзистор типа 1T702B и диод типа ВЛ25. Данные транзистора 1T702B: статический коэффициент усиления $h_{21E} = 15$; напряжение коллектор — эмиттер $U_{к,э} = 60$ В; напряжение коллектор — эмиттер в режиме насыщения при $I_k = 30$ А $U_{к.э.нас} = 1$ В; максимальный ток коллектора $I_{к.макс} = 30$ А; мощность рассеяния на коллекторе $P_{к.макс}$ с дополнительным теплоотводом при температуре корпуса 30, 50 и 60 °C соответственно равна 150, 80 и 30 Вт; без теплоотвода при температуре окружающей среды 25 °C $P_{к.макс} = 5$ Вт; максимальный ток базы $I_{б.макс} = 5$ А; постоянная времени транзистора $T_t = 10$ мкс.

Данные диода ВЛ25: действующий ток $I_d = 39$ А; пороговое напряжение $U_0 = 1$ В; динамическое сопротивление $R_d = 2 \cdot 10^{-3}$ Ом; общее установившееся тепловое сопротивление при типовом охладителе и естественном охлаждении $R_t = 5,2$ °C/Вт; максимальная допустимая температура структуры $\theta_{pn} = 140$ °C.

4. По рекомендации [37] принимаем коэффициенты форсировок на включение и на отключение выходных транзисторов ШИП $k_1 = 3$; $k_2 = 2,5$ соответственно.

5. Определяем длительность фронта и спада коллекторного тока [см. (4-23) и (4-24)]:

$$t_+ = T_t \ln \frac{k_1}{k_1 - 1} = 4,05 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$t_- = T_t \ln \frac{k_2 + 1}{k_2} = 3,36 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

6. Определяем оптимальную частоту коммутации в ШИП [см. (4-22)]:

$$f_{опт} = k_f \sqrt[3]{\frac{\alpha_k r_n^2}{L_n^2 (t_+ + t_-)}} \approx 1000 \text{ Гц},$$

где $\alpha_k = I_k / I_{я,н} = U / (r_n I_{я,н}) = 16,36$.

7. Определяем постоянные и базовые величины, необходимые для расчета электромагнитных нагрузок: машинную постоянную двигателя $k = \frac{U_{я,н} - r_n I_{я,н}}{\omega_n} = 0,45 \text{ В} \cdot \text{с}/\text{рад}$; базовую скорость $\omega_b = U/k = 122 \text{ рад}/\text{с}$; базовый ток $I_k = U/r_n = 392,8 \text{ А}$; базовый момент $M_b = kU/r_n = 176,8 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

8. Учитывая, что ШИП с несимметричным управлением практически неискажает естественных механических характеристик двигателя, из уравнения его механических характеристик определяем относительную продолжительность включения в номинальном режиме работы $\gamma_n = r_n M_n + k \omega_n / (kU) = 0,91$.

9. Находим относительную скорость вращения в номинальном режиме $\omega_n = \omega_b / \omega_b = 0,858$.

10. Вычисляем относительную электромагнитную постоянную времени нагрузки двигателя $\tau_n = L_n / (r_n T) = 5,7$.

11. По формулам, приведенным на стр. 79 (или по графикам 4-4—4-6), определяем средние и действующие токи в полупроводниковых приборах: $I_{TK2,4cp} = 23,6$ А; $I_{TK2,4} = 25,5$ А; $I_{dcp} = 3,9$ А; $I_k = 9,8$ А; $I_{dc} = I_{TK1,3} = 27,5$ А; $I_n = I_{TK1,3} = 35,3$ А.

12. Находим потери в транзисторах по уравнению (4-17);

$$P_{1,3} = (1 + \alpha_k k'_d) I_{dc} U f \frac{t_+ + t_-}{2} + I_n^2 r_t = 42 \text{ Вт}; \quad P_{2,4} = 22 \text{ Вт},$$

где $r_t = U_{к.э.нас} / I_{к.макс}$ — сопротивление насыщенного транзистора. Из сравнения рассеиваемой транзисторами и допустимой мощности видно, что с дополнительным теплоотводом ШИП работоспособен при температуре окружающей среды, не превышающей 50 °C.

13. По уравнению (4-25) определяем потери в диодах:

$$P_d = U_0 I_{dc} + I_n^2 R_d = 4 \text{ Вт.}$$

14. Вычисляем максимальную температуру структуры из условия, что температура окружающей среды не превышает 50 °C:

$$\theta_{pn} = \theta_{cp} + P_d R_t = 78^\circ < 140^\circ.$$

4-5. Электромагнитные процессы в системе АИН — асинхронный двухфазный двигатель

Однофазные инверторы, выполненные по мостовой схеме (см. рис. 3-5), предназначены для питания обмоток управления и возбуждения асинхронных двухфазных двигателей (АДД) изменяющимися напряжением и частотой. При анализе электромагнитных процессов в системе АИН — асинхронный двухфазный двигатель обычно обмотка управления приводится к обмотке возбуждения. При этом анализ проводится для одного инвертора. Ниже рассматриваются электромагнитные процессы в системе АИН — АДД при широтно-импульсном регулировании на основной частоте.

При этом управляющие напряжения транзисторных ключей фазной группы $TK1$, $TK2$ и $TK3$, $TK4$ находятся в противофазе (см. рис. 3-6). Напряжение, управляющее ключами $TK3$, $TK4$, опережает напряжение, управляющее соответственно ключами $TK1$ и $TK2$, на угол $(T - t_1)\omega = -(1 - \gamma)\pi$. Следовательно (см. главу третью), выходное напряжение инвертора и его частота регулируются при изменении относительной продолжительности включения γ .

Напряжение на обмотках двигателя определяется решением дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} U &= r_n i_n + L_n di_n / dt \text{ при } 0 < t < \gamma T_{пвт}; \\ 0 &= r_n i_n + L_n di_n / dt \text{ при } \gamma T < t < T_{пвт}. \end{aligned} \right\} \quad (4-27)$$

Введя относительные единицы, преобразуем уравнения к виду

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_n &= \tau_n d\bar{i}_n / dt + \bar{i}_n \text{ при } 0 < \tau < \gamma; \\ 0 &= \tau_n d\bar{i}_n / dt + \bar{i}_n \text{ при } \gamma < \tau < 1, \end{aligned} \right\} \quad (4-28)$$

где $I_n = U / r_n$ — ток короткого замыкания; $\bar{i}_n = i_n / I_n$; $\tau = t / T_{пвт}$; $\tau_n = L_n / (r_n T_{пвт})$ — относительные величины.

При решении (4-28) с учетом начальных значений и непрерывности тока в нагрузках определяются токи на двух интервалах [38]:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{I}_h = 1 - \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} e^{-\tau/\tau_h} \text{ при } 0 < \tau < \gamma; \\ \bar{I}_h = \frac{1-a^3 b}{1+a^3} e^{-\tau/\tau_h} \text{ при } \gamma < \tau < 1, \end{array} \right\} \quad (4-29)$$

где $a = e^{-1/(3\tau_h)}$; $b = e^{(1-\gamma)/\tau_h}$.

Максимальный ток в обмотках АДД и полупроводниковых приборах инвертора определяется из (4-29) при $\tau = \gamma$ [38]:

$$I_{max} = \frac{I_{max}}{I_k} = \frac{1-a^3 b}{1+a^3}. \quad (4-30)$$

Средние и действующие токи полупроводниковых приборов определяются выражениями:

средний ток транзисторных ключей $TK1$ и $TK2$

$$\bar{I}_{TK1,2cp} = \frac{\bar{I}_{max}}{2} \frac{1+a^3}{1-a^3 b} \left(\gamma - \tau_h \ln \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} - \tau_h \frac{b^{-1}-a^3}{1+a^3} \right);$$

действующий ток транзисторных ключей $TK1$ и $TK2$

$$\bar{I}_{TK1,2} = \bar{I}_{max} \frac{1+a^3}{1-a^3 b} \sqrt{\frac{\gamma}{2} - \frac{\tau_h}{2} \ln \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} - \frac{\tau_h (1-a^3 b)(2+2a^3+b^2-a^3 b^{-1})}{4(1+a^3)^2}},$$

средний ток транзисторных ключей $TK3$ и $TK4$

$$\bar{I}_{TK3,4cp} = \frac{\bar{I}_{max}}{2} \frac{1+a^3}{(1-a^3 b)} \left(\gamma - \tau_h \ln \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} - \tau_h \frac{1-a^3 b}{1+a^3} \right);$$

действующий ток транзисторных ключей $TK3$ и $TK4$

$$\bar{I}_{TK3,4} = \bar{I}_{max} \frac{1+a^3}{1-a^3 b} \sqrt{\frac{\gamma}{2} - \frac{\tau_h}{2} \ln \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} - \frac{\tau_h (1-a^3 b)(3-a^3 b+2a^3)}{4(1+a^3)^2}},$$

средний ток диодов $VD1$ и $VD2$

$$\bar{I}_{VD1,2cp} = \bar{I}_{max} \frac{1+a^3}{1-a^3 b} \frac{\tau_h}{2} \left(\ln \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} - \frac{b^{-1}-a^3}{1+a^3} \right);$$

действующий ток диодов $VD1$ и $VD2$

$$\bar{I}_{VD1,2} = \bar{I}_{max} \frac{1+a^3}{1-a^3 b} \sqrt{\frac{\tau_h}{2} \ln \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} - \frac{\tau_h (b^{-1}-a^3)(2+3a^3-b^{-1})}{4(1+a^3)^2}},$$

средний ток диодов $VD3$ и $VD4$

$$\bar{I}_{VD3,4cp} = \bar{I}_{max} \frac{1+a^3}{1-a^3 b} \left(\frac{\tau_h}{2} \frac{1-a^3 b}{1+a^3} - \frac{\tau_h}{2} \ln \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} \right);$$

действующий ток диодов $VD3$ и $VD4$

$$\bar{I}_{VD3,4} = \bar{I}_{max} \frac{1+a^3}{1-a^3 b} \sqrt{\frac{\tau_h}{2} \ln \frac{1+b^{-1}}{1+a^3} - \frac{\tau_h (1-a^3 b)(2b^{-1}+a^3 b+2a^3 b^{-1}-1)}{4(1+a^3)^2}},$$

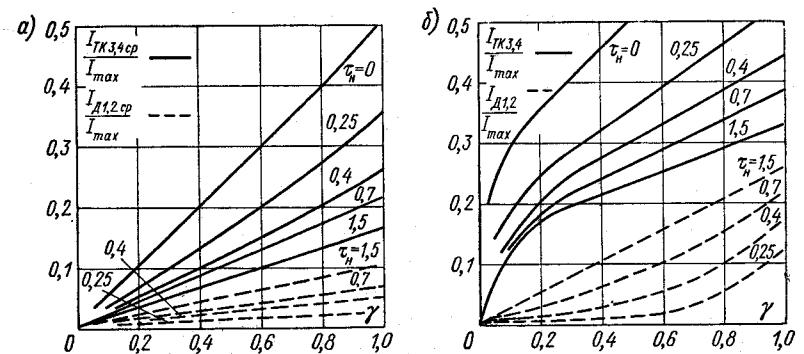


Рис. 4-10. Средние (а) и действующие (б) токи в транзисторах (—) и диодах (---) однофазного инвертора при ШИР на основной частоте

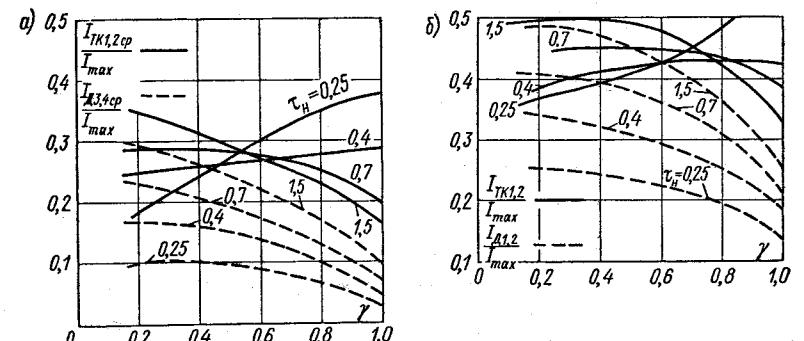


Рис. 4-11. Средние (а) и действующие (б) токи в транзисторах (—) и диодах (---) однофазного инвертора при ШИР на основной частоте

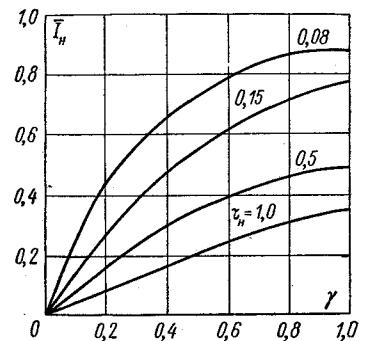


Рис. 4-12. Действующий ток в нагрузке однофазного автономного инвертора при ШИР на основной частоте

Средние и действующие токи в полупроводниковых элементах инвертора в функции γ при различных τ_n приведены на рис. 4-10 и 4-11. Действующий ток в нагрузке определяется выражением [21]:

$$\bar{I}_n = \sqrt{\gamma - \tau_n} \frac{(1 - e^{j\pi/\tau_n})(1 + b^{-1})}{1 + a^3}. \quad (4-31)$$

Зависимости $\bar{I}_n = F(\gamma)$ при различных $\tau_n = \text{const}$ приведены на рис. 4-12.

4-6. Механические характеристики и эквивалентные параметры в системе АИН — асинхронный двухфазный двигатель

При питании обмотки управления (ОУ) и обмотки возбуждения (ОВ) асинхронного двигателя несинусоидальным напряжением действие каждой гармонической составляющей можно рассматривать отдельно, применяя в дальнейшем при расчете момента метод наложения. Раскладывая кривую напряжения u_{OY} (см. рис. 3-6) в ряд Фурье, получаем

$$u_{OY} = \sum_v U_{mv} \cos v\omega t, \quad (4-32)$$

где v — порядковый номер гармоники;

$$U_{mv} = (4U/\pi)(1/v) \sin(v\pi\gamma/2). \quad (4-33)$$

Из уравнений (3-8) и (4-33) следует, что амплитуда гармонических составляющих на выходе АИН приблизительно пропорциональна частоте.

Как известно, в двухфазных двигателях каждая гармоника напряжения создает круговое вращающееся поле, скорость и направление вращения которого будут зависеть от порядкового номера гармонической составляющей. Параметры схемы замещения асинхронного двигателя также зависят от скорости поля, а следовательно, от порядкового номера гармоники. Каждая обмотка создает в зазоре АДД пульсирующее поле, вектор индукции которого можно представить как геометрическую сумму двух вращающихся в разные стороны векторов, соответствующих прямому и обратному вращающемуся полю.

Индукцию прямого и обратного полей, созданных v -й гармоникой напряжения в каждой обмотке двигателя, можно записать в комплексной форме:

$$\begin{aligned} \dot{B}_{np} &= (B_{mv}/2) e^{j(\alpha - v\omega t)} + (B_{mv}/2) e^{j(\alpha + v\omega t)}; \\ \dot{B}_{obp} &= (B_{mv}/2) e^{j[\alpha + \pi/2 - v(\omega t - \pi/2)]} + (B_{mv}/2) e^{j[\alpha + \pi/2 + v(\omega t - \pi/2)]}. \end{aligned}$$

Вектор индукции результирующего вращающегося поля, образованного v -й гармонической составляющей напряжения,

$$\begin{aligned} \dot{B}_v &= (B_{mv}/2) \{ e^{j(\alpha - v\omega t)} + e^{j[\alpha - v\omega t + (v+1)\pi/2]} \} + \\ &+ (B_{mv}/2) \{ e^{j(\alpha + v\omega t)} + e^{j[\alpha + v\omega t - (v-1)\pi/2]} \}. \end{aligned}$$

Используя последнее выражение, можно убедиться, что гармонические составляющие, порядковый номер которых $v = 4n + 1$ (где $n = 0, 1, 2, 3$), образуют круговое поле, вращающееся в прямом направлении. Действительно, если $v = 1, 5, 9, \dots$, то

$$\begin{aligned} (v+1)\pi/2 &= \pi, 3\pi, 5\pi, \dots, \text{а } e^{j(v+1)\pi/2} = -1; \\ (v-1)\pi/2 &= 0, 2\pi, 4\pi, \dots, \text{а } e^{-j(v-1)\pi/2} = 1; \end{aligned}$$

при этом

$$B_v = B_{4n+1} = B_{mv} e^{j(\alpha + v\omega t)}.$$

Высшие гармонические составляющие с порядковым номером $v = 4n - 1$ (где $n = 1, 2, 3$) создают магнитное поле, вращающееся в обратном направлении. В этом случае $v = 3, 7, 11, \dots$;

$$\begin{aligned} (v+1)\pi/2 &= 2\pi, 4\pi, 6\pi, \dots, \text{а } e^{j(v+1)\pi/2} = 1; \\ (v-1)\pi/2 &= \pi, 3\pi, 5\pi, \dots, \text{а } e^{-j(v-1)\pi/2} = -1; \end{aligned}$$

при этом

$$B_v = B_{4n-1} = B_{mv} e^{j(\alpha - v\omega t)}.$$

Выделяя гармонические составляющие, образующие поля, вращающиеся в прямом и обратном направлениях, разложение кривой напряжения в ряд Фурье можно представить в виде

$$u = \frac{4U}{\pi} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[(4n+1)\gamma\pi/2]}{4n+1} \cos[(4n+1)\omega t] + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin[(4n-1)\gamma\pi/2]}{4n-1} \cos[(4n-1)\omega t] \right\},$$

где $\gamma = t_1/T_{\text{пvt}} = 2ft_1$.

Для расчета и исследования рабочих характеристик асинхронного двухфазного двигателя необходимо определить токи в обмотках, обусловленные действием каждой гармонической составляющей напряжения. Высшие гармоники практически не влияют на электромагнитный момент. Они увеличивают лишь активные потери в машине, уменьшая ее КПД.

Результирующий вращающий момент АДД создается в основном первой гармоникой выходного напряжения инвертора:

$$M \approx \frac{2\rho U_1^2 r'_2 / s_1}{\omega_1 [(r_1 + r'_2/s_1)^2 (x_1 + x'_2)^2]} = \frac{\rho \left(\frac{4U}{\pi} \sin \frac{\gamma\pi}{2} \right)^2 \frac{r'_2}{s_1}}{\omega_1 \left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_1} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]} \approx \frac{\rho \left(\frac{4U}{\pi} \sin \frac{\gamma\pi}{2} \right)^2 s_1}{\omega_1 r'_2}, \quad (4-34)$$

где ρ — число пар полюсов; s_1 — скольжение относительно первой гармоники; r_1 и r'_2 — сопротивление статора и приведенное сопротивление ротора.

Уравнение механической характеристики (4-34) удобнее представить в относительных единицах:

$$\bar{M} = \frac{\sin^2(\gamma\pi/2)}{\gamma^2} (\gamma - \bar{\omega}), \quad (4-35)$$

где $\bar{M} = \frac{M}{M_{k(\gamma=1)}} = \frac{M(\omega_1(\gamma=1))}{\rho(4U/\pi)^2}$ — относительный момент АДД; $\bar{\omega} = \omega/\omega_1(\gamma=1)$ — относительная скорость вращения АДД.

Из (4-35) следует, что механические характеристики асинхронного двухфазного двигателя при широтно-импульсном регулировании выходного напряжения автономного инвертора на основной частоте представляют собой при различных γ прямые линии. Эти характеристики для различных $\gamma = \text{const}$ приведены на рис. 4-13. Увеличенные значения M_k при $\gamma = 0,6$ и $0,8$ по отношению к $\gamma = 1$ объясняются тем обстоятельством, что при рассмотренном способе управления нарушается линейная связь между частотой приложенного напряжения ω_1 и действующим значением напряжения первой гармоники U_1 .

При анализе электромагнитных процессов в системе АИН — АДД асинхронный двухфазный двигатель был заменен эквивалентной (r_h , L_h)-нагрузкой. В паспортных данных на АДД приводятся параметры его схемы замещения (r_1 , x_1 , r'_2 , x'_2). Поэтому при расчете токов через полупроводниковые элементы инвертора необходимо установить связь между параметрами схемы замещения АДД и параметрами эквивалентной (r_h , L_h)-нагрузки. Эта связь устанавливается из условия баланса мощности при питании двигателя от инвертора и от эквивалентного источника синусоидального напряжения [21]:

$$r_h = \alpha_v (r_1 + r'_2/s); \quad L_h = \frac{x_1 + x'_2}{\omega_1}, \quad (4-36)$$

где x_1 и x'_2 — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора и приведенное к статору сопротивление ротора; r_1 , r'_2 — активное сопротивление обмоток статора и приведенное сопротивление ротора:

$$\alpha_v = \frac{1 + \frac{r_{k,3}}{r_1 + r'_2/s} \sum_{v=1}^{\infty} \left(\frac{U_v}{U_1} \right)^2 \frac{(r_1 + r'_2/s)^2 + x_{k,3}^2}{r_{k,3}^2 + (vx_{k,3})^2}}{1 - \sum_{v=1}^{\infty} \left(\frac{U_v}{U_1} \right)^2 \frac{(r_1 + r'_2/s)^2 + x_{k,3}^2}{r_{k,3}^2 + (vx_{k,3})^2}}. \quad (4-37)$$

В последнем уравнении $r_{k,3} = r_1 + r'_2$; $x_{k,3} = x_1 + x'_2$ — параметры схемы замещения двигателя в режиме короткого замыкания. Заметим, что эквивалентные параметры r_h , L_h зависят от режима работы и параметров асинхронного двигателя, от частоты ω_1 , величины и формы приложенного напряжения.

Замена асинхронного двигателя эквивалентными активным сопротивлением r_h и индуктивностью L_h позволяет использовать для расчета

автономного инвертора все соотношения и графические зависимости, полученные в § 4-5. При этом, однако, необходимо определять параметры r_h , $L_h(\tau_h)$ для каждого режима работы (скорости и момента) и проектирование инвертора вести для наиболее тяжелого режима работы двигателя.

Энергетические свойства системы инвертор — асинхронный двухфазный двигатель достаточно рельефно выступают при сравнении мощности P_1 , потребляемой инверторной схемой, с мощностью $P_{1\sim}$, обусловленной действием основной гармонической составляющей напряжения $U_{m1} = (4U/\pi) \sin(\gamma\pi/2)$. Отношение этих величин равно [21]

$$\frac{P_{1\sim}}{P_1} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\sin^2(\gamma\pi/2)}{\gamma - \tau_h} \frac{\frac{1}{1 + \pi^2 \tau_h^2}}{(1 - e^{-\gamma/\tau_h})(1 + b^{-1})}. \quad (4-38)$$

Если считать, что полезная мощность на валу АДД определяется только первой гармоникой, а высшие гармоники вызывают лишь дополнительные потери, то отношение (4-38) характеризует кратность изменения КПД при питании двигателя от инвертора и от источника синусоидального напряжения $P_{1\sim}/P_1 = \eta_1/\eta_{1\sim} = F(\gamma, \tau_h)$.

Эти зависимости [21], представленные на рис. 4-14, показывают, что значительное уменьшение КПД системы имеет место при малых $\tau_h = L_h/(r_h T_{\text{пvt}})$.

Максимальная и минимальная частота коммутации инвертора при ШИР на основной частоте определяется типом используемого двигателя и диапазоном регулирования скорости электропривода. Поэтому минимальное τ_h в таких электроприводах может оказаться незначительным, а это может привести к существенному ухудшению энергетических характеристик (см. рис. 4-14). Улучшение энергетических характеристик может быть достигнуто широтно-импульсным регулированием двигателя на несущей частоте f_0 .

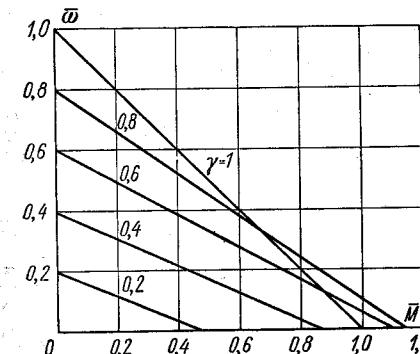


Рис. 4-13. Механические характеристики системы АИН — АДД при ШИР на основной частоте

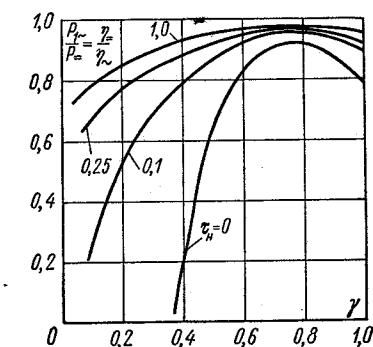


Рис. 4-14. Зависимость $P_{1\sim}/P_1 = f(\gamma)$ в системе АИН — АДД при ШИР на основной частоте

В этом случае электромагнитные процессы в системе АИН — АДД протекают аналогично процессам при амплитудном управлении в звене постоянного тока, напряжение на выходе которого равно γU . Средние и действующие токи в полупроводниковых приборах инвертора определяются выражениями:

средний ток транзисторов

$$\bar{I}_{\text{т.ср}} = \frac{\bar{I}_{\text{max}}}{2} \frac{1+a^3}{1-a^3} \left(1 - \tau_{\text{h}} \ln \frac{2}{1+a^3} - \tau_{\text{h}} \frac{1-a^3}{1+a^3} \right);$$

действующий ток транзисторов

$$\bar{I}_{\text{т}} = \bar{I}_{\text{max}} \frac{1+a^3}{1-a^3} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\tau_{\text{h}}}{2} \ln \frac{2}{1+a^3} - \frac{\tau_{\text{h}}}{4} \frac{(1-a^3)(3+a^3)}{(1+a^3)^2}};$$

средний ток диодов

$$\bar{I}_{\text{д.ср}} = \bar{I}_{\text{max}} \frac{\tau_{\text{h}}}{2} \left(\frac{1+a^3}{1-a^3} \ln \frac{2}{1+a^3} - 1 \right);$$

действующий ток диодов

$$\bar{I}_{\text{д}} = \bar{I}_{\text{max}} \frac{1+a^3}{1-a^3} \sqrt{\frac{\tau_{\text{h}}}{2} \ln \frac{2}{1+a^3} - \frac{\tau_{\text{h}}}{4} \frac{(1-a^3)(1+3a^3)}{(1+a^3)^2}}.$$

На рис. 4-15 приведены эти зависимости в функции относительной постоянной времени цепи нагрузки $\tau_{\text{h}}=L_{\text{h}}/(r_{\text{h}}T_0)$ ($T_0=1/f_0$ — период несущей частоты).

Исходными данными при расчете системы АИН — асинхронный двухфазный двигатель являются тип двигателя, определяющий напряжение питания инвертора, его номинальную частоту ω_1 ($\gamma=1$) и параметры схемы замещения (r_1, x_1, r'_2, x'_2), а также расчетный режим работы АДД (скорость ω и момент M), определяющий относительные значения $\bar{\omega}, \bar{M}$, см. уравнение (4-35).

При известных относительной скорости $\bar{\omega}$ и моменте \bar{M} по механическим характеристикам (см. рис. 4-13) определяются значения $\bar{\omega}_1=\omega_1/\omega_1(\gamma=1)$, γ и скольжение $s=(\omega_1-\omega)/\omega_1=1-\bar{\omega}/\gamma$. Параметры схемы замещения АДД и скольжение в расчетной точке механических характеристик позволяет рассчитать по уравнениям (4-36) и (4-37) параметры эквивалентной нагрузки r_{h} и L_{h} . Дальнейший расчет токов, протекающих через полупроводниковые приборы ключей ТК, производится по приведенным выше формулам. Максимальный ток в транзисторах и диодах выходного каскада ключа ТК определяется по формуле (4-30).

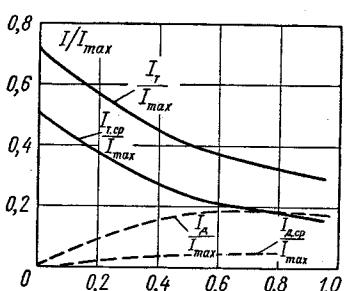


Рис. 4-15. Средние и действующие токи в инверторе при ШИР на несущей частоте

обмотке управления и возбуждения $U_{\text{OY}}=U_{\text{OB}}=110$ В; номинальная скорость $\omega_1=420$ рад/с; число пар полюсов $p=4$; параметры эквивалентной схемы замещения $r_1=0,3$ Ом; $r'_2=5,8$ Ом; $x_1=1,6$ Ом; $x'_2=1,3$ Ом. Расчет проводится для номинального режима работы асинхронного двигателя при $\gamma=1$.

1. Напряжение питания U выбираем из условия равенства амплитуды первой гармоники выходного напряжения АИН [выражение (4-33)] при $\gamma=1$ амплитуде номинального напряжения на обмотке ОУ и ОВ двигателя:

$$U=\sqrt{2}\pi U_{\text{OY}}/4=121 \text{ В.}$$

Выбираем $U=125$ В.

2. Угловая синхронная скорость двигателя

$$\omega_c=2\pi f_1/p=628 \text{ рад/с.}$$

3. Скольжение в номинальном режиме s ($\omega_c-\omega_1)/\omega_c=0,33$).

4. Параметры короткого замыкания при номинальной частоте

$$r_{k,3}=r_1+r'_2=6,3 \text{ Ом}; \quad x_{k,3}=x_1+x'_2=2,9 \text{ Ом.}$$

5. Коэффициент α_v определим при учете двух ближайших к первой гармонике — пятой и седьмой:

$$\alpha_v=\frac{1+\frac{r_{k,3}}{r_1+r'_2/s} [(r_1+r'_2/s)^2+x_{k,3}^2] \left[\frac{1}{25(r_{k,3}^2+25x_{k,3}^2)} + \frac{1}{49(r_{k,3}^2+49x_{k,3}^2)} \right]}{1+[(r_1+r'_2/s)^2+x_{k,3}^2] \left[\frac{1}{25(r_{k,3}^2+25x_{k,3}^2)} + \frac{1}{49(r_{k,3}^2+49x_{k,3}^2)} \right]} \approx 1.$$

6. Определяем эквивалентные расчетные параметры [см. выражения (4-36)]:

$$r_{\text{h}}=\alpha_v(r_1+r'_2/s)=17,8 \text{ Ом};$$

$$L_{\text{h}}=(x_1+x'_2)/\omega_c=4,62 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; \quad \tau_{\text{h}}=L_{\text{h}}/(r_{\text{h}}T_{\text{пер}})=L_{\text{h}} \cdot 2f_1/r_{\text{h}} \approx 0,2.$$

7. Определяем базовое значение момента [см. выражение (4-35)]

$$M_{k(\gamma=1)}=\frac{p(4U/\pi)^2}{\omega_c r'_2}=6,9 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

8. Определяем максимальный ток по формуле (4-30):

$$I_{\text{max}}=\frac{U}{r_{\text{h}}} \frac{1-a^3 b}{1+a^3}=7,1 \text{ A.}$$

9. По уравнениям на стр. 88 либо по графикам на рис. 4-10, 4-11, 4-12 находим средние и действующие токи в транзисторах, диодах и нагрузке:

$$I_{TK1,2\text{ср}}=2,7 \text{ A}; \quad I_{TK1,2}=3,9 \text{ A}; \quad I_{TK3,4\text{ср}}=2,84 \text{ A}; \quad I_{TK3,4}=4,26 \text{ A};$$

$$I_{D1,2\text{ср}}=0,18 \text{ A}; \quad I_{D1,2}=0,71 \text{ A}; \quad I_{D3,4\text{ср}}=0,18 \text{ A}; \quad I_{D3,4}=0,89 \text{ A};$$

$$I_{\text{h}}=I_{\text{OY}}=I_{\text{OB}}=4,6 \text{ A.}$$

10. Выбираем транзисторы типа КТ805А и диоды типа КД202Д. Дальнейший расчет сводится к определению мощности, рассеиваемой транзистором и диодом (см. пример 4-1).

4-7. Электромагнитные и механические характеристики в системе АИН — асинхронный трехфазный двигатель

Способы управления трехфазным автономным инвертором, питающим асинхронный трехфазный двигатель с короткозамкнутым ротором (АКЗ), рассмотрены в § 3-4. Анализ системы трехфазный автономный инвертор — асинхронный двигатель достаточно сложен вследствие гальванической и электромагнитной связи между фазными обмотками двигателя. Поэтому в большинстве работ задачи исследования электромагнитных процессов в инверторе и задачи определения электромеханических характеристик системы АИН — АКЗ разделяются. При исследовании электромагнитных процессов в инверторе и расчете электромагнитных нагрузок на его элементы обычно асинхронный двигатель заменяется активно-индуктивной нагрузкой, а при исследовании работы двигателя, питающегося от инвертора, напряжение на выходе последнего раскладывают в ряд Фурье и расчет ведут для каждой гармоники в отдельности. При таком подходе к анализу системы автономный инвертор напряжения — асинхронный двигатель оказывается необходимым решать три раздельные задачи: 1) исследование гармонического состава выходного напряжения инвертора при известном алгоритме управления им; 2) расчет электромеханических и энергетических характеристик асинхронного трехфазного двигателя при воздействии на него несинусоидального периодического напряжения с известным гармоническим составом; 3) расчет электромагнитных нагрузок на элементы преобразователя и его энергетических характеристик.

Наибольшее число работ, в которых ставились и решались три отмеченные задачи, относится к преобразователям первого класса (см. табл. 3-1) — преобразователям с неизменной структурой силовой цепи.

Исследование гармонического состава выходного напряжения инвертора. При управлении АИН по закону $\alpha = 180^\circ$ отношение амплитуд гармонических составляющих фазного напряжения к амплитуде первой гармоники запишется в виде

$$\bar{U}_v = U_{mv}/U_{m1} = 1/v, \quad (4-39)$$

где U_{mv} — амплитуда v -й гармоники; $v = 6n \pm 1$; $n = 0, 1, 2, \dots$, т. е. гармонический состав при изменении напряжения на входе инвертора не меняется, отсутствуют все четные гармоники и нечетные, кратные трем. В выходном напряжении наиболее ярко выражены пятая и седьмая гармоники.

Результаты исследования гармонического состава выходного напряжения схем, относящихся ко второй группе (см. табл. 3-1), приведены в [33]. Для преобразователей с неизменной структурой (класс I в табл. 3-1) и широтно-импульсным управлением на основной частоте отношение амплитуд гармонических составляющих фазного напряжения к амплитуде первой гармоники имеет вид

$$\bar{U}_v = \frac{U_{mv}}{U_{m1}} = \frac{\sin(v\pi\gamma/6)}{\sin(v\pi/6)}, \quad (4-40)$$

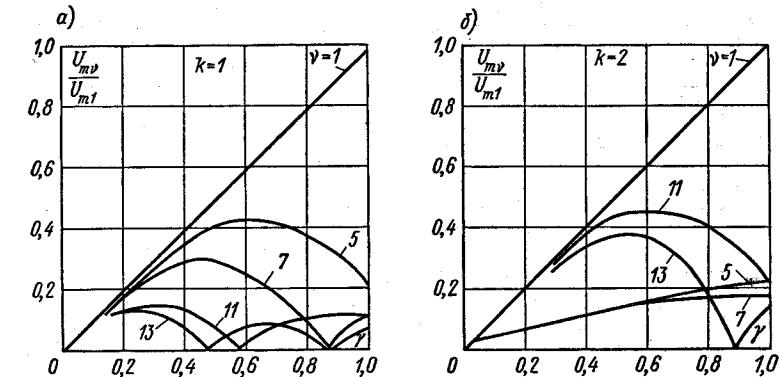


Рис. 4-16. Гармонические составляющие напряжения на выходе трехфазного АИН при ШИР на основной (а) и несущей (б) частоте

где $v = 6n \pm 1$; $n = 0, 1, 2, \dots$

На рис. 4-16, а показаны зависимости относительных амплитуд основной и нескольких высших гармоник от относительной продолжительности включения γ двигателя в цепь источника питания. Из рис. 4-16, а видно, что в процессе регулирования при уменьшении выходного напряжения 5, 7, 11, 13-я гармоники приближаются по амплитуде к основной, что искажает форму тока двигателя и приводит к увеличению потерь от высших гармоник.

Улучшение гармонического состава выходного напряжения может быть достигнуто при широтно-импульсном регулировании на несущей частоте. Отношение амплитуды v -й гармоники к амплитуде первой при $\gamma = 1$, зависящее от кратности $k = T_{\text{пер}}/T_0$, определяется выражением

$$\frac{U_{mv}}{U_{m1}} = \frac{1}{v} \frac{\sin[v\pi\gamma/(6k)]}{\sin[v\pi/(6k)]}.$$

Это выражение показывает, что для монотонного уменьшения v -й гармоники необходимо соблюдение условия $v/k \leq 3$.

При $k=1$ ни для одной из высших гармоник это условие не соблюдается; при $k=2$ оно выполняется лишь для пятой гармоники, при $k=3$ — для пятой и седьмой гармоники и т. д. Иными словами, с увеличением k можно получить монотонное уменьшение любой гармоники, при этом будут также монотонно уменьшаться и все гармоники меньшего порядка. Однако гармоники более высоких порядков будут увеличиваться, причем наибольшую амплитуду будут иметь гармоники с порядковыми номерами $v = 6kn \pm 1$; $n = 1, 2, 3, \dots$. На рис. 4-16, б по данным [33] построены зависимости U_{mv}/U_{m1} в функции γ для $k=2$.

В случае широтно-импульсной модуляции разложение выходного напряжения может быть осуществлено с использованием двойных рядов Фурье либо коммутационных функций. Исследования, проведенные в этом направлении, показали, что на гармоническом составе

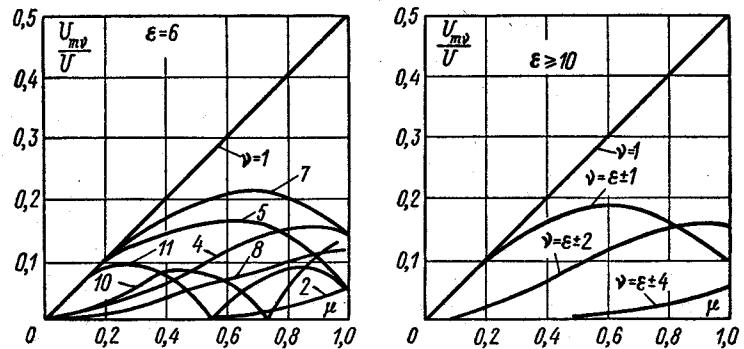


Рис. 4-17. Гармонические составляющие напряжения на выходе трехфазного АИН при широтно-импульсной модуляции

выходного напряжения слабо сказывается закон модуляции. Гораздо сильнее сказывается отношение $\varepsilon = f_0/f_1$ несущей частоты к выходной частоте инвертора.

В качестве примера на рис. 4-17 приведены зависимости относительных амплитуд гармонических составляющих фазного напряжения от коэффициентов модуляции μ для широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону [45] и $\varepsilon = 6$ и $\varepsilon \geq 10$.

Как следует из приведенного выше рассмотрения, при регулировании напряжения на выходе инвертора его гармонический состав зависит от γ при широтно-импульсном регулировании и от μ при широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону. Для исключения этих зависимостей следует изменять напряжение U на входе инвертора (модуль изображающего вектора), а улучшение гармонического состава достигать специальными способами переключения, описанного выше, в главе 3.

В дальнейшем для расчета электромагнитных процессов потребуется рассчитать эквивалентные r , L -параметры схемы замещения, электрические нагрузки на полупроводниковые элементы инвертора и механические характеристики двигателя, управляемого от АИН. Этот расчет трудоемок и требует применения ЭВМ.

Ниже рассмотрен иной подход, базирующийся на методе переменных состояния.

Расчет электромеханических характеристик асинхронного двигателя. Развитие теории регулируемого асинхронного электропривода в последние годы было направлено на то, чтобы объединить задачи анализа электромагнитных процессов в преобразователе и асинхронном двигателе.

Основой современных методов анализа таких систем служит математическое преобразование, позволяющее фазные (линейные) напряжения, токи и потокосцепления АКЗ представить с помощью изображающих векторов [35].

Электромагнитные процессы в асинхронном двигателе с коротко-замкнутым ротором при использовании изображающих векторов в

системе координат, врачающихся с произвольной скоростью ω_k , описываются системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{u}_s &= R_s \mathbf{i}_s + d\Psi_s/dt + j\omega_k \Psi_s; \\ 0 &= R_r \mathbf{i}_r + d\Psi_r/dt + j(\omega_k - \omega) \Psi_r; \\ \Psi_s &= L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r; \\ \Psi_r &= L_m \mathbf{i}_r + L_r \mathbf{i}_r; \\ M &= \frac{3}{2} \operatorname{Im} [\dot{\Psi}_s, \mathbf{i}_s]. \end{aligned} \right\} \quad (4-41)$$

Различие методов анализа заключается в различии способов решения дифференциальных уравнений (4-41) с комплексными коэффициентами.

Для анализа квазистабилизированных процессов в системе АИН — АКЗ удобно уравнения, описывающие асинхронный трехфазный двигатель, представить в неподвижной системе координат ($\omega_k = 0$) [35]:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{u}_s &= R_s \mathbf{i}_s + d\Psi_s/dt; \\ 0 &= R_r \mathbf{i}_r + d\Psi_r/dt - j\omega \Psi_r; \\ \Psi_s &= L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r; \\ \Psi_r &= L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r; \\ M &= \frac{3}{2} \operatorname{Im} [\dot{\Psi}_s, \mathbf{i}_s]. \end{aligned} \right\} \quad (4-42)$$

Здесь и в (4-41) \mathbf{u}_s , \mathbf{i}_s , \mathbf{i}_r , Ψ_s , Ψ_r — изображающие векторы статорных и роторных переменных; Ψ_s — вектор потокосцепления статора, комплексно-сопряженный с вектором Ψ_s ; L_s — индуктивность статора; L_r — приведенная индуктивность ротора; L_m — взаимная индуктивность; ω — скорость ротора.

Разлагая изображающие векторы \mathbf{u}_s , \mathbf{i}_s , \mathbf{i}_r , Ψ_s , Ψ_r по вещественной (α) и мнимой (β) неподвижным осям комплексной плоскости, уравнения (4-42) можно представить с помощью переменных состояния, причем в качестве переменных состояния могут быть выбраны проекции потокосцеплений либо токов на вещественную и мнимую оси. В последнем случае систему уравнений (4-42) можно преобразовать к виду

$$\begin{bmatrix} p i_{as} \\ p i_{\beta s} \\ p i_{ar} \\ p i_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{\omega}{\sigma} & \frac{k_s R_r}{\sigma L_r} & \frac{\omega k_s}{\sigma} \\ -\omega \frac{k_s}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\omega \frac{k_s}{\sigma} & \frac{k_s R_r}{\sigma L_r} \\ \frac{k_s R_s}{\sigma L_s} & -\omega \frac{k_r}{\sigma} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & -\frac{\omega}{\sigma} \\ \omega \frac{k_r}{\sigma} & \frac{k_r R_s}{\sigma L_s} & \frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \\ i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{k_r}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \gamma! - \frac{k_r}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (4-43)$$

Здесь согласно [35]: $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$ — результирующий коэффициент рассеяния; $k = L_m^2/(L_s L_r)$ — результирующий коэффициент связи; $k_s = L_m/L_s$; $k_r = L_m L_r$ — коэффициенты связи статора и ротора; $p = d/dt$ — оператор дифференцирования.

Для облегчения алгебраических преобразований вводятся относительные единицы. Параметры АКЗ, выраженные в относительных единицах, изменяются в сравнительно небольших пределах, и результаты численных расчетов могут быть использованы в большом числе практических случаев. Примем за базовые следующие основные параметры; $U_b = U_n$ — номинальное фазное напряжение АКЗ; $I_b = I_n$ — номинальный фазный ток; $t_b = 1/\omega_1$; ω_1 — угловая частота на выходе инвертора; $M_b = M_n$ — номинальный момент.

В дальнейшем будем рассматривать процессы двухполюсного АКЗ, в относительных единицах, сохранив те же обозначения физических величин. Уравнения (4-43), описывающие электромагнитные процессы АКЗ в относительных единицах, принимают вид

$$\begin{bmatrix} pi_{as} \\ pi_{bs} \\ pi_{\alpha s} \\ pi_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s \omega_1} & \omega \frac{k}{\sigma} & \frac{k_s}{T_r \omega_1} & \omega \frac{k_s}{\sigma} \\ -\omega \frac{k}{\sigma} & -\frac{1}{T_s \omega_1} & \frac{k_s}{\sigma} & \frac{k_s}{T_r \omega_1} \\ \frac{k_r}{T_s \omega_1} & -\omega \frac{k_r}{\sigma} & -\frac{1}{T_r \omega_1} & -\frac{\omega}{\sigma} \\ \omega \frac{k_s}{\sigma} & \frac{k_r}{T_s \omega_1} & \frac{\omega}{\sigma} & -\frac{1}{T_r \omega_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T} \\ -\frac{k_r}{T} & 0 \\ 0 & -\frac{k_r}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \end{bmatrix}, \quad (4-44)$$

где $T = \sigma L_s I_n / U_n \approx \sigma L_s S_n / R_r$ — эквивалентная постоянная времени двигателя; $T_s = \sigma L_s / R_s$, $T_r = \sigma L_r / R_r$ — электромагнитные постоянные времени цепи статора и ротора.

Систему уравнений (4-44) можно записать в сокращенной матричной форме

$$pi = Ai + Bu, \quad (4-45)$$

где A — квадратная $[4 \times 4]$ матрица состояний; B — матрица $[4 \times 2]$ управления; i — матрица-столбец $[4 \times 1]$ переменных состояния; u — матрица-столбец $[2 \times 1]$ управляемых воздействий. Решение уравнения состояния (4-45) имеет вид

$$i(t) = e^{At} i(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} Bu d\tau. \quad (4-46)$$

Условие симметрии трехфазной системы позволяет найти связь между переменной состояния в квазиустановившемся режиме на границах интервала повторяемости, который для трехфазного АИН равен $\pi/3$ (см. главу третью):

$$i(t + \pi/3) = Ti(t), \quad (4-47)$$

где матрица симметрии

$$T = \begin{bmatrix} 1/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 0 & 0 & \sqrt{3}/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (4-48)$$

Результат решения уравнения (4-46) зависит от управляющего воздействия и на интервале повторяемости. Рассмотрим эти решения при различных алгоритмах управления автономным инвертором.

Инвертор с неизменной структурой и законом управления $\alpha = 180^\circ$. В этом случае на интервале повторяемости $u = \text{const}$ из (4-46) для момента времени $t = \pi/3$ найдем

$$i(\pi/3) = e^{A\pi/3} i(0) + (e^{A\pi/3} - 1) A^{-1} Bu. \quad (4-49)$$

При $t = 0$ из (4-47) — (4-49) определяется

$$i(0) = (T - e^{A\pi/3})^{-1} (e^{A\pi/3} - 1) A^{-1} Bu. \quad (4-50)$$

Подставляя (4-49) в (4-50), определяем вектор состояния

$$i(t) = [e^{At} (T - e^{A\pi/3})^{-1} (e^{A\pi/3} - 1) + (e^{At} - 1)] A^{-1} Bu. \quad (4-51)$$

Инвертор с широтно-импульсным регулированием на основной частоте и с неизменной структурой силовой цепи. Линейные напряжения на выходе АИН изображены на рис. 3-9, из которого видно, что в течение импульса $0 \leq t \leq \gamma\pi/3$ вектор управляющих воздействий постоянен, а в оставшейся части периода повторяемости (в паузе) $\gamma\pi/3 \leq t \leq \pi/3$ имеем $u = 0$.

Решение (4-46) на отдельных интервалах записывается в виде: при $0 \leq t \leq \gamma\pi/3$

$$i(t) = e^{At} i(0) + (e^{At} - 1) A^{-1} Bu; \quad (4-52)$$

при $\gamma\pi/3 \leq t \leq \pi/3$

$$i(t - \gamma\pi/3) = e^{A(t - \gamma\pi/3)} i(\gamma\pi/3), \quad (4-53)$$

где величина $i(\gamma\pi/3)$ определена из уравнения (4-46) при подстановке в него $t = \gamma\pi/3$.

Из уравнений (4-47), (4-52), (4-53) нетрудно определить

$$i(0) = (T - e^{A\pi/3})^{-1} e^{A(1-\gamma)\pi/3} (e^{A\gamma\pi/3} - 1) A^{-1} Bu. \quad (4-54)$$

Подставляя $i(0)$ в уравнения (4-52) и (4-53), можно определить вектор состояния в квазиустановившемся режиме для двух рассмотренных интервалов:

при $0 \leq t \leq \gamma\pi/3$

$$i(t) = [e^{At} (T - e^{A\pi/3})^{-1} e^{A(1-\gamma)\pi/3} (e^{A\gamma\pi/3} - 1) + (e^{At} - 1)] A^{-1} Bu, \quad (4-55)$$

при $\gamma\pi/3 \leq t \leq \pi/3$

$$\begin{aligned} i(t - \gamma\pi/3) &= \\ &= e^{A(t - \gamma\pi/3)} [e^{A\gamma\pi/3} (T - e^{A\pi/3})^{-1} e^{A(1-\gamma)\pi/3} + 1] (e^{A\gamma\pi/3} - 1) A^{-1} Bu. \end{aligned} \quad (4-56)$$

Следует отметить, что уравнение (4-51) при $\alpha = 180^\circ$ есть частный случай уравнения (4-55) при $\gamma = 1$.

Инвертор с ШИР на несущей частоте и с неизменной структурой силовой цепи. Линейные напряжения на выходе инвертора изображены

на рис. 3-10. Решение уравнения в течение k -го импульса имеет вид

$$\mathbf{i}(t - t_k) = e^{A(t-t_k)} \mathbf{i}(t_k) + [e^{A(t-t_k)} - 1] A^{-1} B u; \quad (4-57)$$

$$\text{здесь } t_k = \frac{(k-1)\pi f_1}{3f_0}.$$

В течение k -й паузы решение уравнения (4-46) принимает вид

$$\mathbf{i}(t - t_{ky}) = e^{A(t-t_{ky})} \mathbf{i}(t_{ky}), \quad (4-58)$$

$$\text{где } t_{ky} = \frac{(k-1+\gamma)\pi f_1}{3f_0}.$$

На основании соотношений (4-57) и (4-58) нетрудно найти рекуррентные уравнения для определения вектора состояния.

В течение импульса $t_k \leq t \leq t_{ky}$

$$\mathbf{i}(t - t_k) = e^{At} \mathbf{i}(0) + \sum_{k=1}^{n-1} e^{A(t-t_{ky})} (e^{At_k} - 1) A^{-1} B u + [e^{A(t-t_k)} - 1] A^{-1} B u; \quad (4-59)$$

в течение паузы $t_{ky} \leq t \leq t_{k+1}$

$$\mathbf{i}(t - t_{k+1}) = e^{At} \mathbf{i}(0) + \sum_{k=1}^n e^{A(t-t_{ky})} (e^{At_k} - 1) A^{-1} B u, \quad (4-60)$$

$$\text{где } t_{k+1} = kt_1; \quad t_1 = \frac{\pi f_1}{3f_0}; \quad n \text{ — число импульсов за период повторяемости.}$$

Векторы состояния в начале и конце интервала повторяемости связаны матрицей симметрии (4-48).

Вектор начального состояния $\mathbf{i}(0)$ определяется из (4-59) либо из (4-60) в зависимости от вида модуляции. При модуляции фронта импульса $\mathbf{i}(0)$ находим из уравнения (4-59):

$$\mathbf{i}(0) = (\mathbf{T} - e^{A\pi/3})^{-1} \sum_{k=1}^n e^{A(\pi/3-t_{ky})} (e^{At_k} - 1) A^{-1} B u. \quad (4-61)$$

Подставив $\mathbf{i}(0)$ в уравнения (4-59) и (4-60), найдем вектор состояния в течение k -го импульса ($t_k \leq t \leq t_{ky}$)

$$\begin{aligned} \mathbf{i}(t - t_k) = & \left\{ e^{At} (\mathbf{T} - e^{A\pi/3})^{-1} \sum_{k=1}^n e^{A(\pi/3-t_{ky})} (e^{At_k} - 1) + \right. \\ & \left. + \sum_{k=1}^{n-1} e^{A(t-t_{ky})} (e^{At_k} - 1) + [e^{A(t-t_k)} - 1] \right\} A^{-1} B u \quad (4-62) \end{aligned}$$

и в течение k -й паузы $t_{ky} \leq t \leq t_{k+1}$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}(t - t_{ky}) = & \left\{ e^{At_k} (\mathbf{T} - e^{A\pi/3})^{-1} \sum_{k=1}^n e^{A(\pi/3-t_{ky})} (e^{At_k} - 1) + \right. \\ & \left. + \sum_{k=1}^n e^{A(t-t_{ky})} (e^{A\pi/3} - 1) \right\} A^{-1} B u. \quad (4-63) \end{aligned}$$

Следует отметить, что уравнения (4-62) и (4-63) являются наиболее общими для анализа системы АИН — АКЗ с неизменной структурой силовой цепи. Зависимости (4-55) и (4-56) из них получаются при подстановке $k=n=1$, а (4-51) — при подстановке $k=n=1$ и $\gamma=1$.

Рассмотренный подход к анализу системы автономный инвертор — асинхронный двигатель позволяет создать единый алгоритм решения уравнений состояния на ЭВМ.

Этот алгоритм содержит блок вычисления матричной экспоненты и использует библиотечные программы для вычисления момента АКЗ, мгновенных, действующих, средних токов и напряжений в обмотках АКЗ, в источнике питания и в полупроводниковых элементах инвертора. Исходными данными в программе машинного расчета являются параметры схемы замещения АКЗ и значения выходной угловой частоты инвертора.

Для расчета системы принят интервал $t_1 = 0 \div \pi/3$, на котором при соединении нагрузки звездой $u = [2/3U, 0]^T$. Токи в обмотках АКЗ:

$$i_A = i_{as}; \quad i_B = 0,865i_{bs} - 0,5i_{as}; \quad i_C = -0,865i_{bs} - 0,5i_{as}. \quad (4-64)$$

Средний и действующий ток источника питания

$$I_{\text{п.ср}} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} i_A dt; \quad I_{\text{п}} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} i_A^2 dt}. \quad (4-65)$$

Действующий ток фазы обмотки двигателя

$$I_\Phi = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\pi/3} i_A^2 dt + \int_0^{\pi/3} i_B^2 dt + \int_0^{\pi/3} i_C^2 dt \right)}. \quad (4-66)$$

При определении действующих токов в транзисторах и диодах инвертора необходимо учитывать режим работы АКЗ:

$$I_{\text{т}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi/3} (k_{ta} i_A)^2 dt + \int_0^{\pi/3} (k_{tb} i_B)^2 dt + \int_0^{\pi/3} (k_{tc} i_C)^2 dt \right]}, \quad (4-67)$$

$$I_{\text{д}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi/3} (k_{da} i_A)^2 dt + \int_0^{\pi/3} (k_{db} i_B)^2 dt + \int_0^{\pi/3} (k_{dc} i_C)^2 dt \right]}, \quad (4-68)$$

Таблица 4-1. Значения коэффициентов в формулах (4-67) и (4-68)

Коэффициент	Режимы работы					
	$i_A \geq 0$	$i_A < 0$	$i_B \geq 0$	$i_B < 0$	$i_C \geq 0$	$i_C < 0$
k_t	1	0	0	1	0	1
k_d	0	1	1	0	1	0

где коэффициенты k_t и k_d соответствующей фазы определяются на расчетном интервале согласно табл. 4-1.

Электромагнитный момент, развиваемый двигателем, определяется по формуле

$$M = i_{\alpha}i_{\beta} - i_{\beta}i_{\alpha}. \quad (4-69)$$

При расчете электромагнитных характеристик преобразователя наряду с моментом и токами в двигателе и полупроводниковых приборах рассчитываются следующие энергетические характеристики системы АИН — АКЗ:

активная мощность, потребляемая системой от источника постоянного тока

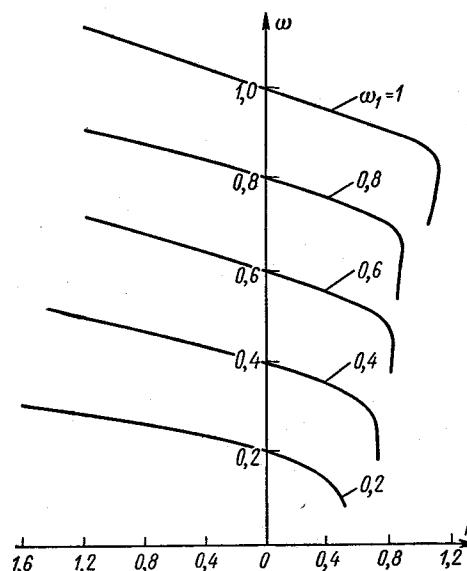


Рис. 4-18. Механические характеристики системы АИН — АКЗ

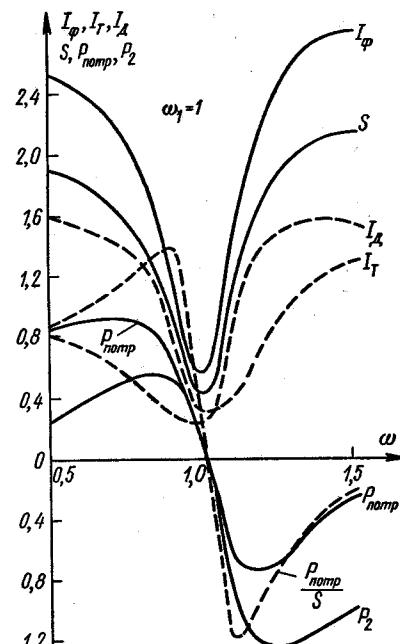


Рис. 4-19. Электромагнитные характеристики системы АИН — АКЗ

$$P_{\text{потреб}} = \frac{U_{\text{п.ср}}}{U_6 I_6}; \quad (4-70)$$

полная выходная мощность

$$S = \frac{U_{\Phi} I_{\Phi}}{U_6 I_6}, \quad (4-71)$$

где U_{Φ} , I_{Φ} — действующие напряжение и ток фазы АКЗ; механическая мощность на валу АКЗ

$$P_2 = M_{\omega} / (M_6 \omega_1). \quad (4-72)$$

На рис. 4-18 представлены механические характеристики асинхронных короткозамкнутых двигателей серии 4А при питании от АИН с ШИР на основной частоте, рассчитанные по разработанной методике, а на рис. 4-19 представлены электромагнитные характеристики системы АИН — АКЗ, которые служат основой для выбора и расчета полупроводниковых элементов и проектирования инвертора.

ГЛАВА ПЯТАЯ

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

5-1. Структурные схемы ЦЭП и классификация цифровых корректирующих устройств

Как следует из анализа различных функциональных схем ЦЭП (см. первую главу), ЦВМ могут выполнять по отношению к ЦЭП функции задающего, сравнивающего и корректирующего устройств. В тех случаях, когда ЦВМ служит лишь в качестве задающего устройства, а функцию вычисления кода ошибки и в общем случае функцию коррекции выполняет специализированное вычислительное устройство, работающее автономно по отношению к ЦВМ, электропривод называется автономным цифровым электроприводом. Его структурная схема изображена на рис. 5-1. Как видно из рисунка, автономный ЦЭП в общем случае включает в себя следующие основные части:

1. ЦВМ, изображенную в виде некоторого нелинейного импульсного устройства, содержащего наряду с идеальным импульсным элементом $ИЭ1$ с периодом дискретности T_{01} элемент запаздывания $e^{-\tau_{\text{зп}}}$, характеризующий время обработки информации в машине, цифровое корректирующее устройство $ЦКУ1$, нелинейный элемент $НЭ1$, характеризующий квантование по уровню, и фиксирующий элемент $\PhiЭ1$ (экстраполятор нулевого порядка).

2. Дискретный датчик-Д обратной связи (угла, линейного перемещения или скорости), изображенный в виде нелинейной цепи элементов,

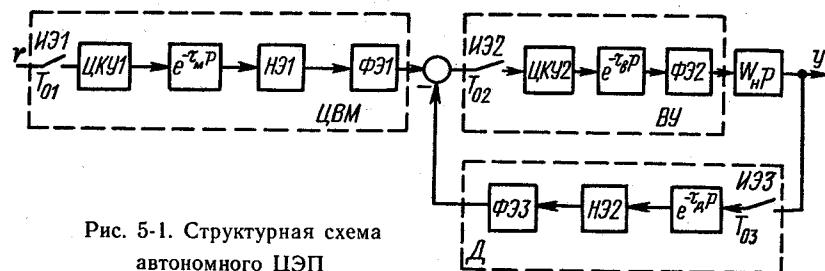


Рис. 5-1. Структурная схема автономного ЦЭП

осуществляющих преобразование аналоговой выходной величины y в код. Эта цепь содержит идеальный импульсный элемент ИЭ3 с периодом дискретности T_{03} , элемент запаздывания $e^{-\tau_b p}$, нелинейный элемент ИЭ2 , характеризующий квантование по уровню, и фиксирующий элемент ФЭ3 (экстраполатор нулевого порядка).

3. Вычислительное устройство VU , содержащее идеальный импульсный элемент ИЭ2 с периодом дискретности T_{02} , цифровое корректирующее устройство ЦКУ2 , элемент запаздывания $e^{-\tau_d p}$ и фиксирующий элемент ФЭ2 .

4. Непрерывную часть привода с передаточной функцией $W_n(p)$. Наличие идеальных импульсных элементов ИЭ1 , ИЭ2 и ИЭ3 указывает на дискретный характер информации на входе CBM , VU и выходе D . В теории автоматических систем управления идеальным называется импульсный элемент, генерирующий импульсы в виде дельта-функций $\delta(t)$. Уравнение, описывающее динамику идеальных импульсных элементов, имеет вид

$$\bar{x}(t) = \sum_{v=0}^{\infty} x(vT_0) \delta(t - vT_0), \quad (5-1)$$

где $x(vT_0)$ — величина на входе ИЭ; $\bar{x}(t)$ — величина на выходе ИЭ; $\delta(t - vT_0)$ — дельта-функция; $v = 0, 1, 2, \dots$ — натуральные числа; T_0 — период дискретности соответствующего ИЭ (в нашем случае T_{01} , T_{02} или T_{03}).

Цифровые корректирующие устройства ЦКУ1 и ЦКУ2 осуществляют обработку информации в CBM и VU соответственно. Обычно функции, реализуемые ЦКУ, задаются либо разностными уравнениями, описывающими алгоритмы работы CBM и VU , либо передаточными функциями вида $D(z)$, соответствующими z -преобразованиям этих разностных уравнений. Элементы запаздывания ($e^{-\tau p}$) учитывают время, затрачиваемое CBM , D и VU на обработку входной информации.

Время запаздывания τ_m , τ_d и τ_b обычно таково, что $0 < \tau_m < T_{01}$; $0 < \tau_b < T_{02}$; $0 < \tau_d < T_{03}$.

Фиксирующие элементы ФЭ1 , ФЭ2 , ФЭ3 представляют собой экстраполаторы нулевого порядка и служат для запоминания входной информации в течение времени, равного периодам дискретности T_{01} , T_{02} и T_{03} . Передаточная функция экстраполатора нулевого порядка имеет вид

$$W_s(p) = (1 - e^{-T_{0i}p})/p, \quad (5-2)$$

где T_{0i} — период дискретности соответствующего импульсного элемента.

Нелинейные элементы ИЭ1 и ИЭ2 — квантователи по уровню — имеют статическую характеристику вида, представленного на рис. 5-2. Квантование сигналов по уровню, как известно, в некоторых случаях исключает возможность различия двух близких по величине квантуемых сигналов x'_{bx} и x''_{bx} , если они отличаются друг от друга на величину, меньшую единицы младшего разряда квантователя

$$\Delta = M/(2^m - 1), \quad (5-3)$$

где M — значение квантуемой величины, соответствующее максимальному m -разрядному двоичному коду.

Поскольку квантование сигналов по уровню обусловливает специфические особенности анализа динамики ЦЭП вследствие нелинейности характеристик квантователей, то и методы исследования ЦЭП в этом случае должны учитывать эти особенности, так как пренебрежение ими может оказать существенное влияние на результаты расчетов качественных показателей ЦЭП.

Выше была рассмотрена структурная схема автономного ЦЭП в наиболее общем виде. Однако эта структурная схема может быть значительно упрощена с учетом соотношений между периодами дискретности T_{01} , T_{02} и T_{03} и постоянными временем T_i непрерывной части системы, а также функций, выполняемых вычислительным устройством ЦЭП. В тех случаях, когда период дискретности T_{03} достаточно мал по сравнению с T_{01} и T_{02} , т. е. преобразование выходной информации в код в цепи обратной связи осуществляется в значительно более высоком темпе, нежели выдача программного сигнала от CBM и выработка управляющего сигнала в VU , структурная схема автономного ЦЭП может быть изображена в виде, показанном на рис. 5-3. Если к тому же на вычислительное устройство не возлагается функций коррекции системы и оно осуществляет лишь вычисление кода ошибки с большой частотой (период дискретности логического устройства T_{02} существенно меньше периода дискретности T_{01} и основных постоянных времен T_i непрерывной части привода), то структурная схема автономного ЦЭП (рис. 5-3) может быть приведена к виду, показанному на рис. 5-4. Как видно из рис. 5-4, такая структура при управлении ЦЭП по программе, вырабатываемой CBM , представляется линейной непрерывной частью с передаточной функцией $W_n(p)$ и нелинейным элементом ИЭ , характеризующим квантование по времени. Следует отметить, что в тех случаях, когда эффектом квантования по времени можно

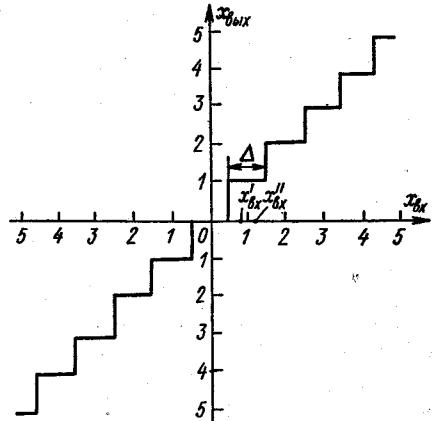


Рис. 5-2. Статическая характеристика элемента квантования по уровням

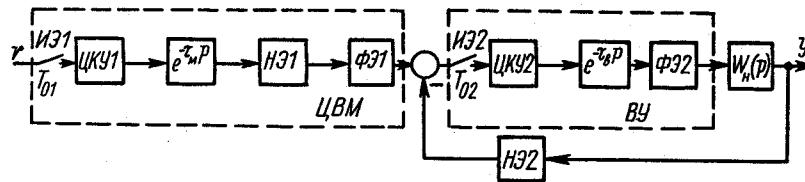


Рис. 5-3. Структурная схема автономного ЦЭП с малым периодом дискретности в цепи обратной связи

пренебречь (см. структурную схему ЦЭП на рис. 5-4), расчеты устойчивости и качества переходных процессов, а также синтез корректирующих устройств автономных ЦЭП могут производиться с помощью методов, разработанных для анализа и синтеза непрерывных систем.

Автономные ЦЭП, структурные схемы которых изображены на рис. 5-1, 5-3 и 5-4, обычно используются в тех случаях, когда ЦВМ обладает сравнительно низким быстродействием и не может обеспечить таких значений периода дискретности T_{01} , при которых ЦЭП обладал бы требуемым запасом устойчивости и необходимыми качественными показателями. При достаточно высоком быстродействии ЦВМ, т. е. при достаточно большой частоте выдачи входной информации r , в некоторых случаях целесообразно ЦЭП проектировать по типу неавтономных систем, в которых ЦВМ наряду с выработкой входных воздействий r осуществляют выработку кода ошибки и кода корректирующих сигналов. Структурная схема неавтономного ЦЭП, в котором выработка входных воздействий r , опрос датчика D обратной связи и вычисление кода ошибки осуществляется с одним и тем же периодом дискретности T_0 , приведена на рис. 5-5. Как следует из сравнения рис. 5-3 и 5-5, схемы автономного и неавтономного ЦЭП достаточно близки по своей структуре. Основные различия при исследовании динамики автономных и неавтономных ЦЭП проявляются лишь при отработке входных сигналов $r(t)$, отличающихся от ступенчатых воздействий. При анализе же устойчивости и качества переходных процессов при ступенчатых воздействиях в большинстве случаев целесообразно пользоваться структурной схемой неавтономных ЦЭП, представленной на рис. 5-5. Следует отметить, что эта структура отличается от соответствующей структуры линейной импульсной системы с амплитудной модуляцией лишь наличием звена с запаздыванием $e^{-\tau p}$ и нелинейного элемента, включенных после ЦКУ. Однако запаздывающее звено ($e^{-\tau p}$) можно и целесообразно вынести за пределы цифровой части системы и объединить его с непрерывной частью $[W_n(p)]$. Кроме того, оказы-

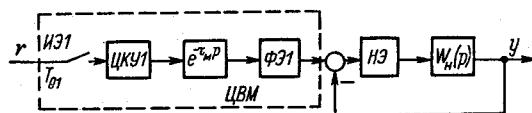


Рис. 5-4. Структурная схема автономного ЦЭП с простым вычислительным устройством и малыми периодами дискретности в цепи сигналов ошибки и обратной связи

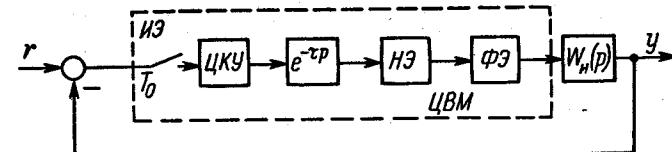


Рис. 5-5. Структурная схема неавтономного ЦЭП

вается возможным поменять местами HZ и FZ , что не отразится на описании динамики ЦЭП. Проделав подобного рода операции, в итоге можно получить расчетные структурные схемы, соответствующие нелинейной (рис. 5-6, а) или линейной (рис. 5-6, б) импульсным системам с идеальным ИЭ и экстраполятором нулевого порядка. В дальнейших расчетах эти структуры будут приняты за основу и использованы для анализа и синтеза как автономных, так и неавтономных ЦЭП.

Из всех элементов, входящих в состав структурных схем ЦЭП, наибольшим разнообразием отличаются цифровые корректирующие устройства (ЦКУ), классификация которых может быть проведена по различным признакам. Так, в зависимости от типа разностного уравнения, описывающего динамику ЦКУ, они могут быть подразделены на два основных класса: линейные и нелинейные.

Линейные ЦКУ в зависимости от выполняемых функций можно подразделить на три группы: 1) фильтрующие; 2) оптимизирующие и 3) особые линейные.

К фильтрующим ЦКУ можно отнести достаточно широкий класс линейных ЦКУ, включаемых в систему для обеспечения заданных качественных показателей, например, необходимых запасов устойчивости по модулю и фазе, точности и быстродействия, т. е. для приятия замкнутой системе определенных фильтрующих свойств. К оптимизирующим линейным ЦКУ относят такие устройства, которые обеспечивают оптимальную по определенному критерию качества отработку цифровым электроприводом входных воздействий r , зачастую при наличии ограничений, накладываемых на координаты ЦЭП, а также на внешние возмущающие воздействия. Линейные ЦКУ обычно обеспечивают оптимальную по быстродействию отработку входных воздействий r либо оптимизацию ЦЭП по одному из интегральных критерий

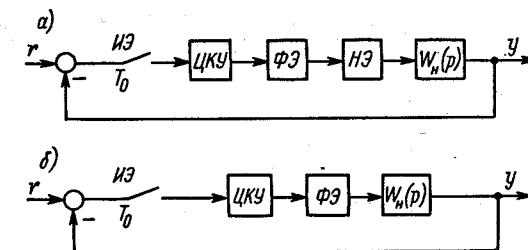


Рис. 5-6. Структурная схема нелинейной (а) и линейной (б) импульсной системы

относительно ошибки. К особым линейным ЦКУ относят устройства, структурные схемы которых содержат два или более импульсных элемента с различными периодами дискретности. Обычно этот класс ЦКУ применяют для улучшения качественных показателей цифровых электроприводов при относительно больших периодах дискретности T_0 либо для упрощения схемной реализации ЦКУ. Кроме того, в зависимости от вида передаточной функции линейные ЦКУ могут быть рекурсивные и нерекурсивные. К рекурсивным линейным ЦКУ относят такие, выходная величина которых y является явной функцией как входной (r), так и выходной (y) величин. Этим ЦКУ обычно соответствуют импульсные характеристики бесконечной длительности. Нерекурсивными называются такие линейные ЦКУ, выходной сигнал которых зависит лишь от входного сигнала r и не зависит от выходного сигнала y . Импульсная характеристика нерекурсивных ЦКУ обычно имеет конечную длительность переходного процесса, определяемую порядком передаточной функции ЦКУ.

Нелинейные ЦКУ в зависимости от способа реализации могут быть чисто цифровыми или цифроаналоговыми. Как чисто цифровые, так и цифроаналоговые нелинейные ЦКУ могут быть разделены на три большие группы: цифровые нелинейные фильтры, нелинейные ЦКУ, реализующие нелинейные законы управления, и нелинейные ЦКУ, использующие элементы неизменяемой части системы. В свою очередь, каждую группу нелинейных ЦКУ по принципу их действия можно разделить на несколько подгрупп. Составленная таким образом классификация нелинейных ЦКУ, в которой учтены некоторые принципы классификации нелинейных средств коррекции аналогового типа [42], представлена на рис. 5-7.

Нелинейные цифровые фильтры (первая группа) разделяются: на фильтры собственно нелинейные, псевдолинейные и комбинированные.

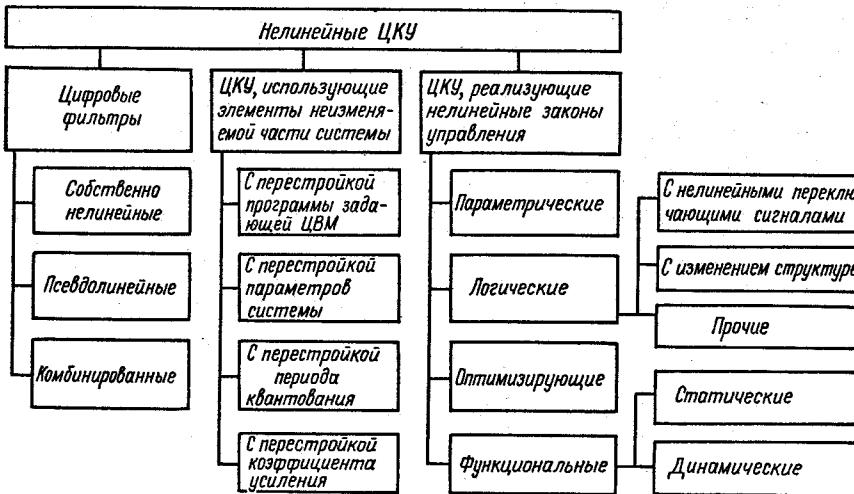


Рис. 5-7. Классификация нелинейных ЦКУ

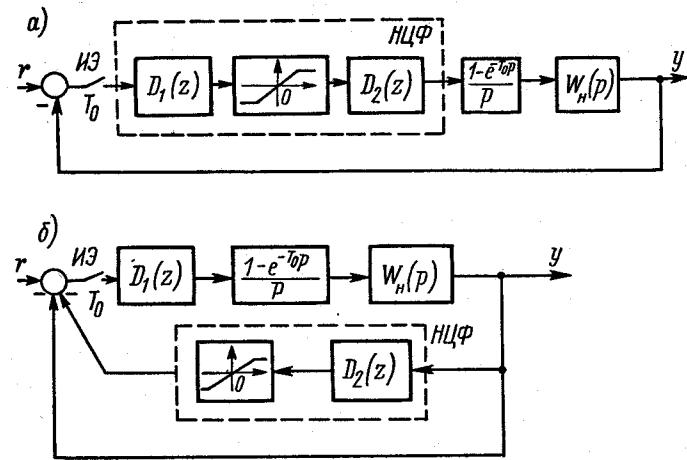


Рис. 5-8. Структурные схемы цифровых электроприводов с нелинейными фильтрами в прямом канале (а) и в цепи обратной связи (б)

Собственно нелинейные цифровые фильтры (НЦФ) по структуре аналогичны нелинейным четырехполюсникам последовательного и параллельного действия и представляют собой комбинацию различного рода нелинейностей и линейных цифровых фильтров. В качестве примера на рис. 5-8 представлены схемы цифровых электроприводов с нелинейными цифровыми фильтрами последовательного (рис. 5-8, а) и параллельного (рис. 5-8, б) действия. Вводимые в нелинейные цифровые фильтры нелинейности обычно достаточно просто могут быть реализованы с помощью нелинейных функциональных преобразователей или специальных логических элементов, осуществляющих операции над цифровыми сигналами. Цифровые псевдолинейные фильтры, как и псевдолинейные четырехполюсники непрерывного типа, включают в себя каналы с блоками модуля, формирующими амплитудно-частотные характеристики ЦКУ, и каналы с релейным блоком, формирующими фазочастотные характеристики. Линейные ЦКУ в каждом из этих каналов обеспечивают необходимые амплитудно- и фазочастотные характеристики. В качестве примера на рис. 5-9 представлена схема двухканального цифрового псевдолинейного фильтра, наиболее часто используемого для коррекции ЦЭП. Выходной сигнал фильтра образуется как произведение сигналов первого и второго каналов, причем первый канал включает в себя линейный цифровой фильтр с передаточной функцией $D_1(z) = \alpha_1 z / (z - a)$ и блок модуля, а второй — линейный цифровой фильтр с передаточной функцией $D_2(z) = \alpha_2 (z - b) / (z - c)$ и релейный блок. Если в качестве блока умножения используется преобразователь код — напряжение, то для управления им необходимо применить модуль кодового сигнала $x_1(n)$ и знак кодового сигнала $x_2(n)$. Нелинейные цифровые фильтры комбинированного типа — это устройства, содержащие псевдолинейные и собственно нелинейные

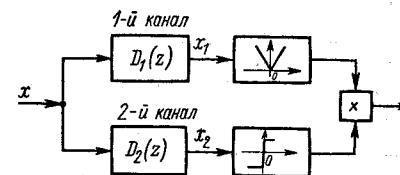


Рис. 5-9. Структурная схема псевдолинейного цифрового фильтра.

цифровые фильтры в прямой цепи и в цепи обратной связи ЦЭП.

Вторая группа нелинейных ЦКУ реализует основные нелинейные законы управления [42]: функциональные, оптимизирующие, логические и параметрические. Нелинейные ЦКУ, реализующие функциональные законы управления, обычно используются для компенсации влияния «вредных» нелинейностей, а также для повышения устойчивости и точности работы ЦЭП. Статические нелинейные ЦКУ используются для компенсации «вредных» нелинейностей и повышения статической точности ЦЭП. Обычно им соответствует функциональный нелинейный закон управления, реализуемый в виде функциональной зависимости выходного сигнала от входного. Например, если моментная характеристика исполнительного двигателя имеет вид $M_{\text{дв}} = \varphi(U_y)$, то для ее линеаризации оказывается необходимым в прямой канал системы включать нелинейные ЦКУ, реализующие нелинейный закон $U_y = f(x)$, где U_y — напряжение питания двигателя; x — управляющий сигнал; $f(x)$ — функция, обратная по отношению к функции φ . Статические нелинейные ЦКУ обычно реализуются с помощью цифровых или импульсных функциональных преобразователей. К нелинейным ЦКУ, реализующим нелинейные логические законы управления, относится широкий класс ЦКУ, в состав которых наряду с линейными фильтрами или нелинейными функциональными преобразователями входят различного рода логические элементы, реализующие логические функции И, ИЛИ и др. Логические нелинейные законы управления позволяют изменять параметры или структуру систем управления [28, 42] (или первое и второе одновременно) и вводить в систему так называемые нелинейные переключающие сигналы [55]. К нелинейным ЦКУ, реализующим оптимизирующие нелинейные законы управления, относится ряд устройств, обеспечивающих оптимальную по определенному критерию отработку входных воздействий с учетом всех ограничений, накладываемых на координаты системы. Нелинейные ЦКУ, реализующие параметрические нелинейные законы, изменяют заданную программу работы в зависимости от текущих значений основных координат ЦЭП, в результате чего достигается желаемый характер отработки входных воздействий. Пример таких устройств — ЦКУ, обеспечивающие процесс сближения двух летательных аппаратов [42, 55].

К третьей группе нелинейных ЦКУ относятся устройства, использующие элементы неизменяемой части ЦЭП. К таким устройствам относятся нелинейные ЦКУ с перестройкой по определенному закону коэффициента передачи системы, периода квантования и других параметров (постоянные времени непрерывных звеньев, коэффициенты демпфирования и др.), а также с перестройкой программы управляемой ЦВМ.

В заключение следует отметить, что приведенная классификация является несколько условной, поскольку ряд нелинейных ЦКУ имеет

признаки, присущие некоторым типам ЦКУ из этой классификации. Так, например, нелинейные ЦКУ, использующие элементы неизменяемой части, часто включают в себя логический блок и поэтому могут быть отнесены ко второй группе; нелинейные ЦКУ, реализующие оптимизирующие законы управления, могут одновременно содержать и функциональные, и логические блоки. Кроме того, характеристики нелинейных ЦКУ с нелинейными переключающими сигналами при определенных условиях могут совпадать с характеристиками нелинейных ЦКУ с переменной структурой либо псевдолинейных ЦКУ.

5-2. Линейные цифровые корректирующие устройства

В практике проектирования цифровых фильтров, обладающих заданными частотными характеристиками, обычно применяется ряд методов [22, 50], из которых основными являются метод, основанный на принципе инвариантности импульсных характеристик ЦКУ и аналогичного непрерывного фильтра, и метод билинейного преобразования.

Первый из этих методов основан на определении по известной передаточной функции непрерывного фильтра $D(p)$ соответствующего z -преобразования, а именно

$$D(z) = T_0 Z\{D(p)\}. \quad (5-4)$$

Метод билинейного преобразования основан на переходе от реальной частоты ω к псевдочастоте λ , связанной с ω соотношением

$$\lambda = (2/T_0) \operatorname{tg}(\omega T_0/2), \quad (5-5)$$

где T_0 — период дискретности.

Для малых $\omega T_0/2$, для которых $\operatorname{tg} \omega T_0/2 \approx \omega T_0/2$, реальная частота ω практически совпадает с псевдочастотой λ и передаточная функция ЦКУ $D(z)$ может быть определена простой заменой [22, 50]

$$p = 2(z - 1)/[T_0(z + 1)]. \quad (5-6)$$

Рассмотрим ряд типовых, наиболее часто применяемых ЦКУ.

Интегрирующие звенья первого порядка. По формулам (5-4) и (5-5) могут быть определены две передаточные функции цифрового интегратора, соответствующие передаточной функции непрерывного интегрирующего звена $D(p) = p^{-1}$, а именно

$$D_{n1}(z) = T_0 z / (z - 1) = T_0 (1 - z^{-1})^{-1}; \quad (5-7)$$

$$D_{n2}(z) = T_0 (z + 1) / [2(z - 1)] = T_0 (1 + z^{-1}) / [2(1 - z^{-1})]. \quad (5-8)$$

Следует отметить, что интегрирующими свойствами обладает любое звено с передаточной функцией $D_n(z) = T_0 (1 + az^{-1}) / [(1 + a)(1 - z^{-1})]$, где $0 \leq a \leq 1$.

Дифференцирующие звенья первого порядка. Передаточные функции дифференцирующих звеньев можно определить по найденным выше передаточным функциям интегрирующих звеньев, а именно $D_d(z) = [D_n(z)]^{-1}$. Тогда

$$D_{d1}(z) = z - 1/(T_0 z) = (1 - z^{-1})/T_0; \quad (5-9)$$

$$D_{d2}(z) = 2(z-1)/[T_0(z+1)] = 2(1-z^{-1})/[T_0(1+z^{-1})]. \quad (5-10)$$

Аналогично сказанному выше, можно утверждать, что дифференцирующими свойствами обладает любое звено с передаточной функцией $D_d(z) = (1+a)(1-z^{-1})/[T_0(1+az^{-1})]$, где $0 \leq a \leq 1$.

Апериодическое звено. Непрерывному апериодическому звену с передаточной функцией $D(p) = (1+Tp)^{-1}$ согласно (5-4) соответствует цифровое апериодическое звено с передаточной функцией

$$D_a(z) = T_0 z / [T(z-d)] = T_0 / [T(1-dz^{-1})], \quad (5-11)$$

где $d = \exp(-T_0/T)$.

Колебательное звено. Непрерывному колебательному звену с передаточной функцией $D(p) = (1+2\xi T p + T^2 p^2)^{-1}$ согласно (5-4) соответствует цифровое колебательное звено с передаточной функцией

$$D_k(z) = \frac{A z^{-1}}{1 - (2d \cos \omega T_0) z^{-1} + d^2 z^{-2}}, \quad (5-12)$$

где

$$\omega = \frac{1}{T} \sqrt{1 - \xi^2}; \quad A = \frac{T_0 d \sin \omega T_0}{T \sqrt{1 - \xi^2}}; \quad d = \exp(-\xi T_0/T).$$

Интегро-дифференцирующее звено первого порядка. Непрерывному интегро-дифференцирующему звуноу первого порядка с передаточной функцией $D(p) = (1+T_1 p)/(1+T_2 p)$ согласно (5-4) и (5-6) соответствуют ЦКУ с передаточной функцией

$$D(z) = \alpha(z - \beta d)/(z - d), \quad (5-13)$$

где

$$\alpha = \frac{T_1}{T_2} \left(1 + \frac{T_0}{T_1} - \frac{T_0}{T_2}\right); \quad \beta = \left(1 + \frac{T_0}{T_1} - \frac{T_0}{T_2}\right)^{-1}; \quad d = \exp\left(-\frac{T_2}{T_0}\right),$$

или

$$D(z) = \frac{1 + \frac{2T_1}{T_0}}{1 + \frac{2T_2}{T_0}} \frac{z + \frac{1 - 2T_1/T_0}{1 + 2T_1/T_0}}{z + \frac{1 - 2T_2/T_0}{1 + 2T_2/T_0}}. \quad (5-14)$$

Сравнивая формулы (5-13) и (5-14), можно сделать вывод, что к ЦКУ, аналогичным непрерывному интегро-дифференцирующему звуноу, относятся все цифровые корректирующие устройства с передаточной функцией вида

$$D(z) = k(z - b)/(z - a), \quad (5-15)$$

где $-1 < a < 1$, $-1 < b < 1$, причем, если $b > a$, то ЦКУ имеет положительную фазовую характеристику ($T_1 > T_2$), а если $b < a$, то ЦКУ имеет отрицательную фазовую характеристику ($T_1 < T_2$). Для того чтобы

проанализировать влияние коэффициентов a и b на характеристику данного ЦКУ, определим его фазовую характеристику. Подставив для этого $z = e^{j\omega T_0} = \cos \omega T_0 + j \sin \omega T_0$ в выражение (5-15), получим

$$D(j\omega) = k \frac{1 + ab - \cos \omega T_0(a + b) + j(b - a) \sin \omega T_0}{1 - 2a \cos \omega T_0 + a^2},$$

откуда

$$\operatorname{tg} \varphi(\omega) = \frac{(b - a) \sin \omega T_0}{1 + ab - (a + b) \cos \omega T_0}. \quad (5-16)$$

Максимальный фазовый сдвиг имеет место при $\omega T_0 = \arccos[(b + a)/(1 + ab)]$. При этом

$$\operatorname{tg} \varphi_{\max} = \frac{b - a}{\sqrt{(1 - a^2)(1 - b^2)}}. \quad (5-17)$$

На рис. 5-10 приведены графики, представляющие собой линии равных значений $\varphi_{\max} = 0, \pm 15^\circ, \pm 30^\circ, \pm 45^\circ, \pm 75^\circ$ и $\pm 90^\circ$, нанесенные на плоскость параметров a и b . На этом же рисунке проведены линии равных значений параметра ωT_0 , при которых фазовый сдвиг принимает значение φ_{\max} . Приведенные зависимости могут быть использованы для ориентировочного определения параметров a и b ЦКУ при известных максимальном фазовом сдвиге и частоте, на которой этот угол должен быть получен. Следует отметить, что наибольший интерес для проектировщиков представляет область плоскости параметров a и b , лежащая выше штриховой прямой $a + b = 0$, так как эта область соответствует частотам в диапазоне $0 \leq \omega \leq \pi/(2T_0)$. Область, лежащая ниже указанной прямой, соответствует диапазону частот $\pi/(2T_0) \leq \omega \leq \pi/T_0$. Это означает, что для реализации интегро-дифференцирующих звеньев с положительной фазовой характеристикой параметр b следует выбирать в пределах $0 < b < 1$, параметр a — в пределах $-1 < a < 1$ (причем $b > |a|$), а для реализации интегродифференцирующих звеньев с отрицательной фазовой характеристикой должны выполняться соотношения $0 < a < 1$; $-1 < b < 1$ и $a > |b|$.

Дифференцирующему звуноу с передаточной функцией

$$D(p) = \frac{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}{(1+T_1 p)(1+T_2 p)} \text{ со-}$$

ответствует ЦКУ с передаточной функцией

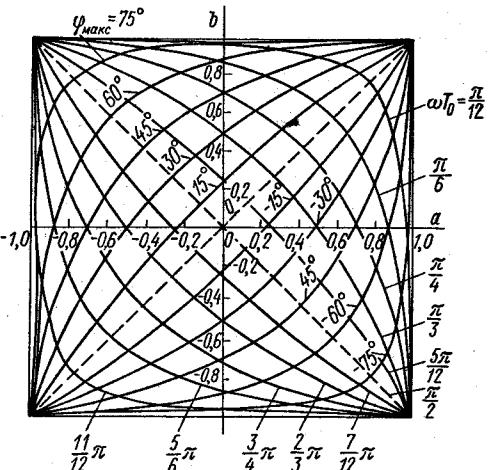


Рис. 5-10. Линии равных значений φ_{\max} и ωT_0 на плоскости параметров a и b

$$D(z) = \alpha \frac{z^2 - 2zd \cos \omega T_0 + d^2}{(z - a_1)(z - a_2)}, \quad (5-18)$$

где

$$a_1 = \frac{2T_1 - T_0}{2T_1 + T_0}; \quad a_2 = \frac{2T_2 - T_0}{2T_2 + T_0};$$

$$d = \sqrt{\frac{1 - 4\xi T/T_0 + 4T^2/T_0^2}{1 + 4\xi T/T_0 + 4T^2/T_0^2}}; \quad \alpha = \frac{1 + 4\xi T/T_0 + 4T^2/T_0^2}{(1 + 2T_1/T_0)(1 + 2T_2/T_0)};$$

$$\cos \omega T_0 = \frac{4T^2/T_0^2 - 1}{d(1 + 4\xi T/T_0 + 4T^2/T_0^2)}.$$

Для реализации рассмотренных типов линейных ЦКУ обычно используют метод программирования на ЦВМ и метод моделирования передаточных функций ЦКУ с помощью многокомпонентных цифровых аналогов. Метод программирования заключается в подготовке задачи коррекции ЦЭП для ЦВМ (разработка программы) в приемлемой для ЦВМ форме и введении составленной программы в память машины. Выбор конкретного метода программирования зависит от сложности ЦКУ, объема памяти ЦВМ, времени, необходимого для вычислений, и от допустимых ошибок, накапливаемых при округлении результатов вычислений. В связи с этим на практике используются три метода программирования: прямой, итеративный (или последовательный) и параллельный. Кроме того, возможно сочетание этих методов, в частности последовательно-параллельное программирование.

При прямом программировании алгоритм работы ЦВМ составляется по передаточной функции ЦКУ в общем виде

$$D(z) = \frac{M(z)}{\theta(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_l z^{-l}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_q z^{-q}} \quad (5-19)$$

и может быть определен при переходе к разностному уравнению вида

$$\begin{aligned} m(n) = & b_0 \theta(n) + b_1 \theta(n-1) + b_2 \theta(n-2) + \dots + b_l \theta(n-l) - \\ & - a_1 m(n-1) - a_2 m(n-2) - \dots - a_q m(n-q). \end{aligned} \quad (5-20)$$

Соответствующая структурная схема ЦКУ приведена на рис. 5-11. Как видно из (5-20), в программу вычисления $m(n)$ входят операции сложения, вычитания, умножения и передачи накопленной информации. Всего необходимо выполнить $l+q$ операций сложения и $l+q+1$ операций умножения. ЦВМ должна хранить $l+q$ предыдущих значений $\theta(n-i)$ и $m(n-i)$ и выполнять соответствующее число передач информации.

При последовательном программировании передаточная функция (5-19) записывается в виде

$$D(z) = D_1(z) D_2(z) \dots D_r(z), \quad (5-21)$$

где передаточные функции $D_i(z)$ могут быть трех основных типов: $(1 + c_i z^{-1})/(1 + d_i z^{-1})$, $(1 + c_i z^{-1})$, $(1 + d_i z^{-1})^{-1}$, причем $r = \max(l, q)$.

В результате обратного z -преобразования выходную величину звена ЦКУ с передаточной функцией $D_i(z)$ можно представить в виде

$$m_i(n) = \theta_i(n) + c_i \theta_i(n-1) - d_i m_i(n-1), \quad (5-22)$$

где θ_i — входная величина звена ЦКУ. Подсчет операций, производимых на ЦВМ при вычислении выходной величины $m(n)$, показывает, что необходима программа для выполнения $l+q$ сложений и вычитаний и $l+q+1$ умножений. В памяти ЦВМ должно храниться q значений $m_i(n-1)$.

Третий метод реализации программы ЦКУ основан на разложении передаточной функции $D(z)$ на элементарные дроби:

$$D(z) = D_1(z) + D_2(z) + \dots + D_q(z) = \sum_{i=1}^q N_i z^{-1} (1 + d_i z^{-1})^{-1}. \quad (5-23)$$

Каждой передаточной функции $D_i(z)$ соответствует разностное уравнение

$$m_i(n) = N_i \theta(n-1) - d_i m_i(n-1), \quad (5-24)$$

где m_i — выходная величина звена $D_i(z)$, а θ — входная величина ЦКУ. При этом выходной сигнал ЦКУ определяется соотношением

$$m(n) = \sum_{i=1}^q m_i(n) = \sum_{i=1}^q N_i \theta(n-1) - \sum_{i=1}^q d_i m_i(n-1). \quad (5-25)$$

Анализ выражений (5-24) и (5-25) показывает, что для реализации алгоритма работы ЦКУ необходимо производить $2q-1$ сложений и вычитаний, $2q$ перемножений и запоминать $q+1$ величин. С точки зрения эффективности вычислений метод последовательного программирования является наиболее удобным, так как требует меньшего объема памяти и числа арифметических устройств. К тому же метод последовательного программирования позволяет обеспечить экспериментальный выбор и коррекцию программы ЦВМ, поскольку коэффициенты c_i и d_i являются соответственно нулями и полюсами передаточной функции $D(z)$. Однако, если необходимо уменьшить запаздывание, вносимое ЦВМ в контур системы управления, т. е. снизить время, затрачиваемое на вычисления, целесообразно применять метод прямого программирования. Этот метод вносит наименьшее запаздывание в систему, так как все члены уравнения (5-20), за исключением $b_0 \theta(m)$, можно вычислить до подачи входного сигнала $\theta(n)$. Кроме того, иногда метод прямого программирования является более рациональным и с точки зрения использования оборудования. Это имеет место, например, при составлении программ для ЦКУ, передаточные функции которых имеют несколько коэффициентов, равных нулю. Метод параллельного программирования также обеспечивает достаточно высокое быстродействие (т. е. малое запаздывание, вносимое ЦВМ), но тем не менее используется крайне редко, так как требует большого объема оборудования. Следует также отметить, что перед разработкой алгоритмов реализации ЦКУ необходимо проверить передаточную функцию $D(z)$ на отсутствие нулей c_i и полюсов d_i , превышающих по модулю единицу, так как при $|c_i| > 1$ и $|d_i| > 1$ нарушается условие грубости системы, что приводит к потере устойчивости ЦКУ. Достоинством метода

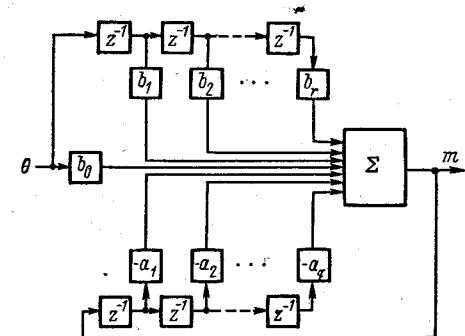


Рис. 5-11. Структурная схема линейного ЦКУ высокого порядка

программирования вообще является возможность реализации передаточных функций $D(z)$. ЦКУ практически любой сложности при любой заданной точности. Но несмотря на это, нередко возникают определенные трудности, связанные с работой ЦВМ в реальном масштабе времени. В автономных ЦЭП, где ЦВМ играет роль задающего устройства, функции вычисления кода ошибки и его преобразования (коррекции) осуществляется специализированное цифровое устройство, структура которого соответствует решаемой на нем задаче. Такие устройства либо состоят из отдельных цифровых блоков, осуществляющих определенные операции, причем эти блоки объединяются в единое устройство по тем же самым принципам, которые соблюдаются при разработке моделей для решения задач на аналоговых моделирующих машинах, либо включают в себя набор больших интегральных микросхем (БИС) — микропроцессорный комплект, алгоритм работы которого также разрабатывается методом программирования.

ЦКУ, построенные по принципу моделирования, могут быть реализованы различными способами. Одним из таких способов является построение цифровых устройств на цифровых дифференциальных анализаторах, включающих в себя цифровые интеграторы и суммирующие устройства. Особенностью этого способа является то, что здесь оперируют не последовательностями чисел, а их приращениями. Другой способ использует не только цифровые интеграторы и сумматоры, но и блоки, осуществляющие операции умножения, деления и т. д., построенные на интегральных микросхемах малой и средней степени интеграции. При этом информация может быть представлена как в виде параллельного (последовательного) двоичного кода, так и в виде унитарного (число-импульсного) кода, причем критерием выбора кода является минимальная масса и габариты разрабатываемого специализированного вычислительного устройства. Так, например, если входная информация представляется в виде последовательного кода, то ЦКУ целесообразно строить на одноразрядных сумматорах и регистрах сдвига.

С точки зрения практических рекомендаций по проектированию ЦКУ для ЦЭП, в частности для цифровых следящих электроприводов, важно отметить следующее. Во-первых, следует максимально упрощать передаточную функцию ЦКУ $D(z)$, пренебрегая там, где это возможно, малыми постоянными времени в соответствующей передаточной функции $D(j\lambda)$. Во-вторых, если ЦКУ должно обеспечивать положительный фазовый сдвиг в определенной частотной области, целесообразно использовать нерекурсивные цифровые фильтры, т. е. $a_1 = a_2 = \dots = a_q = 0$ в формуле (5-20). Это позволит примерно вдвое уменьшить число операций сложения, умножения и число регистров памяти при реализации ЦКУ. В-третьих, для уменьшения влияния квантования по уровню, уменьшения ошибок в системе, обусловленных округлением чисел при умножении, и упрощения множительных устройств целесообразно использовать целочисленные коэффициенты b_i в числите $D(z)$.

5-3. Особые линейные цифровые корректирующие устройства

Как было отмечено выше, к особым линейным ЦКУ относятся устройства, структурная схема которых содержит два и более импульсных элементов с различным периодом дискретности. К таким устройствам относятся, например, интерполирующие цифровые устройства, применяемые для преодоления эффекта квантования по уровню и по времени и обеспечивающие повышение тональности систем. Кроме того, квантование с различным периодом дискретности часто применяется

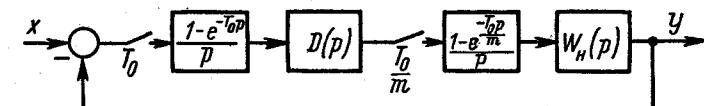


Рис. 5-12. Структурная схема импульсной системы с двумя частотами квантования

для уменьшения пульсаций выходного сигнала системы и увеличения ее быстродействия и запасов устойчивости. Структурная схема такой системы, рассмотренной в [50], приведена на рис. 5-12. В этой системе используется непрерывное корректирующее устройство с передаточной функцией $D(p)$, выходная величина которого прерывается с частотой, в m раз большей по сравнению с сигналом ошибки. В [50] показано, что увеличение частоты квантования даже в 2 раза существенно повышает качественные показатели системы. Аналогичный эффект может быть получен при замене непрерывного устройства с передаточной функцией $D(p)$ некоторым цифровым корректирующим устройством, выходной сигнал которого совпадает с сигналом непрерывного устройства в моменты времени $t = iT_0/m$. Для реализации таких устройств можно применять различные способы. Например, известны так называемые интерполирующие нерекурсивные цифровые фильтры (ИНЦФ) [44], структурная схема которых (рис. 5-13, а) содержит запоминающее устройство ЗУ для хранения N значений входного сигнала, множительное устройство МУ и сумматор Σ , с помощью которых на выходе

устройства формируется сигнал $y \left[\left(n + \frac{r}{m} \right) T_0 \right] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k(r) x(n-k)$, из-

меняющийся с частотой $mf_0 = m/T_0$ благодаря изменению коэффициентов $a_k(r)$ внутри интервала дискретности T_0 . Особенностью этого устройства [44] является то, что в целях экономии объема ЗУ запоминаются лишь коэффициенты $a_k(0)$ и определяется сигнал $y(nT_0) =$

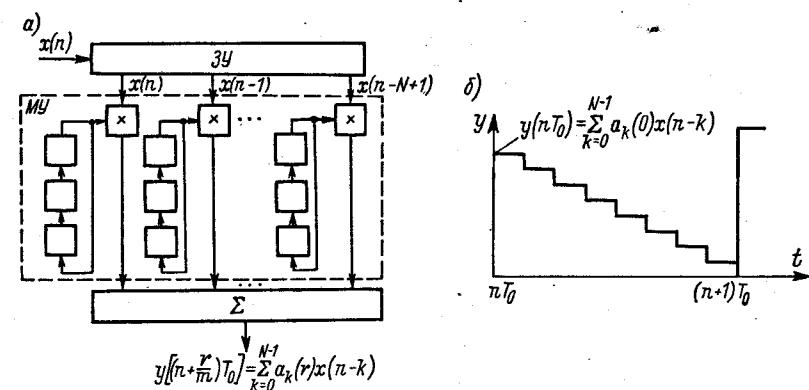


Рис. 5-13. Структурная схема интерполирующего нерекурсивного цифрового фильтра (а) и временная характеристика его выходного сигнала (б)

$$= \sum_{k=0}^{N-1} a_k(0) x(n-k), \text{ а остальные значения } y[(n+r/m)T_0] \text{ определяются с помощью коэффициентов } b_k(r) = a_k(r) - a_k(r-1),$$

представляющих собой постоянные приращения коэффициентов $a_k(r)$. В конце интервала дискретности nT_0 выходной сигнал устройства стремится к нулю (рис. 5-13, б). В силу этого обстоятельства рассмотренное устройство не может быть использовано для коррекции цифровых систем автоматического управления, но сама идея изменения коэффициентов $a_k(r)$ внутри интервала дискретности T_0 может быть использована для построения особых линейных ЦКУ. От этого недостатка свободно устройство, структурная схема которого представлена на рис. 5-14, а. Устройство включает в себя элементы, вычисляющие последовательно первую разность $\nabla x(n)$ входного сигнала $x(n)$, вторую разность $\nabla^2 x(n)$ и т. д., множительное устройство MU с переменными

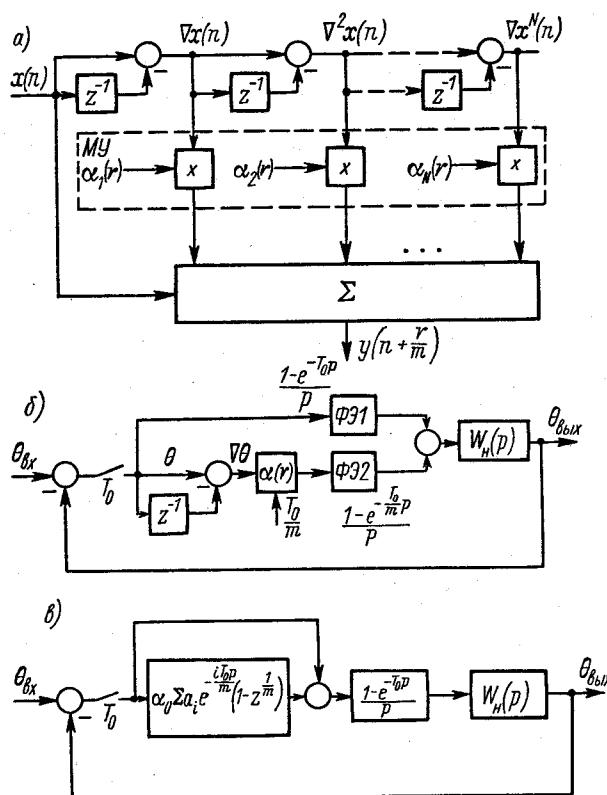


Рис. 5-14. Структурные схемы: а — особого линейного ЦКУ; б и в — цифрового электропривода с особым линейным ЦКУ первого порядка

коэффициентами $\alpha_i(r)$ внутри интервала дискретности T_0 и сумматор Σ , сигнал на выходе которого

$$y\left(n+\frac{r}{m}\right)=x(n)+\sum_{i=1}^N \alpha_i(r) \nabla^{(i)} x(n).$$

Рассмотрим различные варианты применения данного устройства в случае $N=1$, т. е. для нерекурсивного фильтра первого порядка. Структурная схема ЦЭП с особым линейным ЦКУ данного типа приведена на рис. 5-14, б. Преобразуем эту структурную схему следующим образом. В цепи, содержащей устройство, вырабатывающее сигнал первой разности $\nabla \theta$, и звено с переменным коэффициентом $\alpha(r)$, звено с передаточной функцией $1-z^{-1}$ установим на входе непрерывной части, а изменение коэффициента $\alpha(r)$ учтем с помощью фиксирующего элемента с выходным сигналом сложной формы, имеющего передаточную функцию вида

$$\begin{aligned} W_{\Phi, \alpha}(p) = & \alpha_0(a_0 + a_1 e^{-T_0 p / m} + a_2 e^{-2T_0 p / m} + \dots \\ & \dots + a_{m-1} e^{-(m-1)T_0 p / m}) \frac{1 - e^{-T_0 p / m}}{p}. \end{aligned} \quad (5-26)$$

Структурная схема преобразованной таким образом системы изображена на рис. 5-14, в. Здесь передаточная функция разомкнутой системы имеет вид

$$\begin{aligned} W_p(z) = & (1 - z^{-1}) Z \{ W_{\Phi, \alpha}(p) / p \} + \\ & + \alpha_0 \left(a_0 + \sum_{v=0}^{m-1} a_v z^{-v/m} \right) (1 - z^{-1/m}) (1 - z^{-1}) Z \{ W_{\Phi, \alpha}(p) / p \}. \end{aligned} \quad (5-27)$$

Обозначив $W(z) = (1 - z^{-1}) Z \{ W_{\Phi, \alpha}(p) / p \}$, получим $W_p(z) = D_{\Phi, \alpha}(z) W(z)$, где

$$D_{\Phi, \alpha}(z) = 1 + \alpha_0 \left(a_0 + \sum_{v=1}^{m-1} a_v z^{-v/m} \right) (1 - z^{-1/m}) \quad (5-28)$$

— передаточная функция особого линейного ЦКУ. Заметим, что при $a_0 = a_1 = a_2 = \dots = a_{m-1} = 1$

$$\begin{aligned} D(z) = & 1 + \alpha_0 (1 + z^{-1/m} + z^{-2/m} + \dots + z^{-(m-1)/m}) (1 - z^{-1/m}) = \\ & = 1 + \alpha_0 (1 - z^{-1}), \end{aligned}$$

что соответствует обычному линейному ЦКУ.

В интерполирующих цифровых фильтрах [44, 62] обычно используется линейный закон изменения коэффициентов a_v . Так, если $a_v = v/m$ при $0 < v < m-1$ и $a_0 = 1$, то получим передаточную функцию линейного интерполирующего фильтра, часто используемого для обеспечения заданной точности работы и уменьшения эффекта квантования по времени. При $\alpha_0 \neq 1$ и $a_v = v/m$ указанный фильтр также может быть полезен для уменьшения эффекта квантования по времени, обеспечивая на выходе опережающий сигнал по отношению к входному сигналу.

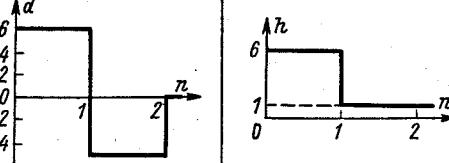
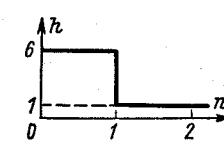
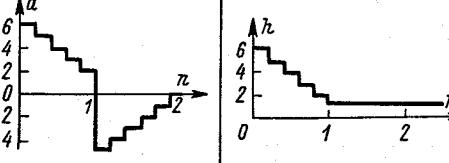
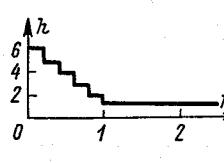
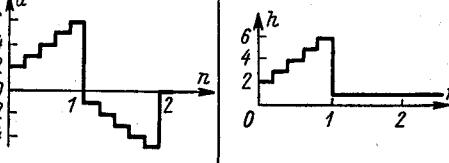
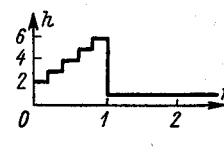
В табл. 5-1 приведены временные характеристики особых линейных ЦКУ, осуществляющих изменение коэффициента $a_v = f(v/m)$ по различным законам: убывание по линейному закону (строки 2, 6), возрастание по линейному закону (строка 3), убывание по экспоненте (4), убывание с изменением знака на каждом подинтервале (7). Для определения частотных характеристик ЦКУ произведем подстановку $z^{-1} = \cos \omega T_0 - j \sin \omega T_0$ в формулу (5-28) и определим вещественную и мнимую части передаточной функции

$$D_{o.l}(j\omega) = 1 + \alpha_0 \left[a_0 + \sum_{v=0}^{m-1} a_v \left(\cos \frac{v\omega T_0}{m} - j \sin \frac{v\omega T_0}{m} \right) \right] \times \\ \times \left(1 - \cos \frac{\omega T_0}{m} + j \sin \frac{\omega T_0}{m} \right);$$

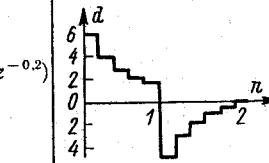
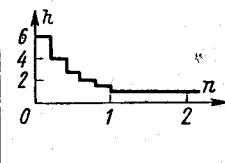
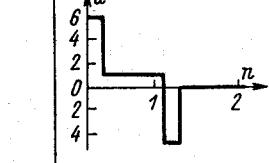
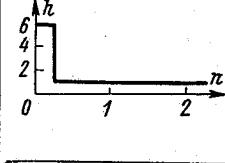
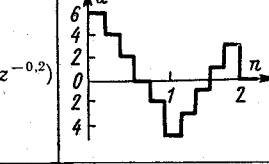
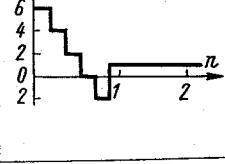
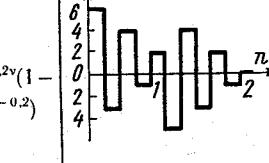
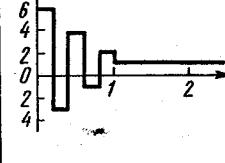
$$A(\omega) = \operatorname{Re} [D_{o.l}(j\omega)] = 1 + \alpha_0 a_0 - \alpha_0 \sum_{v=1}^m (a_{v-1} - a_v) \cos \frac{v\omega T_0}{m};$$

$$B(\omega) = \operatorname{Im} [D_{o.l}(j\omega)] = \alpha_0 \sum_{v=1}^m (a_{v-1} - a_v) \sin \frac{v\omega T_0}{m}; \quad a_m = 0.$$

Таблица 5-1. Временные характеристики особых линейных цифровых корректирующих устройств

№ пп.	Передаточная функция $D_{o.l}(z)$	Весовая функция $d(n) = Z^{-1} \left\{ \frac{D_{o.l}(z)(1-z^{-1})}{1-z^{-0.2}} \right\}$	Переходная функция $h(n) = Z^{-1} \left\{ \frac{D_{o.l}(z)}{1-z^{-0.2}} \right\}$
1	$1 + \alpha_0 (1 - z^{-1})$		
2	$1 + \alpha_0 \sum_{v=0}^4 \left(1 - \frac{v}{5} \right) z^{-0.2v} (1 - z^{-0.2})$		
3	$1 + \alpha_0 \sum_{v=0}^4 \frac{v+1}{5} z^{-0.2v} (1 - z^{-0.2})$		

Продолжение табл. 5-1

№ пп.	Передаточная функция $D_{o.l}(z)$	Весовая функция $d(n) = Z^{-1} \left\{ \frac{D_{o.l}(z)(1-z^{-1})}{1-z^{-0.2}} \right\}$	Переходная функция $h(n) = Z^{-1} \left\{ \frac{D_{o.l}(z)}{1-z^{-0.2}} \right\}$
4	$1 + \alpha_0 \sum_{v=0}^4 (0.6)^v z^{-0.2v} (1 - z^{-0.2})$		
5	$1 + \alpha_0 (1 - z^{-0.2})$		
6	$1 + \alpha_0 \sum_{v=0}^4 \left(1 - \frac{2v}{5} \right) z^{-0.2v} (1 - z^{-0.2})$		
7	$1 + \alpha_0 \sum_{v=0}^4 (-1)^v \left(1 - \frac{v}{5} \right) z^{-0.2v} (1 - z^{-0.2})$		

На рис. 5-15 приведены логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ) особых линейных ЦКУ для приведенных в табл. 5-1 семи видов передаточной функции при $m=5$ и $\alpha_0=5$. Из сравнения ЛЧХ следует:

1. Все ЛЧХ особых линейных ЦКУ сдвинуты по оси ωT_0 в сторону высоких частот по отношению к ЛЧХ линейного звена типа $D(z) = -6 - 5z^{-1}$, а ФЧХ некоторых из них (6, 7 в табл. 5-1) имеют максимальное значение, которое превышает соответствующее значение ФЧХ линейного звена при меньшем значении амплитудно-частотной характеристики. Это означает, что система с особым линейным звеном при частотах среза $\omega_c = 0.4/T_0 \div 2/T_0$ может обладать значительно большим запасом устойчивости по фазе в сравнении с системой с обычным линейным звеном.

2. Наибольшей фазой обладают те особые линейные ЦКУ, коэффициенты a_v , которых при некоторых $0 < v < m - 1$ отрицательны (6, 7 в табл. 5-1).

На рис. 5-16 приведены графики переходных процессов ЦЭП с $W_n(p) = kp^{-2}$ при $k = 1000 \text{ с}^{-2}$ и $T_0 = 0,02 \text{ с}$ при ступенчатом управляющем воздействии для различных законов изменения коэффициентов a_v (см. табл. 5-1). Из сравнения графиков видно, что ЦЭП с линейной коррекцией (кривая 1) неустойчив, ЦЭП с особым линейным ЦКУ (кривые 3, 7) либо неустойчив, либо находится на грани устойчивости, а лучшим переходным процессом обладает ЦЭП с особым линейным ЦКУ при $a_v = 1 - 2v/m$ (кривая 6), т. е. предпочтительным с точки зрения устойчивости является закон изменения a_v , при котором коэффициенты уменьшаются не только по величине, но и по знаку в конце периода дискретности T_0 . Таким образом, при соответствующем выборе закона изменения коэффициентов a_v внутри интервала дискретности можно получить широкий набор корректирующих устройств, обладающих амплитудно-частотными характеристиками различной крутизны, которая может превышать 20 дБ/дек, а максимальной фазой, превышающей соответствующую фазу линейного ЦКУ, что позволяет существенно улучшить качественные характеристики ЦЭП при больших значениях параметра $\omega_c T_0$, где ω_c — частота среза системы.

Следует отметить, что возрастающая характеристика $a_v = a_0 \frac{v+1}{m}$ (3 в табл. 5-1) не дает особых преимуществ при

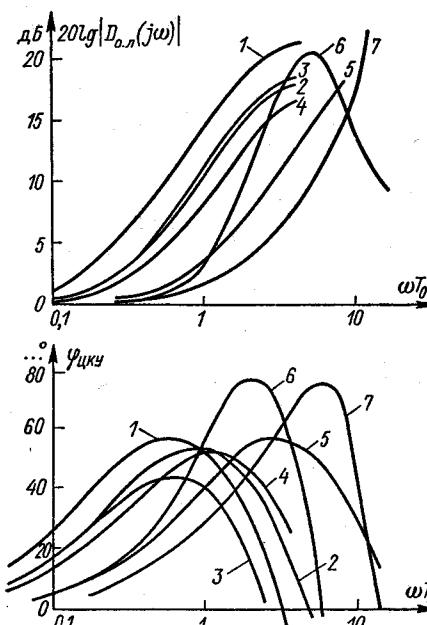


Рис. 5-15. Логарифмические частотные характеристики особых линейных ЦКУ первого порядка

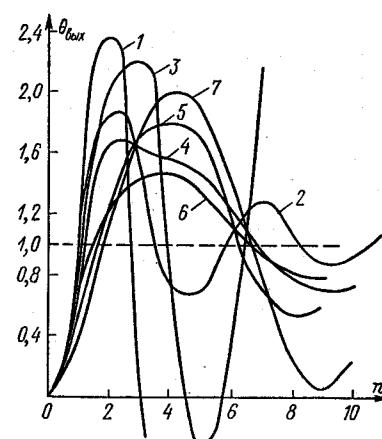


Рис. 5-16. Графики переходных процессов ЦЭП с особым линейным ЦКУ первого порядка при ступенчатом управляющем воздействии

обеспечении заданных запасов устойчивости, но может быть использована при проектировании нелинейных динамических корректирующих устройств, предназначенных для работы в качестве фильтра в цепи переключения (см. § 5-4).

В рассмотренных выше особых линейных ЦКУ использовался прием ввода импульсного элемента с большой частотой квантования, кратной основной частоте квантования $f_0 = 1/T_0$. Другой класс особых линейных ЦКУ может быть построен на основе линейных ЦКУ, структурная схема которых включает в себя цифровое интегрирующее звено, охваченное отрицательной обратной связью (рис. 5-17, а), путем замены цепи обратной связи (с коэффициентом $k_{o.c}$ и импульсным элементом с периодом дискретности T_0) цепью с единичным коэффициентом и импульсным элементом с периодом mT_0 , где $m \approx 1/k_{o.c}$ (рис. 5-17, б).

Передаточная функция обычного линейного звена

$$D(z) = \frac{1 - (1 - k - kk_{o.c})z^{-1}}{1 - (1 - kk_{o.c})z^{-1}} = \frac{z - b}{z - a}, \quad (5-29)$$

где $b = 1 - k - kk_{o.c}$, $a = 1 - kk_{o.c}$. При указанной замене цепи обратной связи передаточная функция звена приобретает вид

$$D(z) = \frac{1 - (1 - k/m)z^{-1}}{1 - (1 - k/m)z^{-1}} = \frac{z - b}{z - a}, \quad (5-30)$$

откуда $k = a - b$; $m = (a - b)/(1 - a)$.

Достоинством рассматриваемого устройства является наличие лишь одной операции умножения на коэффициент k (в соответствующем исходном устройстве были две операции умножения, на k и $k_{o.c}$), что существенно облегчает реализацию ЦКУ с передаточной функцией вида $(z - b)/(z - a)$ при a , близких к единице. Переходная характеристика такого звена приведена на рис. 5-18, а. Особенностью ее является пилообразный характер выходной величины внутри интервала mT_0 , что при работе ЦКУ в замкнутых системах автоматического управления не оказывает существенного влияния на качественные показатели систем.

Одна из схем реализации рассматриваемого ЦКУ приведена на рис. 5-18, б. Схема содержит сумматор $\sum 1$, вычисляющий разность

a) $r(n) - x_1(n)$ [где $x_1(n) = x(n)$, если n/m — целое число, и $x_1(n) = 0$, если n/m — дробное число], преобразователь ПКЧИ код — частота им-

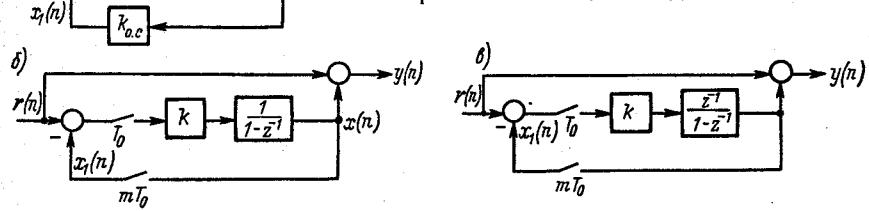


Рис. 5-17. Структурные схемы линейных ЦКУ, использующих цифровое интегрирующее звено: а — линейное ЦКУ; б — особое линейное ЦКУ при $D_n(z) = (1 - z^{-1})^{-1}$; в — то же при $D_n(z) = z^{-1}(1 - z^{-1})^{-1}$

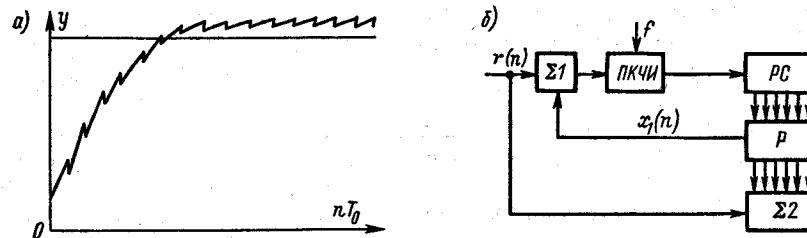


Рис. 5.18. Переходная характеристика особого линейного ЦКУ (а) и его реализация (б)

пульсов (управляемый делитель частоты), реверсивный счетчик, сумматор Σ_2 для вычисления $y_n = r(n) + x(n)$ и регистр P для запоминания величины $x(n)$ в те такты, для которых n/m — целое число. Следует отметить, что в рассматриваемом устройстве используется цифровое интегрирующее звено с передаточной функцией $z^{-1}(1 - z^{-1})^{-1}$. Аналогичное устройство может быть получено и с цифровым интегрирующим звеном вида $(1 - z^{-1})^{-1}$ (рис. 5.17, в). В этом случае коэффициенты k и m рассчитываются по формулам

$$k = \frac{1}{b} - \frac{1}{a}; \quad m = \frac{ak}{1-a} = \frac{a-b}{b(1-a)}. \quad (5-31)$$

5-4. Нелинейные цифровые корректирующие устройства

Общие замечания. Введение в ЦЭП нелинейных корректирующих устройств (НКУ) обычно преследует две цели: 1) компенсацию нелинейностей, имеющих место в системе (например, линеаризация статической характеристики системы, компенсация люфта, зоны нечувствительности и т. д.), и 2) получение заданного качества системы в заданном диапазоне управляющих воздействий.

Из всей совокупности нелинейных ЦКУ, классификация которых приведена в § 5-1, для рассматриваемого класса цифровых электроприводов целесообразно использовать лишь те, техническая реализация которых не связана со значительным усложнением, а также заметным увеличением массогабаритных характеристик привода. Из цифровых устройств, компенсирующих «вредные» нелинейности, присущие любой автоматической системе, наиболее важными для ЦЭП являются устройства, обеспечивающие линейность статической характеристики, в частности зависимости момента, развиваемого исполнительным двигателем, от входного сигнала, представляемого в цифровой форме; устройства компенсации момента трения, а также компенсации люфта в механических передачах. Из нелинейных ЦКУ, обеспечивающих заданное качество ЦЭП, наиболее приемлемыми являются устройства, с помощью которых достигается высокое качество переходных процессов при отработке ступенчатых воздействий с сохранением

высокой точности в режимах отработки плавных входных воздействий (линейных либо синусоидальных).

Нелинейные ЦКУ, компенсирующие нелинейности ЦЭП. Известно, что нелинейные функциональные корректирующие устройства могут быть реализованы следующими способами: 1) путем записи алгоритма, представленного аналитически $y = f(x)$ и реализации его в цифровом вычислительном устройстве; 2) путем моделирования нелинейной зависимости $y = f(x)$ при изменении x от x_0 до x_{\max} ; 3) путем считывания заранее вычисленных значений функции $y = f(x)$, хранящихся в запоминающем устройстве ЦВМ. Для сложных функциональных зависимостей $y = f(x)$ получение точных значений связано с относительно большими затратами машинного времени. В этом случае обычно используют приближенные функциональные зависимости, полученные одним из способов аппроксимации, например разложением функции $y = f(x)$ в степенной ряд.

Для компенсации момента сухого трения M_{tr} , как известно, необходимо, чтобы пусковой момент исполнительного двигателя удовлетворял следующим условиям:

$$\left. \begin{array}{l} M_n = 0 \text{ при } \theta = 0; \\ M_n > M_{tr} \text{ при } |\theta| = \text{единице младшего разряда,} \end{array} \right\} \quad (5-32)$$

где θ — ошибка ЦЭП.

Простейшая реализация подобного закона (рис. 5.19) связана с введением в преобразователь код — напряжение (ПКН) дополнительного разряда, управляемого от схемы ИЛИ, объединяющей на своих входах все кроме знакового разряда входного сигнала θ . Весовой эквивалент дополнительного разряда выбирается таким образом, чтобы на выходе ПКН ему соответствовало напряжение u_0 , компенсирующее момент трения M_{tr} .

В настоящее время широкое применение находят схемы управления асинхронными двигателями, в которых питание обмоток управления и возбуждения осуществляется при рассогласовании в системе одно-

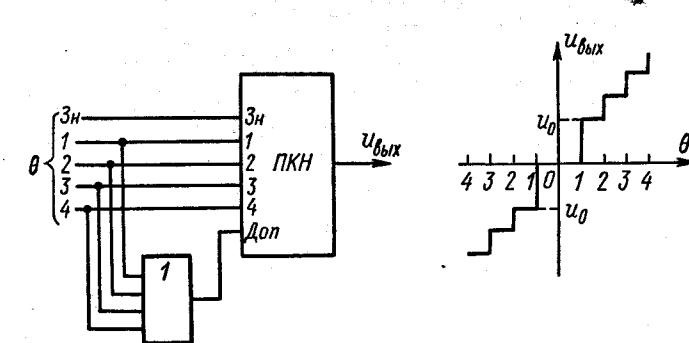


Рис. 5.19. Схема ПКН, обеспечивающая компенсацию момента трения в ЦЭП, и выходная характеристика ПКН

временным изменением напряжений U_{OY} и U_{OB} . Благодаря этому двигатель работает в менее напряженном тепловом режиме и может кратковременно допускать многократные перегрузки по току, обеспечивая тем самым высокие динамические показатели ЦЭП. В этом случае зависимость пускового момента асинхронного двигателя от выходного напряжения УПУ оказывается квадратичной, что в ряде случаев недопустимо из-за больших статических ошибок. Чтобы обеспечить линейную зависимость пускового момента от ошибки цифрового следящего привода, необходимо в его прямую цепь включить нелинейное устройство, выходная величина которого

$$y = k \sqrt{\theta}, \quad (5-33)$$

где θ — ошибка привода; k — коэффициент пропорциональности.

Реализация зависимости (5-33) может быть осуществлена различными способами. В частности, при малой разрядности входного сигнала, представляемого в цифровой форме (3—5 разрядов), предпочтение может быть отдано чисто логическим устройствам. Один из вариантов схемной реализации зависимости (5-33) для трехразрядного входного сигнала приведен на рис. 5-20. В табл. 5-2 приведены значения функции $y = 16 \sqrt{\theta}$. Полученная точность реализации не хуже 1,7 %.

Известно, что люфт в кинематических передачах ЦЭП нередко приводит к потере устойчивости и резкому ухудшению его динамических показателей. Геометрическая модель люфта описывается соотношениями [16]:

$$\begin{cases} y = x - b & \text{при } \dot{x} > 0; \\ y = x + b & \text{при } \dot{x} < 0, \end{cases} \quad (5-34)$$

где y — выходная величина нелинейного звена; x — входная величина нелинейного звена; $2b$ — люфт. Для компенсации люфта, как видно из соотношений (5-34), необходимо к выходному сигналу y прибавить

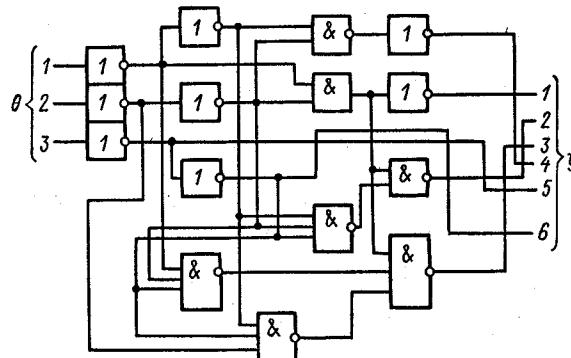


Рис. 5-20. Схема логического устройства, реализующего зависимость $y = 16 \sqrt{\theta}$

Таблица 5-2. Вычисление функции $y = 16 \sqrt{\theta}$

Двоичный код θ	Значение y			Двоичный код θ	Значение y		
	в двоичной системе	в десятичной системе	расчетное		в двоичной системе	в десятичной системе	расчетное
000	000000	0	0	100	100000	32	32
001	010000	16	16	101	100100	36	35,78
010	010111	23	22,63	110	100111	39	39,18
011	011100	28	27,71	111	101010	42	42,34

величину, равную $b \operatorname{sign} \dot{x}$. В этом случае схема компенсирующего устройства имеет вид, показанный на рис. 5-21, а. На рис. 5-21, б изображены эпюры сигналов при синусоидальном входном сигнале $x = A \sin \omega t$, где $A > 2b$. На рис. 5-21, в приведены зависимости коэффициента усиления эквивалентного нелинейного звена $k_h = f(2b/A)$ и фазы $\varphi = f(2b/A)$, определенные методом гармонической линеаризации по формулам

$$k_h = \sqrt{a^2 + b^2}; \quad \operatorname{tg} \varphi = b/a, \quad (5-35)$$

где

$$a = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(1 - \frac{2b}{A} \right) + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2b}{A} \right) \sqrt{1 - \left(1 - \frac{2b}{A} \right)^2} \right];$$

$$b = \frac{1}{\pi} \frac{4b^2}{A^2}.$$

Как видно из анализа приведенных графиков, эквивалентное нелинейное звено, включающее в себя звено с люфтом и нелинейное

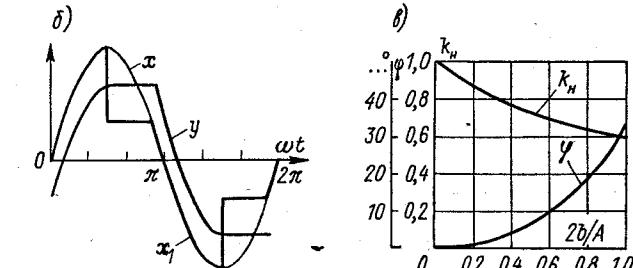
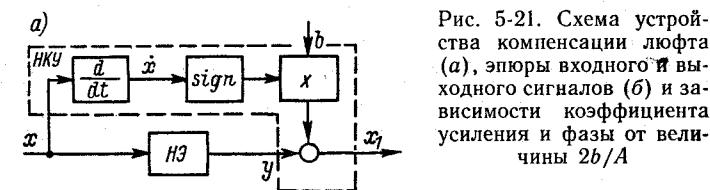


Рис. 5-21. Схема устройства компенсации люфта (а), эпюры входного и выходного сигналов (б) и зависимости коэффициента усиления и фазы от величины $2b/A$

корректирующее звено, имеет положительную фазовую характеристику, что улучшает демпфирование переходных процессов и повышает устойчивость ЦЭП.

Реализация НКУ согласно рис. 5-21, а должна осуществляться с помощью устройства, вырабатывающего сигнал \dot{x} , пропорциональный скорости исполнительного двигателя (например, тахогенератора), нуль-органа, вырабатывающего сигнал знака $\text{sign } \dot{x}$, и цифрового сумматора, корректирующего сигнал обратной связи y , снимаемый с кодового датчика обратной связи, на величину $b \text{ sign } \dot{x}$. Если возникают затруднения с выработкой сигнала \dot{x} (отсутствует тахогенератор и др.), а в ЦЭП имеется только цифровой сигнал, снимаемый с датчика обратной связи, y и сигнал ошибки θ , то сигнал x_1 можно определять по следующим формулам:

$$\left. \begin{array}{l} x_1 = y + b \text{ sign } \nabla y \text{ при } \nabla y \neq 0; \\ x_1 = y + b \text{ sign } \theta \text{ при } \nabla y = 0, \theta \neq 0; \\ x_1 = y \text{ при } \nabla y = 0, \theta = 0, \end{array} \right\} \quad (5-36)$$

где $\nabla y = y(n) - y(n-1)$ — первая разность сигнала y ; $\theta = \theta_{\text{вх}} - y$ — ошибка цифрового электропривода без учета корректирующего сигнала.

Структурная схема следящего ЦЭП с НКУ подобного типа приведена на рис. 5-22. Схема включает в себя линейное корректирующее звено с передаточной функцией $D(z) = 1 - z^{-1}$ для выработки сигналов ∇y и $\text{sign } \nabla y$, вычислительное устройство VY , вырабатывающее корректирующий сигнал y_k в соответствии с формулами

$$\left. \begin{array}{l} y_k = \alpha \nabla y + b \text{ sign } \nabla y \text{ при } \nabla y \neq 0; \\ y_k = b \text{ sign } \theta \text{ при } \nabla y = 0, \theta \neq 0; \\ y_k = 0 \text{ при } \nabla y = 0, \theta = 0; \end{array} \right\} \quad (5-37)$$

суммирующее устройство, вырабатывающее сигнал $\theta_k = \theta - y_k$; импульсный элемент T_0 ; фиксирующий элемент $\Phi\Theta$, непрерывную часть с передаточной функцией $W_n(p)$ и нелинейный элемент $H\Theta$ типа люфта.

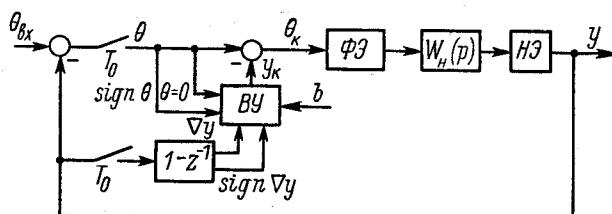


Рис. 5-22. Структурная схема ЦЭП с устройством компенсации люфта

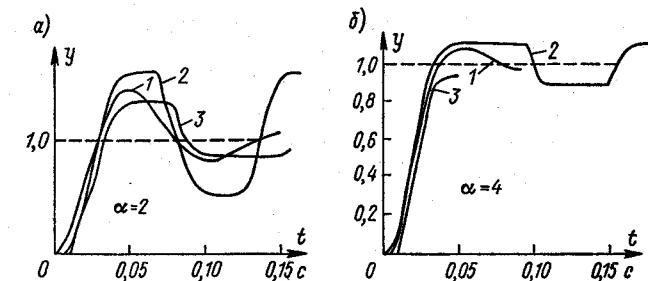


Рис. 5-23. Графики переходных процессов в ЦЭП по рис. 5-22.

На рис. 5-23 приведены графики переходных процессов в ЦЭП для следующих численных данных: $W_n(p) = 3600 p^{-2}$; $T_0 = 0,005$ с; $2b = 0,3$; $\alpha = 2$ и 4. При этом кривая 1 соответствует линейной системе без люфта и НКУ, кривая 2 — системе без коррекции, кривая 3 — системе с НКУ. Как следует из сравнения приведенных графиков, применение НКУ в ЦЭП с люфтом позволяет существенно улучшить показатели переходных процессов (в слабодемпфированной системе перерегулирование σ меньше, чем в линейной системе, при примерно равном времени переходного процесса, а в сильно демпфированной системе $\sigma=0$).

Нелинейные цифровые фильтры. Как было показано в § 5-1, нелинейные цифровые фильтры (ЦФ) могут быть разделены на три подкласса: собственно нелинейные, псевдолинейные и комбинированные. Их основным назначением является изменение желательным образом частотных характеристик системы в зависимости от амплитуды или частоты входных сигналов. Следует отметить, что в литературе [15, 25, 30, 42] известно немало случаев использования нелинейных фильтров подобного типа, причем схемные реализации могут быть самыми различными. Иногда нелинейный ЦФ последовательного типа, состоящий из линейных фильтров $D_1(z)$ и $D_2(z)$ и звена типа «насыщение», используется для ограничения одной из координат системы. Так, например, в цифровой системе управления скоростью электропривода, изображенной на рис. 5-24, коррекция осуществляется с помощью нелинейного ЦФ и обратной связи по току. Линейное звено $D_1(z)$, входящее

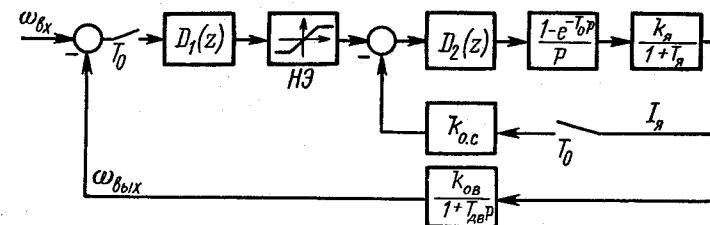


Рис. 5-24. Структурная схема ЦЭП регулируемой скорости с нелинейным цифровым фильтром

в состав нелинейного ЦФ, соответствует изодромному непрерывному звену и обеспечивает астатизм первого порядка и тем самым необходимую точность ЦЭП. Линейное звено $D_2(z)$ включено для компенсации постоянной времени T_g в контуре управления якорного тока. Между этими звеньями помещено нелинейное звено с насыщением, которое ограничивает ток якоря I_a в переходных процессах допустимым значением.

Очень часто нелинейные ЦФ используются в цепи обратной связи ЦЭП, обеспечивая необходимые качественные показатели в различных режимах работы. Рассмотрим структурную схему следящего ЦЭП, представленную на рис. 5-25, а и включающую в себя нелинейный ЦФ в цепи обратной связи по скорости для повышения точности ЦЭП. При обработке входных воздействий, изменяющихся с большой скоростью, в качестве нелинейного элемента НЭ используется элемент с насыщением (рис. 5-25, б), а передаточная функция линейного звена имеет вид $D(z) = \alpha(1 - z^{-1})$. Напротив, если качество переходных процессов при обработке небольших ступенчатых сигналов играет второстепенную роль, а необходимо обеспечить высокую точность отработки плавных воздействий, измененияющихся со сравнительно небольшой скоростью, то следует в качестве НЭ выбрать элемент, имеющий характеристику, представленную на рис. 5-25, в. Зависимости скоростной ошибки следящего ЦЭП от скорости изменения входной величины в этих случаях имеют вид, показанный на рис. 5-25, г (кривые 1 и 2 соответственно характеристикам на рис. б и в). Следует отметить, что, несмотря на сравнительную простоту реализации, применение нелинейных ЦФ носит ограниченный характер, так как они эффективны лишь в ограниченном диапазоне входных сигналов, а также их скоростей и ускорений. Напротив, псевдолинейные ЦФ имеют характеристики, не зависящие от амплитуды входного сигнала, что делает их похожими на линейные ЦФ. Но в отличие от линейных фильтров псевдолинейные ЦФ позволяют отдельно формировать амплитудную и фазовую частотные характеристики системы. Структурная схема типо-

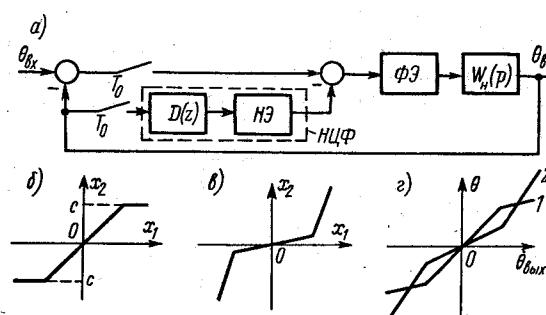


Рис. 5-25. Структурная схема цифрового следящего электропривода с нелинейным цифровым фильтром в цепи обратной связи и характеристики нелинейных звеньев

вого псевдолинейного двухканального ЦФ приведена на рис. 5-9. Верхний канал, включающий в себя линейный фильтр $D_1(z)$ и блок модуля, формирует амплитудную характеристику ЦФ, а нижний, состоящий из линейного фильтра $D_2(z)$ и релейного элемента, — фазовую частотную характеристику. Выходная величина псевдолинейного ЦФ на рис. 5-9 определяется формулой

$$y(n) = |x_1(n)| \operatorname{sign} x_2(n). \quad (5-38)$$

Рис. 5-26. Общая схема псевдолинейного ЦФ

К псевдолинейным ЦФ следует также отнести и часть так называемых нелинейных динамических корректирующих устройств (НДКУ) [30, 55], общая схема которых приведена на рис. 5-26. Выходной сигнал этого устройства описывается соотношением

$$\left. \begin{array}{l} y = x_1 \text{ при } x_2 x_4 > 0; \\ y = x_3 \text{ при } x_2 x_4 < 0. \end{array} \right\} \quad (5-39)$$

Как видно из рис. 5-26, устройство включает в себя четыре линейных цифровых фильтра с передаточными функциями $D_1(z)$, $D_2(z)$, $D_3(z)$ и $D_4(z)$, схему сравнения знаков ССЗ и переключающее устройство ПУ. Линейный фильтр $D_3(z)$ в значительной степени определяет характеристики псевдолинейного ЦФ. В частности, если $D_1(z) = D_4(z) = 1$, а $D_3(z) = -1$, то уравнение (5-39) совпадает с уравнением (5-38). Таким образом, псевдолинейный ЦФ, представленный на рис. 5-9, является частным случаем фильтра на рис. 5-26. Определим частотные характеристики псевдолинейного ЦФ со схемой по рис. 5-26 при условии, что передаточные функции $D_2(z)$ и $D_4(z)$ такие, что разность их фазовых характеристик $\gamma(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$ изменяется в диапазоне $-\pi < \gamma < \pi$. Если считать, что период дискретности псевдолинейного ЦФ T_0 достаточно мал по сравнению с периодом входных сигналов T , то для описания характеристик ЦФ можно воспользоваться результатами, полученными для непрерывных нелинейных динамических корректирующих устройств (НДКУ) методом гармонической линеаризации [58]. Пусть линейные фильтры $D_1(z)$, $D_2(z)$, $D_3(z)$ и $D_4(z)$ имеют соответственно амплитудно-частотные характеристики $D_1(\omega)$, $D_2(\omega)$, $D_3(\omega)$ и $D_4(\omega)$ и фазочастотные характеристики $\varphi_1(\omega)$, $\varphi_2(\omega)$, $\varphi_3(\omega)$ и $\varphi_4(\omega)$. Разложив выходную величину псевдолинейного ЦФ y в гармонический ряд, получим следующее выражение для коэффициентов $q(\omega)$ и $q'(\omega)$, определяющих первую гармонику:

$$\begin{aligned} q(\omega) = & \frac{1}{\pi} \left[\pi - \gamma_2 + \gamma_4 + \frac{\sin 2\gamma_2 - \sin 2\gamma_4}{2} + \frac{D_3(\omega)}{D_1(\omega)} \times \right. \\ & \times \left. \left(\gamma_2 - \gamma_4 - \frac{\sin 2\gamma_2 - \sin 2\gamma_4}{2} \right) \cos \gamma_3 + \frac{D_3(\omega)}{D_1(\omega)} \sin \gamma_3 (\sin^2 \gamma_4 - \sin^2 \gamma_2) \right]; \end{aligned} \quad (5-40)$$

$$q'(\omega) = \frac{1}{\pi} \left[\sin^2 \gamma_2 - \sin^2 \gamma_4 + \frac{D_3(\omega)}{D_1(\omega)} \cos \gamma_3 (\sin^2 \gamma_4 - \sin^2 \gamma_2) + \right. \\ \left. + \frac{D_3(\omega)}{D_1(\omega)} \left(\gamma_2 - \gamma_4 + \frac{\sin 2\gamma_4 - \sin 2\gamma_2}{2} \right) \sin \gamma_3 \right], \quad (5.41)$$

где $\gamma_2(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$; $\gamma_3(\omega) = \varphi_3(\omega) - \varphi_1(\omega)$; $\gamma_4(\omega) = \varphi_4(\omega) - \varphi_1(\omega)$.

Амплитудно-частотная характеристика псевдолинейного ЦФ в этом случае имеет вид

$$A(\omega) = A^*(\omega) D_1(\omega) = D_1(\omega) \sqrt{[q(\omega)]^2 + [q'(\omega)]^2}, \quad (5.42)$$

а фазочастотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \varphi^*(\omega) + \varphi_1(\omega) = \arctg \frac{q'(\omega)}{q(\omega)} + \varphi_1(\omega). \quad (5.43)$$

Следует отметить, что псевдолинейный ЦФ по рис. 5-26 имеет довольно сложную структуру и поэтому сравнительно редко применяется на практике. В связи с этим рассмотрим несколько вариантов такого фильтра, значительно чаще используемых для коррекции цифровых электроприводов.

Вариант 1. $D_1(z) = D_4(z)$; $D_3(z) = k D_1(z)$; $-\infty < k < \infty$. Структурная схема устройства представлена на рис. 5-27, а. Выражения для коэффициентов $q(\omega)$ и $q'(\omega)$ в этом случае приобретают вид

$$q(\omega) = 1 - \frac{2\gamma - \sin 2\gamma}{2\pi} (1 - k); \quad (5.44)$$

$$q'(\omega) = \frac{1-k}{\pi} \sin^2 \gamma \operatorname{sign} \gamma, \quad (5.45)$$

где $\gamma = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$.

На рис. 5-27, б приведены зависимости $q(\gamma)$ и $q'(\gamma)$, а на рис. 5-28 — соответствующие характеристики $20 \lg A^*(\gamma)$ и $\varphi^*(\gamma)$ для различных значений параметра k . При этом разность фаз $\gamma = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$ линейных фильтров меняется в диапазоне $-\pi \leq \gamma \leq \pi$.

Методика построения $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ заключается в следующем:

1. Вначале строятся амплитудно- и фазочастотные характеристики линейных звеньев $D_1(z)$ и $D_2(z)$ известными методами [54].
2. Для некоторой частоты $\omega = \omega_1$ вычисляется $\gamma(\omega_1) = \varphi_2(\omega_1) - \varphi_1(\omega_1)$.
3. С помощью кривых, представленных на рис. 5-28, определяются $A^*(\omega_1)$ и $\varphi^*(\omega_1)$.
4. По соотношениям (5.42) и (5.43) определяются $A(\omega_1)$ и $\varphi(\omega_1)$.
5. Повторяются вычисления пп. 2—4 для других значений ω .

Анализ графиков, представленных на рис. 5-28, позволяет сделать вывод, что амплитудно-частотная характеристика псевдолинейного ЦФ практически определяется соответствующей характеристикой линейного звена $D_1(z)$. Для большинства графиков во всем диапазоне изменения угла максимальная поправка $A^*(\omega)$ достигает лишь 6—7 дБ. Исключение составляет частный случай при $k=0$: для $\gamma \rightarrow \pi$ $A^*(\omega) \rightarrow 0$. Поэтому при расчетах можно принимать $A(\omega) \approx D_1(\omega)$. Фазовый сдвиг,

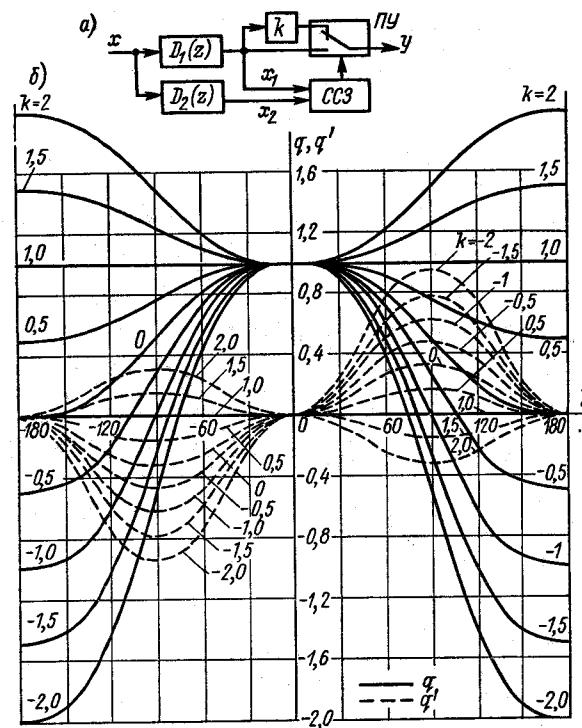


Рис. 5-27. Структурная схема псевдолинейного ЦФ (вариант 1) (a) и зависимости $q(\gamma)$ и $q'(\gamma)$ (б)

вносимый псевдолинейным ЦФ, зависит от параметра k и от разности фаз γ . При этом наиболее эффективным с точки зрения получения значительных фазовых сдвигов (как положительных, так и отрицательных) являются псевдолинейные устройства с $k < 0$. Рассмотрим этот случай несколько подробнее. Как видно из кривых, в значительном диапазоне угла γ функция $\varphi^*(\omega) < \gamma$ по абсолютному значению, но начиная с некоторого значения $\varphi^*(\omega)$ может превосходить γ . Поскольку фазочастотная характеристика всего устройства согласно (5.43) $\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) + \varphi^*(\omega) - \gamma$, то высказанные означают, что при соответствующем подборе передаточных функций $D_1(z)$ и $D_2(z)$ фазочастотная характеристика псевдолинейного ЦФ может превосходить по абсолютному значению фазочастотную характеристику линейного ЦФ с передаточной функцией $D_2(z)$ на некоторый угол $\Delta\varphi = \varphi^*(\omega) - \gamma$. Положим, что $\gamma > 0$. Тогда

$$\Delta\varphi = \varphi^*(\omega) - \gamma = \arctg \frac{2 \sin^2 \gamma}{2\pi/(1-k) - 2\gamma + \sin 2\gamma} - \gamma. \quad (5.46)$$

Вычислив первую производную функции $\Delta\varphi$ по γ и приравняв ее нулю, получим

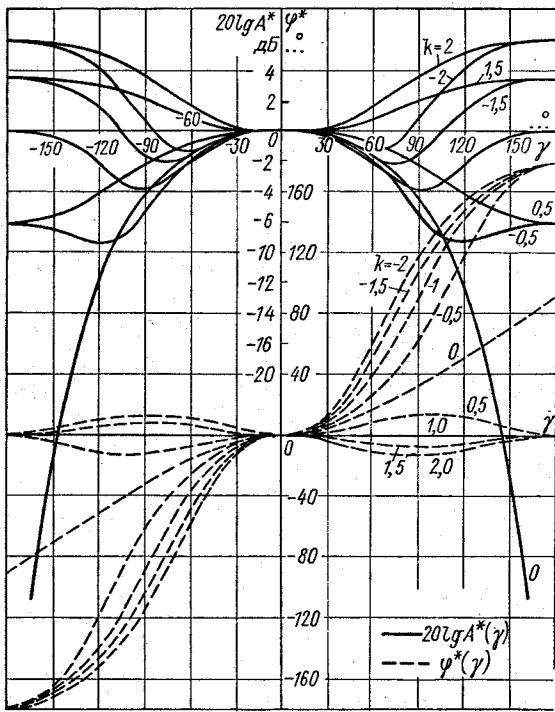


Рис. 5-28. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики псевдолинейного ЦФ по рис. 5-27, а

$$\frac{2 \left(\frac{2\pi}{1-k} - 2\gamma + \sin 2\gamma \right) \sin 2\gamma + 2(1 - \cos 2\gamma)^2}{\left(\frac{2\pi}{1-k} - 2\gamma + \sin 2\gamma \right)^2 + (1 - \cos 2\gamma)^2} - 1 = 0,$$

откуда определяются условия экстремумов функции $\Delta\varphi(\omega)$:
условие минимума

$$\sin \gamma_{\min} = \pi/(1-k) - \gamma_{\min}; \quad (5-47)$$

условие максимума

$$\sin \gamma_{\max} = -\pi/(1-k) + \gamma_{\max}. \quad (5-48)$$

Подставив эти выражения в (5-46), получим

$$\Delta\varphi(\gamma_{\min}) = 0,5\gamma_{\min}; \quad (5-49)$$

$$\Delta\varphi(\gamma_{\max}) = 0,5\pi - 0,5\gamma_{\max}. \quad (5-50)$$

Приводим значения γ_{\min} , γ_{\max} , $\Delta\varphi(\gamma_{\min})$ и $\Delta\varphi(\gamma_{\max})$, вычисленные для $k = -0,5; -1,0; -1,5; -2,0$:

Значение k	-0,5	-1,0	-1,5	-2,0
γ_{\min}	67,2	47,7	37,3	30,8
γ_{\max}	165	132,3	121	112,8
$\Delta\varphi(\gamma_{\min})$	-23,6	-23,85	-18,65	-15,4
$\Delta\varphi(\gamma_{\max})$	7,5	23,85	29,5	33,4

Видим, что при $k = -2$ приращение фазочастотной характеристики составляет $33,4^\circ$. Так, если в некоторой точке $\varphi_2(\omega) = 72,8^\circ$, а $\varphi_1(\omega) = -40^\circ$, то $\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) + \Delta\varphi(\gamma_{\max}) = 72,8 + 33,4 = 106,2^\circ$, т. е. фазочастотная характеристика может превышать 90° , чего невозможно достичнуть в линейной системе.

Рассмотрим более подробно свойства частотных характеристик псевдолинейных ЦФ на конкретных примерах. Пусть, например, $D_1(z) = (1-d)/(1-dz^{-1})$, а $D_2(z) = 1$. В этом случае $\varphi_2(\omega) = 0$;

$$D_1(\omega) = \frac{1-d}{\sqrt{1+d^2-2d \cos \omega T_0}}; \quad \varphi_1(\omega) = -\arctg \frac{d \sin \omega T_0}{1-d \cos \omega T_0}.$$

Логарифмические частотные характеристики псевдолинейных ЦФ, построенные по изложенной выше методике при $d=0,9$ и $k=0, -1$ и -2 , приведены на рис. 5-29, а (кривые 1, 2 и 3 соответственно значениям k). Для сравнения на том же рисунке приведены частотные характеристики исходного звена $D_1(z)$ (кривые 4). Из графиков видно, что амплитудно-частотные характеристики линейного звена и псевдолинейного ЦФ практически совпадают, в то время как фазочастотные характеристики псевдолинейного ЦФ (кривые 1, 2 и 3) расположены выше фазочастотной характеристики линейного апериодического звена (кривая 4). Таким образом, псевдолинейный ЦФ позволяет получить лучшие частотные характеристики ЦЭП, чем те, что имеет ЦЭП с минимально-фазовым линейным ЦКУ. Подобное свойство не может быть обеспечено никакими линейными средствами коррекции. Из рис. 5-29, а видно также, что в отношении деформации фазочастотной характеристики псевдолинейный ЦФ с $k=-2$ более эффективен, чем с $k=0$ и $k=-1$.

Пусть теперь $D_1(z) = 1$, а $D_2(z) = 1 + \alpha(1-z^{-1})$. В этом случае

$$D_1(\omega) = 1; \quad D_2(\omega) = \sqrt{(1+\alpha)^2 + \alpha^2 - 2(1+\alpha)\alpha \cos \omega T_0}; \quad \varphi_1(\omega) = 0;$$

$$\varphi_2(\omega) = \frac{\alpha \sin \omega T_0}{1+\alpha-\alpha \cos \omega T_0}.$$

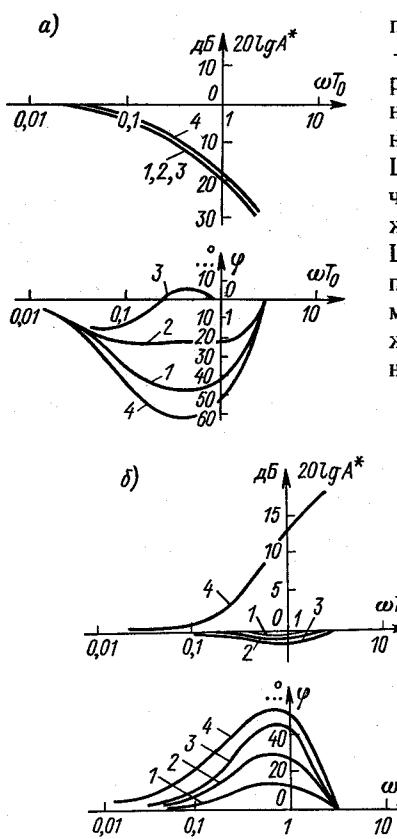
На рис. 5-29, б приведены логарифмические частотные характеристики такого устройства для $\alpha=4$. Кривые 1 соответствуют характеристикам устройства при $k=0$, кривые 2 — при $k=-1$, а кривые 3 — при $k=-2$. Для сравнения здесь кривыми 4 представлены характеристики звена $D_2(z)$. Как видно из рис. 5-29, б, рассматриваемые псевдолинейные ЦФ обладают характеристиками дифференцирующего звена, причем опережение входного сигнала выходным не сопровождается подъемом амплитудно-частотной характеристики. Таким образом, и в этом случае псевдолинейные ЦФ имеют лучшие частотные характеристики по сравнению с минимально-фазовыми звеньями $D_2(z)$.

(как известно, в классе линейных ЦКУ эффект опережения по фазе всегда сопровождается подъемом амплитудно-частотной характеристики, что не всегда желательно).

Если $D_1(z) = \frac{1-d}{1-dz^{-1}}$, а $D_2(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$, то

$$D_1(\omega) = \frac{1-d}{\sqrt{1+d^2-2d \cos \omega T_0}}; D_2(\omega) = \sqrt{(1+\alpha)^2 + \alpha^2 - 2(1+\alpha)\alpha \cos \omega T_0};$$

$$\varphi_1(\omega) = -\arctg \frac{d \sin \omega T_0}{1-d \cos \omega T_0}; \quad \varphi_2(\omega) = \arctg \frac{\alpha \sin \omega T_0}{1+\alpha-\alpha \cos \omega T_0}.$$



Частотные характеристики данного псевдолинейного ЦФ при $k = -1$ и -2 ($d = 0.9$; $\alpha = 4$) приведены на рис. 5-29, а (кривые 1 и 2 соответственно). Здесь падающей амплитудно-частотной характеристике псевдолинейного ЦФ соответствует положительная фазочастотная характеристика — случай, также невозможный в классе линейных ЦКУ. При соответствующем выборе параметров звеньев $D_1(z)$ и $D_2(z)$ может быть получено большее опережение, чем то, что обеспечивается линейным звеном $D_2(z)$.

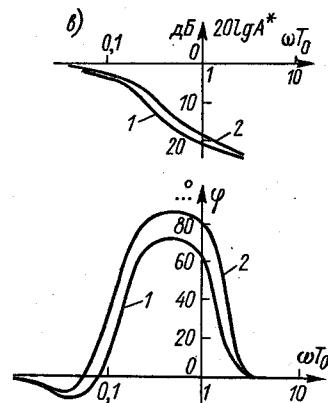


Рис. 5-29. Логарифмические частотные характеристики псевдолинейных ЦФ: а — $D_1(z) = \frac{1-d}{1-dz^{-1}}$; $D_2(z) = 1$; б — $D_1(z) = 1$; $D_2(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$; в — $D_1(z) = \frac{1-d}{1-dz^{-1}}$; $D_2(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$

Благодаря указанным свойствам псевдолинейных ЦФ появляется возможность существенно расширять область устойчивости ЦЭП и улучшать их некоторые качественные показатели. При этом претерпевает изменения и методика формирования желаемых частотных характеристик ЦЭП по сравнению с известными методиками [15, 54]. В частности, становится необязательным условие, чтобы амплитудно-частотная характеристика разомкнутого ЦЭП пересекала ось частот с наклоном, близким к -20 дБ/дек. Действительно, возможность получения с помощью псевдолинейных ЦФ положительных фазовых характеристик при падающей амплитудно-частотной характеристике позволяет обеспечить требуемый запас по фазе практически при любом наклоне амплитудно-частотной характеристики к оси частот в окрестности пересечения ею этой оси. Указанные свойства псевдолинейных ЦФ определяют и предпочтительную область их применения. Это прежде всего ЦЭП с большими коэффициентами передачи (в области низких частот), в которых использование линейных ЦКУ ограничивается либо малым запасом устойчивости системы по модулю, обусловленным наличием колебательного звена (например, упругого звена в кинематике привода), либо помехами, либо люфтом в механических передачах.

Как видно из графиков (см. рис. 5-28), эффективность рассматриваемых псевдолинейных ЦФ существенно зависит от коэффициента k , причем чем меньше этот коэффициент, тем значительнее деформируется фазо-частотная характеристика системы. Рассмотрим предельный случай, когда $k \rightarrow -\infty$, т. е. когда выходной сигнал ЦКУ определяется следующим образом:

$$\left. \begin{array}{ll} y = x_1 & \text{при } x_1 x_2 > 0; \\ y = -c \operatorname{sign} x_1 & \text{при } x_1 x_2 < 0. \end{array} \right\} \quad (5-51)$$

В этом случае нелинейное корректирующее устройство не будет относиться к классу псевдолинейных ЦФ, так как его характеристики зависят от амплитуды входного сигнала. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 5-30, а. Коэффициенты гармонической линеаризации q и q' для данного устройства имеют вид:

$$q(\omega) = 1 - \frac{2\gamma - \sin 2\gamma + 4b(1 - \cos \gamma)}{2\pi}; \quad (5-52)$$

$$q'(\omega) = \frac{1}{\pi} (\sin^2 \gamma + 2b \sin \gamma), \quad (5-53)$$

где $b = c/x_m$ — отношение корректирующего сигнала к амплитуде входного сигнала.

Амплитудно- и фазочастотные характеристики устройства при $b=1$; $b=2$ и $b=5$ представлены на рис. 5-30, б. Как и следовало ожидать, наблюдается существенная зависимость характеристик корректирующего устройства от амплитуды входного сигнала. При малых амплитудах устройство обеспечивает значительно большие фазо- и амплитудно-частотные характеристики (при $b=5 \div 16$ дБ).

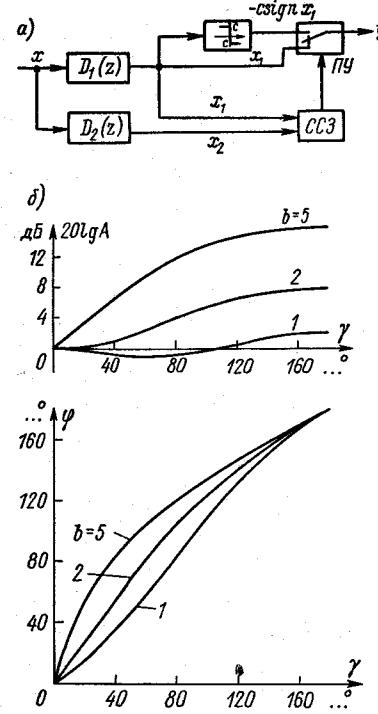


Рис. 5-30. Структурная схема нелинейного корректирующего устройства, соответствующего $k \rightarrow -\infty$ (а) и частотные характеристики устройства (б)

Вариант 2. $D_1(z) = D_4(z) = 1$. Структурная схема корректирующего устройства приведена на рис. 5-31, а. Коэффициенты гармонической линеаризации q и q' имеют вид:

$$q = 1 - \frac{2\varphi_2 - \sin 2\varphi_2}{2\pi} [1 - D_3(\omega) \cos \varphi_3] - D_3(\omega) \frac{\sin \varphi_3 \sin \varphi_2^2}{\pi}; \\ q' = \frac{1}{\pi} [(1 - D_3(\omega) \cos \varphi_3) \sin^2 \varphi_2 + D_3(\omega) \sin \varphi_3 (\varphi_2 + 0,5 \sin 2\varphi_2)]. \quad (5-54)$$

Для сравнения характеристик данного псевдолинейного ЦФ с характеристиками фильтра, рассмотренного выше, в качестве примера проведем анализ фильтра с передаточными функциями звеньев вида $D_2(z) = 1 + \alpha_2(1 - z^{-1})$ и $D_3(z) = 1 + \alpha_3(1 - z^{-1})$. Частотные характеристики этого устройства при $\alpha_2 = 4$ и $\alpha_3 = 6$ и 4 приведены на рис. 5-31, б (кривые 1 и 2 соответственно значениям α_3). Как видно из сравнения характеристик на рис. 5-31, б и 5-29, б, использование в прямом канале

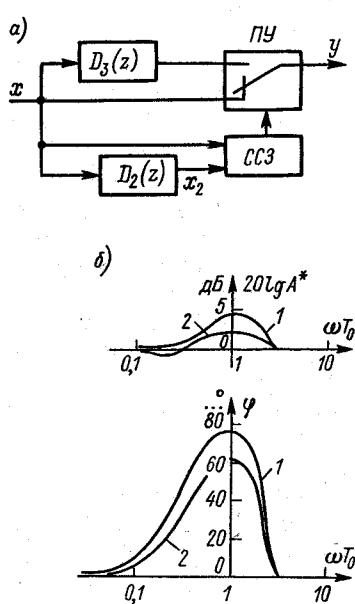


Рис. 5-31. Структурная схема псевдолинейного ЦФ (вариант 2) (а) и его частотные характеристики (б)

фильтра с упреждением по фазе вместо звена с $k = -1$; $k = -2$; $k = -3$ и т. д. позволяет получить небольшое увеличение амплитудно-частотной характеристики на частотах, близких к $\omega = 1/T_0$.

Вариант 3. Структурная схема устройства приведена на рис. 5-32, а. Соответствующие выражения коэффициентов гармонической линеаризации q и q' имеют вид:

Рис. 5-32. Структурная схема псевдолинейного ЦФ (вариант 3)

$$q(\omega) = \frac{1}{\pi} \left\{ \pi - \varphi_2 + \varphi_4 + \frac{1}{2} (\sin 2\varphi_2 - \sin 2\varphi_4) + k [\varphi_2 - \varphi_4 - 0,5 (\sin 2\varphi_2 - \sin 2\varphi_4)] \right\}; \\ q'(\omega) = \frac{1}{\pi} [\sin^2 \varphi_2 - \sin^2 \varphi_4](1 - k). \quad (5-55)$$

Сравнение выражений (5-55) и (5-44), (5-45) позволяет сделать вывод, что данное устройство при одинаковом характере амплитудно-частотной характеристики обладает существенно худшей фазочастотной характеристикой. Так, при $|\varphi_2| = |\varphi_4|$ имеем $q' = 0$ и $\Phi_{\text{ЦФ}} = 0$. Отсюда следует, что данное устройство малоэффективно и его практическое использование нецелесообразно.

В заключение отметим, что псевдолинейный фильтр, представленный на рис. 5-26, позволяет реализовать широкий набор различных корректирующих устройств, амплитудно- и фазочастотные характеристики которых формируются независимо друг от друга. Как следует из анализа частотных характеристик, на основе подобных псевдолинейных ЦКУ вполне реально получить интегрирующее звено с положительной фазочастотной характеристикой, усиленное звено с положительной или отрицательной фазочастотной характеристикой и т. д., что существенно расширяет возможности коррекции цифровых электроприводов.

Нелинейные ЦКУ, использующие элементы неизменяемой части ЦЭП. Как было показано в § 5-1, цифровые НКУ, использующие элементы неизменяемой части ЦЭП, являются устройствами, изменяющими по определенному закону основные параметры неизменяемой части ЦЭП (коэффициент передачи привода, период дискретности, постоянные времени основных звеньев привода, коэффициент демпфирования привода при использовании в качестве корректирующих звеньев различных датчиков скорости) или алгоритм коррекции, реализуемый с помощью ЦВМ. Рассмотрим некоторые типы подобных цифровых устройств, применяемых для коррекции ЦЭП.

На рис. 5-33 приведена общая структурная схема следящего ЦЭП с нелинейным цифровым корректирующим устройством, изменяющим коэффициент передачи привода. НКУ включает в себя анализирующее устройство AU (часто представляющее собой логическое устройство

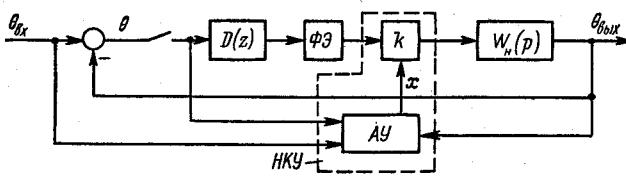


Рис. 5-33. Общая структурная схема ЦЭП с цифровым НКУ, изменяющим коэффициент усиления разомкнутой системы

ство), подвергающее анализу входные и выходные сигналы привода, а также сигнал ошибки θ и вырабатывающее кодовый сигнал x , изменяющий коэффициент передачи привода. Очевидно, что в зависимости от алгоритма вычисления сигнала системе могут быть приданы самые различные свойства. Если коэффициент передачи звена может меняться не только по модулю, но и по знаку, то с его помощью могут быть реализованы псевдолинейные ЦКУ, различного рода нелинейные динамические корректирующие устройства [30, 35], а также системы с переменной структурой [28]. Так, на рис. 5-34 приведена структурная схема ЦЭП с переменной структурой, в котором управляющий сигнал определяется формулами

$$\begin{cases} y = \theta & \text{при } \theta[\theta - \alpha_{oc} \nabla \theta_{byx}(n)] > 0; \\ y = -k\theta & \text{при } \theta[\theta - \alpha_{oc} \nabla \theta_{byx}(n)] < 0. \end{cases} \quad (5-56)$$

Динамика такого ЦЭП во многом близка к динамике ЦЭП с псевдолинейным фильтром. Так, при анализе свободного движения (устойчивости) принимается, что $\theta_{bx} = 0$, а сигнал ошибки $\theta = -\theta_{byx}$. При этом нелинейное корректирующее звено на рис. 5-34 соответствует псевдолинейному звуку (см. рис. 5-9) при $D_1(z) = 1$, $D_2(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$. Отличия наблюдаются лишь при вынужденном движении ЦЭП при отработке плавных входных воздействий.

Средством обеспечения устойчивости системы, часто используемым в практике проектирования цифровых следящих приводов, является обратная связь по скорости изменения выходной величины (обычно реализуемая с помощью тахогенератора). Приводим структурные схемы следящего ЦЭП с переменным коэффициентом в цепи обратной связи по скорости, реализуемой с помощью тахогенератора

(рис. 5-35, а) или цифрового корректирующего звена $D(z) = \alpha_{oc}(1 - z^{-1})$ (рис. 5-35, б). В общем случае ЦЭП содержит анализирующее устройство AY , на вход которого поступает входная информация, ошибка привода и т. д. и которое вырабатывает сигнал y , изменяющий

Рис. 5-34. Структурная схема ЦЭП с переменной структурой

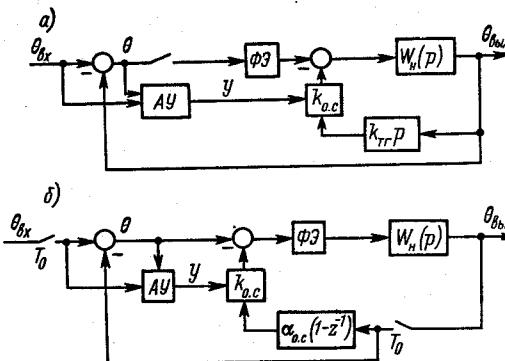


Рис. 5-35. Структурная схема следящих ЦЭП с переменным коэффициентом передачи в цепи обратной связи по скорости: а — цифроаналоговый вариант; б — цифровой вариант

по определенному закону коэффициент в цепи обратной связи по скорости. Рассмотрим частные случаи такого нелинейного ЦЭП, обладающего элементами самонастройки.

В [55] приведены результаты исследований непрерывного следящего привода с нелинейной обратной связью. Особенностью такого привода является то, что наряду с сигналом отрицательной обратной связи по скорости в основной контур вводится сигнал, пропорциональный произведению ошибки и скорости изменения выходной величины, благодаря чему обеспечивается малый коэффициент демпфирования следящего привода при больших рассогласованиях и значительный коэффициент демпфирования при малых рассогласованиях привода. Как отмечено в [55], такой привод в большинстве практических случаев неприменим, поскольку оказывается неработоспособным при воздействиях, отличных от ступенчатого воздействия. Поэтому были предложены другие варианты нелинейной обратной связи. Одним из таких вариантов является следящий привод с коэффициентом демпфирования, изменяющимся пропорционально модулю ошибки. Особенностью такого привода является то, что для коррекции используется сигнал, пропорциональный произведению модуля ошибки и скорости выходной оси следящего привода. При этом характер отработки $\theta_{byx}(t)$ не зависит от знака входного возмущения. Схемная реализация данного принципа применительно к непрерывным системам ничем не отличается от предыдущего случая за исключением дополнительного элемента, вырабатывающего сигнал, пропорциональный модулю ошибки.

Как уже отмечалось, существенным преимуществом цифровых систем является простота реализации некоторых принципов нелинейной коррекции, что в конечном итоге приводит к уменьшению массы и габаритов нелинейных корректирующих устройств по сравнению с непрерывными вариантами их реализации. В [2] рассматривается цифроаналоговый способ построения ЦЭП с переменным коэффициентом демпфирования, изменяющимся пропорционально модулю ошибки

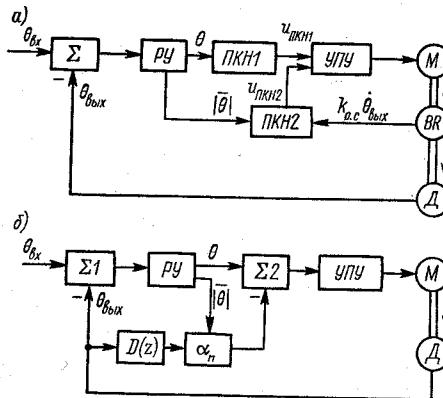


Рис. 5-36. Функциональная схема следящего ЦЭП с переменным коэффициентом демпфирования, изменяющимся пропорционально модулю ошибки системы: а — цифроаналоговый вариант; б — цифровой вариант

гистра управления на $PKN2$ подается обратный код модуля ошибки $|\bar{\theta}|$, причем в качестве напряжения питания преобразователя $PKN2$ используется сигнал обратной связи от тахогенератора. В результате на выходе преобразователя $PKN2$ вырабатывается напряжение, пропорциональное произведению обратного кода модуля ошибки $|\bar{\theta}|$ и скорости выходной оси ЦЭП, т. е. $U_{PKN2} = k_{o.c} |\bar{\theta}| \dot{\theta}_{\text{вых}}$. Если модуль обратного кода ошибки представить в виде $|\bar{\theta}| = \theta_{\max} - |\theta|$, где $\theta_{\max} = 2^m - 1$ — максимальная ошибка, записываемая в m -разрядный регистр управления (обычно θ_{\max} соответствует границе линейной зоны следящего привода), то величина U_{PKN2} будет определяться выражениями

$$\left. \begin{aligned} U_{PKN2} &= k_{o.c} (\theta_{\max} - |\theta|) \dot{\theta}_{\text{вых}} = k'_{o.c} \left(1 - \frac{|\theta|}{\theta_{\max}}\right) \dot{\theta}_{\text{вых}} \quad \text{при } |\theta| < \theta_{\max}; \\ U_{PKN2} &= 0 \quad \text{при } |\theta| \geq \theta_{\max}. \end{aligned} \right\} \quad (5-57)$$

Из (5-57) следует, что если рассогласование привода велико, т. е. $|\theta| > \theta_{\max}$, то $U_{PKN2} = 0$, что обеспечивает слабое демпфирование системы, а следовательно, и повышенное быстродействие. При приближении ошибки θ к нулю $U_{PKN2} \approx k'_{o.c} \dot{\theta}_{\text{вых}}$, что обеспечивает необходимые показатели переходного процесса при соответствующем выборе коэффициента обратной связи $k'_{o.c}$.

В рассматриваемых ЦЭП могут быть использованы преобразователи кода в напряжение (PKN) малой разрядности (практически 4—5 разрядов). Поэтому рассматриваемая схема является достаточно простой и надежной в работе. Применение элементов вычислительной техники для реализации нелинейной обратной связи позволяет умень-

шить массу и габариты нелинейного корректирующего устройства, снизить влияние внешних условий на его параметры и повысить точность и надежность работы.

При использовании цифрового варианта реализации следящего ЦЭП с переменным демпфированием схема 5-36, б включает в себя цифровой фильтр с передаточной функцией $D(z)$, звено с переменным коэффициентом α , изменяющимся пропорционально обратному коду модуля ошибки $|\bar{\theta}|$ ($\alpha = \alpha_{\max} (1 - |\theta|/\theta_{\max})$), и сумматор $\Sigma 2$ для вычитания корректирующего сигнала из сигнала ошибки.

Часто следящие ЦЭП, имеющие удовлетворительные качественные показатели в линейной зоне, при воздействиях, выходящих за пределы линейной зоны, обладают колебательным переходным процессом с чрезмерно большим перерегулированием. Подобным недостатком обладают, например ЦЭП, коррекция которых осуществляется с помощью последовательного непрерывного контура, стоящего на выходе малоразрядного преобразователя код — напряжение (PKN), преобразующего сигнал ошибки в напряжение постоянного тока. При отработке ступенчатых воздействий, существенно превышающих линейную зону ЦЭП, PKN насыщается, что существенно оказывается на работе корректирующего звена. В этих случаях для уменьшения влияния насыщения прямого канала системы на характер переходного процесса при больших входных воздействиях можно использовать сигнал обратной связи по скорости, отключаемый при малых ошибках системы [57, 58]. Функциональная схема следящего ЦЭП с отключением сигнала, пропорционального скорости изменения выходной величины системы, при малых сигналах рассогласования, приведена на рис. 5-37, на котором обозначено: Σ — сумматор, осуществляющий сложение обратного кода цифрового датчика угла D с прямым кодом ЦВМ, RU — регистр управления, запоминающий вычисленную разность кодов в течение периода дискретности и управляющий работой PKN ; KK — последовательный корректирующий контур; UPU — усилительно-преобразовательное устройство; M — исполнительный двигатель; BR — тахогенератор; Kl — ключ. При малых значениях кода ошибки θ коррекцию ЦЭП осуществляет последовательный корректирующий контур KK , обеспечивающий

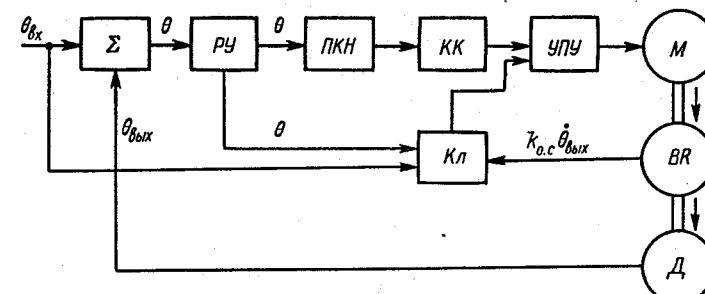


Рис. 5-37. Функциональная схема следящего ЦЭП с релейным законом изменения коэффициента демпфирования (цифроаналоговый вариант)

требуемые качества переходного процесса в линейной зоне и малую динамическую ошибку, обусловленную большой добротностью следящего ЦЭП при работе в линейной зоне. В РУ имеется дополнительный триггер, фиксирующий рассогласование в старших разрядах. При работе ЦЭП в пределах линейной зоны в триггер записан нуль, что обеспечивает разомкнутое состояние ключа K_L . При больших рассогласованиях θ ключ K_L замыкается, обеспечивая прохождение сигнала $k_{o,c}\dot{\theta}_{\text{вых}}$ обратной связи по скорости изменения величины на вход УПУ, что приводит к улучшению переходного процесса. Физически улучшение параметров переходного процесса объясняется тем, что при замкнутом ключе K_L ЦЭП подходит к положению согласования с меньшей скоростью, в результате чего торможение двигателя происходит за более короткое время, и переходный процесс затухает значительно быстрее. Данная схема особенно эффективна, когда к следящим ЦЭП предъявляются одновременно жесткие требования к качеству переходных процессов при больших рассогласованиях и к скорости отработки при линейной или синусоидальной входной величине — скорости, при которой ЦЭП работает еще в линейной зоне системы. При этом необходимо учитывать следующие обстоятельства: 1) коэффициент обратной связи при разомкнутом ключе K_L должен выбираться таким, чтобы обеспечить требуемую длительность переходного процесса при максимальных входных сигналах системы; 2) максимальная скорость изменения выходной величины при разомкнутом ключе K_L может быть выбрана несколько меньшей требуемой, если максимальная динамическая ошибка системы при заданном законе изменения входного сигнала не выходит за пределы линейной зоны системы (т. е. отсутствует рассогласование в старших разрядах).

В тех же случаях, когда коррекция следящих ЦЭП при работе в линейной зоне осуществляется с помощью сигнала обратной связи по скорости или комбинацией последовательного звена с обратной связью по скорости, отработка входных сигналов, значительно превышающих линейную зону, может иметь весьма затянутый характер. Для увеличения быстродействия в подобных следящих ЦЭП целесообразно, наоборот, выключать (либо снижать) сигнал обратной связи по скорости при ошибках, превышающих линейную зону ЦЭП. Кроме того, отключение сигнала обратной связи по скорости целесообразно производить в режимах отработки программных сигналов, изменяющихся с большой скоростью, с целью повышения точности работы системы в этих режимах.

Цифроаналоговый вариант указанного способа нелинейной коррекции приведен в [5] и структурно совпадает с рассмотренным ЦЭП (см. рис. 5-37). При этом при рассогласовании в старших разрядах сигнал тахогенератора отключается, что увеличивает скорость отработки и быстродействие привода. На рис. 5-38 приведена структурная схема следящего электропривода с нелинейным ЦКУ, состоящим из звена $D(z) = 1 - z^{-1}$, вырабатывающего сигнал первой разности, двух масштабных звеньев с коэффициентами α_1 и α_2 и ключа, управляемого одним из разрядов сигнала ошибки θ и входным командным сигналом g . При работе следящего ЦЭП в линейной зоне (при $g=0$)

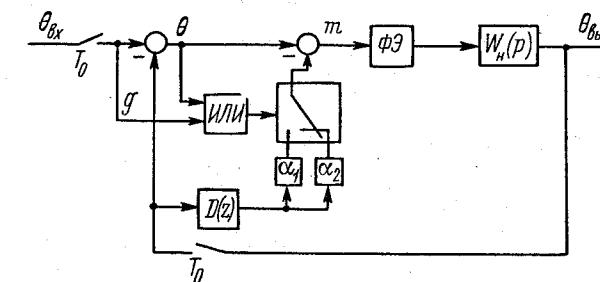


Рис. 5-38. Структурная схема следящего ЦЭП с релейным законом изменения коэффициента демпфирования (цифровой вариант)

в систему вводится сигнал обратной связи по скорости с коэффициентом α_1 , обеспечивающим требуемое качество переходных процессов при ступенчатом входном воздействии, сравнимым с линейной зоной системы. При отработке же больших воздействий или программных сигналов, изменяющихся с большой скоростью, коэффициент α_1 заменяется на α_2 , причем α_2 должен обеспечивать устойчивость ЦЭП и допустимое перегулирование при отработке больших входных воздействий.

Следует отметить, что приведенные выше схемы НДКУ позволяют существенно повысить быстродействие и точность следящих приводов в определенных режимах работы. Для обеспечения высоких качественных показателей ЦЭП во всех режимах целесообразно подключать сигнал скоростной обратной связи не в зависимости от ошибки системы, а по принципу работы НДКУ (или систем с переменной структурой), обладающих независимостью частотных характеристик от амплитуды входных сигналов. На рис. 5-39 приведены структурные схемы ЦЭП с НДКУ в цепи обратной связи [11]. В схеме на рис. 5-39, а, представляющей цифроаналоговый вариант реализации НДКУ, управляющий сигнал, действующий на вход непрерывной части ЦЭП, определяется соотношением

$$\begin{aligned} m(t) &= \theta^*(t) && \text{при } \operatorname{sign} \theta^*(t) = \operatorname{sign} y(t); \\ m(t) &= \theta^*(t) - k_{o,c}\dot{\theta}_{\text{вых}}(t) && \text{при } \operatorname{sign} \theta^*(t) \neq \operatorname{sign} y(t), \end{aligned} \quad (5-58)$$

т. е. при несовпадении знаков сигнала ошибки θ^* и выходного сигнала y линейного звена $D_1(z)$ в ЦЭП вводится корректирующий сигнал, реализуемый с помощью тахогенератора.

Схема на рис. 5-39, б представляет собой чисто цифровой вариант указанного способа нелинейной коррекции, в котором вместо сигнала $k_{o,c}\dot{\theta}_{\text{вых}}(t)$ использован цифровой сигнал $\alpha \nabla \theta_{\text{вых}}$, пропорциональный первой разности выходного сигнала системы.

Для оценки эффективности и сравнения указанного типа НДКУ с рассмотренными выше нелинейными ЦКУ определим частотные характеристики эквивалентного устройства, помещенного в прямую цепь следящего привода. Для этого определим выходной сигнал исполнительного устройства $\dot{\theta}_{\text{вых}}(t)$ при отработке сигнала $\theta^*(t) = \theta_m^* \sin \omega t$, разложим этот сигнал в ряд Фурье и найдем

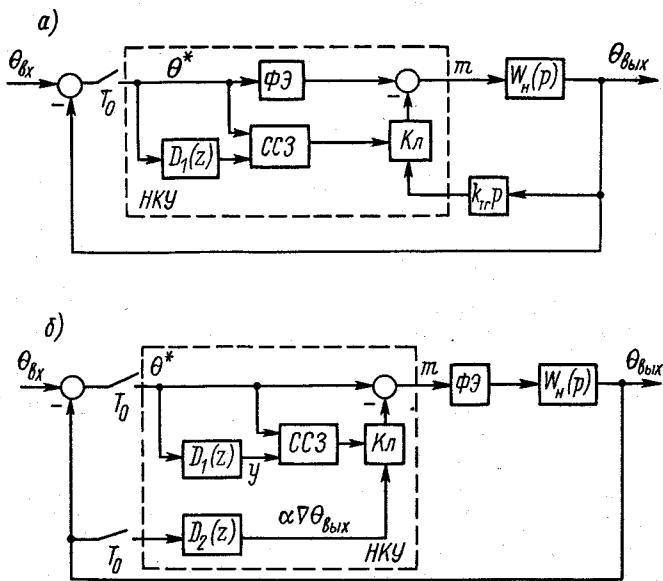


Рис. 5-39. Структурные схемы следящих ЦЭП с нелинейным динамическим корректирующим устройством в цепи обратной связи: а — цифроаналоговый вариант; б — цифровой вариант

амплитуду первой гармоники и фазовый сдвиг по отношению к входному сигналу. Все эти операции необходимо проделать для каждого значения фазовой характеристики $\varphi_1(\omega)$ корректирующего звена $D_1(z)$. Далее, вычитая из полученных частотных характеристик исполнительного устройства, определим частотные характеристики эквивалентного устройства и сравним их с характеристиками псевдолинейного цифрового фильтра в прямом канале ЦЭП. Для упрощения вычислений примем передаточную функцию исполнительного устройства в виде

$$W_{\text{дв}}(p) = \omega_0^2 p^{-1}. \quad (5-59)$$

В результате коэффициенты гармонической линеаризации $q(\omega)$ и $q'(\omega)$ могут быть определены следующим образом:

$$q(\omega) = \frac{2\omega_0^2}{\omega\pi} \left[1 + \cos \varphi_1 - \frac{1}{2} \sin^2 \varphi_1 + x(0)(1 + \cos \varphi_1) + \right. \\ \left. + \frac{\Phi_1 \left(e^{-\frac{a}{\omega}\varphi_1} + \frac{a}{\omega} \sin \varphi_1 - \cos \varphi_1 \right) + \frac{a}{\omega} \frac{\varphi_1}{2} + \frac{\sin^2 \varphi_1}{2} - \frac{a}{4\omega} \sin 2\varphi_1}{1 + (a/\omega)^2} \right]; \quad (5-60)$$

$$q'(\omega) = \frac{2\omega_0^2}{\omega\pi} \left[\sin \varphi_1 - 0,5(\pi - \varphi_1) + \frac{1}{4} \sin 2\varphi_1 + x(0) \sin \varphi_1 + \right. \\ \left. + \frac{\Phi_1 \left(\frac{a}{\omega} e^{-\frac{a}{\omega}\varphi_1} - \frac{a}{\omega} \cos \varphi_1 - \sin \varphi_1 \right) - 0,5\varphi_1 - \frac{a}{2\omega} \sin^2 \varphi_1 - \frac{1}{4} \sin 2\varphi_1}{1 + (a/\omega)^2} \right], \quad (5-61)$$

где

$$\Phi_1 = \frac{1 + \cos \varphi_1 - \omega/(a \sin \varphi_1)}{1 + e^{-(a/\omega)\varphi_1}} \frac{1}{1 + (\omega/a)^2};$$

$$x(0) = \frac{1 + e^{-(a/\omega)\varphi_1} [1 + (a/\omega)^2 - (a/\omega) \sin \varphi_1 + (a/\omega)^2 \cos \varphi_1]}{(1 + e^{-(a/\omega)\varphi_1}) [1 + (a/\omega)^2]},$$

$a = k_{\text{с.о.}} \omega_0^2$; ω — угловая частота входного сигнала; φ_1 — значение фазовой характеристики звена $D_1(z)$ на частоте ω .

На рис. 5-40 представлены зависимости $q(\omega/a)$ и $q'(\omega/a)$, вычисленные для различных значений φ_1 . Эти зависимости могут быть использованы для построения амплитудно- и фазочастотных характеристик комбинированного звена НДКУ — исполнительный двигатель, а также для определения характеристик эквивалентного устройства, включаемого в прямой канал ЦЭП. Для сравнения рассматриваемого устройства с другими (например, псевдолинейным ЦФ) на рис. 5-41 приведены амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики эквивалентного устройства при $a/\omega_0 = 0,5; 1,5$ и 2 (кривые 1, 2, 3) для передаточной функции $D_1(z)$ вида $1 + 4(1 - z^{-1})$. Там же приведены соответ-

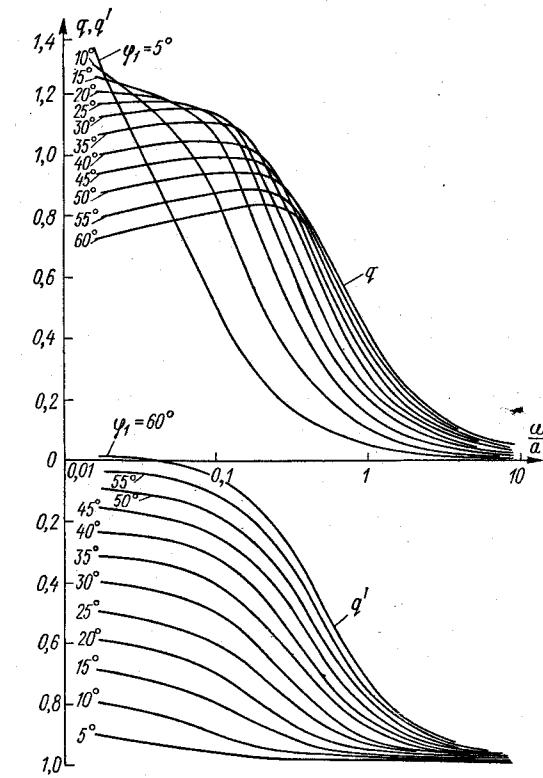


Рис. 5-40. Зависимости $q(\omega/a)$ и $q'(\omega/a)$ для следящих ЦЭП с НДКУ в цепи обратной связи

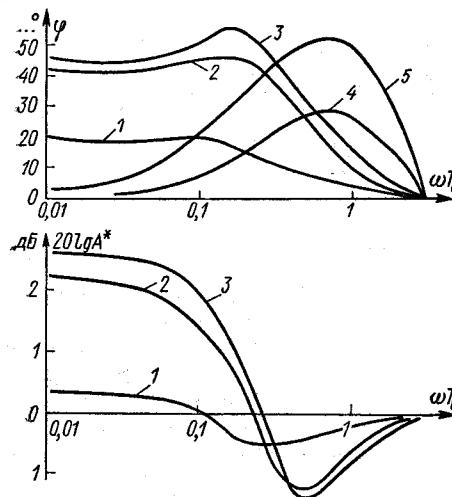


Рис. 5-41. Амплитудно- и фазочастотные характеристики нелинейных ЦКУ

частот, и для $W_{\text{дв}}(p) = \omega_0^2/p$ значение ФЧХ при $\omega=0$ существенно отличается от нуля. Последнее обстоятельство говорит о том, что сложное звено НДКУ — исполнительное устройство не является ни статическим звеном, в котором $\varphi(0)=0$, ни астатическим ($\varphi(0)=-\pi/2$), а некоторым промежуточным — звеном с дробным астатизмом, определяемым параметром a . Если определить показатель астатизма как $v = -\frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{q'(0)}{q(0)}$, то для $a=0,5\omega_0$ $v=0,778$; для $a=1,5\omega_0$ $v=0,533$; для $a=2\omega_0$ $v=0,49$.

Сравнительный анализ основных типов нелинейных ЦКУ. Чтобы оценить эффективность работы нелинейных ЦКУ в цифровых следящих приводах, целесообразно провести сравнение качественных показателей следящих ЦЭП с показателями нелинейных ЦКУ для типовых случаев передаточной функции непрерывной части и типовых режимов работы приводов. Результаты этого анализа могут быть использованы на первом этапе синтеза цифровых следящих приводов с нелинейными средствами коррекции, на котором определяется тип корректирующего звена, обеспечивающего требуемые качественные показатели проектируемого привода.

Сравнению подвергаются семь типов ЦЭП:

1. ЦЭП с псевдолинейным ЦФ (см. рис. 5-27, а) при $D_1(z) = -(1-d)/(1-dz^{-1})$; $D_2(z) = 1 + \alpha(1-z^{-1})$.
2. ЦЭП с переменной структурой (см. рис. 5-34), управляющий сигнал которого определяется формулами (5-56).
3. ЦЭП с нелинейным динамическим корректирующим устройством (см. рис. 5-30, а), выходной сигнал которого описывается выражениями (5-51) при передаточных функциях линейных звеньев $D_2(z) = 1 + \alpha(1-z^{-1})$, $D_1(z) = 1$.

ствующие характеристики псевдолинейного ЦФ (кривая 4) и фазовая характеристика звена $D_1(z)$ (кривая 5). Из анализа характеристик рис. 5-41 можно сделать следующие выводы: 1) амплитудно-частотные характеристики рассматриваемого устройства практически мало отличаются от единицы, поэтому с точностью до 2–3 дБ ЛАХ системы с рассматриваемым НДКУ совпадает с ЛАХ нескорректированной системы (что также характерно для систем с псевдолинейным ЦФ); 2) фазочастотные характеристики рассматриваемого устройства заметно отличаются от характеристик псевдолинейного ЦФ тем, что не повторяют по внешнему виду ФЧХ звена $D_1(z)$, имеют максимум, сдвинутый по отношению к ФЧХ $D_1(z)$ в область низких

4. ЦЭП с нелинейным корректирующим устройством в цепи обратной связи (см. рис. 5-39, б), выходной сигнал которого описывается выражениями (5-58) при $D_1(z) = 1 + \alpha(1-z^{-1})$.

5. Релейный ЦЭП с нелинейным динамическим корректирующим устройством в цепи обратной связи, управляющий сигнал которого $m = \operatorname{sign} \theta$ при $y\theta > 0$ и $m = \theta - \alpha_{\text{o.c}} \nabla \theta_{\text{вых}}$ при $y\theta < 0$, где θ — ошибка следящего привода, y — выходной сигнал звена $D_1(z)$ в цепи переключения.

6. ЦЭП с псевдолинейным ЦФ (п. 1 при $d=0$) и нелинейным динамическим корректирующим устройством в цепи обратной связи, управляющий сигнал которого имеет вид $m = \theta$ при $y\theta > 0$ и $m = k\theta - \alpha_{\text{o.c}} \nabla \theta_{\text{вых}}$ при $y\theta < 0$.

7. ЦЭП с линейным последовательным корректирующим звеном вида $D(z) = 1 + \alpha(1-z^{-1})$.

Вначале проведем сравнительный анализ устойчивости ЦЭП при передаточной функции непрерывной части вида $k_e p^{-2}$. Этот случай является достаточно общим для приводов, в которых отсутствуют упругие звенья в кинематической цепи исполнительный двигатель — датчик обратной связи. Передаточная функция нескорректированного привода в области псевдо частоты λ имеет вид

$$W(j\lambda) = k_e \frac{1-j\lambda T_0/2}{(j\lambda)^2}. \quad (5-62)$$

Для устойчивости рассматриваемого привода необходимо, чтобы корректирующее звено при $\lambda = \lambda_c$ (где λ_c — псевдо частота среза) имело фазу ФНКУ, превышающую $\operatorname{arctg}(\lambda_c T_0/2) = \omega_c T_0/2$, т. е.

$$\varphi_{\text{НКУ}}(\omega) \geq \omega_c T_0/2. \quad (5-63)$$

Сравнение частотных характеристик псевдолинейных ЦФ (рис. 5-28, 5-29), форсирующего нелинейного динамического звена (рис. 5-30, б), привода с нелинейным динамическим корректирующим устройством в цепи обратной связи (рис. 5-41) показывает, что лучшими возможностями при формировании фазочастотной характеристики привода обладают псевдолинейные ЦФ, коэффициенты гармонической линеаризации которых определяются выражениями (5-44), (5-45), поскольку фазочастотные характеристики этих ЦФ превышают ФЧХ линейного звена $D(z)$, что не является характерным для остальных типов НКУ. Определим предельные возможности следящего ЦЭП с псевдолинейным ЦФ с точки зрения устойчивости, т. е. предельные значения относительных величин $\omega_c T_0/2$ и $k_e T_0^2/2$, характеризующих частоту среза и добротность системы.

Разность фаз $\gamma(\lambda) = \varphi_2(\lambda) - \varphi_1(\lambda)$ при использовании фильтра $D_2(z) = 1 + \alpha(1-z^{-1})$ в канале переключения определяется формулой

$$\gamma(\lambda) = \operatorname{arctg} \left[(1+2\alpha) \lambda \frac{T_0}{2} \right] + \operatorname{arctg} \left[\frac{1+d}{1-d} \lambda \frac{T_0}{2} \right] - 2 \operatorname{arctg} \lambda \frac{T_0}{2}.$$

Из условия устойчивости (5-63) $\varphi_{\text{ЦФ}}(\lambda_c) > \operatorname{arctg}(\lambda_c T_0/2) = \omega_c T_0/2$ следует, что

$$\varphi^*(\lambda) = \varphi_1(\lambda) > \arctg(\lambda_c T_0 / 2). \quad (5-64)$$

При значениях параметра d , близких к 1, $\arctg\left(\frac{1+d}{1-d}\lambda\frac{T_0}{2}\right) \approx \frac{\pi}{2}$, тогда условие (5-64) можно записать в виде

$$\varphi^*(\lambda) > \pi/2. \quad (5-65)$$

Определение параметра $(\omega_c T_0 / 2)_{\text{пр}}$, соответствующего границе устойчивости, производится в следующем порядке:

- 1) по графикам на рис. 5-28 определяется значение $\gamma_{\text{пр}}$, соответствующее $\varphi^*(\lambda) = \pi/2$;
- 2) из уравнения

$$\gamma_{\text{пр}} - \pi/2 = \arctg[(1+2\alpha)\lambda_c T_0 / 2] - 2 \arctg(\lambda_c T_0 / 2)$$

определяется соответствующее значение $\lambda_c T_0 / 2$;

$$3) \text{ определяется } \omega_c T_0 / 2 = \arctg(\lambda_c T_0 / 2).$$

При достаточно больших значениях параметра α

$$\arctg[(1+2\alpha)\lambda_c T_0 / 2] \approx \pi/2 \quad \text{и} \quad \omega_c T_0 / 2 \approx (\pi - \gamma_{\text{пр}}) / 2.$$

Для вычисления же предельной добротности следящего ЦЭП по ускорению $k_{\text{епр}}$ и связанного с ним параметра $k_{\text{епр}} T_0^2 / 2$ воспользуемся формулой $k_{\text{епр}} A(\omega) / \omega_0^2 = 1$, откуда

$$k_{\text{епр}} = \frac{\omega_0^2}{A(\omega)} = \frac{\omega_0^2}{A^*(\omega)} - \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{1+d}{1-d}\lambda_c T_0 / 2\right)^2}{1 + (\lambda_c T_0 / 2)^2}},$$

где величину $A^*(\omega)$ следует определить с помощью графиков на рис. 5-28; при этом

$$k_{\text{епр}} \frac{T_0^2}{2} = \frac{\omega_0^2 T_0^2}{2 A^*(\omega)} - \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{1+d}{1-d}\lambda_c T_0 / 2\right)^2}{1 + (\lambda_c T_0 / 2)^2}}. \quad (5-66)$$

Если параметр $d=0$, т. е. $\gamma(j\lambda) = \arctg[(1+2\alpha)\lambda T_0 / 2] - \arctg(\lambda T_0 / 2)$, то условие устойчивости системы принимает вид

$$\varphi^*(\gamma) > (\omega_c T_0 / 2)_{\text{пр}}, \quad (5-67)$$

где $(\omega_c T_0 / 2)_{\text{пр}}$ определяется из графиков рис. 5-28.

В табл. 5-3 приведены значения параметра $(\omega_c T_0 / 2)_{\text{пр}}$ для рассматриваемой системы при $d=0,9$ и $d=0$ и $k=-0,5; -1; -2$; там же для сравнения приведены предельные значения этого параметра для линейных приводов. Из сравнения данных табл. 5-3 очевидно, что следящие ЦЭП с ПЦФ обеспечивают полосу пропускания системы, примерно в два раза большую полосы пропускания линейных следящих приводов, причем максимальными возможностями обладают ПЦФ с $D_1(z)=$

Таблица 5-3. Значения параметров $(\omega_c T_0 / 2)_{\text{пр}}$ и $k_{\text{епр}} T_0^2 / 2$

Параметр	Следящий привод с псевдолинейным цифровым фильтром						Линейный следящий привод	
	d=0			d=0,9				
	k = -0,5	k = -1	k = -2	k = -0,5	k = -1	k = -2		
$(\omega_c \frac{T_0}{2})_{\text{пр}}$	0,506	0,595	0,72	0,646	0,785	0,908	0,438	
$k_{\text{епр}} \frac{T_0^2}{2}$	0,568	0,851	1,164	16,4	26,2	24,9	0,384	

$$= (1-d) / (1-dz^{-1}) \text{ и } k = -1 \text{ и } -2.$$

Пусть передаточная функция непрерывной части следящей ЦЭП $W_n(p) = \frac{k_e (1+2\xi T p)}{p^2 (1+2\xi T p + T^2 p^2)}$ (привод с упругим звеном в кинематической цепи исполнительный двигатель — датчик обратной связи). Определим вид корректирующего устройства, обеспечивающего максимальный запас устойчивости системы при постоянной времени упругого звена $T_0 / 2 < T < \omega_c^{-1}$. В области псевдочастоты $\lambda = (2/T_0) \operatorname{tg} \omega_c T_0 / 2$ передаточная функция нескорректированного привода имеет вид

$$W(j\lambda) = \frac{k_e (1-j\lambda T_0 / 2)}{(j\lambda)^2 [1 + 2\xi T_0 (j\lambda) + T_0^2 (j\lambda)^2]}. \quad (5-68)$$

где

$$T_0 = \frac{T_0}{2} \sqrt{\frac{1 + 2d \cos \omega_0 T_0 + d^2}{1 - 2d \cos \omega_0 T_0 + d^2}}; \quad \omega_0 = \sqrt{1 - \xi^2} / T;$$

$$\xi_0 = \frac{1 - d^2}{\sqrt{(1+d^2)^2 - 4d^2 \cos^2 \omega_0 T_0}}; \quad d = \exp(-\xi T_0 / T).$$

При принятых допущениях на постоянную времени T имеем $T_0 \approx T$; $\xi_0 \approx \xi$. Тогда передаточная функция нескорректированного привода приобретает вид

$$W(j\lambda) = \frac{k_e (1-j\lambda T_0 / 2)}{(j\lambda)^2 [1 + 2\xi T (j\lambda) + T^2 (j\lambda)^2]}. \quad (5-69)$$

ЛАХ следящего привода приведена на рис. 5-42 (кривая 1). На частоте $\lambda = 1/T$ коэффициент передачи следящего привода $|W(j\lambda)| = k_e T^2 / (2\xi)$, т. е. нескорректированный привод имеет положительный запас по модулю при $k_e T^2 < \xi$ или $\omega_0 T < \sqrt{2\xi}$, где $\omega_0 = \sqrt{k_e}$ — базовая частота нескорректированного следящего ЦЭП.

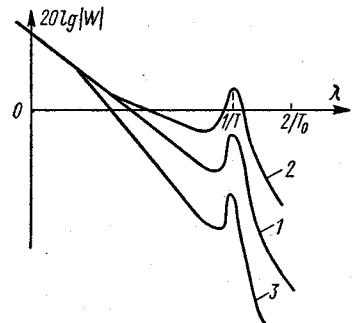


Рис. 5-42. ЛАХ ЦЭП с псевдолинейным ЦФ

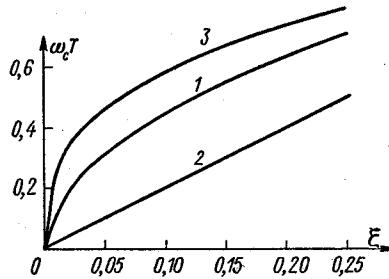


Рис. 5-43. Зависимости $\omega_c T = f(\xi)$ для ЦЭП с псевдолинейным ЦФ

При коррекции следящего ЦЭП линейным звеном $D(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$ условие устойчивости приобретает вид $\omega_c T < 2\xi$. ЛАХ привода в этом случае соответствует кривой 2 на рис. 5-42.

При использовании ПЦФ с $D_1(z) = (1-d)/(1-dz^{-1})$ и $D_2(z) = 1 + \alpha(1-z^{-1})$ ЛАХ привода (рис. 5-42, кривая 3) приобретает участок с наклоном -60 дБ/дек, поэтому условие устойчивости в высокочастотной области имеет вид $\omega_c T \leq \sqrt{2}\xi$. Если $d=0$, то ЛАХ скорректированного привода практически совпадает с ЛАХ нескорректированного привода (кривая 1) и условие устойчивости имеет вид $\omega_c T < \sqrt{2}\xi$. Зависимости $\omega_c T = f(\xi)$ для рассмотренных случаев коррекции следящих ЦЭП приведены на рис. 5-43.

Из сравнения полученных зависимостей очевидно, что лучшими возможностями в отношении устойчивости следящих ЦЭП с упругим звеном обладают ПЦФ с апериодическим звеном в амплитудном канале. Так, например, ЦЭП с параметрами $k = 4000 \text{ с}^{-2}$, $T = 0,005 \text{ с}$; $\xi = 0,05$; $T_0 = 1/400 \text{ с}$ при коррекции линейным звеном неустойчив, при использовании ПЦФ с $D_1(z) = 1$ находится на границе устойчивости ($\omega_c T = -0,316 = \sqrt{2}\xi$), а в случае $D_1(z) = (1-d)/(1-dz^{-1})$ имеет запас устойчивости, равный 6,7 дБ.

Сравнительный анализ качества переходных процессов проводится для передаточной функции непрерывной части следящих ЦЭП вида $W_b(p) = k_bp^{-2}$. Методом переменных состояния были вычислены зависимости $\sigma = f(\omega_0 t_1)$ (где σ — максимальное перерегулирование, $\omega_0 t_1$ — относительное время первого переключения в системе) для рассматриваемых шести типов ЦЭП с нелинейными корректирующими устройствами. Эти зависимости, а также выражения первых производных $d\sigma/d(\omega_0 t_1)$ приведены в табл. 5-4. На рис. 5-44 представлено семейство графиков $\alpha = \varphi(\omega_0 t_1)$ для нескольких значений параметра $\omega_0 T_0$, позволяющее осуществить выбор коэффициента α , принадлежащего передаточной функции цифрового корректирующего звена в канале переключения с $D_2(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$, а на рис. 5-45, 5-46 приведены графики зависимостей $\sigma = f(\omega_0 t_1)$ для некоторых значений параметров нелинейных ЦКУ шести типов. Из сравнения этих графиков можно сделать следующие выводы: 1) во всех приводах с нелинейными ЦКУ при

Таблица 5-4. Зависимости $\sigma = f(\omega_0 t_1)$ и $d\sigma/d(\omega_0 t_1)$

Тип цифрового электропривода	$\sigma(\omega_0 t_1) \cdot 10^{-2}$	$d\sigma/d(\omega_0 t_1)$
С ПЦФ при $\omega_0 t_1 \geq \pi/4$	$\sqrt{\sin^2 \omega_0 t_1 + k \cos^2 \omega_0 t_1}$	$\frac{1-k}{\sqrt{\sin^2 \omega_0 t_1 + k \cos^2 \omega_0 t_1}} \frac{1}{2}$
С переменной структурой (рис. 5-34) при $\omega_0 t_1 \geq \pi/4$	$\sqrt{\sin^2 \omega_0 t_1 + k \cos^2 \omega_0 t_1}$	
С НДКУ форсирующего типа (рис. 5-30, а)	$\sqrt{\sin^2 \omega_0 t_1 - 2 \cos \omega_0 t_1}$	$\frac{\sin \omega_0 t_1 (1 + \cos \omega_0 t_1)}{\sqrt{\sin^2 \omega_0 t_1 - 2 \cos \omega_0 t_1}}$
С НДКУ в цепи обратной связи (рис. 5-39, б) при $\omega_0 \alpha_{sc} T_0 < 2$	$\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1} \exp\left(-\frac{at_2}{2}\right)$	$\frac{-\frac{a}{2} \sin^2 \omega_0 t_1}{\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1}}$
	$\frac{at_2}{\sqrt{\omega_0^2 - \frac{a^2}{4}}} \arctg \frac{\sqrt{1 - \frac{a^2}{4\omega_0^2}}}{\tfrac{a}{2\omega_0}} \tfrac{a}{\tfrac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1 - \frac{a}{2\omega_0}}$	$a = \alpha_{sc} T_0 \omega_0^2$

Продолжение табл. 5-4

Тип цифрового электропривода	$\sigma(\omega_0 t_1) \cdot 10^{-2}$	$d\sigma/d(\omega_0 t_1)$
б) при $\omega_0 \alpha_{o,c} T_0 = 2$	$(\sin \omega_0 t_1 - \cos \omega_0 t_1) \exp \frac{\cos \omega_0 t_1}{\cos \omega_0 t_1 - \sin \omega_0 t_1}$	$\frac{a}{\omega_0} \frac{-\frac{a t_2}{2}}{\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1}}$
в) при $\omega_0 \alpha_{o,c} T_0 > 2$	$\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1} \exp \left(-\frac{a t_2}{2} \right);$ $a t_2 = \frac{a}{\sqrt{\frac{a^2}{4\omega_0^2} - 1}} \operatorname{arth} \frac{\sqrt{\frac{a^2}{4\omega_0^2} - 1}}{\operatorname{tg} \omega_0 t_1 - \frac{a}{2\omega_0}};$ $a = \alpha_{o,c} T_0 \omega_0$	$\frac{a}{\omega_0} \frac{e^{-a t_2} \sin^2 \omega_0 t_1}{\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1}}$

Релейный НДКУ в цепи обратной связи
а) при $\omega_0 \alpha_{o,c} T_0 < 2$

$$a t_2 = \frac{a}{\sqrt{\omega_0^2 - \frac{a^2}{4}}} \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - \frac{a^2}{4\omega_0^2}}}{\frac{1 - 0,5\omega_0^2 t_1^2}{2\omega_0}} \frac{a}{2\omega_0};$$

$$a = \alpha_{o,c} T_0 \omega_0^2$$

Тип цифрового электропривода	$\sigma(\omega_0 t_1) \cdot 10^{-2}$	$d\sigma/d(\omega_0 t_1)$
б) при $\omega_0 \alpha_{o,c} T_0 = 2$	$\frac{1}{2} e^{-2\omega_0 t_2} \left(1 + \left(\frac{\omega_0^2 t_1^2}{2} \right)^2 - a t_1 \left(1 - \frac{\omega_0^2 t_1^2}{2} \right) \right);$ $a t_2 = \frac{1 - 0,5\omega_0^2 t_1^2}{0,5\omega_0^2 t_1^2 + \omega_0 t_1 - 1}$	$\frac{a}{\omega_0} \frac{e^{-a t_2} (\omega_0 t_1)^2 \left(1 + \frac{\omega_0}{2a} \omega_0 t_1 \right)}{\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1}}$
в) при $\omega_0 \alpha_{o,c} T_0 > 2$	$\frac{1}{2} e^{-2\omega_0 t_2} [1 + (0,5\omega_0^2 t_1^2)^2 - a t_1 (1 - 0,5\omega_0^2 t_1^2)];$ $a t_2 = \frac{a}{\sqrt{\frac{a^2}{4} - \omega_0^2}} \operatorname{arth} \frac{\frac{\omega_0 t_1}{\sqrt{4\omega_0^2 - 1}}}{\frac{1 - 0,5\omega_0^2 t_1^2}{2\omega_0} - \frac{a}{2\omega_0}};$ $a = \alpha_{o,c} T_0 \omega_0^2$	$e^{-\frac{a t_2}{2}} \frac{\frac{a}{\omega_0} \sin^2 \omega_0 t_1 + \frac{1-k}{2} \sin 2\omega_0 t_1}{\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1 + (k-1) \cos^2 \omega_0 t_1}}$
с ПЦФ и НДКУ в цепи обратной связи	$\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1 + (k-1) \cos^2 \omega_0 t_1} \exp \left(-\frac{a t_2}{2} \right);$ $a t_2 = \frac{a}{\sqrt{\frac{a^2}{4} - k\omega_0^2}} \operatorname{arth} \frac{\sqrt{0,25a^2\omega_0^{-2} - k}}{\operatorname{tg} \omega_0 t_1 - \frac{a}{2\omega_0}}$	$\frac{a}{\omega_0} \frac{\sin^2 \omega_0 t_1 + \frac{1-k}{2} \sin 2\omega_0 t_1}{\sqrt{1 - \frac{a}{2\omega_0} \sin 2\omega_0 t_1 + (k-1) \cos^2 \omega_0 t_1}}$

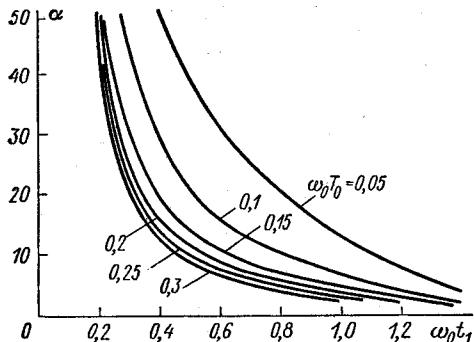


Рис. 5-44. Зависимости $\alpha = f(\omega_0 t_1)$ для различных значений параметра $\omega_0 T_0$

соответствующем выборе параметров возможно обеспечить максимальное перегруппирование σ , близкое к нулю; 2) приводы 1 и 2 при $k \geq 0$ малоэффективны с точки зрения обеспечения малых σ ; 3) приводы 1, 2, 3 и 6 весьма чувствительны к изменению параметра $\omega_0 t_1$, что определяется большой крутизной характеристики $\sigma = f(\omega_0 t_1)$ в области малых значений σ , а приводы 4 и 5 в этой области обладают минимальной чувствительностью, что делает предпочтительным их использование при переменных параметрах системы ω_0 и T_0 .

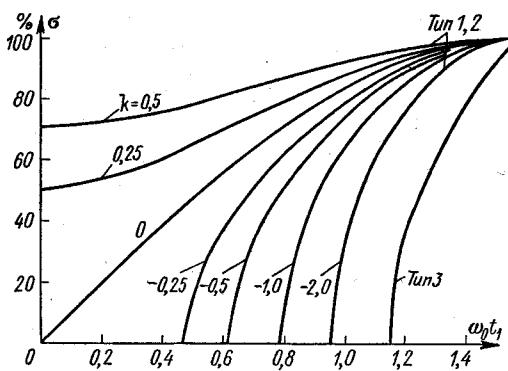


Рис. 5-45. Зависимости $\sigma = f(\omega_0 t_1)$ для следящих ЦЭП разного типа

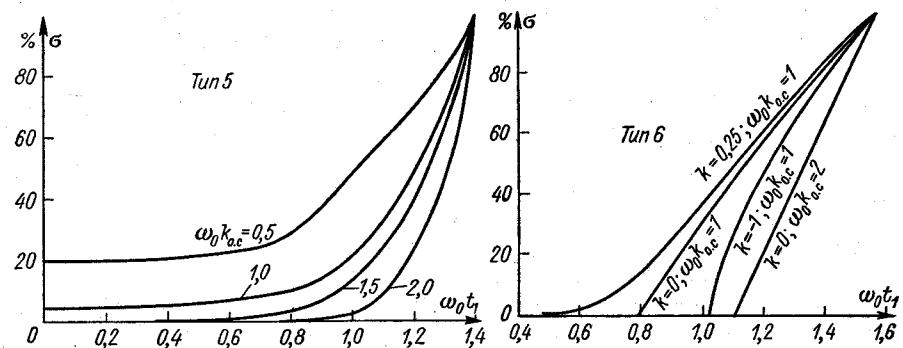
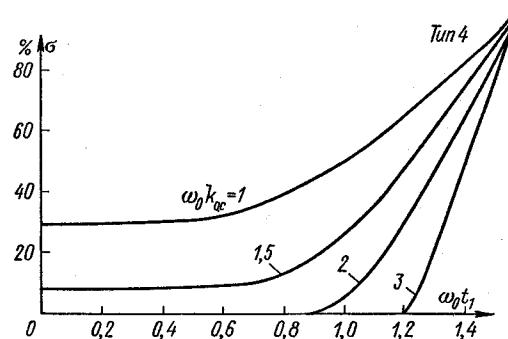


Рис. 5-46. Зависимости $\sigma = f(\omega_0 t_1)$ для следящих ЦЭП разного типа

Рассмотрим зависимости чувствительности качественных показателей ЦЭП от параметров нескорректированного привода (ω_0 и T_0) более подробно. На рис. 5-47, а представлены графики изменения переключающего сигнала y для двух случаев: 1) когда передаточная функция линейного звена в канале переключения $D_2(z)$ выбрана таким образом, что переключение происходит в момент времени $t_1' = nT_0$ (кривая 1); 2) для небольшого уменьшения параметра ω_0 ; при этом момент переключения в системе изменяется на период дискретности и совпадает с моментом $t_1'' = (n+1)T_0$ (кривая 2). Это изменение момента переключения может существенно повлиять на качественные показатели следящих ЦЭП, особенно при значительном параметре $\omega_0 T_0$. Так, в приводе 1 при $k = -1$ и $\omega_0 T_0 = 0,3$ максимальное перерегулирование может изменяться от 0 до 75 % ($\omega_0 t_1' = 0,785$ и $\omega_0 t_1'' = 1,085$), что для большинства практических следящих ЦЭП явно недопустимо. В приводах 4 и 5 при $\omega_0 k_{0c} = 2$ изменение перерегулирования при изменении $\omega_0 t_1$ на 0,3 составляет 15 и 7 % соответственно. Допустив некоторое снижение быстродействия, т. е. уменьшив расчетное значение $\omega_0 t_1'$ до 0,6, возможно получить практически постоянное перерегулирование для приводов 4 и 5, но для привода 1 при $\omega_0 t_1' = 0,6$ будет иметь место затянутый по времени переходный процесс, а при $\omega_0 t_1'' = 0,9$ — процесс с перерегулированием, равным 48 %.

Эффект квантования по времени может быть несколько ослаблен для приводов 1, 2, 3 и 6 путем уменьшения T_0 , т. е. параметра $\omega_0 T_0$. Однако это уменьшение допустимо лишь в известных пределах, так как значительное уменьшение T_0 может усложнить реализацию цифровых фильтров и усилить эффект квантования по уровню. Другим способом ослабления эффекта квантования по времени является использование экстраполирующих и интерполирующих фильтров. На рис. 5.47, б приведена структурная схема следящего ЦЭП с псевдолинейным ЦФ ($k = -1$), включающего в себя экстраполирующее устройство, расположенное на выходе линейного цифрового фильтра в канале переключения. Устройство сокращения кода, включенное между линейным фильтром и экстраполятором, уменьшает разрядность выходного сигнала фильтра и позволяет упростить схему всего корректирующего

устройства. В качестве экстраполатора можно применить, например, устройство, схема которого приведена на рис. 5-47, в [8]. Это устройство включает в себя регистр памяти $RП$ и цифровой сумматор Σ (на выходе которого получают модуль и знак первой разности входного сигнала x), управляемый делитель частоты (частота выходных импульсов которого пропорциональна модулю ∇x) и реверсивный счетчик PC , в который записывается (в начале цикла работы устройства) число x и режим работы которого (сложение или вычитание) определяется знаком числа ∇x .

Экстраполирующее устройство существенно ослабляет эффект квантования по времени, и чувствительность качественных показателей определяется лишь изменением параметров непрерывной части ЦЭП. Для иллюстрации эффекта от введения экстраполирующего устройства на рис. 5-48, а приведены графики переходных процессов в следящем ЦЭП без экстраполатора (кривая 1) и с экстраполатором (кривая 2). Экстраполирующее устройство, как видно из рисунка, обеспечивает переходный процесс с $\sigma = 2\%$ (без экстраполатора $\sigma = 61\%$).

Весьма существенное влияние на качество переходных процессов ЦЭП мо-

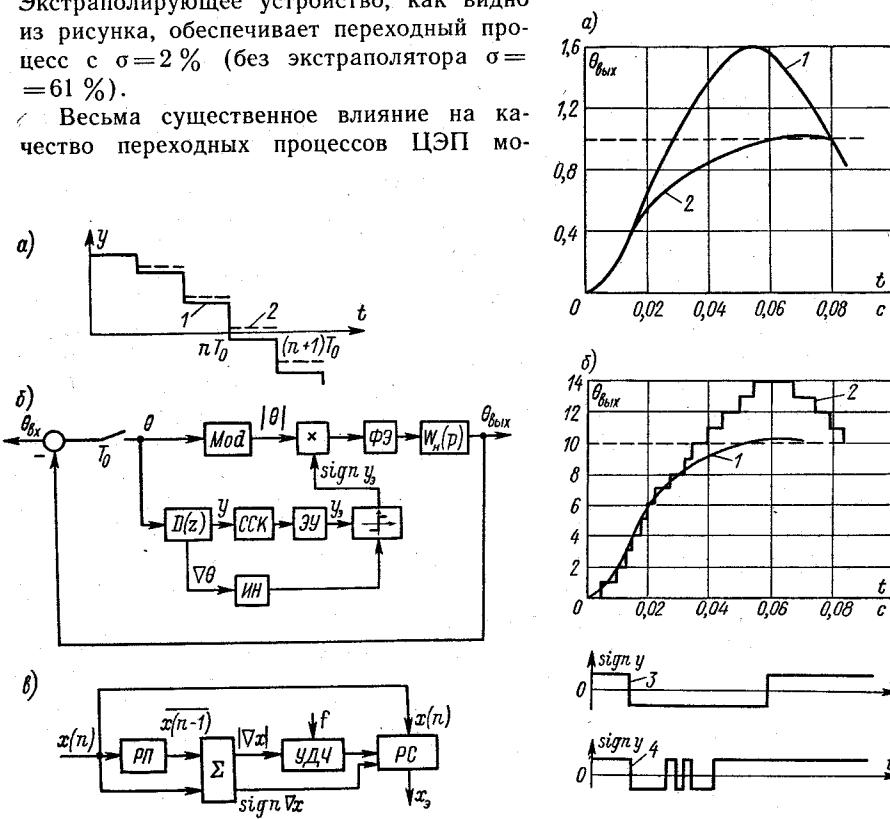


Рис. 5-47. Графики изменения переключающего сигнала y (а); структурная схема ЦЭП с псевдолинейным ЦФ и экстраполатором (б); схема экстраполатора (в)

Рис. 5-48. Эпюры выходных сигналов в следящем ЦЭП с псевдолинейным ЦФ: а — при учете квантования по времени; б — при учете квантования по уровню

жет оказывать и квантование по уровню. На рис. 5-48, б приведены эпюры сигналов θ_{bxh} и $sign y$ (знаковый разряд выходного сигнала цифрового фильтра) при отработке следящим ЦЭП ступенчатого воздействия, рассчитанные без учета квантования по уровню (кривые 1 и 3) и при учете квантования по уровню (кривые 2 и 4 соответственно). Ухудшение качества переходного процесса обусловлено неоднократным изменением знака сигнала y (кривая 4) при согласовании следящего ЦЭП. Для устранения этого недостатка следует исключить нежелательное изменение знака переключающего сигнала. Для этого в ЦЭП (рис. 5-47, б) вводят индикатор нулевого сигнала $ИH$, на вход которого подается сигнал первой разности сигнала ошибки и выходной сигнал которого запрещает изменение информации при $\nabla x=0$.

Таким образом, лучшими показателями в отношении качества переходных процессов обладают следящие электроприводы с нелинейными динамическими корректирующими устройствами в цепи обратной связи по скорости. В тех же случаях, когда необходимо использовать ПЦФ (например, в следящих ЦЭП с упругим звеном), его целесообразно выполнять согласно рис. 5-47, б. Следящие приводы типа 4 и 5, как показано на рис. 5-49, на котором представлены гистограммы величины $\omega_0 t_c$ (t_c — время первого согласования в системе) для всех приводов при $\sigma = 5\%$, обладают и более высоким быстродействием по сравнению с приводами типа 1, 2 и 6. Следует отметить, что параметр $\omega_0 t_c$ для ЦЭП 5 и 6 определен без учета насыщения сигнала m , поэтому время t_c следящего привода 5 получено меньшим, чем в релейном ЦЭП типа 3.

Для оценки точностных характеристик сравниваемых следящих ЦЭП при синусоидальном входном воздействии были рассчитаны дина-

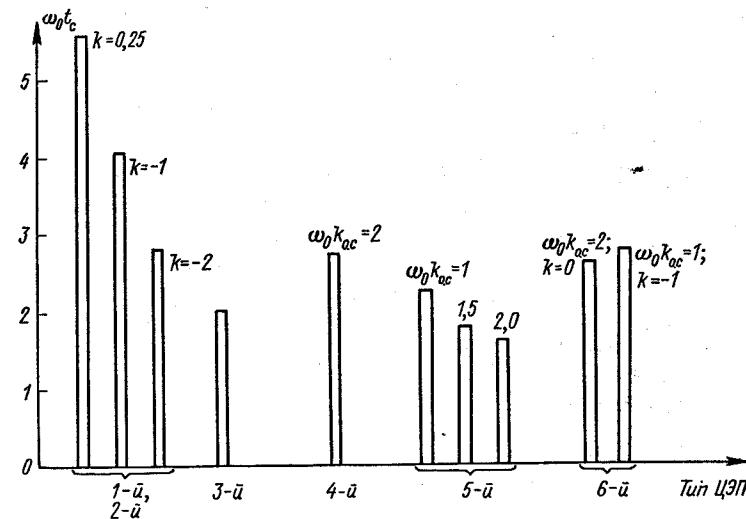


Рис. 5-49. Гистограммы величины $\omega_0 t_c$ для следящих ЦЭП типа 1—6

мические ошибки при отработке сигнала $\theta_{bx}(t) = 10^\circ \sin 10t$ для следующих параметров непрерывной части ЦЭП и цифровых фильтров: $W_n(p) = 300 / [p(1 + 0,1p)]$; $T_0 = 0,005$ с; $D(z) = 1 + 4(1 - z^{-1})$; $\alpha_{oc} = 4$.

Как видно из сравнения графиков ошибок (рис. 5-50), в отличие от ЦЭП с линейной коррекцией (кривая 6) в ЦЭП с нелинейными ЦКУ синусоидальный характер установившейся ошибки заметно искажен. Максимальной ошибкой обладает ЦЭП с переменной структурой (кривая 2) [причем ошибка в этом случае примерно соответствует системе с обратной связью по скорости $\alpha_{oc}(1 - z^{-1})$], а минимальной — релейный следящий привод с НДКУ в цепи обратной связи (кривая 6). Динамическая ошибка в приводах с псевдолинейным ЦФ, НДКУ в прямом канале и НДКУ в цепи обратной связи (кривые 1, 3 и 4 соответственно) несколько превышает (в 1,4—1,8 раза) соответствующую величину для линейной системы (кривая 6), причем чем эффективнее устройство в отношении качественных показателей следящих ЦЭП при ступенчатых воздействиях, тем больше динамическая ошибка при отработке синусоидального сигнала. Если принять точность следящего ЦЭП с линейным ЦКУ за 1, то относительная точность привода других типов имеет следующие значения:

Тип ЦЭП	1	2	3	4	5	6
Относительная ошибка	1,38	4,66	1,66	1,83	0,68	1

В заключение следует отметить, что сравнивались ЦЭП с одинаковым передаточным коэффициентом непрерывной части $k = 300 \text{ с}^{-1}$ (при котором эти ЦЭП имеют разное качество переходных процессов

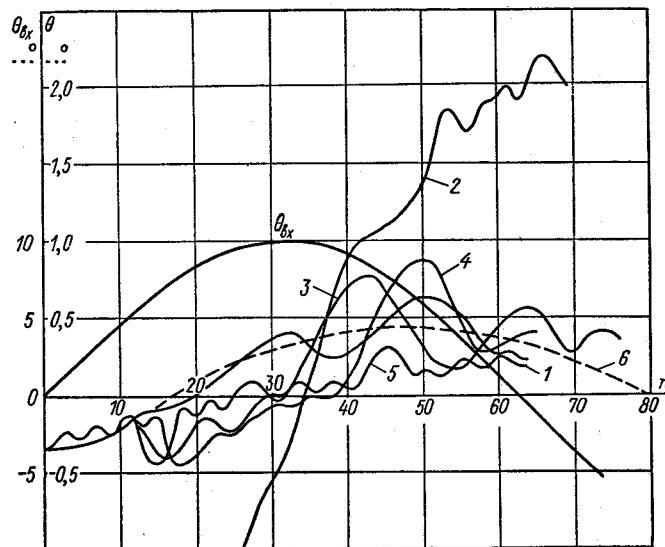


Рис. 5-50. Графики изменения $\theta_{bx}(n)$ и $\theta(n)$ при отработке входного сигнала $\theta_{bx}(t) = 10^\circ \sin 10t$

и запас устойчивости). Учитывая тот факт, что у ЦЭП с линейным ЦКУ допустимый передаточный коэффициент k минимум вдвое меньше, чем у следящих приводов с нелинейными ЦКУ (см. табл. 5-3), можно утверждать, что в ЦЭП с нелинейными ЦКУ может быть достигнута существенно большая точность, чем в ЦЭП с линейной коррекцией.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

МЕТОДЫ СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

6-1. Общие замечания

Под синтезом ЦЭП обычно понимают инженерную задачу, заключающуюся в выборе типа и расчете параметров корректирующих устройств, обеспечивающих требуемые динамические свойства проектируемого привода. Методологический подход к решению проблемы синтеза ЦЭП заключается в разделении процесса проектирования на ряд этапов, основными из которых являются:

обоснование рациональной структуры ЦЭП и типа корректирующих устройств, обеспечивающих необходимые запасы устойчивости и качество переходных процессов при линеаризованной непрерывной части системы;

параметрический синтез корректирующих устройств при линеаризованной непрерывной части системы с учетом основных нелинейностей ЦЭП;

выбор и расчет специальных корректирующих устройств, устанавливаемых на входе ЦЭП и предназначенных для обеспечения заданной точности либо близких к оптимальным режимов работы ЦЭП.

Наиболее ответственным и наименее подверженным машинным методам проектирования в настоящее время является первый этап — выбора структурной схемы ЦЭП и типа корректирующих устройств. Известно, что возможности коррекции для ЦЭП значительно шире, чем для электроприводов непрерывного типа, поскольку в первом случае могут быть использованы все известные средства коррекции непрерывного типа, а также цифровые средства коррекции. Поэтому на этом этапе существенную роль играют опыт, профессиональная подготовка и интуиция инженера-проектировщика.

Универсальным методом параметрического синтеза корректирующих устройств, проводимого с учетом основных нелинейностей ЦЭП, является моделирование на универсальных цифровых вычислительных машинах и на аналого-цифровых комплексах. Однако этот метод не может быть использован без параллельного аналитического исследования, предназначенного для обоснования выбранной структурной схемы ЦЭП, определения его основных качественных показателей и предварительного выбора параметров корректирующих устройств. При этом аналитические методы позволяют исследовать вопрос в общем виде и среди многих решений проблемы синтеза ЦЭП найти оптимальное

решение, обеспечивая при этом экономию машинного времени ЦВМ за счет просмотра меньшего числа вариантов.

В современной научно-технической литературе, посвященной вопросам теории систем автоматического управления, можно проследить два основных подхода к анализу и синтезу систем. Первый подход заключается в определении передаточных функций отдельных звеньев системы и вычислении общих передаточных функций разомкнутой и замкнутой системы, с помощью которых осуществляется анализ устойчивости и качества системы в целом. Этот подход характерен для большинства методов расчета непрерывных и импульсных систем автоматического управления, описываемых линейными (линеаризованными) дифференциальными или разностными уравнениями. К методам, применяемым для анализа и синтеза цифровых и импульсных систем и использующим указанный выше подход, относится прежде всего метод z -преобразования и ряд производных от него методов, каждому из которых соответствует аналогичный метод в теории непрерывных систем. Основными из них являются: а) метод логарифмических частотных характеристик, основанный на билинейном преобразовании комплексной плоскости z в плоскость w [15, 25, 50; 54]; б) метод корневого годографа [23].

Второй подход к расчету систем автоматического управления основан на описании динамики автоматических систем дифференциальными или разностными уравнениями первого порядка. На практике этот подход часто реализуется с помощью схем переменных состояния либо сигнальных графов системы. Метод переменных состояния (или пространства состояний) [49, 57] более универсален по сравнению с методами первой группы и позволяет решать задачи анализа и синтеза различных классов импульсных систем, в том числе и нелинейных. Кроме того, использование в этой группе методов векторно-матричных обозначений не только упрощает математические выражения, описывающие динамику системы, но и позволяет широко применять ЦВМ для анализа и синтеза цифровых систем. Ниже будут рассмотрены вопросы синтеза ЦЭП с цифровыми корректирующими устройствами указанными выше методами.

6-2. Синтез ЦЭП методом логарифмических частотных характеристик

Метод логарифмических частотных характеристик обычно используется для определения частотных передаточных функций ЦКУ, приближающих динамические показатели системы к желаемым. Наиболее эффективно этот метод применяется для синтеза систем с линейными либо псевдолинейными ЦКУ, поскольку в таких системах частотные характеристики звеньев не зависят от амплитуды входных сигналов. Как показано в [15, 54], в общем случае синтез цифровых систем методом логарифмических частотных характеристик проводится в три этапа:

1. По известной передаточной функции непрерывной части системы $W_n(p)$ находится передаточная функция нескорректированной системы

$W(j\lambda)$, по которой строится асимптотическая ЛАХ в области псевдо-частоты λ . Наиболее часто в практике проектирования цифровых электроприводов встречаются следующие шесть типов передаточных функций непрерывной части:

а.

$$W_n(p) = \frac{k}{p(1+T_1p)(1+T_2p)\dots(1+T_np)}, \quad (6-1)$$

где $T_1 > \omega_c^{-1} = \sqrt{T_1 k^{-1}} > T_2 > \dots > T_n$.

Частотная передаточная функция нескорректированной системы для этого случая может быть записана в виде [54]

$$W(j\lambda) = \frac{k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) \left[1 + j\lambda \left(\frac{T_0}{2} - T_{s1}\right) - (j\lambda)^2 \left(\frac{T_0}{2} T_{s1} - T_{s2}^2\right)\right]}{j\lambda (1 + j\lambda T_1) \left(1 + j\lambda \frac{T_0}{2}\right)}, \quad (6-2)$$

где эквивалентные постоянные времени T_{s1} и T_{s2} определяются формулами: $T_{s1} = \sum_{i=2}^n T_i$; $T_{s2}^2 = T_2^2 + T_3^2 + \dots + T_n^2 + T_2 T_3 + \dots + T_2 T_n + \dots + T_{n-1} T_n$.

Если выполняется условие

$$T_{s2}^2 \ll T_0 T_{s1}/2, \quad (6-3)$$

то выражение (6-2) несколько упрощается и приводится к виду

$$W(j\lambda) = k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) (1 - j\lambda T_{s1}) / [j\lambda (1 + j\lambda T_1)]. \quad (6-4)$$

б. $W_n(p) = k/p (1+T_1p)(1+T_2p)\dots(1+T_np), \quad (6-5)$

где $\omega_c^{-1} = k^{-1} > T_1 > T_2 > \dots > T_n$.

В этом случае частотная передаточная функция нескорректированной системы имеет вид

$$W(j\lambda) = k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) \left[1 + j\lambda \left(\frac{T_0}{2} - T_{s1}\right)\right] / \left[j\lambda \left(1 + j\lambda \frac{T_0}{2}\right)\right], \quad (6-6)$$

где $T_{s1} = \sum_{i=1}^n T_i$;

в. $W_n(p) = k/[p^2 (1+T_1p)(1+T_2p)\dots(1+T_np)], \quad (6-7)$

где $\omega_c^{-1} = \sqrt{k^{-1}} > T_1 > T_2 > \dots > T_n$.

Частотная передаточная функция в этом случае может быть записана в виде

$$W(j\lambda) = \frac{k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) \left[1 + j\lambda \left(\frac{T_0}{2} - T_{s1}\right) - (j\lambda)^2 \left(\frac{T_0}{2} T_{s1} - T_{s2}^2\right)\right]}{- (j\lambda)^2 \left(1 + j\lambda \frac{T_0}{2}\right)}, \quad (6-8)$$

где $T_{s1} = \sum_{i=1}^n T_i$; $T_{s2}^2 = T_1^2 + T_2^2 + \dots + T_n^2 + T_1 T_2 + \dots + T_1 T_n + \dots + T_{n-1} T_n$.

При выполнении условия (6-3) выражение (6-8) приобретает вид

$$W(j\lambda) = k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) (1 - j\lambda T_{s1}) / (j\lambda)^2. \quad (6-9)$$

г. $W_h(p) = k / [(1 + T_1 p)(1 + T_2 p) \dots (1 + T_n p)], \quad (6-10)$

где $T_1 > T_2 > \omega_c^{-1} = \sqrt{T_1 T_2 k^{-1}} > T_3 > T_4 > \dots > T_n$.

Частотная передаточная функция $W(j\lambda)$ для этого случая может быть записана в виде

$$W(j\lambda) = \frac{k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) \left[1 + j\lambda \left(\frac{T_0}{2} - T_{s1}\right) - (j\lambda)^2 \left(\frac{T_0}{2} T_{s1} - T_{s2}^2\right)\right]}{(1 + j\lambda T_1)(1 + j\lambda T_2) \left(1 + j\lambda \frac{T_0}{2}\right)}, \quad (6-11)$$

где $T_{s1} = \sum_{i=3}^n T_i$; $T_{s2}^2 = T_3^2 + T_4^2 + \dots + T_n^2 + T_3 T_4 + \dots + T_3 T_n + \dots + T_{n-1} T_n$.

Если выполняется условие (6-3), то

$$W(j\lambda) = \frac{k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) (1 - j\lambda T_{s1})}{(1 + j\lambda T_1)(1 + j\lambda T_2) \left(1 + j\lambda \frac{T_0}{2}\right)}. \quad (6-12)$$

д. $W_h(p) = \frac{k (1 + 2\xi T p)}{p (1 + T_1 p)(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)}, \quad (6-13)$

где $T_1 > \omega_c^{-1} = \sqrt{T_1 k^{-1}} > T$; $0 < \xi < 1$.

Таким видом передаточной функции непрерывной части обладают следящие ЦЭП, содержащие упругое звено в кинематической цепи исполнительный двигатель — датчик обратной связи [17]. Частотная передаточная функция нескорректированной системы для этого случая может быть записана следующим образом:

$$W(j\lambda) = \frac{k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) [1 + 2\xi T_s (j\lambda) + (T_s^2 - T^2) (j\lambda)^2 - A (j\lambda)^3]}{(j\lambda)(1 + j\lambda T_1)[1 + 2\xi T_s (j\lambda) + T_s^2 (j\lambda)^2]}, \quad (6-14)$$

где

$$A = \frac{T_0 T^2}{2} \frac{1 - d^2 - (\xi d \sin \omega_0 T_0) / (\omega_0 T)}{1 - 2d \cos \omega_0 T_0 + d^2};$$

$$\omega_0 = \sqrt{1 - \xi^2} T^{-1}; \quad d = \exp(-\xi T_0 / T);$$

$$T_s = 0,5T \sqrt{\frac{1 + 2d \cos \omega_0 T_0 + d^2}{1 - 2d \cos \omega_0 T_0 + d^2}}; \quad \xi_s = \frac{1 - d^2}{\sqrt{(1 + d^2)^2 - 4d^2 \cos^2 \omega_0 T_0}}.$$

Если $T > T_0/2$, то выражение (6-14) приобретает вид

$$W(j\lambda) = k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) / [(j\lambda)(1 + j\lambda T_1)[1 + 2\xi T_s j\lambda + T_s^2 (j\lambda)^2]]. \quad (6-15)$$

Если постоянная времени колебательного звена T близка к $T_0/2$, то эквивалентные постоянные времени T_s и коэффициент затухания ξ_s будут существенно отличаться от T и ξ . При этом для $\xi \ll 1$ формула (6-14) может быть преобразована к виду

$$W(j\lambda) = \frac{k \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2}\right) (1 + j\lambda \tau_{s1})(1 - j\lambda \tau_{s2})}{j\lambda (1 + j\lambda T_1)[1 + 2\xi_s T_s j\lambda + (j\lambda)^2 T_s^2]}, \quad (6-16)$$

где $T_s^2 = 0,25 T_0^2 \operatorname{tg}^{-2}[T_0/(2T)]$; $\xi_s = \xi \frac{T_0}{T \sin(T_0/T)}$; $\tau_{s1,2} = \xi_s T_s \pm \sqrt{T^2 - T_s^2}$.

е. $W_h(p) = \frac{k (1 + 2\xi T p)}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)}, \quad (6-17)$

где $T_1 > T_2 > \omega_c^{-1} = \sqrt{T_1 T_2 k^{-1}} > T$; $0 < \xi < 1$. Этот вид передаточной функции непрерывной части соответствует ЦЭП регулируемой скорости с упругим звеном в кинематической цепи двигатель — датчик обратной связи. Аналогичные выражения для частотной передаточной функции нескорректированной системы при $T > T_0/2$ и $T < T_0/2$ имеют вид:

$$W(j\lambda) = \frac{k (1 - j\lambda T_0/2)}{(1 + j\lambda T_1)(1 + j\lambda T_2)[1 + 2\xi T_s j\lambda + T_s^2 (j\lambda)^2]}; \quad (6-18)$$

$$W(j\lambda) = \frac{k (1 - j\lambda T_0/2)(1 + j\lambda \tau_{s1})(1 - j\lambda \tau_{s2})}{(1 + j\lambda T_1)(1 + j\lambda T_2)[1 + 2\xi_s T_s j\lambda + T_s^2 (j\lambda)^2]}. \quad (6-19)$$

2. Строится желаемая ЛАХ ЦЭП, которая бы удовлетворяла поставленным требованиям. При использовании линейных ЦКУ желаемая ЛАХ ЦЭП в низкочастотной области строится по тем же правилам, что и соответствующие характеристики непрерывных систем. Основные отличия проявляются при построении желаемой ЛАХ в области средних и высоких частот, где должны выполняться следующие два условия: а) поскольку передаточная функция нескорректированной ЦЭП $W(j\lambda)$ зачастую содержит нули, лежащие в правой полуплоскости, то для выполнения условия нечувствительности качественных показателей ЦЭП к небольшим изменениям ее параметров необходимо, чтобы желаемая ЛАХ включала в себя эти нули [54]; б) с учетом указанного выше обстоятельства постоянные времени $1/\lambda_i$, вносимые ЦКУ, должны определяться соотношениями:

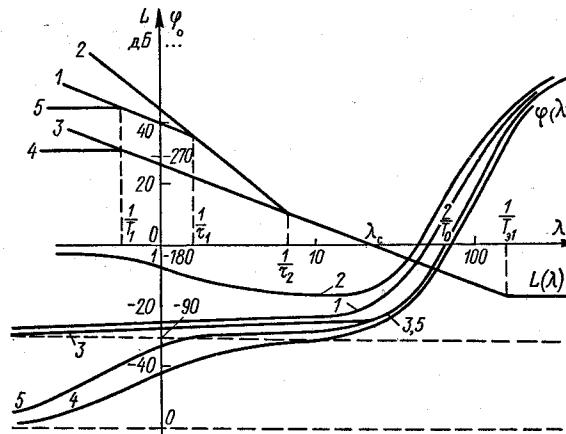


Рис. 6-1. Типовые логарифмические частотные характеристики ЦЭП с линейной коррекцией

$$\sum \frac{1}{\lambda_i} \leq \frac{1}{\lambda_c} \frac{M}{M+1} - \frac{T_0}{2} - T_{s1} \quad (6-20)$$

для ЛАХ, имеющих наклон -40 дБ/дек выше оси частот, и

$$\sum \frac{1}{\lambda_i} \leq (M^2 + M\sqrt{M^2 - 1})/(2k) - T_0/2 - T_{s1} \quad (6-21)$$

для ЛАХ, имеющих наклон не больше -20 дБ/дек выше оси частот.

В формулах (6-20) и (6-21) параметры T_0 и T_{s1} соответствуют периоду дискретности системы и суммарной постоянной времени непрерывной части, а λ_c — частоте среза.

На рис. 6-1 изображены типовые логарифмические амплитудно-частотные характеристики $L(\lambda)$ трех основных типов ЦЭП, причем кривые 1 и 3 соответствуют ЦЭП с астатизмом первого порядка, кривая 2 — с астатизмом второго порядка, а кривые 4 и 5 — с астатизмом нулевого порядка. Все типовые ЛАХ имеют в области средних частот асимптоты с наклоном -20 дБ/дек и отличаются одна от другой лишь наклоном в низкочастотной области. В области высоких частот формы ЛАХ принятые одинаковыми. Передаточные функции, соответствующие приведенным на рис. 6-1 желаемым ЛАХ, соответственно имеют вид:

$$W_1(j\lambda) = \frac{k(1+j\lambda\tau_2)(1-j\lambda T_0/2)(1-j\lambda T_{s1})}{j\lambda(1+j\lambda\tau_1)(1+j\lambda T_0/2)}, \quad (6-22)$$

где $T_0 + T_{s1} \leq M/[\lambda_c(M+1)]$;

$$W_2(j\lambda) = \frac{k(1+j\lambda\tau_2)(1-j\lambda T_0/2)(1-j\lambda T_{s1})}{(j\lambda)^2(1+j\lambda T_0/2)}, \quad (6-23)$$

где $T_0 + T_{s1} \leq M/[\lambda_c(M+1)]$;

$$W_3(j\lambda) = k(1-j\lambda T_0/2)(1-j\lambda T_{s1})/[j\lambda(1+j\lambda T_0/2)], \quad (6-24)$$

где $T_0 + T_{s1} \leq (M^2 + M\sqrt{M^2 - 1})/(2k)$;

$$W_4(j\lambda) = k(1-j\lambda T_0/2)(1-j\lambda T_{s1})/[(1+j\lambda T_1)(1+j\lambda T_0/2)], \quad (6-25)$$

где $T_0 + T_{s1} \leq (M^2 + M\sqrt{M^2 - 1})/(2k)$;

$$W_5(j\lambda) = \frac{k(1+j\lambda\tau_2)(1-j\lambda T_0/2)(1-j\lambda T_{s1})}{(1+j\lambda\tau_1)(1+j\lambda T_1)(1+j\lambda T_0/2)}, \quad (6-26)$$

где $T_0 + T_{s1} \leq M/[\lambda_c(M+1)]$.

При использовании типовых ЛАХ вида (6-22) — (6-26) необходимо, с одной стороны, следить за выполнением условий нечувствительности системы, а с другой — так формировать желаемую ЛАХ системы, чтобы максимально упростить вид передаточной функции цифрового корректирующего устройства $D(z)$. Как уже было отмечено, соблюдение условий нечувствительности требует включения в передаточную функцию $W_k(j\lambda)$ всех нулей исходной передаточной функции нескорректированной системы $W(j\lambda)$, которые лежат в правой полуплоскости. Для упрощения вида передаточной функции ЦКУ $D(z)$ следует приближать желаемую ЛАХ в высокочастотной области к ЛАХ нескорректированной системы. Типовые ЛЧХ, представленные на рис. 6-1, предназначены для синтеза цифрового электропривода с линейными ЦКУ, обладающими свойствами минимально-фазовых звеньев, имеющих жесткую взаимосвязь фазовых и амплитудных характеристик. При построении желаемых логарифмических амплитудной и фазовой характеристики систем с псевдолинейными ЦКУ необходимо соблюдать ряд специфических требований. В частности, как показано в [53], в отличие от линейных систем, когда стремится сформировать желаемую ЛАХ таким образом, чтобы она пересекала ось абсцисс с наклоном -20 дБ/дек, в системах с псевдолинейными корректирующими устройствами возможны и другие наклоны желаемой ЛАХ, например -40 или -60 дБ/дек. Важно лишь, чтобы при частоте среза фазовая характеристика обеспечивала требуемый запас устойчивости системы. Как показано в [53], выбор желаемой фазовой характеристики может быть сведен к выбору желаемого запаса по фазе $\Delta\phi_k(\lambda_c)$ на частоте $\lambda = \lambda_c$. На рис. 6-2 приведены типовые ЛАХ систем с псевдолинейными ЦКУ при наличии колебательного звена в передаточной функции нескорректированной системы (6-15). Передаточные функции, соответствующие приведенным на рис. 6-2 желаемым ЛАХ, имеют вид:

$$W_1(j\lambda) = \frac{k(1-j\lambda T_0/2)(1+j\lambda T_0/2)}{(j\lambda)^2(1+j\lambda\tau_1)[1+2\xi T j\lambda + T^2(j\lambda)^2]}; \quad (6-27)$$

$$W_2(j\lambda) = \frac{k(1-j\lambda T_0/2)(1+j\lambda T_0/2)}{(j\lambda)^2[1+2\xi T j\lambda + T^2(j\lambda)^2]}; \quad (6-28)$$

$$W_3(j\lambda) = \frac{k(1-j\lambda T_0/2)(1+j\lambda T_0/2)}{j\lambda(1+j\lambda\tau_1)(1+j\lambda\tau_2)[1+2\xi T j\lambda + T^2(j\lambda)^2]}; \quad (6-29)$$

$$W_4(j\lambda) = \frac{k(1-j\lambda T_0/2)(1+j\lambda T_0/2)}{j\lambda(1+j\lambda\tau_1)[1+2\xi T j\lambda + T^2(j\lambda)^2]}. \quad (6-30)$$

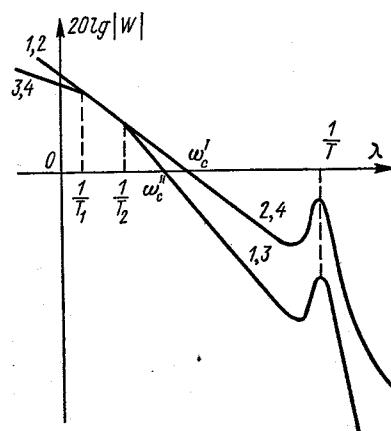


Рис. 6-2. Типовые логарифмические амплитудно-частотные характеристики ЦЭП с псевдолинейными ЦКУ

Не рекомендуется использовать псевдолинейные ЦКУ в статических ЦЭП, так как присущая им постоянная составляющая ошибки может привести к потере работоспособности привода. Поэтому при коррекции цифровых приводов регулируемой скорости необходимо в них вводить линейное интегрирующее звено, повышающее астатизм системы.

3. Из сравнения логарифмических характеристик нескорректированной системы и желаемых ЛАХ определяются частотные характеристики ЦКУ. При использовании линейных средств коррекции ЛАХ последовательного ЦКУ может быть найдена вычитанием ЛАХ нескорректированной системы из желаемой ЛАХ ЦЭП, т. е.

$$D(j\lambda) = W_{\text{ж}}(j\lambda)/W(j\lambda). \quad (6-31)$$

Передаточная функция $D(z)$ в этом случае определяется подстановкой в выражение (6-31) $j\lambda = 2(z-1)/(T_0(z+1))$:

$$D(z) = D(j\lambda)|_{j\lambda=2(z-1)/(T_0(z+1))}. \quad (6-32)$$

Следует отметить, что по передаточной функции последовательного цифрового корректирующего устройства $D(z)$ легко определить передаточные функции звеньев в цепи прямой или обратной связи, с помощью которых осуществляется цифровая коррекция.

При использовании псевдолинейных ЦКУ передаточная функция линейного звена в амплитудном канале $D_1(j\lambda)$ также определяется сравнением желаемой ЛАХ с ЛАХ нескорректированной системы:

$$D_1(j\lambda) = W_{\text{ж}}(j\lambda)/W(j\lambda). \quad (6-33)$$

Затем по значению требуемого запаса устойчивости по фазе $\Delta\phi_{\text{ж}}$ по фазовым характеристикам нескорректированной системы и звена $D_1(j\lambda)$ с помощью графиков (см. рис. 5-28) определяется требуемое значение фазовой характеристики линейного звена $D_2(j\lambda)$ в фазовом канале псевдолинейного фильтра $\varphi_2(\lambda_c)$, с помощью которого рассчитываются параметры фильтра.

Пример 6-1. Спроектировать цифровой следящий электропривод, удовлетворяющий следующим требованиям: максимальная скорость изменения входной величины $\dot{\theta}_{\text{вх}} = 0,349$ рад/с; максимальное ускорение $\ddot{\theta}_{\text{вх}} = 0,1745$ рад/с²; максимальная динамическая ошибка $\theta_{\text{днн}} = 0,014$ рад; период дискретности $T_0 = 0,08$ с; допустимый показатель колебательности $M \leq 1,3$. Передаточная функция непрерывной части привода имеет вид

$$W_{\text{н}}(p) = k/[p(1 + T_{\text{дв}}p)(1 + T_y p)] = 100/[p(1 + p)(1 + 0,02p)].$$

Для обеспечения требуемых качественных показателей следящего ЦЭП коррекцию будем осуществлять с помощью ЦКУ последовательного типа. Передаточная функция нескорректированного привода согласно (6-6) и (6-5) имеет вид

$$\begin{aligned} W(j\lambda) &= \frac{k(1 - j\lambda T_0/2)[1 + j\lambda(T_0/2 - T_y) - (j\lambda)^2(T_0 T_y/2 - T_y^2)]}{j\lambda(1 + j\lambda T_{\text{дв}})(1 + j\lambda T_0/2)} = \\ &= \frac{100(1 - 0,04\lambda)(1 + 0,0324j\lambda)(1 - 0,0124j\lambda)}{j\lambda(1 + j\lambda)(1 + 0,04j\lambda)}. \end{aligned}$$

ЛАХ нескорректированного привода приведена на рис. 6-3. Построение желаемой ЛАХ начинается с построения контрольной точки A_k с координатами $\lambda_k = \dot{\theta}_{\text{вх}}/m/\dot{\theta}_{\text{вх}} = 0,5 \text{ с}^{-1}$; $L_k = 20 \lg \dot{\theta}_{\text{вх}}^2/m/\theta_{\text{днн}} = 34 \text{ дБ}$.

По этим данным на рис. 6-3 построены контрольная точка A_k (0,5; 34) и запретная зона, сформированная из отрезков прямых с наклоном -20 и -40 дБ/дек (отмечена штриховкой). Желаемая ЛАХ в низкочастотной области формируется таким образом, чтобы она проходила выше точки A_k на 3 дБ. Требуемый коэффициент передачи разомкнутого привода $k_{\text{ж}} = \sqrt{2} \dot{\theta}_{\text{вх}}/m/\theta_{\text{днн}} = 35,2 \text{ с}^{-1}$ ($20 \lg k_{\text{ж}} = 31 \text{ дБ}$). Частота первого излома ЛАХ принимается равной λ_k , т. е. $\lambda_1 = 1/T_1 = \lambda_k = 0,5 \text{ с}^{-1}$. Базовая частота λ_e ЛАХ может быть вычислена следующим образом: $\lambda_e = \sqrt{k_{\text{ж}} \lambda_1} = 4,2 \text{ с}^{-1}$. Для обеспечения заданного показателя колебательности должно выполняться неравенство $\lambda_2 - \lambda_1 \leq \lambda_e \sqrt{(M-1)/M}$. Отсюда максимальная сопрягающая частота, при которой происходит излом ЛАХ от наклона -40 дБ/дек к наклону -20 дБ/дек , равна $\lambda_2 = 1/T_2 = \lambda_e \sqrt{(M-1)/M} + \lambda_1 = 2,52 \text{ с}^{-1}$. Частота среза желаемой ЛАХ определяется выражением $\lambda_c = k_{\text{ж}} \lambda_1 / \lambda_2 = 7 \text{ с}^{-1}$. В высокочастотной области желаемую ЛАХ строим следующим образом. Для удовлетворения условиям нечувствительности следящего ЦЭП к изменению параметров системы следует при построении желаемой ЛАХ учесть два положительных нуля передаточной функции нескорректированной системы. С этой целью включим в числитель передаточной функции ЦКУ $W_{\text{ж}}(j\lambda)$ два члена, $1 - j\lambda T_3$ и $1 - j\lambda T_7$, где $T_3 = 1/\lambda_3 = T_0/2 = 0,04 \text{ с}$; $T_7 = 1/\lambda_7 = -0,0124 \text{ с}$. Для упрощения передаточной функции ЦКУ введем в передаточ-

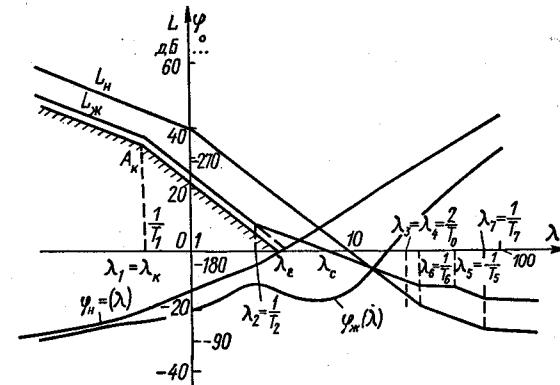


Рис. 6-3. Логарифмические частотные характеристики цифрового следящего электропривода (к примеру 6-1)

ную функцию $W_{*}(j\lambda)$ две малые постоянные времени: $T_4 = 1/\lambda_4 = T_0/2 = 0,04$ с и $T_6 = 1/\lambda_6 = 0,0324$ с, входящие в передаточную функцию $W(j\lambda)$ нескорректированного привода, что позволит максимально приблизить желаемую ЛАХ к ЛАХ нескорректированного привода. Постоянная времени $T_5 = 1/\lambda_5$, которую необходимо ввести в знаменатель передаточной функции $W_{*}(j\lambda)$ для того, чтобы суммарный наклон в высокочастотной области не был +20 дБ/дек, определится из (6-22), а именно $T_5 = 1/\lambda_5 \leq M/[k_c(M+1)] - 0,5T_0 - T_\Sigma = 0,0207$ с. Принимаем $T_5 = 0,02$ с. Тогда передаточная функция желаемого привода окончательно примет вид

$$W_{*}(j\lambda) = \frac{35,2(1+0,397j\lambda)(1-0,04j\lambda)(1+0,0324j\lambda)(1-0,0124j\lambda)}{j\lambda(1+2j\lambda)(1+0,04j\lambda)(1+0,02j\lambda)}.$$

Желаемые ЛАХ и ЛФХ привода приведены на рис. 6-3. Вычитая из желаемой ЛАХ характеристику нескорректированного привода, получим искомую ЛАХ последовательного ЦКУ, которой соответствует передаточная функция $D(j\lambda) = W_{*}(j\lambda)/W(j\lambda) = 0,352(1+0,397j\lambda)(1+j\lambda)/(1+2j\lambda)(1+0,02j\lambda)$.

Произведя в соответствии с (6-32) подстановку $\lambda = 2(z-1)/[T_0(z+1)]$, получим передаточную функцию вида $D(z) = 1,15(z-0,903)(z-0,715)/(z-0,95)(z+0,43)$, в соответствии с которой может быть реализовано ЦКУ.

Пример 6-2. Осуществить выбор типа и параметров корректирующих устройств цифрового электропривода регулируемой скорости (ЦЭПРС), структурная схема которого представлена на рис. 6-4. ЦЭПРС включает в себя измеритель скорости с коэффициентом передачи $k_{v,c} = 8,85$ с/рад, тиристорный преобразователь с коэффициентом передачи $k_{T,p} = 31$ В, электродвигатель с параметрами $k_a = 1,4$ Ом⁻¹, $k_{dv} = 0,173$ рад/(с·А), $T_a = 0,1$ с, $T_{zm} = 3$ с. Период квантования привода T_0 не менее 0,04 с. Необходимо, чтобы привод имел астатизм первого порядка и отрабатывал ступенчатое управляющее воздействие за время $t_n < 0,8$ с с перерегулированием $\sigma \leq 30\%$.

Передаточная функция непрерывной части привода имеет вид

$$W_n(p) = k/(1+T_{zm}p)(1+T_ap), \text{ где } k = k_{v,c}k_{T,p}k_{dv} = 66,7.$$

Передаточная функция нескорректированного привода согласно (6-11) имеет вид

$$W(j\lambda) = \frac{k(1-j\lambda T_0/2)}{(1+j\lambda T_{zm})(1+j\lambda T_a)} = \frac{66,7(1-0,02j\lambda)}{(1+3j\lambda)(1+0,1j\lambda)}.$$

ЛАХ нескорректированного привода приведена на рис. 6-5. В качестве желаемой ЛАХ выбираем характеристику, описываемую выражением (6-22),

$$W_{*}(j\lambda) = \frac{k_{*}(1+j\lambda\tau_2)(1-j\lambda T_0/2)}{j\lambda(1+j\lambda\tau_1)(1+j\lambda T_0/2)}.$$

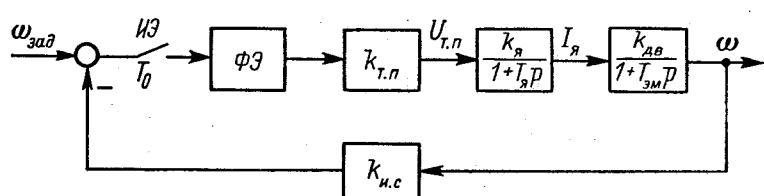


Рис. 6-4. Структурная схема цифрового электропривода регулируемой скорости (к примеру 6-2)

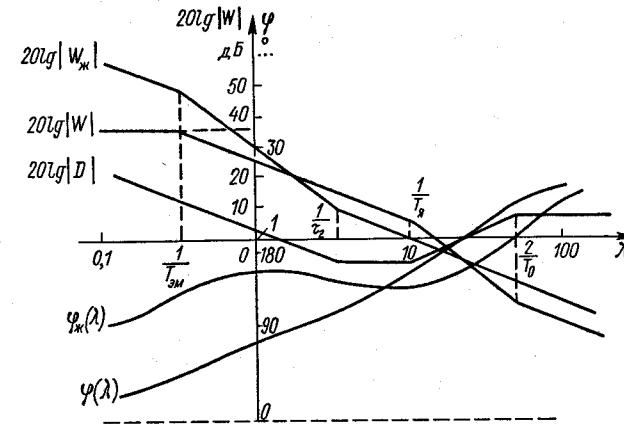


Рис. 6-5. Логарифмические частотные характеристики цифрового электропривода регулируемой скорости (к примеру 6-2)

Построение желаемой ЛАХ начинаем с определения частоты среза λ_c . Согласно рекомендациям [16] время переходного процесса $t_n = (6 \div 8)\lambda_c$; отсюда можно вычислить необходимую частоту среза $\lambda_c = 7,5 \div 10$ с⁻¹. Принимаем $\lambda_c = 10$ с⁻¹. Постоянную времени τ_2 выбираем из условия обеспечения требуемого запаса устойчивости, определяемого показателем колебательности $M \leq 1,3$. Согласно рекомендациям [16] перерегулированию $\sigma = 30\%$ соответствует $M = 1,3$, а постоянная времени τ_2 рассчитывается по формуле $\tau_2 = hT_\Sigma = hT_0 = (M+1)T_0/(M-1)$, откуда $\tau_2 = 0,3$ с. Положив $\tau_1 = T_{zm} = 3$ с, возможно определить требуемую добротность привода $k_{*} = \lambda_c T_{zm}/\tau_2 = 100$ с⁻¹. Таким образом, передаточная функция скорректированного привода имеет вид $W_{*}(j\lambda) = 100(1+0,3j\lambda)(1-0,02j\lambda)/(j\lambda(1+3j\lambda)(1+0,02j\lambda))$. Желаемые ЛАХ и ЛФХ привода ЛАХ нескорректированного привода, получаем искомую ЛАХ последовательного ЦКУ, которой соответствует передаточная функция $D(j\lambda) = W_{*}(j\lambda)/W(j\lambda) = 1,5(1+0,1j\lambda)(1+0,3j\lambda)/(j\lambda(1+0,02j\lambda))$. Произведя подстановку $j\lambda = 2(z-1)/[T_0(z+1)]$, получим $D(z) = 1,44(z-0,667)(z-0,875)/(z(z-1))$.

Как было показано выше, на практике широко применяется комбинированный метод коррекции, объединяющий обратную связь по току с последовательным контуром (рис. 6-6). Охватив часть привода обратной связью по току с коэффициентом $k_{o,c}$, получим передаточную функцию привода

$$\begin{aligned} W'(j\lambda) &= \frac{W(j\lambda)}{1 + W_{oxb}(j\lambda)k_{o,c}} = \frac{(1+j\lambda T_a)(1+j\lambda T_{zm})}{1 + \frac{k_{oxb}(1-j\lambda T_0/2)}{1+j\lambda T_a}k_{o,c}} = \\ &= \frac{k(1-j\lambda T_0/2)}{(1+j\lambda T_a)(1+j\lambda T_{zm}) + (1-j\lambda T_0/2)(1+j\lambda T_{zm})k_{oxb}k_{o,c}} = \\ &= \frac{k\left(1-j\lambda\frac{T_0}{2}\right)}{(1+j\lambda T_{zm})(1+j\lambda T_a)}, \end{aligned}$$

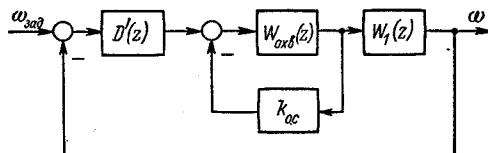


Рис. 6-6. Структурная схема цифрового электропривода регулируемой скорости с обратной связью по току (к примеру 6-2)

где $T'_a = (T_a - k_{\text{окн}} k_{\text{о.с.}} T_0 / 2) / (1 + k_{\text{окн}} k_{\text{о.с.}})$.

Положим $T'_a = T_0 / 2$; тогда $k_{\text{окн}} k_{\text{о.с.}} = T_a / T_0 - 0.5 = 2$, а передаточная функция $W'(j\lambda)$ принимает вид: $W'(j\lambda) = 22.2(1 - 0.02j\lambda) / [(1 + 3j\lambda)(1 + 0.02j\lambda)]$. Сравнивая полученную передаточную функцию с желаемой передаточной функцией привода, получим передаточную функцию последовательного корректирующего звена вида $D'(j\lambda) = 4.5(1 + 0.3j\lambda) / (j\lambda)$ или $D'(z) = 1.44(z - 0.875) / (z - 1)$.

На этом синтез привода методом ЛАХ можно считать законченным. Остается лишь спроектировать реальное ЦКУ либо разработать программу коррекции ЦЭП для ЦВМ (если функция коррекции возложена на машину). Как видно из примера, метод ЛАХ представляет собою достаточно простой и наглядный метод синтеза цифровых электроприводов, которые с той или иной точностью могут быть представлены эквивалентной линейной импульсной системой.

Пример 6-3. Спроектировать цифровой следящий привод, удовлетворяющий следующим требованиям: максимальная скорость изменения входной величины $\dot{\theta}_{\text{вх.п.}} = 0,698$ рад/с, максимальное ускорение $\ddot{\theta}_{\text{вх.п.}} = 6,98$ рад/ s^2 , максимальная динамическая ошибка $\theta_{\text{дин.м.}} = 0,0035$ рад, период дискретности $T_0 = 0,0025$ с, запасы устойчивости по фазе $\Delta\phi$ и по модулю ΔL не менее 50° и 20 дБ соответственно. Передаточная функция непрерывной части системы имеет вид $W_n(p) = kp^{-1}(1 + T_{\text{дв.п.}}p)^{-1}(1 + 2\xi T p + T^2 p^2)^{-1}$, где $k = 300 \text{ с}^{-1}$, $T_{\text{дв.п.}} = 0,1$ с, $\xi = 0,05$, $T = 0,005$ с. Для обеспечения требуемых качественных показателей привода будем осуществлять коррекцию с помощью псевдолинейного ЦКУ (см. рис. 5-9).

Передаточная функция нескорректированного привода согласно формулам (6-13) и (6-15) имеет вид

$$W(j\lambda) = k(1 - j\lambda T_0/2) / [j\lambda(1 + j\lambda T_{\text{дв.п.}})[1 + 2\xi T j\lambda + T^2(j\lambda)^2]] = \\ = 300(1 - j\lambda 0,00125) / [j\lambda(1 + 0,1j\lambda)[1 + 5 \cdot 10^{-4}j\lambda + 2,5 \cdot 10^{-5}(j\lambda)^2]].$$

ЛАХ нескорректированного привода приведена на рис. 6-7. Построение желаемой ЛАХ начинаем с построения контрольной точки A_k с координатами $\lambda_k = \dot{\theta}_{\text{вх.п.}} / \ddot{\theta}_{\text{вх.п.}} = 10 \text{ с}^{-1}$, $L_k = 20 \lg \dot{\theta}_{\text{вх.п.}} / (\dot{\theta}_{\text{вх.п.}} \theta_{\text{дин.м.}}) = 26 \text{ дБ}$. Желаемая ЛАХ в низкочастотной области должна проходить выше точки A_k на 3 дБ , т. е. $k_{\text{ж.}} = -\sqrt{2} \dot{\theta}_{\text{вх.п.}} / \theta_{\text{дин.м.}} = 282 \text{ с}^{-1}$. Принимаем $k_{\text{ж.}} = k = 300 \text{ с}^{-1}$. В качестве желаемой принимаем ЛАХ, которой соответствует передаточная функция, описываемая формулой (6-29). Частота первого излома ЛАХ λ_1 принимается равной λ_c , т. е. $\lambda_1 = 1/T_{\text{дв.п.}} = \lambda_c = 10 \text{ с}^{-1}$. Принимая во внимание тот факт, что запас по модулю для привода с передаточной функцией (6-29) на частоте $\lambda = 1/T$ равен $\Delta L = 20 \lg |W(j/T)|^{-1} = 20 \lg [2\xi / (k_{\text{ж.}} \lambda_1 \lambda_2 T^3)]$, определим из этого выражения частоту второго излома

$$\lambda_2 = 10^{-\frac{20}{20}} \frac{2\xi}{k_{\text{ж.}} \lambda_1 T^3} = 26,7 \text{ с}^{-1}.$$

Частота среза привода при этом $\lambda_c = \sqrt[3]{k_{\text{ж.}} \lambda_1 \lambda_2} = 43 \text{ с}^{-1}$. Желаемая ЛАХ приведена на рис. 6-7. Передаточная функция линейного звена $D_1(j\lambda)$ имеет вид $D_1(j\lambda) = W_{\text{ж.}}(j\lambda) / W(j\lambda) = (1 + j\lambda T_0/2) / (1 + j\lambda \tau_2) = (1 + 0,00125j\lambda) / (1 + 0,0375j\lambda)$.

Соответствующая передаточная функция $D(z)$ находится при подстановке $j\lambda = 2(z - 1) / [T_0(z + 1)]$ в $D_1(j\lambda)$:

$$D_1(z) = 0,0645 / (1 - 0,9355z^{-1}).$$

При частоте $\lambda = \lambda_c = 43 \text{ с}^{-1}$ фазовые характеристики нескорректированного привода и звена $D_1(j\lambda)$ имеют значения $\varphi(\lambda_c) = -170^\circ$ и $\varphi_1(\lambda_c) = -\arg D_1(j\lambda_c) = -55^\circ$. Это означает, что ЦКУ при $\lambda = \lambda_c$ должно вносить в привод положительный фазовый сдвиг ЦКУ (λ_c) $= \Delta\phi - \varphi(\lambda_c) + \pi = 40^\circ$.

С помощью графиков $\varphi^*(\gamma)$, представленных на рис. 5-28, подберем такое значение $\varphi_2(\lambda_c)$ фазовой характеристики фильтра $D_2(z)$, чтобы $\varphi^*(\gamma) + \varphi_1(\lambda_c) = \varphi_{\text{ЦКУ}}(\lambda_c) = 40^\circ$, где $\gamma = \varphi_2(\lambda_c) - \varphi_1(\lambda_c)$. Этому условию удовлетворяет $\varphi_2(\lambda_c) = 38^\circ$ ($\gamma = 93^\circ$; $\varphi^*(\lambda) = 95^\circ$; $\varphi_{\text{ЦКУ}} = 40^\circ$).

Если выбрать звено вида $D_2(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$, которому соответствует $D_2(j\lambda) = \left[1 + (1 + 2\alpha)j\lambda \frac{T_0}{2}\right] / (1 + j\lambda T_0/2)$ и $\varphi_2(\lambda) = \arctg(1 + 2\alpha \lambda T_0/2 - \arctg \lambda T_0/2)$, то на частоте $\lambda = \lambda_c$ фаза будет $\varphi_2(\lambda_c) = \arctg(1 + 2\alpha) \lambda_c T_0/2 - \arctg \lambda_c T_0/2$. Из указанного соотношения при $\lambda_c = 43 \text{ с}^{-1}$ и $T_0/2 = 0,00125$ с получаем $\alpha = 7,5$. Таким образом, псевдолинейное ЦКУ строится на линейных фильтрах с передаточными функциями $D_1(z) = 0,0645(1 - 0,9355z^{-1})$ и $D_2(z) = 8,5 - 7,5z^{-1}$.

6-3. Синтез ЦЭП методом корневого годографа

Использование метода ЛЧХ для синтеза ЦЭП с нелинейными средствами коррекции предполагает наличие характеристик, нелинейного звена, полученных методом гармонической линеаризации. Поскольку для ряда нелинейных корректирующих устройств вычисление коэффициентов гармонической линеаризации $q(\omega)$ и $q'(\omega)$ весьма трудоемко, то целесообразно в этих случаях использовать какой-либо другой метод синтеза, например метод корневого годографа. Из рассмотренных в пятой главе цифровых нелинейных корректирующих устройств наиболее просто применить этот метод к синтезу ЦЭП с нелинейными ЦКУ, использующими элементы неизменяемой части системы (см. § 5-4), в частности ЦЭП с переменным коэффициентом демпфирования, изменяющимся пропорционально модулю ошибки системы (см. рис. 5-36). Методика синтеза подобного рода систем состоит в следующем: вначале строится семейство линий равного перерегулирования σ для линейной импульсной системы (на рис. 6-8 приведено подобное семейство для импульсных систем второго порядка [23]); затем строится корневой годограф рассматриваемой системы в зависимости от некоторого

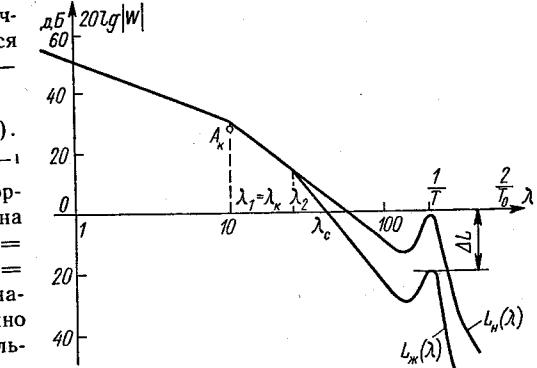


Рис. 6-7. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики цифрового следящего электропривода (к примеру 6-3)

параметра a_n и накладывается на построенное ранее семейство линий равного перерегулирования; определяется зависимость максимального перерегулирования σ от параметра a_n ; определяется закон изменения параметра a_n в зависимости от модуля ошибки.

В качестве примера определим вид корневого годографа для ЦЭП с переменным демпфированием, структурная схема которого приведена на рис. 5-36, б. Передаточная функция непрерывной части привода имеет вид

$$W_n(p) = k_0/p(1+T_{d0}p) = \omega_0^2/[p(p+a_0)], \quad (6-34)$$

где $\omega_0^2 = k_0/T_{d0}$; $a_0 = 1/T_{d0}$.

Передаточная функция разомкнутого привода при этом может быть записана в виде

$$W_p(z) = W(z)/[1 + W(z)D(z)], \quad (6-35)$$

где $W(z)$ — передаточная функция нескорректированного привода; $W(z) = (b_0z + b_1)/[(z-1)(z-d_0)]$; $b_0 = k_0(T_0 - T_{d0} + T_{d0}d_0)$; $b_1 = k_0(T_{d0} - T_{d0}d_0 - T_{d0})$; $d_0 = \exp(-d_0 T_0)$; $D(z)$ — передаточная функция цифрового фильтра в цепи обратной связи; $D(z) = \alpha_n(z-1)/(z+\beta)$.

Практический интерес представляют два случая: 1) $\beta = 0$, т. е. $D(z) = \alpha_n(1 - z^{-1})$, что соответствует наиболее простому варианту реализации цифрового фильтра; 2) $\beta = b_1/b_0$, в этом случае ЦЭП является системой второго порядка, т. е. наиболее простым вариантом расчета. Действительно, вычислив $W_p(z)$ при $D(z) = \alpha_n(z-1)/(z+\beta)$, получим

$$W_p(z) = \frac{(b_0z + b_1)(z + \beta)}{(z-1)[z^2 - (d_0 - \beta - \alpha_n b_0)z - d_0\beta + \alpha_n b_1]}.$$

Если $\beta = b_1/b_0$, то $W_p(z) = (b_0z + b_1)/[(z-1)(z - d_0 + b_0\alpha_n)]$. Соответствующая передаточная функция замкнутого привода имеет вид

$$\Phi(z) = \frac{b_0z + b_1}{z^2 - (1 + d_0 - b_0\alpha_n - b_0)z + d_0 + b_1 - b_0\alpha_n} \quad (6-36)$$

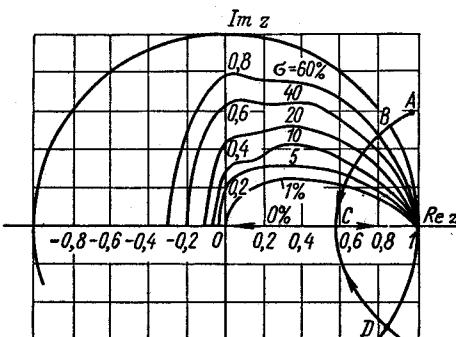


Рис. 6-8. Линии равного перерегулирования импульсной системы второго порядка и корневой годограф

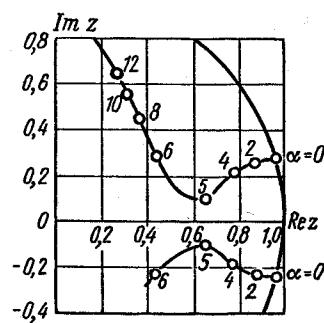


Рис. 6-9. Корневой годограф ЦЭП третьего порядка (к примеру 6-4)

Корневой годограф ЦЭП, построенный в зависимости от параметра α_n , приведен на рис. 6-8. На нем обозначены точки A , B , C и D , соответствующие началу ($\alpha_n = 0$), границам устойчивости (точки B и D) и точке C пересечения с вещественной осью (что соответствует двум равным вещественным корням). Параметр α_n в этих точках определяется по формулам: $\alpha_A = 0$; $\alpha_B = (b_1 - 1 + d_0)/b_0$; $\alpha_C = (2\sqrt{b_0 + b_1} - 1 + d_0 - b_0)/b_0$; $\alpha_D = (1 + d_0 - 0,5b_0 + 0,5b_1)/b_0$.

Закон изменения коэффициента α_n с изменением ошибки привода имеет вид $\alpha_n = \alpha_{\min} + (\alpha_{\max} - \alpha_{\min})(1 - |\theta|/\theta_{\max})$, причем $\alpha_{\max} = \alpha_C$, а $\alpha_{\min} = 0$. Следует отметить, что реализация цифрового фильтра с передаточной функцией $D(z) = \alpha_n(z-1)/(z+\beta)$ связана с чрезмерными затратами аппаратуры. На практике чаще пользуются фильтром с передаточной функцией $\alpha_n(1 - z^{-1})$, позволяющим получить сигнал, пропорциональный первой разности выходного сигнала. В этом случае передаточные функции разомкнутого и замкнутого привода соответственно имеют вид

$$W_p(z) = \frac{z(b_0z + b_1)}{(z-1)[z^2 - (d_0 - \alpha_n b_0)z + \alpha_n b_1]}$$

и

$$\Phi(z) = \frac{z(b_0z + b_1)}{z^3 - (1 + d - b_0 - \alpha_n b_0)z^2 + (d_0 - \alpha_n b_0 + b_1 + \alpha_n b_1)z - \alpha_n b_1}$$

Примерный вид корневого годографа ЦЭП в зависимости от параметра α_n приведен на рис. 6-9. Как видно из рисунка, система имеет один вещественный корень, изменяющийся в пределах 0—1, и два комплексных. Из теории импульсных систем [23] известно, что максимальным запасом устойчивости обладают системы, корни характеристического уравнения которых лежат ближе к началу координат. Поэтому в качестве $\alpha_n = \alpha_{\max}$, соответствующего $\theta = 0$, принимают значение коэффициента, при котором все корни расположены наиболее близко к началу координат. Для иллюстрации приведем численный пример.

Пример 6-4. Рассмотрим ЦЭП с непрерывной частью вида $W_n(p) = 300/[p(1+0,1p)]$; период дискретности привода $T_0 = 0,005$ с. Выберем тип передаточной функции в цепи обратной связи и закон изменения коэффициента α_n . Дискретная передаточная функция нескорректированного привода будет

$$W(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W_n(p)}{p} \right\} = \frac{0,0369z + 0,036255}{(z-1)(z-0,95123)}.$$

Если передаточная функция корректирующего звена $D(z)$ в цепи обратной связи имеет вид $D(z) = \alpha_n(z-1)/(z+b_1/b_0) = \alpha_n(z-1)/(z+0,9825)$, то передаточная функция замкнутого привода может быть представлена следующим образом:

$$\Phi(z) = \frac{0,0369z + 0,036255}{z^2 - (1,91433 - 0,0369\alpha_n)z + 0,987485 - 0,0369\alpha_n}$$

Корневой годограф привода построен на рис. 6-10. Из рисунка следует, что значение α_n , при котором имеют место два равных вещественных корня

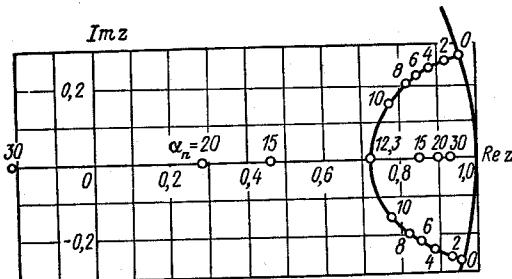


Рис. 6-10. Корневой годограф ЦЭП с НКУ (к примеру 6-4)

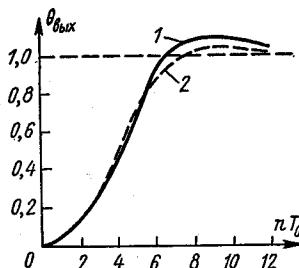


Рис. 6-11. Графики переходных процессов в ЦЭП с НКУ (к примеру 6-4)

и перерегулирование $\sigma = 0$, равно 12,3. Поэтому целесообразно закон изменения коэффициента α_n выбрать в виде $\alpha_n = 12(1 - |\theta|/\theta_{\text{макс}})$. Реакция привода на ступенчатое воздействие $\theta_{\text{вх}} = \theta_{\text{макс}} = 20$ единиц младшего разряда представлена на рис. 6-11 (кривая 1). Время переходного процесса составляет 0,06 с при перерегулировании $\sigma = 9\%$. Если передаточная функция корректирующего звена в цепи обратной связи выбрана в виде $D(z) = \alpha_n(1 - z^{-1})$, то передаточная функция замкнутого привода приобретает вид

$$\Phi(z) = \frac{z(0,0369z + 0,036255)}{z^3 - (1,91433 - 0,0369\alpha_n)z^2 + (0,987485 - 0,000645\alpha_n)z - 0,036255\alpha_n}$$

Соответствующий корневой годограф привода изображен на рис. 6-9, из которого следует, что корни характеристического уравнения расположены наиболее близко к началу координат при $\alpha_n = 5 \div 6$. Принимаем закон изменения коэффициента обратной связи следующим: $\alpha_n = 6(1 - |\theta|/\theta_{\text{макс}})$. Соответствующий этому случаю переходный процесс в приводе при ступенчатом воздействии $\theta_{\text{вх}} = 20$ показан на рис. 6-11 (кривая 2). Время переходного процесса привода составляет 0,035 с при $\sigma < 5\%$. Как видно из сравнения кривых переходного процесса для обоих вариантов, только использование сигнала первой разности не ухудшает качественных показателей привода, а может и несколько улучшить; поэтому второй вариант следует считать предпочтительным для использования на практике.

6-4. Синтез оптимальных по быстродействию ЦЭП методом переменных состояния

Общие замечания. В системах автоматического управления часто на одну или на несколько координат накладывается ряд ограничений, вследствие чего приходится выбирать параметры корректирующих средств системы таким образом, чтобы качество ее при этом являлось оптимальным согласно некоторому критерию качества. Некоторые из задач определения оптимальных значений параметров ЦКУ, в частности обеспечивающих оптимальный по быстродействию переходный процесс в системе, могут быть решены методом переменных состояния.

Обычно в качестве показателя оптимальности динамических свойств систем управления [59] рассматривается некоторый функционал J

решетчатой функции, представляющей собой разность желаемой $y_{\text{ж}}(v; \sigma)$ и действительной $y(v; \sigma)$ выходной величины системы, т. е.

$$J = \sum_{v=0}^{n-1} F[y_{\text{ж}}(v; \sigma) - y(v; \sigma)]. \quad (6-38)$$

Если положить значение функции $F[y_{\text{ж}}(v; \sigma) - y(v; \sigma)] = 1$, то получим условие оптимальности системы по быстродействию в виде

$$J = n = \min, \quad (6-39)$$

где n — число периодов дискретности системы, по истечении которых система отработает заданное входное воздействие.

Поскольку одним из распространенных входных воздействий для автоматических систем является ступенчатое воздействие, то в последующих параграфах будут в основном рассмотрены методы и приемы расчета ЦЭП, оптимальных по быстродействию именно при ступенчатом входном сигнале.

Задача синтеза ЦКУ, обеспечивающего оптимальный по быстродействию процесс, для линейных импульсных систем решается в два этапа. На первом этапе определяется оптимальная передаточная функция замкнутой системы $\Phi_0(z; \sigma)$, передаточная функция, удовлетворяющая к тому же условиям реализуемости и грубости. Второй этап состоит в определении по $\Phi_0(z; \sigma)$ передаточной функции ЦКУ $D(z)$. При принятых допущениях передаточная функция замкнутой системы, оптимальной по быстродействию, имеет вид

$$\Phi_0(z; \sigma) = P(z) B(z; \sigma) z^{-q}, \quad (6-40)$$

где $P(z)$ — полином относительно z , степень которого на единицу меньше, чем порядок астатизма системы (для системы с астатизмом первого порядка $P(z) = \alpha$, где α — любое вещественное число); $B(z; \sigma)$ — числитель передаточной функции нескорректированной системы $W(z; \sigma) = B(z; \sigma)/C(z)$; q — порядок знаменателя передаточной функции $W(z; \sigma)$.

В [59] решена задача определения передаточной функции корректирующего звена, обеспечивающего оптимальный по быстродействию переходный процесс в системе, структурная схема которой приведена на рис. 6-12:

$$D(z) = \Phi_0(z) / [W(z)[1 - \Phi_0(z)]]. \quad (6-41)$$

Для передаточной функции непрерывной части вида

$$W_n(p) = k / [p(1 + T_1 p)(1 + T_2 p) \dots (1 + T_{q-1} p)]$$

передаточная функция ЦКУ определяется выражением

$$D(z) = \frac{a(z - d_1)(z - d_2) \dots (z - d_{q-1})}{z^{q-1} + a \sum_{i=1}^{q-1} b_i z^{q-2} + a \sum_{i=2}^{q-1} b_i z^{q-3} + \dots + ab_{q-1}}.$$

где $a = \left(\sum_{i=0}^{q-1} b_i \right)^{-1}$; $d_i = \exp(-T_0/T_i)$; b_i — коэффициенты многочлена $B(z)$.

В [49, 57] решается аналогичная задача определения последовательного ЦКУ, обеспечивающего оптимизацию отработки ступенчатых воздействий в линейном приближении и при наличии нелинейного звена на входе непрерывной части системы. Эта задача решается методом переменных состояния следующим образом:

1. Строится известными способами [49, 57] схема переменных состояния системы, на которой ЦКУ заменяется эквивалентным звеном с переменным коэффициентом передачи k_j , изменяющимся в моменты срабатывания импульсного элемента $t = jT_0^+$.

2. Находят расширенная переходная матрица $\Phi(k_j, T_0)$ и матрица \mathbf{B} , определяющие поведение системы внутри интервалов дискретности и в моменты $t = jT_0^+$ срабатывания импульсного элемента соответственно; методы определения матриц подробно изложены в [49, 57].

3. По рекуррентным соотношениям

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(jT_0^+) &= \mathbf{BV}(jT_0); \\ \mathbf{V}[(j+1)T_0] &= \Phi(k_j, T_0)\mathbf{V}(jT_0^+), \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (6-42)$$

определяющим состояние системы, находится вектор состояния \mathbf{V} системы в моменты времени $t = nT_0$, где n соответствует минимальному времени переходного процесса.

4. Решается система уравнений

$$\begin{aligned} y(nT_0) &= r(nT_0); \\ x_1(nT_0) &= \beta_1; \\ x_2(nT_0) &= \beta_2; \\ \vdots & \vdots \\ x_q(nT_0) &= \beta_q; \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (6-43)$$

здесь $y(nT_0)$ — выходная величина системы; $x_1(nT_0), x_2(nT_0), \dots, x_q(nT_0)$ — переменные состояния, характеризующие непрерывную часть системы; $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_q$ — некоторые постоянные, определяемые по схеме переменных состояния и соответствующие установившимся значениям переменных состояния x_1, x_2, \dots, x_q .

5. Вычисляется ряд значений переменного коэффициента передачи $k_0, k_1, k_2, \dots, k_{n-1}$.

6. По полученным значениям k_0, k_1, \dots, k_{n-1} определяется тип ЦКУ, обеспечивающий оптимальный по быстродействию переходный процесс в системе:

$$D(z) = \frac{M(z)}{\theta^*(z)} = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} k_j \theta^*(jT_0^+) z^{-j}}{\sum_{j=0}^{n-1} \theta^*(jT_0^+) z^{-j}}. \quad (6-44)$$

Следует отметить, что на практике часто оказывается целесообразным составлять систему уравнений (6-43) не относительно коэффициентов k_0, k_1, \dots, k_{n-1} , а относительно выходной последовательности сигналов ЦКУ $m(0^+), m(T_0^+), \dots, m[(n-1)T_0^+]$, что может существенно упростить расчеты.

В этом случае передаточная функция ЦКУ имеет вид

$$D(z) = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} m(jT_0^+) z^{-j}}{\sum_{j=0}^{n-1} \theta^*(jT_0^+) z^{-j}}. \quad (6-45)$$

Для линейной непрерывной части системы с передаточной функцией вида

$$W_n(p) = \frac{k(1+\tau_1 p) \dots (1+\tau_m p)}{p^v(1+T_1 p) \dots (1+T_{q-v} p)}, \quad (6-46)$$

где $v=0$ или 1 , а $m < q - v$, схема переменных состояния имеет вид, изображенный на рис. 6-12. Вектор состояния системы $\mathbf{V} = \text{col}\{r, x_0, x_1, \dots, x_{q-v}, m\}$. Схема переменных состояния построена способом параллельного программирования [49], что существенно упрощает определение матриц $\Phi(T_0)$ и \mathbf{B} , которые имеют вид

$$\Phi(T_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & N_0 T_0 \\ 0 & 0 & d_1 & 0 & \dots & 0 & N_1(1-d_1) \\ 0 & 0 & 0 & d_2 & \dots & 0 & N_2(1-d_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & d_{q-1} & N_{q-1}(1-d_{q-1}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (6-47)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ k_j & -k_j & -k_j & -k_j & \dots & -k_j & 0 \end{bmatrix}, \quad (6-48)$$

где N_i — коэффициенты разложения функции $W_n(p)$ на составные дроби, а именно

$$W_n(p) = N_0/p + \sum_{i=1}^{q-1} N_i/(1+T_i p); \quad d_i = \exp(-T_0/T_i).$$

Пусть вектор начальных условий имеет вид $\mathbf{V}(0) = \text{col}\{r, 0, 0, \dots, 0, 0\}$. Пользуясь рекуррентными соотношениями (6-42), определим систему уравнений относительно оптимальной выходной последовательности сигналов ЦКУ $m(0^+), m(T_0^+), \dots, m[(q-1)T_0^+]$:

для системы с астатизмом первого порядка

$$\left. \begin{aligned} y(qT_0) &= x_0(qT_0) = N_0 T_0 \sum_{i=0}^{q-1} m(iT_0^+) = r; \\ x_1(qT_0) &= N_1 (1-d_1) \sum_{i=0}^{q-1} m(iT_0^+) d_1^{q-1-i} = 0; \\ &\dots \\ x_{q-1}(qT_0) &= N_{q-1} (1-d_{q-1}) \sum_{i=0}^{q-1} m(iT_0^+) d_{q-1}^{q-1-i} = 0; \end{aligned} \right\} \quad (6-49)$$

для системы с астатизмом нулевого порядка

$$\left. \begin{aligned} x_1(qT_0) &= N_1 (1-d_1) \sum_{i=1}^q m(iT_0^+) d_1^{q-i} = \beta_1; \\ x_2(qT_0) &= N_2 (1-d_2) \sum_{i=1}^q m(iT_0^+) d_2^{q-i} = \beta_2; \\ &\dots \\ x_q(qT_0) &= N_q (1-d_q) \sum_{i=1}^q m(iT_0^+) d_q^{q-i} = \beta_q. \end{aligned} \right\} \quad (6-50)$$

В системе уравнений (6-50) коэффициенты β_i , вычисленные из условия равенства нулю сигналов на входе каждого интегрирующего звена, равны $N_i r / k$. Решив системы уравнений (6-49) и (6-50) относительно оптимальной последовательности $m(0^+), m(T_0^+), \dots, m[(q-1)T_0^+]$, определим соответствующие значения $\theta^*(iT_0^+)$ и согласно (6-45) передаточную функцию ЦКУ $D(z)$.

Как показано в [49, 57], метод переменных состояния позволяет сравнительно легко определять вид передаточной функции ЦКУ, обеспечивающего оптимальный по быстродействию переходный процесс в ЦЭП с непрерывной частью любого порядка при наличии нелинейностей, расположенных на входе непрерывной части системы. Однако такой способ проектирования оптимальных по быстродействию систем может быть рекомендован в основном для неавтономных ЦЭП, в которых ЦКУ реализуется с помощью ЦВМ, так как даже для системы с непрерывной частью второго порядка рассматриваемая методика приводит к достаточно сложному виду передаточной функции ЦКУ. В этих

случаях целесообразно использовать другую структурную схему системы, в которой оптимизирующее ЦКУ помещено на входе системы.

Синтез ЦКУ, помещаемых на входе системы. Известен ряд работ, например [63], в которых рассматривается способ повышения качества следящих приводов при отработке ступенчатых входных сигналов с помощью нелинейного корректирующего устройства, помещаемого на входе системы. Нелинейное корректирующее устройство преобразует ступенчатый сигнал $r = r(t)$ в сигнал вида $r'(t) = r_0 \cdot 1(t) + r_1 \cdot 1(t-t_1) + \dots + r_q \cdot 1(t-t_1-t_2-\dots-t_q)$, причем амплитуды r_i и интервалы времени включения t_i подбираются таким образом, чтобы обеспечить необходимое качество переходных процессов. Нелинейное корректирующее устройство для непрерывных систем [63] включает в себя времязадающее устройство, формирующее в соответствующие моменты времени сигналы переключения релейного логического устройства, которое в свою очередь, формирует на своем выходе сигналы $r_0, r_1, r_2, \dots, r_q$ в соответствующие моменты времени. Рассмотренный способ может быть применен в цифровых приводах, причем наиболее простым с точки зрения реализации указанного способа коррекции является случай $t_i = T_0$, где T_0 — период дискретности цифрового корректирующего устройства, $i=0, 1, 2, \dots, q$. Здесь выходная величина ЦКУ имеет вид

$$\begin{aligned} x(t) &= r_0 \cdot 1(t) + r_1 \cdot 1(t-T_0) + r_2 \cdot 1(t-2T_0) + \dots + r_q \cdot 1(t-qT_0) = \\ &= \sum_{i=0}^q r_i \cdot 1(t-iT_0), \end{aligned} \quad (6-51)$$

т. е. динамика ЦКУ описывается линейным разностным уравнением.

Применив к уравнению (6-51) z -преобразование и учитывая, что $X(z) = D(z)R(z)$, где $D(z)$ — передаточная функция ЦКУ, получим выражение для $D(z)$ в виде

$$D(z) = (1-z^{-1}) \left(\frac{r_0}{r} + \frac{r_1}{r} z^{-1} + \dots + \frac{r_q}{r} z^{-q} \right) = (1-z^{-1}) \sum_{i=0}^q x_i z^{-i}, \quad (6-52)$$

где r — ступенчатое воздействие; $R(z) = rz/(z-1)$; $z = \exp(pT_0)$; $x_i = r_i/r$.

Определим передаточную функцию ЦКУ для ЦЭП, имеющего оптимальный по быстродействию переходный процесс при ступенчатом воздействии $r(t) = r \cdot 1(t)$. Рассмотрим ЦЭП, структурная схема которого приведена на рис. 6-13, а. Воспользовавшись формулой (6-40) и соотношением

$$\Phi_0(z) = D(z)\Phi(z), \quad (6-53)$$

определим передаточную функцию ЦКУ в виде

$$D(z) = \alpha A(z)/z^q, \quad (6-54)$$

где $A(z)$ — характеристический полином замкнутой системы.

Итак, для определения передаточной функции ЦКУ необходимо знать характеристический полином $A(z)$ передаточной функции замкнутой системы $\Phi(z)$.

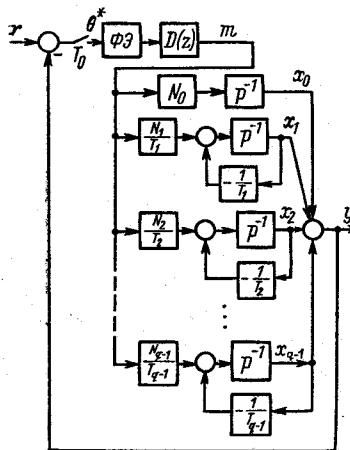


Рис. 6.12. Схема переменных состояния ЦЭП

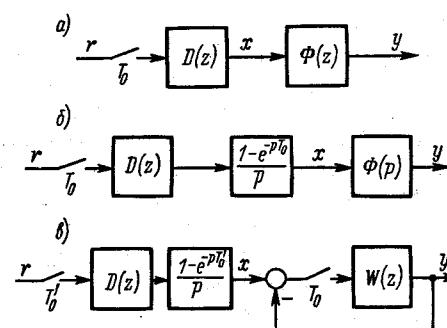


Рис. 6.13. Структурные схемы ЦЭП с оптимизирующим корректирующим устройством на входе системы

В качестве иллюстрации применения разработанной авторами методики расчета передаточной функции ЦКУ рассмотрим два следящих привода, структурные схемы которых приведены на рис. 6.13, б и в. Система на рис. 6.13, в содержит ЦКУ, которое преобразует ступенчатый сигнал r в последовательность кодовых сигналов согласно передаточной функции $D(z)$, а затем в непрерывный сигнал x , управляющий непрерывной следящей системой с передаточной функцией вида

$$\Phi(p) = (b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_m) / (a_0 p^q + a_1 p^{q-1} + \dots + a_q), \quad (6.55)$$

где $q \geq m+1$.

По этой же структурной схеме могут быть рассчитаны следящие приводы, период дискретности которых T_0 составляет пренебрежимо малую величину по сравнению с основными постоянными времени непрерывной части.

Система по рис. 6.13, в содержит ЦКУ с передаточной функцией $D(z)$, работающее с периодом дискретности T'_0 , и собственно следящий ЦЭП с передаточной функцией разомкнутой системы $W(z)$ и периодом дискретности T_0 , сравнимым с T'_0 , причем $T'_0 = mT_0$, где $m = 1, 2, 3, \dots$.

В первом случае для определения $D(z)$ необходимо найти выражение для дискретной передаточной функции замкнутой системы с помощью прямого z -преобразования функции $\Phi(p)$, т. е.

$$\Phi(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{\Phi(p)}{p} \right\} = \frac{B(z)}{A(z)}. \quad (6.56)$$

Тогда согласно (6.54) выражение для $D(z)$ примет вид

$$D(z) = A(z)/B(1)z^q. \quad (6.57)$$

Следует отметить, что для определения полинома $A(z)$ достаточно вычислить корни p_i характеристического уравнения замкнутой системы $a_0 p^q + a_1 p^{q-1} + \dots + a_q = 0$. Тогда $A(z) = (z - z_1)(z - z_2)\dots(z - z_q)$, где $z_i = \exp(p_i T'_0)$.

Кроме того, для астатических систем коэффициент α может быть вычислен следующим образом: $\alpha = 1/A(1) = 1/[(1 - z_1)\dots(1 - z_q)]$, так как в этом случае $A(1) = B(1)$.

Системе с передаточной функцией вида $\Phi(p) = \omega_0^2/(p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2)$ соответствует дискретная система с характеристическим полиномом $A(z) = z^2 - (2d \cos \omega_0 T'_0)z + d^2$, где $d = \exp(-\xi\omega_0 T'_0)$. Согласно (6.57) передаточная функция ЦКУ для обеспечения оптимального переходного процесса имеет вид

$$D(z) = \frac{1}{1 - 2d \cos \omega_0 T'_0 + d^2} \frac{z^2 - 2d \cos \omega_0 T'_0 z + d^2}{z^2}.$$

На рис. 6.14 приведены зависимости относительных значений ступенчатых сигналов на входе системы $x_0 = r_0/r = (1 - 2d \cos \omega_0 T'_0 + d^2)^{-1}$,

$$x_1 = \frac{r_0 + r_1}{r} = \frac{1 - 2d \cos \omega_0 T'_0}{1 - 2d \cos \omega_0 T'_0 + d^2} \quad \text{и} \quad x_2 = (r_0 + r_1 + r_2)/r = 1$$

от параметра

$\omega_0 T'_0$ для различных значений коэффициента ξ .

По приведенным кривым легко проследить связь требуемых сигналов на входе ЦЭП с периодом дискретности T'_0 ; они могут быть использованы для выбора T'_0 , соответствующих сигналам $|x_i| \leq 1$ для систем со звеном типа насыщения в прямом канале. Время переходного процесса при этом составляет $t_n = 2T'_0$.

Следует отметить, что рассмотренный способ коррекции особенно эффективен при отсутствии нулей в передаточной функции системы.

При этом может быть получена минимальная длительность переходного процесса без перерегулирования. При наличии нулей, как показано в [63], переходный процесс имеет перерегулирование, которое зависит от положения данных нулей и от входного сигнала.

Во втором случае (система рис. 6.13, в) необходимо определить эквивалентную передаточную функцию замкнутой системы $\Phi_s(z^m)$ (где $z = e^{pT_0}$) из условия совпадения реакций на ступенчатое входное воздействие реальной системы с передаточной функцией $\Phi(z)$ и эквивалентной ей системы, работающей с периодом дискретности $T'_0 = mT_0$.

Выходная величина $Y(z)$ реальной системы при ступенчатом воздей-

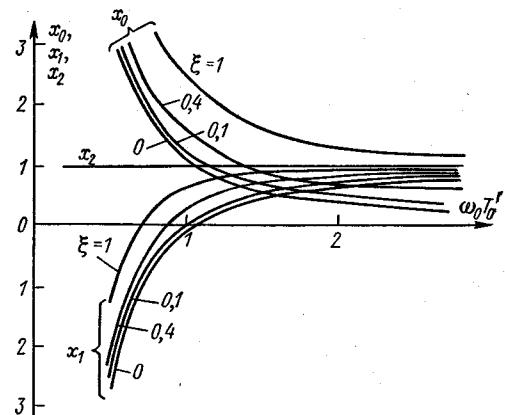


Рис. 6.14. Зависимости $x_0 (\omega_0 T'_0)$, $x_1 (\omega_0 T'_0)$ и $x_2 (\omega_0 T'_0)$ для различных ξ

ствии $X(z) = z/(z-1)$ имеет вид

$$Y(z) = \frac{z}{z-1} \Phi(z) = \frac{z}{z-1} \Phi(1) + \sum_{i=1}^q \frac{N_i z}{z-z_i}, \quad (6-58)$$

где N_i — коэффициенты разложения дроби $\Phi(z)/(z-1)$ на элементарные дроби; z_i — корни характеристического уравнения замкнутой системы; q — порядок характеристического уравнения замкнутой системы; $i=1, 2, 3, \dots, q$.

Выполнив обратное z -преобразование выражения (6-58), получим

$$y(nT_0) = \Phi(1) + \sum_{i=1}^q N_i (z_i)^n. \quad (6-59)$$

Если в формуле (6-59) положить $n=(\delta+\sigma)m$, где δ — целая, а σ — дробная часть числа n/m , то получим

$$y[(\delta+\sigma)T_0] = \Phi(1) + \sum_{i=1}^q N_i z_i^{\delta} z_i^{m\sigma}. \quad (6-60)$$

Определим $Y(z^m, \sigma)$, выполнив модифицированное z -преобразование выражения (6-60):

$$Y(z^m, \sigma) = \frac{z^m}{z^m - 1} \Phi(1) + \sum_{i=1}^q N_i \frac{z^m z_i^{m\sigma}}{z^m - z_i^{m\sigma}}, \quad (6-61)$$

из которого следуют формулы для эквивалентной передаточной функции $\Phi_s(z^m)$ и передаточной функции ЦКУ $D(z^m)$:

$$\Phi_s(z^m) = Y(z^m, \sigma) \left. \frac{z^m - 1}{z^m} \right|_{\sigma=0} = \Phi(1) + \sum_{i=1}^q N_i \frac{z^m - 1}{z^m - z_i^m}; \quad (6-62)$$

$$D(z) = \alpha \frac{\prod_{i=1}^q (z^m - z_i^m)}{z^{mq}}, \quad (6-63)$$

$$\text{где } \alpha = \left[\prod_{i=1}^q (1 - z_i^m) \right]^{-1}.$$

Пример 6-5. Определить вид передаточной функции $D(z)$ ЦКУ, работающего с периодом дискретности $T_0 = 0,02$ с, которое обеспечивает оптимальный по длительности переходный процесс при ступенчатом воздействии в системе с передаточной функцией вида

$$\Phi(z) = \frac{0,01(z+1)}{z^2 - 1,96z + 0,98}.$$

Период дискретности $T_0 = 0,0025$ с.

Корни характеристического уравнения $z_1 = 0,98 + j0,14$; $z_2 = 0,98 - j0,14$. Согласно (6-63)

$$\alpha = [1 - (0,98 + j0,14)^8]^{-1} [1 - (0,98 - j0,14)^8]^{-1} = 1,081;$$

$$D(z) = 0,925 - 0,712z^{-8} + 0,787z^{-16}.$$

Данное ЦКУ обеспечивает время переходного процесса $t_n = 2T_0 = 0,04$ с без перерегулирования.

Далее рассмотрим общий случай воздействия сигнала $r'(t) = r_0 \cdot 1(t) + r_1 \cdot 1(t-t_1) + \dots + r_q \cdot 1(t-t_1-t_2-\dots-t_q)$ на систему с передаточной функцией вида (6-55) при неравенстве интервалов времени t_1, t_2, \dots, t_q .

Корректирующее устройство, формирующее сигнал $r'(t)$ при подаче на вход единичного ступенчатого сигнала, имеет передаточную функцию вида

$$W_k(p) = \frac{1}{p} (r_0 + r_1 e^{-t_1 p} + r_2 e^{-(t_1+t_2)p} + \dots + r_q e^{-t_q p}), \quad (6-64)$$

где $t_n = \sum_{i=1}^q t_i$ — время переходного процесса.

Для определения реакции системы на ступенчатое воздействие $r(t)$ найдем z -преобразование $X(z)$ выходной величины системы:

$$X(z) = Z\{W_k(p)\Phi(p)\}$$

при условии, что период дискретности равен t_n .

Обозначим $\Phi'(z, \sigma)$ модифицированное z -преобразование функции $\Phi(p)/p$, т. е. $\Phi'(z, \sigma) = z/(z-1) + \sum_{i=1}^q N_i d_i^\sigma / (z-d_i)$, где N_i — коэффициенты разложения функции $\Phi(p)/p$; $d_i = \exp(t_n p_i)$; p_i — корни характеристического полинома передаточной функции $\Phi(p)$. Тогда по известным соотношениям [23, 50, 54] z -преобразование выходной величины системы может быть записано в виде

$$X(z) = r_0 \Phi'(z, \sigma)|_{\sigma=1} + r_1 \Phi'(z, \sigma)|_{\sigma=\sigma_1} + r_2 \Phi'(z, \sigma)|_{\sigma=\sigma_2} + \dots + r_q \Phi'(z, \sigma)|_{\sigma=0},$$

где

$$\sigma_i = 1 - (t_1 + t_2 + \dots + t_i)/t_n.$$

Окончательно после преобразований получим

$$X(z) = (r_0 + r_1 + \dots + r_q) \frac{z}{z-1} + \sum_{i=1}^q N_i \frac{r_0 d_i + r_1 d_i^{\sigma_1} + \dots + r_q}{z-d_i}. \quad (6-65)$$

Член $(r_0 + r_1 + \dots + r_q) \frac{z}{z-1}$ характеризует собою установившуюся составляющую выходной величины, которая при входном воздействии $1(t)$ должна быть равна 1, т. е. $\sum_{i=0}^q r_i = 1$. Второй член равенства (6-65)

характеризует переходную составляющую выходной величины, которая при $t \geq t_n$ должна быть равна нулю. Чтобы удовлетворить этому условию, потребуем, чтобы каждый член, входящий в сумму, был равен нулю при $t \geq t_n$, т. е.

$$\left. \begin{array}{l} r_0 d_1 + r_1 d_1^{\sigma_1} + r_2 d_1^{\sigma_2} + \dots + r_q = 0; \\ r_0 d_2 + r_1 d_2^{\sigma_1} + r_2 d_2^{\sigma_2} + \dots + r_q = 0; \\ \vdots \\ r_0 d_q + r_1 d_q^{\sigma_1} + r_2 d_q^{\sigma_2} + \dots + r_q = 0. \end{array} \right\} \quad (6-66)$$

Решив систему трансцендентных уравнений (6-66) относительно $t_n, \sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{q-1}$ при заданных r_0, r_1, \dots, r_q , определим соответствующие значения t_i , необходимые для реализации оптимальной последовательности входных сигналов.

Пример 6-6. Рассмотрим управление системой с передаточной функцией вида $\Phi(p) = (T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)^{-1}$. Зададимся следующими амплитудами управляемых сигналов:

- а) $r_0 = 1; r_1 = -1; r_2 = 1$; здесь допустимое рассогласование системы по модулю не превышает 1;
- б) $r_0 = 1; r_1 = -2; r_2 = 2$; здесь допустимое рассогласование системы не превышает 2.

Системы уравнений относительно переменных t_n и σ_1 для этих вариантов имеют вид:

$$\left. \begin{array}{l} d_1 - d_1^{\sigma_1} + 1 = 0; \\ d_2 - d_2^{\sigma_1} + 1 = 0; \end{array} \right\} \quad (a) \quad \left. \begin{array}{l} d_1 - 2d_1^{\sigma_1} + 2 = 0; \\ d_2 - 2d_2^{\sigma_1} + 2 = 0; \end{array} \right\} \quad (b)$$

где

$$d_1 = \exp \left[-\frac{t_n}{T} (\xi + j\sqrt{1-\xi^2}) \right]; \quad \sigma_1 = 1 - \frac{t_1}{t_n};$$

$$d_2 = \exp \left[-\frac{t_n}{T} (\xi - j\sqrt{1-\xi^2}) \right].$$

Преобразовав полученные системы уравнений, получим

$$\left. \begin{array}{l} e^{-\xi t_2} \cos t_2 \sqrt{1-\xi^2} - e^{-\xi(t_1+t_2)} \cos [(\tau_1 + \tau_2)\sqrt{1-\xi^2}] = 1; \\ e^{-\xi t_2} \sin t_2 \sqrt{1-\xi^2} - e^{-\xi(t_1+t_2)} \sin [(\tau_1 + \tau_2)\sqrt{1-\xi^2}] = 0; \end{array} \right\} \quad (a)$$

$$\left. \begin{array}{l} 2e^{-\xi t_2} \cos t_2 \sqrt{1-\xi^2} - e^{-\xi(t_1+t_2)} \cos [(\tau_1 + \tau_2)\sqrt{1-\xi^2}] = 2; \\ 2e^{-\xi t_2} \sin t_2 \sqrt{1-\xi^2} - e^{-\xi(t_1+t_2)} \sin [(\tau_1 + \tau_2)\sqrt{1-\xi^2}] = 0; \end{array} \right\} \quad (b)$$

где $\tau_1 = t_1/T; \tau_2 = t_2/T$.

Зависимости τ_1 и τ_2 от параметра ξ для каждого из этих случаев приведены на рис. 6-15 (кривые *a* и *b* соответственно).

Рассмотрим управление электроприводом с передаточной функцией (6-55) при наличии нелинейного элемента типа «насыщение» в прямом канале системы (рис. 6-16, *a*). Если при формировании последовательности $r'(t) = r_0 \cdot 1(t) + r_1 \cdot 1(t-t_1) + r_2 \cdot 1(t-t_1-t_2) + \dots + r_q \cdot 1(t-t_n)$ выбрать заведомо большие сигналы r_i , то на входе нелинейного элемента будем иметь последовательность $\theta(t) = \theta_0 \cdot 1(t) - \theta_1 \cdot 1(t-t_1) + \dots + \theta_q \cdot 1(t-t_n)$, $|\theta_i| \geq \Delta \theta_m$, где $\Delta \theta_m$ — линейная зона системы, а на выходе нелинейного элемента — последовательность $m(t) = m_0 [1(t) -$

$-1(t-t_1) + 1(t-t_1-t_2) - \dots + 1(t-t_n)]$, обеспечивающую оптимальную отработку ступенчатого сигнала в системе при соответствующем выборе временного параметра t_i . Учитывая тот факт, что в цифровой системе определение временных интервалов t_i может быть выполнено с точностью $\pm T_0/2$, в системе может быть реализовано лишь квазиоптимальное управление. Итак, решим задачу квазиоптимального управления

по быстродействию в системе (рис. 6-16, *a*) при переходе из состояния, определяемого вектором $X(0)$, в состояние $X(t_n)$. При этом примем следующие допущения: 1) период дискретности системы внутри замкнутого контура пренебрежимо мал по сравнению с постоянными времени системы; 2) непрерывная часть системы имеет вид $W_n(p) = k(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p) \dots (1+\tau_m p)/[p(1+T_1 p)(1+T_2 p) \dots (1+T_{q-1} p)]$; 3) оптимальная последовательность управляемых сигналов представляется следующим образом: $m(t) = m_0 [1(t) - 1(t-t_1) + 1(t-t_1-t_2) + \dots + (-1)^{q-1} \cdot 1(t-t_n)]$, где $m_0 = \pm \Delta \theta_m$; $\Delta \theta_m$ — линейная зона системы.

Определим соответствующие длительности управляемых сигналов t_1, t_2, \dots, t_q , обеспечивающие минимальное время переходного про-

$$\text{процесса } t_n = \sum_{i=1}^q t_i.$$

Представим схему переменных состояния непрерывной части привода в виде, изображенном на рис. 6-17. Вектор состояния системы $V(t) = \text{col} \{m(t), x_1(t), x_2(t), \dots, x_{q-1}(t), \theta_{\text{вых}}(t)\}$, где $\theta_{\text{вых}}(t)$ — выходная координата системы. Переходная матрица системы при этом имеет вид

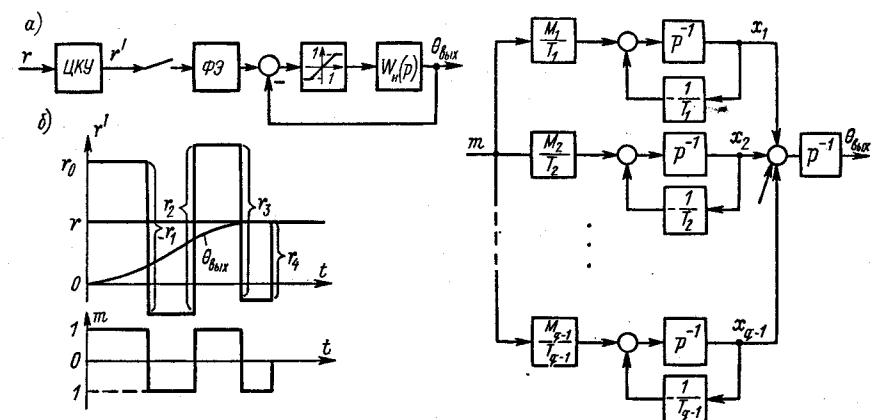


Рис. 6-16. Структурная схема ЦЭП с нелинейным элементом типа «насыщение» в прямом канале (а) и временная диаграмма ее работы (б)

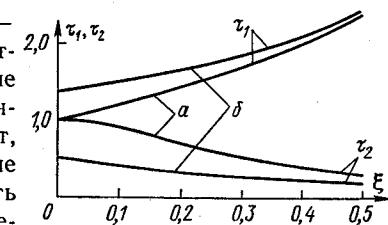


Рис. 6-15. Зависимости τ_1 и τ_2 от ξ

Рис. 6-17. Схема переменных состояния непрерывной части ЦЭП по рис. 6-16, а

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ M_1(1-e^{-t/T_1}) & e^{-t/T_1} & 0 & \dots & 0 \\ M_2(1-e^{-t/T_2}) & 0 & e^{-t/T_2} & \dots & 0 \\ M_3(1-e^{-t/T_3}) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{q-1}(1-e^{-t/T_{q-1}}) & 0 & 0 & \dots & e^{-t/T_{q-1}} \\ h(t) & T_1(1-e^{-t/T_1}) & T_2(1-e^{-t/T_2}) & \dots & T_{q-1}(1-e^{-t/T_{q-1}}) \end{bmatrix}, \quad (6-67)$$

где M_i — коэффициенты разложения функции $pW_n(p)$; $h(t)$ — переходная функция непрерывной части.

Представим матрицу $\Phi(t)$ и вектор состояния $\mathbf{X}(t)$ в виде

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \alpha(t) & \varphi(t) \end{bmatrix}; \quad (6-68)$$

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} m(t) \\ \mathbf{x}(t) \end{bmatrix}, \quad (6-69)$$

где

$$\varphi(t) = \begin{bmatrix} e^{-t/T_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & e^{-t/T_2} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-t/T_{q-1}} & 0 \\ T_1(1-e^{-t/T_1}) & T_2(1-e^{-t/T_2}) & \dots & T_{q-1}(1-e^{-t/T_{q-1}}) & 1 \end{bmatrix};$$

$$\alpha(t) = \begin{bmatrix} M_1(1-e^{-\frac{t}{T_1}}) \\ M_2(1-e^{-\frac{t}{T_2}}) \\ M_3(1-e^{-\frac{t}{T_3}}) \\ \vdots \\ M_{q-1}(1-e^{-\frac{t}{T_{q-1}}}) \\ h(t) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{X}(t) = \text{col}\{x_1, x_2, \dots, x_{q-1}, \theta_{\text{вых}}\}.$$

Тогда вектор состояния непрерывной части системы $\mathbf{X}(t)$ в моменты времени $t=t_1$, $t=t_1+t_2$, $t=t_1+t_2+t_3$, ..., $t=t_n$ определится следующим образом [66]:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t_1) &= m_0 \alpha(t_1) + \varphi(t_1) \mathbf{X}(0); \\ \mathbf{X}(t_1+t_2) &= -\alpha(t_2) m_0 + \varphi(t_2) \mathbf{X}(t_1) = \\ &= -m_0 \alpha(t_2) + m_0 \varphi(t_2) \alpha(t_1) + \varphi(t_2) \varphi(t_1) \mathbf{X}(0); \\ \mathbf{X}(t_n) &= m_0 (-1)^{q-1} \alpha(t_q) + m_0 (-1)^{q-2} \alpha(t_{q-1}) \varphi(t_q) + \\ &+ m_0 (-1)^{q-3} \alpha(t_{q-2}) \varphi(t_q) \varphi(t_{q-1}) + \dots + \\ &+ \varphi(t_q) \varphi(t_{q-1}) \dots \varphi(t_1) \mathbf{X}(0). \end{aligned}$$

Выражение для $\mathbf{X}(t_n)$ преобразуем к виду

$$\mathbf{X}(t_n) = m_0 \sum_{i=1}^q (-1)^{i-1} \alpha(t_i) \varphi(t_{i+1} + t_{i+2} + \dots + t_q) + \varphi(t_n) \mathbf{X}(0). \quad (6-70)$$

Решение системы q уравнений позволит определить при известных $\mathbf{X}(t_n)$ и $\mathbf{X}(0)$ интервалы времени t_1, t_2, \dots, t_q , характеризующие оптимальную последовательность управляемых сигналов $m(t)$.

Следует, однако, отметить, что в общем виде решение данной системы трансцендентных уравнений возможно лишь для систем второго порядка, т. е. при $q=2$. В противном случае система может быть решена лишь численно. При $q=2$, т. е. при $W_n(p)=k/[p(1+T_1p)]$, имеем

$$\mathbf{X}(t_1+t_2) = m_0 [\alpha(t_1) \varphi(t_2) - \alpha(t_2) \varphi(t_1)] + \varphi(t_1+t_2) \mathbf{X}(0),$$

где

$$\alpha(t) = \begin{bmatrix} k(1-e^{-t/T_1}) \\ k(t-T_1+T_1e^{-t/T_1}) \end{bmatrix}; \quad \varphi(t) = \begin{bmatrix} e^{-t/T_1} \\ T_1(1-e^{-t/T_1}) \end{bmatrix}.$$

Подставив $\alpha(t)$ и $\varphi(t)$, получим два уравнения, характеризующие переменные состояния $x_1(t)=\theta_{\text{вых}}(t)$ и $\theta_{\text{вых}}(t)$:

$$x_1(t_1+t_2) = m_0 k \left(2e^{-\frac{t_2}{T_1}} - e^{-\frac{t_1+t_2}{T_1}} - 1 \right) + x_1(0) e^{-\frac{t_1+t_2}{T_1}},$$

$$\theta_{\text{вых}}(t_1+t_2) = m_0 k T_1 \left(\frac{t_2-t_1}{T_1} - 2e^{-\frac{t_2}{T_1}} + 1 + e^{-\frac{t_1+t_2}{T_1}} \right) +$$

$$+ x_1(0) T_1 \left(1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{T_1}} \right) + \theta_{\text{вых}}(0),$$

решение которых относительно переменных t_1/T_1 и t_2/T_1 имеет вид:

$$\frac{t_1}{T_1} = -\ln \left[\frac{1}{1-x_1(0)/(km_0)} - \sqrt{\left(\frac{1}{1-x_1(0)/km_0}\right)^2 - \beta^{-1} \frac{1+[x_1(t_1+t_2)]/(km_0)}{1-x_1(0)/(km_0)}} \right]; \quad (6-71)$$

$$\frac{t_2}{T_1} = \frac{t_1}{T_1} - \frac{\theta_{\text{вых}}(t_1+t_2) - \theta_{\text{вых}}(0) + T_1[x_1(t_1+t_2) - x_1(0)]}{km_0 T_1}, \quad (6-72)$$

где

$$\beta = \exp \frac{t_1 - t_2}{T_1} = \exp \frac{\theta_{\text{вых}}(t_1+t_2) - \theta_{\text{вых}}(0) + T_1[x_1(t_1+t_2) - x_1(0)]}{km_0 T_1}.$$

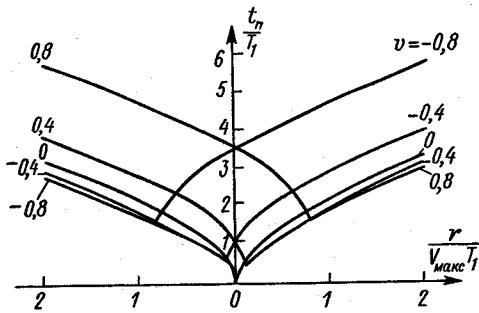


Рис. 6-18. Зависимости относительного времени переходного процесса $t_n/T_1 = f[r/(V_{\text{макс}} T_1)]$ (режимы работы 1a, 1б и 2)

Полученные выражения для t_1/T_1 и t_2/T_1 совпадают с результатами, получаемыми другими методами. Следует лишь отметить, что метод переменных состояния позволяет сравнительно просто получить решение задачи оптимизации по быстродействию для систем высокого порядка.

В заключение рассмотрим несколько типичных случаев применения рассмотренной методики к решению задачи оптимизации движения следящих ЦЭП.

1. Отработка ступенчатых воздействий, по величине превышающих линейную зону системы. а. При $x_1(t_n)=0$. Пусть $\theta_{\text{вых}}(0)=0$; $\theta_{\text{вых}}(t_n)=r$; $x_1(0)=0$; $x_1(t_n)=0$. Тогда $\beta=\exp[r/(km_0 T_1)]$:

$$t_1/T_1 = -\ln(1-\sqrt{1-\beta^{-1}}); \quad (6-73)$$

$$t_2/T_1 = -\ln(1-\sqrt{1-\beta^{-1}}) - r/(m_0 k T_1); \quad (6-74)$$

$$t_n/T_1 = -2 \ln(1-\sqrt{1-\beta^{-1}}) - r/(m_0 k T_1). \quad (6-75)$$

В данном случае очевиден знак сигнала m_0 на первом интервале: из условия $\beta < 1$ $\text{sign } m_0 = \text{sign } r$. Для положительных r имеем $\beta = \exp[r/(V_{\text{макс}} T_1)]$; $t_2/T_1 = -\ln(1-\sqrt{1-\beta^{-1}}) - r/(V_{\text{макс}} T_1)$; $t_n/T_1 = -2 \ln(1-\sqrt{1-\beta^{-1}}) - r/(V_{\text{макс}} T_1)$, где $V_{\text{макс}} = k|m_0| = k \Delta \theta_{\text{макс}}$ — максимальная скорость системы.

На рис. 6-18 приведена зависимость относительного времени переходного процесса t_n/T_1 от входного воздействия $r/(V_{\text{макс}} T_1)$ (кривая для $v=0$).

б. При $x_1(t_n) \neq 0$. Пусть $\theta_{\text{вых}}(0)=0$; $\theta_{\text{вых}}(t_n)=r$; $x_1(0)=0$; $x_1(t_n)=V_0$. В этом случае $\beta = \exp[(r+V_0 T_1)/(m_0 k T_1)]$; $V_0/(m_0 k) = V_0/V_m \text{ sign } m_0 = v/\text{sign } m_0$; $t_1/T_1 = -\ln[1-\sqrt{1-\beta^{-1}}(1+v/\text{sign } m_0)]$; $t_2/T_1 = t_1/T_1 - \ln \beta$; $t_n/T_1 = -2 \ln[1-\sqrt{1-\beta^{-1}}(1+v/\text{sign } m_0)] - \ln \beta$.

Из условий $t_1/T_1 > 0$ и $t_2/T_1 > 0$ определим знак управляющего сигнала m_0 на первом интервале:

$$m_0 = \Delta \theta_{\text{макс}} \text{ при } \begin{cases} r/(V_{\text{макс}} T_1) > \ln[1/(1-v)] - v, & v > 0; \\ r/(V_{\text{макс}} T_1) > \ln(1+v) - v, & v < 0; \end{cases}$$

$$m_0 = -\Delta \theta_{\text{макс}} \text{ при } \begin{cases} r/(V_{\text{макс}} T_1) < \ln[1/(1-v)] - v, & v > 0; \\ r/(V_{\text{макс}} T_1) < \ln(1+v) - v, & v < 0. \end{cases}$$

Зависимости относительного времени переходного процесса в оптимальной системе $t_n/T_1 = f[r/(V_{\text{макс}} T_1)]$ для $v = \pm 0,4$ и $v = \pm 0,8$ приведены на рис. 6-18. в. При $x_1(0) \neq 0$. Пусть $\theta_{\text{вых}}(0)=0$; $\theta_{\text{вых}}(t_n)=r$; $x_1(0)=V_0$; $x_1(t_n)=0$. В этом варианте $\beta = \exp[(r-V_0 T_1)/(m_0 k T_1)]$; $V_0/(m_0 k) = v/\text{sign } m_0$;

$$t_1/T_1 = -\ln \left(\frac{1}{1-\frac{v}{\text{sign } m_0}} - \sqrt{\left(\frac{1}{1-\frac{v}{\text{sign } m_0}}\right)^2 - \frac{\beta^{-1}}{1-\frac{v}{\text{sign } m_0}}} \right);$$

$$t_2/T_1 = t_1/T_1 - \ln \beta;$$

$$t_n/T_1 = -2 \ln \frac{1-\sqrt{1-\beta^{-1}(1-v/\text{sign } m_0)}}{1-v/\text{sign } m_0} - \ln \beta.$$

Из условий $t_1/T_1 > 0$ и $t_2/T_1 > 0$ определим знак управляющего сигнала m_0 на первом интервале:

$$m_0 = \Delta \theta_{\text{макс}} \text{ при } \begin{cases} r/(V_{\text{макс}} T_1) > v - \ln(1+v), & v > 0; \\ r/(V_{\text{макс}} T_1) > v + \ln(1-v), & v < 0; \end{cases}$$

$$m_0 = -\Delta \theta_{\text{макс}} \text{ при } \begin{cases} r/(V_{\text{макс}} T_1) < v - \ln(1+v), & v > 0; \\ r/(V_{\text{макс}} T_1) < v + \ln(1-v), & v < 0. \end{cases}$$

Зависимости относительного времени переходного процесса в оптимальной системе $t_n/T_1 = f[r/(V_{\text{макс}} T_1)]$ для $v = \pm 0,4$ и $v = \pm 0,8$ приведены на рис. 6-19.

2. Разгон ЦЭП от $x_1=0$ до V_0 . Этот режим является частным случаем режима 1б при $r = \ln[1/(1-v)] - v$ для положительных v и $r = \ln(1+v) - v$ для отрицательных v и соответствует особым точкам на кривых, представленных на рис. 6-18.

Здесь $\beta = 1/(1-v)$ при $v > 0$; $\beta = 1/(1+v)$ при $v < 0$; $\frac{t_n}{T_1} = \frac{t_1}{T_1} = -\ln(1-|v|)$; $t_2/T_1 = 0$.

3. Торможение ЦЭП от начальной скорости V_0 до $x_1=0$. Этот режим является частным случаем режима 1в при $r = v - \ln(1+v)$ для положительных v и $r = v + \ln(1-v)$ для отрицательных v и соответствует особым точкам на кривых, представленных на рис. 6-19. Здесь $\beta = 1+v$ при $v > 0$; $\beta = 1/(1-v)$ при $v < 0$; $t_1/T_1 = t_n/T_1 = \ln(1+|v|)$; $t_2/T_1 = 0$.

4. Реверс следящего привода в режиме отработки пилообразного сигнала.

Пусть $\theta_{\text{вых}}(0)=\psi_1$; $\theta_{\text{вых}}(t_n)=\psi_2$; $x_1(0)=V_0$; $x_1(t_n)=-V_0$. Тогда $\beta = \exp \frac{\psi_2 - \psi_1 - 2V_0 T_1}{m_0 k T_1}$;

$$t_1/T_1 = -\ln \left[\frac{1}{1-\frac{V_0}{km_0}} - \sqrt{\left(\frac{1}{1-\frac{V_0}{km_0}}\right)^2 - \beta^{-1}} \right].$$

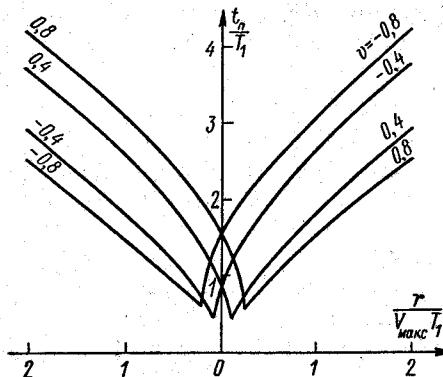


Рис. 6-19. Зависимости относительного времени переходного процесса $t_n/T_1 = f[r/(V_{\max}T_1)]$ (режимы 1в и 3)

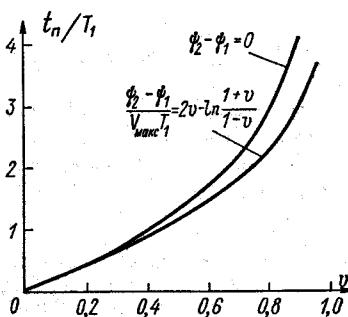


Рис. 6-20. Зависимости относительного времени переходного процесса $t_n/T_1 = f(v)$ (режим 4)

Следует отметить, что в данном случае знак управляющего сигнала на первом интервале может быть положительным или отрицательным, что зависит от соотношения величин $\psi_1, \psi_2, V_0 T_1$.

Если $t_0 = \Delta\theta_{\max}$, то $\beta = \exp \frac{\psi_2 - \psi_1 - 2V_0 T_1}{V_{\max} T_1}$;

$$t_1/T_1 = -\ln \left[\frac{1}{1-v} - \sqrt{(1-v)^{-2} - \beta^{-1}} \right];$$

$t_2/T_1 = t_1/T_1 - (\psi_2 - \psi_1)/(V_{\max} T_1) + 2v$, где $v = V_0/V_{\max}$.

Разность $\psi_2 - \psi_1$ в этом случае определяется из неравенства

$$\psi_2 - \psi_1 > 2V_{\max} T_1 [v - \ln(1/(1-v))].$$

Если $t_0 = -\Delta\theta_{\max}$, то

$$\beta = \exp \left(-\frac{\psi_2 - \psi_1 - 2V_0 T_1}{V_{\max} T_1} \right);$$

$$\frac{t_1}{T_1} = -\ln \left[\frac{1}{1+v} - \sqrt{(1+v)^{-2} - \beta^{-1}} \right]; \quad \frac{t_2}{T_1} = \frac{t_1}{T_1} + \frac{\psi_2 - \psi_1}{V_{\max} T_1} - 2v;$$

$$\psi_2 - \psi_1 < -2V_{\max} T_1 [v - \ln(1+v)].$$

Представляет интерес режим, имеющий место при некотором $\psi_2 - \psi_1 = (\psi_2 - \psi_1)_{np}$, соответствующем $t_2 = 0$. Определим эту разность из условия $e^{-t_1/T_1} = \beta^{-1}$, откуда $\beta = \frac{1+v}{1-v}$, а

$$(\psi_2 - \psi_1)_{np} = -V_{\max} T_1 \left(\ln \frac{1+v}{1-v} - 2v \right); \quad (6-76)$$

$$t_n/T_1 = t_1/T_1 = \ln[(1+v)/(1-v)]. \quad (6-77)$$

На рис. 6-20 представлены зависимости $t_n/T_1 = f(v)$ для нескольких значе-

ний параметра $(\psi_2 - \psi_1)/(V_{\max} T_1)$, из анализа которых видно, что наиболее выгодным с точки зрения быстродействия является режим реверса, при котором разность конечной и начальной выходных величин $\psi_2 - \psi_1$ определяется выражением (6-76). При этом реверс скорости осуществляется за один интервал времени, равный $\ln[(1+v)/(1-v)]$.

5. Отработка ступенчатого воздействия при $x_1(0) = x_1(t_n) = -V_0$. Пусть $\theta_{\text{вых}}(0) = 0$; $\theta_{\text{вых}}(t_n) = r$; $x_1(0) = x_1(t_n) = -V_0$. Тогда $\beta = \exp[r/(V_{\max} T_1)]$;

$$\frac{t_1}{T_1} = -\ln \left[\frac{1}{1+v} - \sqrt{(1+v)^{-2} - \beta^{-1} \frac{1-v}{1+v}} \right];$$

$$\frac{t_2}{T_1} = \frac{t_1}{T_1} - \frac{r}{V_{\max} T_1}; \quad \frac{t_n}{T_1} = -2 \ln \frac{1 - \sqrt{1 - \beta^{-1} (1 - v^2)}}{1 + v} - \frac{r}{V_{\max} T_1}.$$

Зависимости $t_n/T_1 = f[r/(V_{\max} T_1)]$ для $v = 0; -0,2; -0,4; -0,6$ приведены на рис. 6-21. Из анализа кривых видно, что даже при малых r время переходного процесса существенно зависит от начальной скорости V_0 . Так, при $r/(V_{\max} T_1) = 0,2$ и $v = -0,6$ время переходного процесса в 3,5 раза больше, чем при скачке $r/(V_{\max} T_1) = 0,2$ и $v = 0$.

Примеры практической реализации ЦКУ, помещаемых на входе ЦЭП. При практической реализации цифровых корректирующих устройств, обеспечивающих квазиоптимальное по быстродействию управление ЦЭП при отработке значительных ступенчатых воздействий (см. схему на рис. 6-16, a), следует учитывать тот факт, что в этих режимах работы ЦЭП входные сигналы $r(t)$, вырабатываемые ЦВМ, могут принимать любые значения, в том числе и нулевые, а начальные условия $\theta_{\text{вых}}(0)$ в общем случае отличаются от нуля. Поэтому устройство, вырабатывающее управляющую последовательность $r'(t)$, должно управляться не входным сигналом $r(t)$, а сигналом рассогласования $\theta' = r - \theta_{\text{вых}}$. Функциональная схема системы с подобным устройством представлена на рис. 6-22. ЦКУ оптимизирующего типа содержит анализатор ошибки, постоянное запоминающее устройство ПЗУ, времязадающие устройства ВЗУ1 и ВЗУ2 и мультиплексор M , осуществляющий формирование выходной последовательности $r'(t)$ в зависимости от сочетания управляющих сигналов $\text{sign } \theta$, u_{t_1} и u_{t_2} . Устройство работает следующим образом. При возникновении в системе рассогласования достаточно большой амплитуды ПЗУ вырабатывает два кодированных сигнала t_1 и t_2 , запускающие времязадающие устройства ВЗУ1 и ВЗУ2, причем длительность выходных импульсов этих устройств u_{t_1} и u_{t_2} должна соответствовать выражениям (6-73) и (6-74). Мультиплексор M вырабатывает управляющую последовательность по следующему закону:

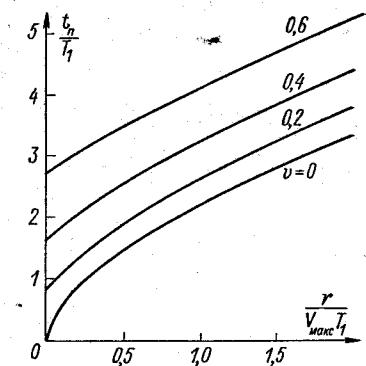


Рис. 6-21. Зависимости относительного времени переходного процесса $t_n/T_1 = f(v)$ (режим 5)

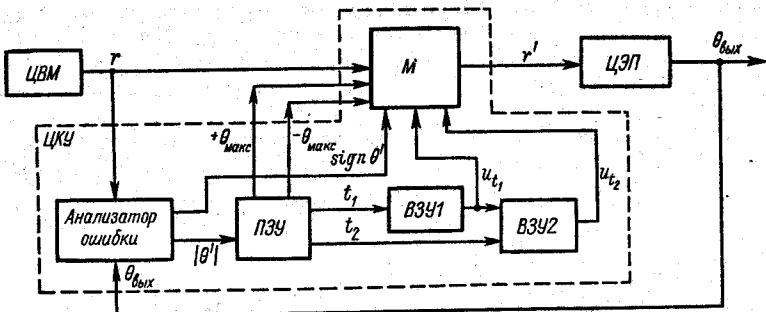


Рис. 6-22. Схема ЦКУ, обеспечивающая квазиоптимальное по быстродействию управление ЦЭП в режиме отработки ступенчатого воздействия

$$r'(t) = \theta_{\max} \operatorname{sign} \theta' \quad 0 < t < t_1;$$

$$r'(t) = -\theta_{\max} \operatorname{sign} \theta' \quad t_1 < t < t_n;$$

$$r'(t) = r(t) \quad t > t_n,$$

причем величина θ_{\max} должна по модулю значительно превосходить входной сигнал r , так чтобы ошибка системы $\theta = r' - \theta_{\text{вых}}$ всегда была больше линейной зоны системы.

Несколько иначе строятся ЦКУ, обеспечивающие близкую к оптимальной отработку входных сигналов в режиме отработки пилообразного сигнала в ограниченном диапазоне углов $\pm \psi_{\max}$. На рис. 6-23, а изображено устройство [6] управления следящим приводом, работающее в указанном режиме.

Устройство работает следующим образом. Пилообразный кодовый сигнал вырабатывается в интегрирующем устройстве (в данном случае — реверсивном счетчике РС) и поступает в систему через выходной регистр ВР. Режим работы интегратора (сложение или вычитание) определяется состоянием триггера реверса $T_{\text{рев}}$. При достижении интегратором граничного значения $\pm \psi_{\max}$ одна из схем формирования

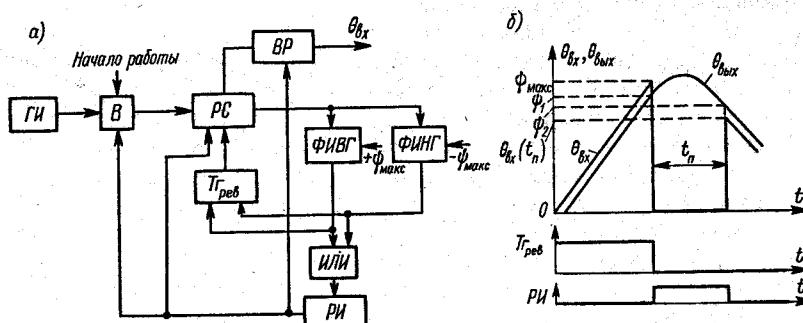


Рис. 6-23. Схема ЦКУ, обеспечивающая квазиоптимальное по быстродействию управление ЦЭП в режиме отработки пилообразного воздействия (а), и временная диаграмма системы (б)

импульса — верхней или нижней границы ($\Phi_{\text{ИВГ}}$ и $\Phi_{\text{ИНГ}}$) — выдает импульс, меняющий состояние $T_{\text{рев}}$. Одновременно этот импульс поступает на вход расширителя импульсов РИ, с выхода которого снимается сигнал длительностью $t_n = T_1 \ln \frac{1+\nu}{1-\nu}$, равной расчетному времени реверса. Этот сигнал (рис. 6-23, б) запрещает прохождение тактовых импульсов от генератора ГИ на вход РС, обнуляет выходной регистр и одновременно записывает в РС значение $\theta_{\text{вых}}(t_n)$, вычисляемое по формуле $\theta_{\text{вых}}(t_n) = \psi_{\max} - 2\psi_{\text{уст}} + (\psi_2 - \psi_1)_{\text{пр}}$, где $\psi_{\text{уст}}$ — установившаяся ошибка системы при движении с постоянной скоростью V_0 , а $(\psi_2 - \psi_1)_{\text{пр}}$ определяется по формуле (6-76).

По истечении времени t_n РС начинает работать в противоположном режиме от начального значения $\theta_{\text{вых}}(t_n)$. При достижении противоположной границы процессы повторяются.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ И АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

7-1. Расчет динамических режимов в линеаризованных ЦЭП

Задачей расчета динамических режимов цифровых электроприводов является определение основных качественных показателей привода и сравнение их с заданными значениями. К таким показателям относятся, например, время переходного процесса и максимальное перегулирование при ступенчатом входном воздействии, динамическая ошибка при заданном типовом воздействии и т. д.

Рассмотрим линеаризованный ЦЭП, структурная схема которого приведена на рис. 7-1. Система содержит ЦКУ с передаточной функцией $D(z)$, импульсный элемент с периодом дискретности T_0 , экстраполатор нулевого порядка (фиксирующий элемент) и цепь прерывную часть с передаточной функцией $W_n(p)$. Требуется определить реакцию системы на входное воздействие $r(t)$. Для общности рассуждений будем считать, что схема переменных состояния устройства, вырабатывающего входное воздействие, имеет s переменных $r_1(t), r_2(t), \dots, r_s(t)$, а входной сигнал $r(t)$ связан с ними соотношением

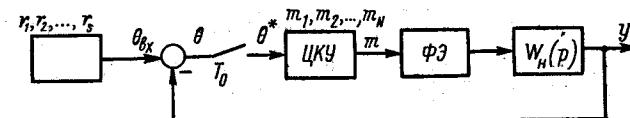


Рис. 7-1. Структурная схема линеаризованного цифрового привода

$$\dot{r}(t) = \gamma_1 r_1(t) + \gamma_2 r_2(t) + \dots + \gamma_s r_s(t). \quad (7-1)$$

Уравнение состояния для входного устройства имеет вид

$$d\mathbf{r}/dt = \beta \mathbf{r}(t), \quad (7-2)$$

где коэффициентная матрица β имеет вид

$$\beta = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \dots & \beta_{1s} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \dots & \beta_{2s} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ \beta_{s1} & \beta_{s2} & \dots & \beta_{ss} \end{bmatrix} \quad (7-3)$$

Кроме того, считаем, что в момент срабатывания импульсного элемента переменная состояния $r_i(t)$ входного устройства не меняется, т. е.

$$\left. \begin{array}{l} r_1(nT_0) = r_1(nT_0^+); \\ r_2(nT_0) = r_2(nT_0^+); \\ \dots \\ r_s(nT_0) = r_s(nT_0^+). \end{array} \right\} \quad (7-4)$$

Здесь и далее обозначение nT_0 соответствует моментам времени, непосредственно предшествующим моменту срабатывания импульсного элемента, а nT_0^+ — моментам времени, непосредственно следующим за моментом срабатывания импульсного элемента, т. е. $nT_0 = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} (nT_0 - \Delta t)$,

$$a nT_0^+ = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} (nT_0 + \Delta t).$$

После сравнения входного воздействия $r(t)$ с выходной величиной $y(t)$ получаем ошибку привода $\theta(t)$, подвергающуюся квантованию по времени с периодом дискретности T_0 . Уравнение, описывающее динамику импульсного элемента, имеет вид

$$\theta^*(nT_0^+) = \theta(nT_0) = r(nT_0) - y(nT_0). \quad (7-5)$$

Величина $\theta^*(nT_0^+)$ является входной для ЦКУ с передаточной функцией $D(z)$. Допустим, что ЦКУ описывается системой разностных уравнений, определяемых с помощью схемы переменных состояния ЦКУ:

$$\left. \begin{array}{l} m_1(nT_0^+) = b_{10}\theta(nT_0) + b_{11}m_1(nT_0) + \dots + b_{1N}m_N(nT_0); \\ m_2(nT_0^+) = b_{20}\theta(nT_0) + b_{21}m_1(nT_0) + \dots + b_{2N}m_N(nT_0); \\ \dots \\ m_N(nT_0^+) = b_{N0}\theta(nT_0) + b_{N1}m_1(nT_0) + \dots + b_{NN}m_N(nT_0), \end{array} \right\} \quad (7-6)$$

где $m_1, m_2, m_3, \dots, m_N$ — переменные состояния ЦКУ.

Выходная величина ЦКУ

$$m(nT_0) = \alpha_0 \theta^*(nT_0) + \alpha_1 m_1(nT_0) + \dots + \alpha_N m_N(nT_0) \quad (7-7)$$

является входной для непрерывной части привода $W_n(p)$, описываемой системой дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{array}{l} dx_1/dt = a_{10}m(t) + a_{11}x_1(t) + a_{12}x_2(t) + \dots + a_{1q}x_q(t); \\ dx_2/dt = a_{20}m(t) + a_{21}x_1(t) + a_{22}x_2(t) + \dots + a_{2q}x_q(t); \\ \dots \\ dx_q/dt = a_{q0}m(t) + a_{q1}x_1(t) + a_{q2}x_2(t) + \dots + a_{qq}x_q(t), \end{array} \right\} \quad (7-8)$$

где $x_1, x_2, x_3, \dots, x_q$ — переменные состояния непрерывной части привода, найденные с помощью схемы переменных состояния [49, 57]. Выходная величина привода

$$y(t) = l_1x_1(t) + l_2x_2(t) + \dots + l_qx_q(t). \quad (7-9)$$

Рассмотрим подробно движение привода в течение n -го интервала дискретности, т. е. в промежутке времени $nT_0 \leq \lambda < (n+1)T_0$, где время λ , обычно называемое локальным, связано с реальным временем t формулой $\lambda = t - nT_0$. После замыкания импульсного элемента, т. е. в момент времени $t = nT_0^+$, изменяются переменные состояния $\theta^*, m_1, m_2, \dots, m_N$, а $r_1, r_2, \dots, r_s, x_1, x_2, x_3, \dots, x_q$ остаются неизменными. Поэтому динамика ЦЭП в этот момент может быть описана следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{array}{l} r_1(nT_0^+) = r_1(nT_0); \\ r_2(nT_0^+) = r_2(nT_0); \\ \dots \\ r_s(nT_0^+) = r_s(nT_0); \\ \theta^*(nT_0^+) = \theta(nT_0) = \sum_{i=1}^s \gamma_i r_i(nT_0) - \sum_{i=1}^q l_i x_i(nT_0); \\ m_1(nT_0^+) = b_{10}\theta(nT_0) + b_{11}m_1(nT_0) + \dots + b_{1N}m_N(nT_0) = \\ = b_{10} \sum_{i=1}^s \gamma_i r_i(nT_0) - b_{10} \sum_{i=1}^q l_i x_i(nT_0) + \\ + b_{11}m_1(nT_0) + \dots + b_{1N}m_N(nT_0); \\ \dots \\ m_N(nT_0^+) = b_{N0}\theta(nT_0) + b_{N1}m_1(nT_0) + \dots + b_{NN}m_N(nT_0) = \\ = b_{N0} \sum_{i=1}^s \gamma_i r_i(nT_0) - b_{N0} \sum_{i=1}^q l_i x_i(nT_0) + \\ + b_{N1}m_1(nT_0) + \dots + b_{NN}m_N(nT_0); \\ x_1(nT_0^+) = x_1(nT_0); \\ x_2(nT_0^+) = x_2(nT_0); \\ \dots \\ x_q(nT_0^+) = x_q(nT_0). \end{array} \right\} \quad (7-10)$$

Если перейти к матричным обозначениям, то система (7-10) может быть записана в виде

$$\mathbf{V}(nT_0^+) = B\mathbf{V}(nT_0), \quad (7-11)$$

где \mathbf{V} — обобщенный вектор состояния привода, содержащий входные переменные состояния r_1, r_2, \dots, r_s , ошибку привода θ^* , а также переменные, характеризующие ЦКУ и непрерывную часть привода;

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \theta^* \\ \mathbf{m} \\ \mathbf{x} \end{bmatrix} = \text{col}\{r_1, \dots, r_s, \theta^*, m_1, \dots, m_N, x_1, \dots, x_q\}$$

B — матрица, полученная с помощью (7-10);

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & \dots & \gamma_s & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -l_1 & -l_2 & \dots & -l_q \\ b_{10}\gamma_1 & b_{10}\gamma_2 & \dots & b_{10}\gamma_s & 0 & b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1N} & -b_{10}l_1 & -b_{10}l_2 & \dots & -b_{10}l_q \\ b_{20}\gamma_1 & b_{20}\gamma_2 & \dots & b_{20}\gamma_s & 0 & b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2N} & -b_{20}l_1 & -b_{20}l_2 & \dots & -b_{20}l_q \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{N0}\gamma_1 & b_{N0}\gamma_2 & \dots & b_{N0}\gamma_s & 0 & b_{N1} & b_{N2} & \dots & b_{NN} & -b_{N0}l_1 & -b_{N0}l_2 & \dots & -b_{N0}l_q \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (7-12)$$

Уравнение (7-11) характеризует изменение вектора состояния привода в моменты срабатывания импульсного элемента, т. е. начальные условия для каждого интервала времени $nT_0 < \lambda < (n+1)T_0$. Дифференциальные уравнения, описывающие динамику привода в этом интервале, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} d\mathbf{r}(\lambda)/d\lambda &= \beta \mathbf{r}(\lambda); \\ d\theta^*(\lambda)/d\lambda &= 0; \\ d\mathbf{m}(\lambda)/d\lambda &= 0; \\ d\mathbf{x}(\lambda)/d\lambda &= A_0\theta^*(\lambda) + A_1\mathbf{m}(\lambda) + A_2\mathbf{x}(\lambda), \end{aligned} \right\} \quad (7-13)$$

где матрицы A_0 , A_1 , A_2 могут быть найдены из системы (7-8) с учетом (7-7):

$$A_0 = \alpha_0 \begin{bmatrix} a_{10} \\ a_{20} \\ \dots \\ a_{q0} \end{bmatrix}; \quad A_1 = \begin{bmatrix} \alpha_1 a_{10} & \alpha_2 a_{10} & \dots & \alpha_N a_{10} \\ \alpha_1 a_{20} & \alpha_2 a_{20} & \dots & \alpha_N a_{20} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1 a_{q0} & \alpha_2 a_{q0} & \dots & \alpha_N a_{q0} \end{bmatrix};$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1q} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{q1} & a_{q2} & \dots & a_{qq} \end{bmatrix}.$$

Переходя к вектору состояния привода $\mathbf{V}(t)$, можно систему (7-13) записать в виде

$$d\mathbf{V}(\lambda)/d\lambda = A\mathbf{V}(\lambda), \quad (7-14)$$

где коэффициентная матрица системы

$$A = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_2 & A_1 & A_3 \end{bmatrix} \quad (7-15)$$

или в развернутом виде

$$A = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \dots & \beta_{1s} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \dots & \beta_{2s} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{s1} & \beta_{s2} & \dots & \beta_{ss} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \alpha_0 a_{10} & \alpha_1 a_{10} & \alpha_2 a_{10} & \dots & \alpha_N a_{10} & a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1q} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \alpha_0 a_{20} & \alpha_1 a_{20} & \alpha_2 a_{20} & \dots & \alpha_N a_{20} & a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \alpha_0 a_{q0} & \alpha_1 a_{q0} & \alpha_2 a_{q0} & \dots & \alpha_N a_{q0} & a_{q1} & a_{q2} & \dots & a_{qq} \end{bmatrix}$$

Как было показано выше, решение уравнения (7-14) имеет вид

$$\mathbf{V}(\lambda) = \Phi(\lambda) \mathbf{V}(0^+), \quad (7-17)$$

где $\Phi(\lambda)$ — расширенная переходная матрица привода.

Определив матрицу $\Phi(\lambda)$, возможно найти вектор состояния привода в любой момент времени λ внутри интервала $nT_0 \leq \lambda < (n+1)T_0$, т. е.

$$\mathbf{V}(t - nT_0) = \Phi(t - nT_0) \mathbf{V}(nT_0^+). \quad (7-18)$$

Таким образом, полученные рекуррентные матричные соотношения (7-11) и (7-18) позволяют рассчитать переходный процесс в рассматриваемом приводе для любых входных воздействий и с любыми начальными условиями. Общая методика построения переходных процессов в линеаризованных ЦЭП заключается в следующем:

а) по структурной схеме ЦЭП строится его схема переменных состояния, которая дополняется схемой переменных состояния устройства, вырабатывающего заданное входное воздействие;

б) выбираются переменные состояния привода, включающие в себя входные переменные r_1, r_2, \dots, r_s , ошибку привода θ^* , переменные состояния ЦКУ m_1, m_2, \dots, m_N , а также переменные состояния непрерывной части x_1, x_2, \dots, x_q .

в) с помощью схемы переменных состояния привода определяются обобщенные матрицы $\Phi(\lambda)$ и B переходного состояния, первая из которых определяет поведение привода внутри интервалов дискретности, а вторая — поведение привода в моменты $t = nT_0^+$ срабатывания импульсного элемента;

г) по рекуррентным соотношениям (7-11) и (7-18) определяются значения переменных состояния в необходимые моменты времени.

Следует отметить, что если требуется определить значения вектора состояния системы лишь в моменты времени $t = (n+1)T_0$, т. е.

$$\mathbf{V}[(n+1)T_0] = \Phi(T_0)\mathbf{V}(nT_0^+), \quad (7-19)$$

то, воспользовавшись соотношением (7-11) и обозначив

$$H(T_0) = \Phi(T_0)B, \quad (7-20)$$

получим

$$\mathbf{V}[(n+1)T_0] = H(T_0)\mathbf{V}(nT_0). \quad (7-21)$$

Преобразование формулы (7-21) приводит к следующему соотношению, связывающему вектор состояния привода $\mathbf{V}[(n+1)T_0]$ с вектором начальных условий $\mathbf{V}(0)$:

$$\mathbf{V}[(n+1)T_0] = H^{n+1}(T_0)\mathbf{V}(0). \quad (7-22)$$

Формулы (7-21) и (7-22) можно использовать при расчете переходных процессов ЦЭП на цифровых вычислительных машинах.

Изложенная методика построения переходных процессов в линеаризованных ЦЭП сводится к определению матриц $\Phi(\lambda)$ и B и последовательному умножению этих матриц на вектор состояния. Однако перемножение матриц и векторов — операция линейная, поэтому указанная методика непосредственно применима лишь для исследования линейных импульсных систем. При исследовании же нелинейных систем (а именно они представляют наибольший интерес, так как линейные импульсные системы достаточно легко могут быть исследованы другими методами, например z -преобразования) применяются различного рода дополнительные приемы, хотя основа методики — определение обобщенных матриц и умножение их на вектор состояния — сохраняется во всех случаях.

Некоторые приемы, применяемые при использовании метода переменных состояния, будут рассмотрены в настоящей главе на примере двух ЦЭП: следящего привода и привода регулируемой скорости. Для большей наглядности и связности изложения рассмотрим вначале случай, когда оба указанных привода являются линейными импульсными системами.

Пример 7-1. Линеаризованный следящий привод. Структурная схема следящего привода представлена на рис. 7-2. В состав привода входит преобразователь кода в напряжение 1, усиленно-преобразовательное устройство и двухфазный асинхронный исполнительный двигатель 2. На выходе привода установлен датчик угла поворота исполнительного вала, выдающий информацию в двоичном коде, и ЦКУ 3 с передаточной функцией $D(z)$, выраба-

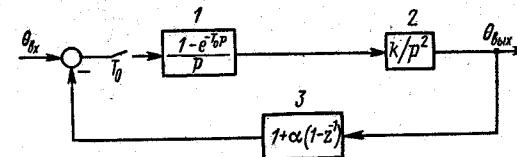


Рис. 7-2. Структурная схема линеаризованного следящего электропривода (к примеру 7-1)

тывающее сигнал, пропорциональный первой разности угла отработки θ_{bx} . Результат вычитания кода угла отработки θ_{bx} и кода его первой разности из кода входного воздействия θ_{bx} подвергается квантованию по времени с периодом T_0 . Предполагается, что усиленно-преобразовательное устройство является безынерционным, а исполнительный двигатель — астатическим звеном второго порядка [58]. Передаточные функции звеньев привода указаны на рис. 7-2. В настоящем примере квантование по уровню не учитывается, так как следящий привод, по предложению, является линейным. Схема переменных состояния, построенная методом последовательного программирования в соответствии с приведенной на рис. 7-2 структурной схемой, представлена на рис. 7-3 и содержит два интегратора, соответствующих передаточной функции исполнительного двигателя, элемент запаздывания на период дискретности, входящий в состав ЦКУ, и фиксирующие элементы. Как отмечено в [49], в качестве переменных состояния обычно выбираются выходные величины интеграторов, элементов запаздывания, а также фиксирующих элементов, не связанных с элементами запаздывания. Кроме того, в состав вектора состояния вводятся переменные, характеризующие входное воздействие. Таким образом, в рассматриваемом примере вектор состояния определяется соотношением

$$\mathbf{V} = \text{col}\{r, \theta, m_1, x_2, x_1\},$$

где r — входное воздействие; θ — сигнал, действующий на вход непрерывной части привода; m_1, x_2, x_1 — выходные величины элемента запаздывания, первого и второго интеграторов соответственно (см. рис. 7-3). В момент срабатывания импульсных элементов претерпевают изменение переменные состояния θ и m_1 :

$$\theta(nT_0^+) = r(nT_0) + \alpha m_1(nT_0) - (1 + \alpha)x_1(nT_0); \quad m_1(nT_0^+) = x_1(nT_0).$$

Остальные переменные состояния остаются неизменными. Поэтому матрица B , характеризующая изменение состояния системы в момент срабатывания импульсных элементов, имеет вид

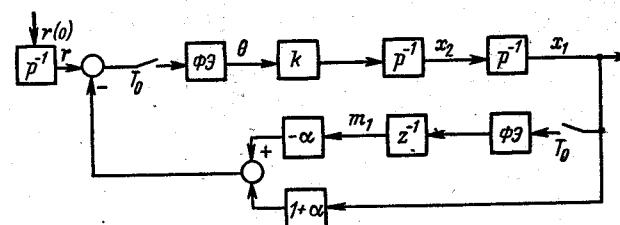


Рис. 7-3. Схема переменных состояния линеаризованного следящего электропривода (к примеру 7-1)

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \alpha & 0 & -(1+\alpha) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

В интервалы времени между срабатыванием импульсных элементов изменяются переменные состояния x_1 и x_2 ; остальные переменные состояния остаются неизменными (предполагается, что на систему действует ступенчатый сигнал). Матрица $\Phi(T_0)$, характеризующая состояние системы к моменту очередного срабатывания импульсных элементов, имеет вид

$$\Phi(T_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & kT_0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & kT_0^2/2 & 0 & T_0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Как отмечалось выше, метод переменных состояния является методом исследования автоматических систем управления, ориентированным на использование средств вычислительной техники. Блок-схема программы вычислений динамического режима в рассматриваемом следящем приводе (и в линейной импульсной системе вообще) представлена на рис. 7-4. Как видно из рисунка, блок-схема вычислений в случае линеаризованной импульсной системы весьма проста. Первый оператор осуществляет ввод в ЦВМ основных параметров, характеризующих исследуемую систему (матрицы $\Phi(T_0)$ и B , период дискретности T_0), и начальных условий. Второй оператор определяет изменение состояния системы после срабатывания импульсных элементов, а третий — изменение состояния системы в интервалах времени между срабатыванием импульсных элементов. Четвертый оператор осуществляет изменение параметра, характеризующего текущее время. Наконец, пятый сравнивает текущее время nT_0 с заданным $t_{\text{зад}}$ и в зависимости от результата сравнения прекращает вычислительный процесс или возвращает его ко второму оператору.

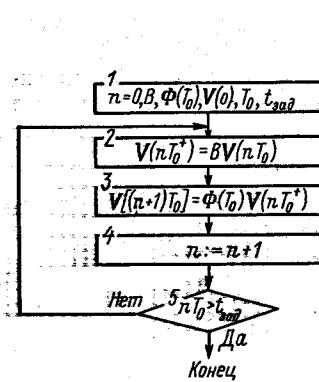


Рис. 7-4. Блок-схема программы вычислений динамического режима в линейной импульсной системе

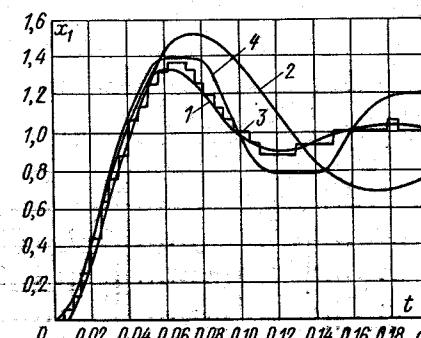


Рис. 7-5. Переходные процессы в следящем электроприводе
1 — линеаризованный следящий привод;
2 — следящий привод с ШИМ;
3 — следящий привод с учетом квантования по уровню;
4 — следящий привод с люфтом

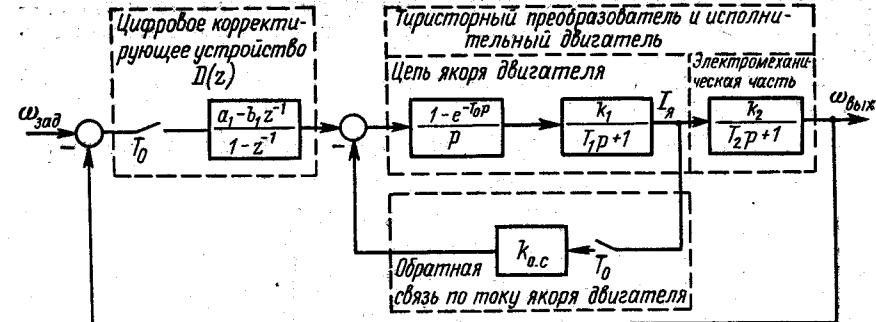


Рис. 7-6. Структурная схема линеаризованного привода регулируемой скорости (к примеру 7-2)

На рис. 7-5 представлен переходный процесс в рассматриваемом следящем приводе при ступенчатом входном воздействии (кривая 1), вычисленный по схеме рис. 7-4. Для параметров следящего привода принятые следующие значения: $T_0 = 0,005$ с; $k = 2500$ с $^{-2}$; $\alpha = 3$.

Пример 7-2. Линеаризованный привод регулируемой скорости. Структурная схема рассматриваемого привода приведена на рис. 7-6. Привод состоит из исполнительного двигателя постоянного тока, скорость которого регулируется, тиристорного преобразователя, управляющего двигателем, датчика скорости, сигнала которого сравнивается с входным задающим сигналом $\omega_{\text{зад}}$. Для коррекции привода применены жесткая отрицательная обратная связь, охватывающая цепь якоря двигателя и тиристорный преобразователь, и ЦКУ с передаточной функцией $D(z)$. Определение вида и параметров корректирующих звеньев изложено в шестой главе (см. пример 6-2). Передаточные функции звеньев привода указаны на рис. 7-6. Схема переменных состояния, построенная в соответствии со структурной схемой методом последовательного программирования, приведена на рис. 7-7. Принимая, как и ранее, в качестве переменных состояния входное воздействие, выходные величины интеграторов и элементов запаздывания, а также выходные величины фиксирующих элементов, не связанных с элементами запаздывания, сформируем вектор состояния в виде

$$V = \text{col} \{ r, \theta, m_1, x_3, x_2, x_1 \},$$

где r — входное воздействие; θ — ошибка привода; m_1 — выходная величина элемента запаздывания в ЦКУ; x_3 — выходная величина фиксирующего элемен-

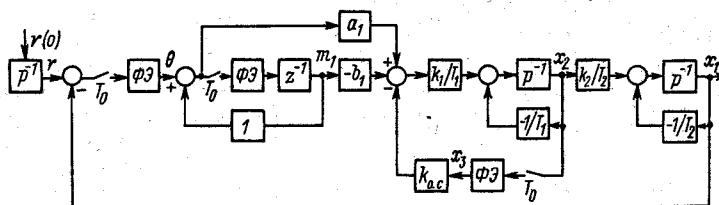


Рис. 7-7. Схема переменных состояния линеаризованного привода регулируемой скорости (к примеру 7-2)

мента в цепи обратной связи, охватывающей якорную цепь двигателя; x_2 и x_1 — выходные величины интеграторов, соответствующих инерционным звеньям привода.

В моменты срабатывания импульсных элементов изменяются переменные состояния θ , m_1 и x_3 , причем

$$\theta(nT_0^+) = r(nT_0) - x_1(nT_0); \quad m_1(nT_0^+) = \theta(nT_0) + m_1(nT_0); \quad x_3(nT_0^+) = x_2(nT_0).$$

Пользуясь этими соотношениями, определим матрицу

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

В интервалы времени между срабатываниями импульсных элементов изменяются переменные состояния x_1 и x_2 (предполагается, что на вход привода действует скачкообразный сигнал). Матрица $\Phi(T_0)$, характеризующая состояние привода к моменту очередного срабатывания импульсных элементов, имеет вид

$$\Phi(T_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 A_1 & (a_1 - b_1) A_1 & -k_{0,c} A_1 & e^{-T_0/T_1} & 0 \\ 0 & a_1 A_2 & (a_1 - b_1) A_2 & -k_{0,c} A_2 & A_3 & e^{-T_0/T_2} \end{bmatrix},$$

где

$$A_1 = k_1 (1 - e^{-T_0/T_1});$$

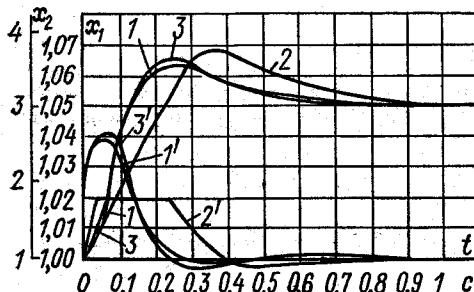
$$A_2 = k_1 k_2 \left(1 - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-T_0/T_2} + \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-T_0/T_1} \right);$$

$$A_3 = k_2 \frac{T_1}{T_2 - T_1} (e^{-T_0/T_2} - e^{-T_0/T_1}).$$

При определении элементов матрицы по методике, изложенной в [49, 57], необходимо считать, что все ключи импульсных элементов разомкнуты. Поэтому, например, элементы первого столбца матрицы $\Phi(T_0)$, характеризующие изменение переменных состояния привода при $r(t) = 1(t)$, равны нулю (кроме первого элемента).

Блок-схема программы вычислений динамического режима в рассматриваемом приводе та же, как и в предыдущем примере, и приведена на рис. 7-4. На рис. 7-8 показана реакция привода на скачкообразное входное воздействие при следующих параметрах: $k_1 = 66,7$; $T_1 = 0,1$ с; $k_2 = 1$; $T_2 = 3$ с; $k_{0,c} = -0,03$; $T_0 = 0,04$ с; $a_1 = 1,44$;

Рис. 7-8. Переходные процессы в приводе регулируемой скорости
1 и 1' — линеаризованный ЦЭП; 2 и 2' — ЦЭП с насыщением; 3 и 3' — ЦЭП с фиктивным импульсным элементом



$b_1 = 1,26$. Начальное значение вектора состояния $V(0) = \text{col}\{1,05; 0; 0,25; 1; 1; 1\}$, т. е. рассматривается переход привода из состояния, соответствующего $r=1$, к состоянию, соответствующему $r=1,05$. Кривые 1—3 на рис. 7-8 характеризуют изменения скорости исполнительного двигателя (переменная состояния x_1), а кривые 1'—3' — изменения тока якоря двигателя (переменная состояния x_2).

7-2. Расчет динамических режимов в ЦЭП с учетом нелинейностей

Выше были рассмотрены вопросы анализа ЦЭП, динамические режимы которых с достаточной точностью могут быть описаны системой линейных разностных и дифференциальных уравнений. Однако по своей структуре (см. рис. 5-3) ЦЭП являются принципиально нелинейными импульсными системами, что обусловлено эффектом квантования по уровню, которым в ряде случаев невозможно пренебречь. Кроме того, в ЦЭП имеют место нелинейности, присущие всем автоматическим системам: зона нечувствительности, люфт, насыщение и т. д. Далее, в ЦЭП могут быть введены нелинейные корректирующие устройства, компенсирующие действие нелинейностей и повышающие качество системы, что также приводит к принципиально нелинейной системе даже при пренебрежении эффектом квантования по уровню. С целью дальнейшего развития метода переменных состояния покажем применение его для анализа ЦЭП, содержащих различного рода нелинейные элементы.

Общий подход к анализу нелинейных цифровых систем методом переменных состояния заключается в построении схем переменных состояния системы, на основе которых получают рекуррентные матричные соотношения, позволяющие определить поведение системы в определяемые моменты времени. Принимая во внимание большое разнообразие нелинейностей, с которыми приходится сталкиваться на практике, рассмотрим наиболее характерные случаи расчета переходных процессов в нелинейных ЦЭП, в каждом из которых использование метода переменных состояния имеет свои особенности.

Представление нелинейного элемента в виде переменного коэффициента усиления. Это наиболее широко распространенный способ учета нелинейностей при анализе автоматических систем управления методом переменных состояния, в особенности в тех случаях, когда нелинейный элемент (НЭ) включен на входе непрерывной части системы (см. рис. 5-6, а). Нелинейный элемент может представлять собою квантователь по уровню, элемент с зоной насыщения либо комбинацию нескольких простейших НЭ. Пусть уравнение, описывающее НЭ, имеет вид

$$m'(t) = f[m(t)], \quad (7-23)$$

где $m(t)$ и $m'(t)$ — входная и выходная величины НЭ.

Поскольку в течение n -го интервала дискретности, т. е. в промежутке $nT_0^+ \leq \lambda < (n+1)T_0$, выходная величина ЦКУ постоянна и равна $m(nT_0^+)$, то постоянна и выходная величина НЭ $m'(nT_0^+) = f[m(nT_0^+)]$

и, следовательно, НЭ может быть заменен усилительным звеном с коэффициентом усиления

$$k_n = m'(nT_0^+)/m(nT_0^+), \quad (7-24)$$

имеющим различные значения в зависимости от номера интервала дискретности: $k_0, k_1, k_2, \dots, k_n, \dots$. Коэффициент k_n может быть учтен в передаточной функции непрерывной части системы $W_n(p)$. Построив схему переменных состояния и определив матрицы B и $\Phi(k_n, \lambda)$, динамический режим в системе можно вычислить по рекуррентным соотношениям

$$\left. \begin{aligned} V(nT_0^+) &= BV(nT_0); \\ V(nT_0^+ + \lambda) &= \Phi(k_n, \lambda)V(nT_0^+). \end{aligned} \right\} \quad (7-25)$$

которые отличаются от соотношения (7-17) и (7-18) лишь переменным коэффициентом k_n , входящим в состав матрицы $\Phi(k_n, \lambda)$.

Пример 7-3. В качестве примера, иллюстрирующего описанный прием учета нелинейностей, рассмотрим привод регулируемой скорости с насыщением, анализ которой как линейной системы был произведен в примере 7-2.

Схема переменных состояния привода показана на рис. 7-9. Эта схема отличается от рис. 7-7 лишь наличием элемента с насыщением, включенного на выходе ЦКУ для ограничения сигналов, действующих на непрерывную часть системы. Сигнал m , действующий на входе элемента с насыщением, равен $a_1\theta + (a_1 - b_1)m_1$. Если модуль этого сигнала не превышает линейной зоны элемента с насыщением c , то выходной сигнал этого элемента равен входному; в противном случае выходной сигнал равен величине c , взятой с соответствующим знаком. Представляя характеристику элемента с насыщением в виде $x_{\text{вых}} = k_n x_{\text{вх}}$, найдем

$$k_n = \begin{cases} 1 & \text{если } |a_1\theta + (a_1 - b_1)m_1| \leq c; \\ \frac{c}{|a_1\theta + (a_1 - b_1)m_1|} & \text{если } |a_1\theta + (a_1 - b_1)m_1| > c. \end{cases}$$

Компоненты вектора состояния V и матрица переключения B , характеризующая изменение состояния системы в момент срабатывания импульсных элементов, — такие же, как в примере 7-2. Матрица $\Phi(k_n, T_0)$, характеризующая состояние привода к моменту очередного срабатывания импульсных элементов и зависящая от коэффициента k_n , имеет вид

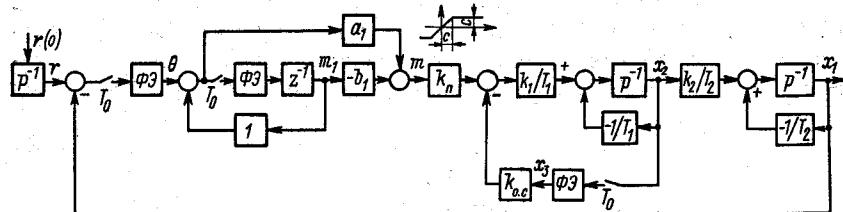


Рис. 7-9. Схема переменных состояния привода регулируемой скорости с насыщением (к примеру 7-3)

$$\Phi(k_n, T_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & k_n a_1 A_1 & k_n(a_1 - b_1) A_1 & -k_{ac} A_1 & e^{-T_0/T_1} & 0 \\ 0 & k_n a_2 A_2 & k_n(a_1 - b_1) A_2 & -k_{ac} A_2 & A_3 & e^{-T_0/T_2} \end{bmatrix},$$

где A_1, A_2, A_3 имеют те же значения, что и в примере 7-2.

Блок-схема программы вычислений динамического режима в рассматриваемом приводе приведена на рис. 7-10. Как видим, здесь программа вычислений несколько усложнилась по сравнению с линейной системой, а именно между операциями умножения вектора состояния на матрицы B и $\Phi(k_n, T_0)$ появились операции по определению коэффициента k_n . На рис. 7-8 показаны переходные процессы в рассмотренном приводе (кривые 2 и 2') при том же типе входного воздействия, тех же параметрах системы и начальных условиях, что и в примере 7-2. Влияние элемента с насыщением проявляется в ограничении координаты x_2 (кривая 2'), соответствующей току якоря двигателя.

Использование нескольких переходных матриц в пределах одного периода дискретности. Этот прием обычно применяется при исследовании систем с нелинейным импульсным элементом на входе непрерывной части (например, систем с широтно-импульсной модуляцией). В этом случае период дискретности T_0 должен быть разделен на s подинтервалов ΔT_i , каждому из которых соответствует своя матрица $\Phi_i(\lambda)$. Например, при анализе систем с широтно-импульсной модуляцией каждый период дискретности T_0 состоит из двух подинтервалов: времени, когда управляющий импульс отсутствует (время паузы), и времени, когда на вход непрерывной части системы поступает сигнал с постоянной амплитудой. Матрицы $\Phi_i(\lambda)$ для каждого из этих подинтервалов могут существенно отличаться друг от друга. Заменив на каждом из подинтервалов нелинейный элемент эквивалентным звеном с переменным коэффициентом k_{ni} , можно формулу (7-18) записать в виде

$$\left. \begin{aligned} V(nT_0 + \lambda) &= \Phi_1(k_{n1}, \lambda)V(nT_0^+), & 0 < \lambda \leq \Delta T_1; \\ V(nT_0 + \Delta T_1 + \lambda) &= \Phi_2(k_{n2}, \lambda)V(nT_0 + \Delta T_1), & 0 < \lambda \leq \Delta T_2; \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ V\left(nT_0 + \sum_{i=1}^{s-1} \Delta T_i + \lambda\right) &= \Phi_s(k_{ns}, \lambda)V\left(nT_0 + \sum_{i=1}^{s-1} \Delta T_i\right), & 0 < \lambda \leq \Delta T_s. \end{aligned} \right\} \quad (7-26)$$

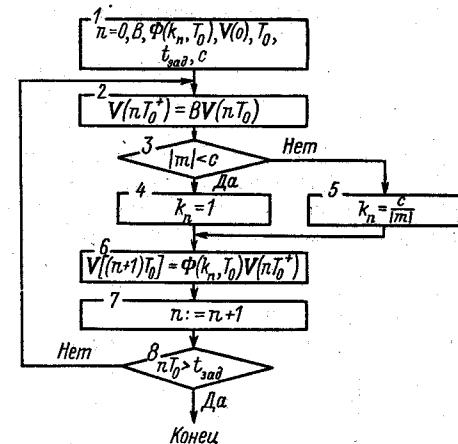


Рис. 7-10. Блок-схема программы вычислений динамического режима в приводе регулируемой скорости с насыщением

Для ЦЭП с широтно-импульсной модуляцией $k_{n1}=0$, $k_{n2}=\frac{1}{|m(nT_0^+)|}$

и уравнения (7-26) приобретают вид

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(nT_0 + \lambda) &= \Phi_1(k_{n1}, \lambda) \mathbf{V}(nT_0^+), & 0 < \lambda < \Delta T_1; \\ \mathbf{V}(nT_0 + \Delta T_1 + \lambda) &= \Phi_2(k_{n2}, \lambda) \mathbf{V}(nT_0 + \Delta T_1), & 0 < \lambda \leq \Delta T_2, \end{aligned} \quad \{ (7-27)$$

где $\Delta T_1 + \Delta T_2 = T_0$.

Пример 7-4. Применение метода переменных состояния к анализу нелинейных систем иллюстрируется на примере следящего привода с широтно-импульсным управлением, аналогичного следящему приводу, рассмотренному в примере 7-1. Схема переменных состояния рассматриваемого следящего привода изображена на рис. 7-11. Особенностью этой схемы, отличающей ее от схемы на рис. 7-3, является наличие нелинейного элемента — широтно-импульсного модулятора. Этот элемент вырабатывает на выходе импульсы, амплитуда которых равна единице, а относительная длительность $\tau_u = t_u/T_0$ (t_u — длительность импульса) равна модулю входной величины $|\theta(nT_0^+)|$. При этом выполняются условия

$$\tau_u = |\theta(nT_0^+)| \text{ при } |\theta(nT_0^+)| < 1;$$

$$\tau_u = 1 \quad \text{при } |\theta(nT_0^+)| \geq 1.$$

Выходной сигнал нелинейного импульсного элемента в интервале времени $nT_0 \leq t < (n+1)T_0 - \tau_u T_0$ равен нулю, а в интервале $(n+1)T_0 - \tau_u T_0 \leq t < (n+1)T_0$ равен единице. Соответственно этим интервалам времени изменение состояния привода может быть описано двумя матрицами перехода

$$\Phi_1(\tau_u) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (1-\tau_u)T_0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \Phi_2(\tau_u) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & k\tau_u T_0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & k(\tau_u T_0)^2/2 & 0 & \tau_u T_0 & 1 \end{bmatrix}$$

(предполагается, что вектор состояния \mathbf{V} такой же, как в примере 7-1).

Блок-схема программы вычислений динамического режима привода изображена на рис. 7-12. Характерной особенностью этой схемы является наличие оператора, вычисляющего момент времени τ_u , который делит период дискретности на два интервала. В первом интервале поведение привода описывается матрицей $\Phi_1(\tau_u)$, а во втором — матрицей $\Phi_2(\tau_u)$. На рис. 7-5 (кривая 2) показан переходный процесс в следящем приводе с широтно-импульсным управлением. Параметры привода приняты такими же, как в примере 7-1.

Использование двух векторов состояния. Применяя метод переменных состояния, обычно на каждом шаге вычислений (в каждом периоде дискретности) приходится дважды осуществлять умножение вектора состояния на матрицу: во-первых, на матрицу переключения B , а во-вторых — на матрицу перехода $\Phi(t)$. Факт расчленения вычислений на два этапа может быть использован для учета нелинейностей. Идея такого использования состоит в том, что на матрицы B и $\Phi(t)$ умножаются различные векторы состояния, причем компоненты этих векторов связаны между собой в общем случае нелинейными зависимостями.

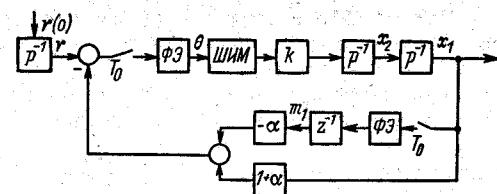


Рис. 7-11. Схема переменных состояния следящего привода с широтно-импульсным управлением (к примеру 7-4)

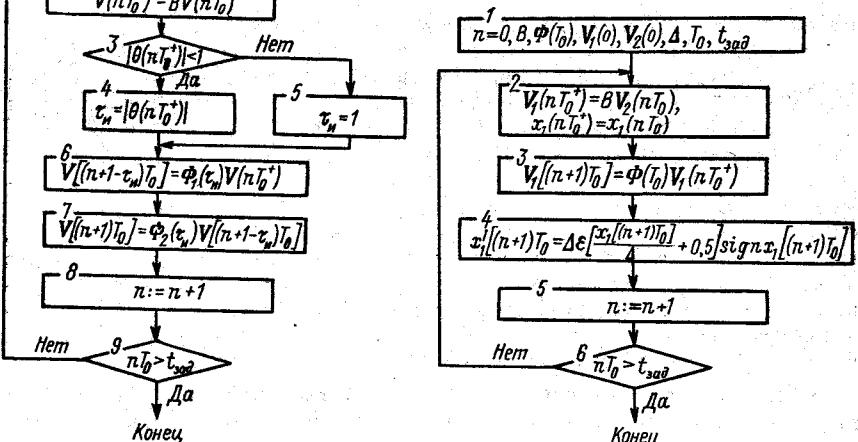
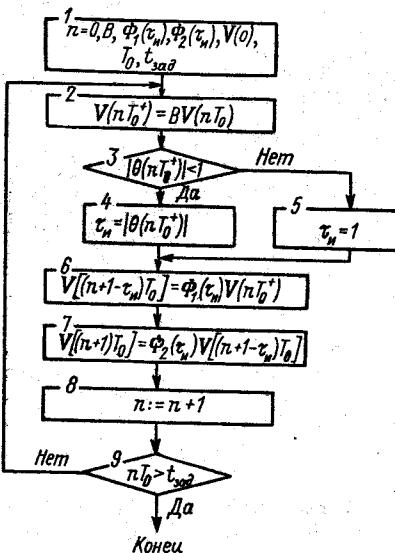


Рис. 7-12. Блок-схема программы вычислений динамического режима в следящем приводе с широтно-импульсным управлением

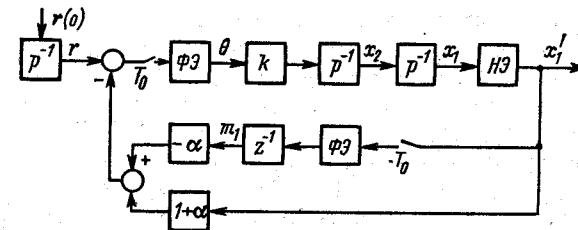


Рис. 7-13. Схема переменных состояния следящего привода с квантованием по уровню (к примеру 7-5)

Пример 7-5. Рассмотрим применение описываемого приема на примере следящего привода с квантованием по уровню, схема переменных состояния которого приведена на рис. 7-13. Эта схема отличается от схемы на рис. 7-3 наличием на выходе непрерывной части системы нелинейного элемента (*НЭ*) — квантователя по уровню. Выходная x'_1 и входная x_1 величины *НЭ* связаны

между собой соотношением $x'_1 = \Delta E \left(\frac{|x_1|}{\Delta} + 0,5 \right) \text{sign } x_1$, где Δ — интервал квантования по уровню, а E — символ целой части числа. Введем в рассмотрение

два вектора состояния $V_1 = \text{col}\{r, \theta, m_1, x_2, x_1\}$ и $V_2 = \text{col}\{r, \theta, m_1, x_2, x'_1\}$, которые отличаются друг от друга только последним компонентом. Нетрудно видеть, что справедливы соотношения

$$V_2(nT_0) = F[V_1(nT_0)]; \quad V_2(nT_0^+) = BV_2(nT_0);$$

$$V_1(nT_0^+) = F^{-1}[V_2(nT_0^+)]; \quad V_1[(n+1)T_0] = \Phi(T_0)V_1(nT_0^+),$$

причем матрицы B и $\Phi(T_0)$ здесь такие же, как в примере 7-1.

Следует отметить, что вычисление вектора $V_1(nT_0^+)$ в соответствии с третьим из приведенных уравнений практически сводится к замене компонента x'_1 вектора $V_2(nT_0^+)$ компонентом x_1 вектора $V_1(nT_0)$, определенным на предыдущем шаге вычислений. Иными словами, второе и третье уравнения можно заменить следующими уравнениями: $V_1(nT_0^+) = BV_2(nT_0)$; $x_1(nT_0^+) = x_1(nT_0)$, что и отражено в блок-схеме на рис. 7-14. Таким образом, блок-схема расчета динамического режима в нелинейной системе (рис. 7-14) практически совпадает с блок-схемой расчета линейной импульсной системы (7-4). Отличие лишь в том, что на каждом шаге вычислений после определения компонентов вектора $V_1[(n+1)T_0]$ определяются компоненты вектора $V_2[(n+1)T_0]$. Переходный процесс в рассматриваемом приводе при единичном ступенчатом воздействии изображен на рис. 7-5 (кривая 3). Параметры следящего привода принятые те же, что и в примере 7-1; величина $\Delta = 1/16$.

Использование фиктивного импульсного элемента. Этот прием применения метода переменных состояния в отличие от вышерассмотренных примеров дает приближенные результаты и используется чаще всего для приближенного расчета динамических режимов непрерывных систем или дискретных систем со сложной непрерывной частью. Идея введения фиктивного импульсного элемента в этом случае состоит в том, чтобы, разбив сложную передаточную функцию непрерывной части системы на составляющие, упростить определение обратного преобразования Лапласа и, следовательно, элементов матрицы $\Phi(t)$. Кроме того, для обеспечения необходимой точности вычислений частота замыкания фиктивного импульсного элемента, как правило, должна быть значительно большей, чем основного импульсного элемента. При этом, как правило, увеличивается размерность вектора состояния и соответственно матриц B и $\Phi(t)$. Однако эти недостатки компенсируются упрощением элементов матрицы $\Phi(t)$. Рассмотрим этот прием на примере привода регулируемой скорости, анализ которого был произведен в примере 7-2.

Пример 7-6. ЦЭП регулируемой скорости с фиктивным импульсным элементом. Схема переменных состояния рассматриваемого привода показана на рис. 7-15. Как видно, фиктивный импульсный элемент с периодом дискретности, равным T_0/v , разбивает непрерывную часть привода на две части: первая — апериодическое звено с выходной координатой x_2 , охваченное дискретной обратной связью, вторая — апериодическое

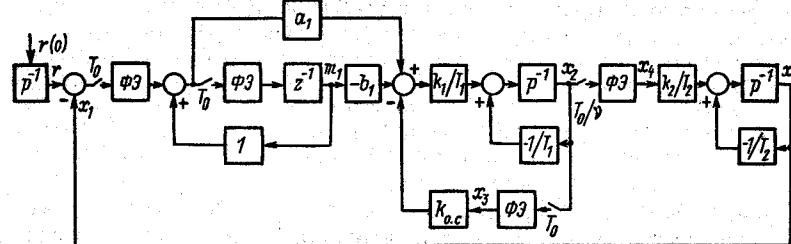


Рис. 7-15. Схема переменных состояния ЦЭП регулируемой скорости с фиктивным импульсным элементом (к примеру 7-6)

звено с выходной координатой x_1 . Наличие фиктивного импульсного элемента и сопряженного с ним формирующего элемента Φ требует введения новой переменной состояния — координаты x_4 . Вектор состояния при этом имеет вид $V = \text{col}\{r, \theta, m_1, x_4, x_3, x_2, x_1\}$, т. е. его размерность увеличилась на единицу по сравнению с размерностью вектора состояния в примере 7-2. Расширенная переходная матрица имеет вид

$$\Phi(T_0/v) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 A_1 & (a_1 - b_1) A_1 & 0 & -k_{o.c} A_1 & e^{-T_0/v T_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k \left(1 - e^{-T_0/v T_2}\right) & 0 & 0 & e^{-T_0/v T_2} \end{bmatrix},$$

где $A_1 = k_1 [1 - e^{-T_0/v (v T_1)}]$.

Нетрудно видеть, что элементы матрицы $\Phi(T_0/v)$ проще, чем соответствующие элементы матрицы $\Phi(T_0)$ в примере 7-2. В связи с тем что период дискрет-

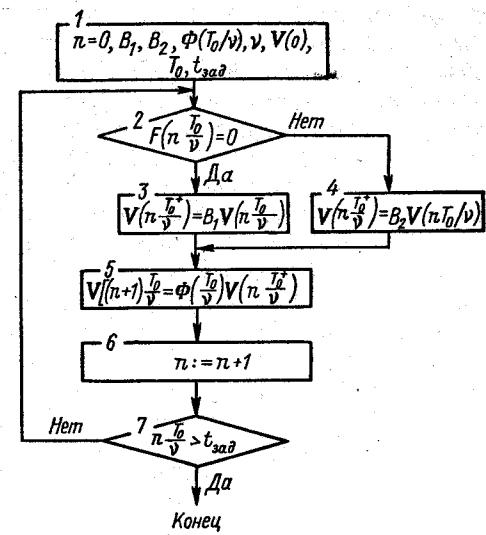


Рис. 7-16. Блок-схема программы вычислений динамического режима в ЦЭП регулируемой скорости с фиктивным импульсным элементом (F — символ дробной части числа)

ности фиктивного импульсного элемента меньше, чем у реальных импульсных элементов, поведение системы характеризуется двумя матрицами переключения: B_1 — для описания изменения состояния системы в моменты срабатывания всех импульсных элементов и B_2 — в моменты срабатывания только фиктивного импульсного элемента. Блок-схема программы вычислений динамического режима в рассматриваемом приводе представлена на рис. 7-16, а переходный процесс при единичном ступенчатом воздействии — на рис. 7-8 (кривые 3 и 3').

Приведенными примерами не исчерпывается, разумеется, многообразие приемов, применяемых при использовании метода переменных состояния для расчета динамических режимов в автоматических системах управления. Более того, нередки случаи, когда для расчета динамики системы оказывается необходимым применить несколько описанных приемов и воспользоваться более сложной, чем рассмотренные выше, программой вычислений. Весьма характерным в этом отношении примером является расчет переходного процесса в следящем приводе с люфтом, приведенный в [58]. Для сравнения кривая переходного процесса в следящем приводе с люфтом $2\delta = 0,2$ приведена на рис. 7-5 (кривая 4).

7-3. Анализ точности линеаризованных ЦЭП

Общие замечания. Наиболее часто встречающимися на практике законами изменения входных сигналов являются линейный и синусоидальный законы. В общем случае при анализе точности работы ЦЭП в этих режимах следовало бы строить график переходного процесса до момента наступления квазистабилизированного режима и определять в этом режиме максимальную динамическую ошибку. Однако этот способ весьма трудоемок и применяется лишь для расчетов систем со сложными нелинейностями. На практике же всегда желательно иметь хотя бы приближенные соотношения, связывающие максимальную динамическую ошибку с параметрами системы, которые позволили бы не только оценить ошибку, но и рассчитать необходимые параметры системы и корректирующих устройств, обеспечивающие заданную точность системы. Рассмотрим достаточно общую структурную схему цифровой системы, приведенную на рис. 7-17. Структурная схема включает в себя следящий цифровой электропривод (ЦЭП), состоящий из ЦВМ (линейного или нелинейного), экстраполятора нулевого порядка $(1 - e^{-T_0 p}) p^{-1}$ и непрерывной части с передаточной функцией $W_n(p)$, а также ЦВМ. Сигнал $\theta_{\text{вх}}$ на входе ЦВМ квантуется по времени с помощью импульсного элемента с периодом дискретности T'_0 , в общем случае отличающимся от периода дискретности ЦЭП (T_0), преобразуется по алгоритму, описываемому передаточной функцией $D_2(Z)$, где $Z = e^{T'_0 p}$, и с запаздыванием $\tau_{\text{ЦВМ}}$, вносимым ЦВМ, поступает на вход следящего ЦЭП в виде сигнала $\theta'_{\text{вх}}$.

Рассмотрим процессы, имеющие место в системе при управляющем воздействии, изменяющемся по линейному закону. На рис. 7-18 изображены графики входного воздействия $\theta_{\text{вх}}(t)$, входной величины ЦЭП

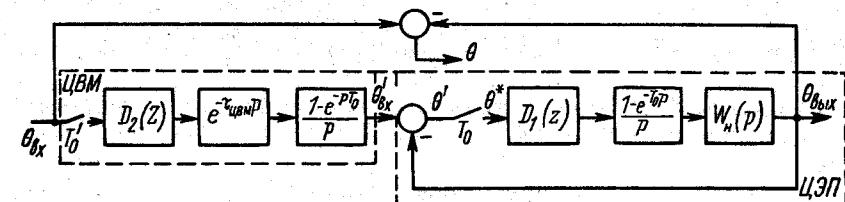


Рис. 7-17. Структурная схема цифровой системы автоматического управления

$\theta'_{\text{вх}}(t)$, выходной величины ЦЭП $\theta_{\text{вых}}(t)$, ошибки системы (комплекса ЦВМ — следящий ЦЭП) $\theta(t) = \theta_{\text{вх}}(t) - \theta_{\text{вых}}(t)$. При этом рис. 7-18, а соответствует случаю $D_2(Z) = 1$ и $T_0 = T'_0$, а рис. 7-18, б — случаю $D_2(Z) = 1$ и $T_0 \ll T'_0$.

При равенстве периодов дискретности T_0 и T'_0 выходной сигнал $\theta_{\text{вых}}(t)$ ЦЭП носит линейный характер, а при $T_0 \ll T'_0$ на линейную зависимость накладываются колебания с периодом T'_0 . Из сравнения кривых θ и θ' видно, что ошибка комплекса ЦВМ — следящий ЦЭП может быть существенно больше ошибки собственно ЦЭП, что обусловлено запаздыванием $\tau_{\text{ЦВМ}}$. При отсутствии запаздывания ошибки θ и θ' в моменты $t = nT'_0$ равны.

Ниже приводится анализ точности линеаризованных и нелинейных ЦЭП для двух случаев: 1) когда период T_0 дискретности ЦЭП равен периоду T'_0 дискретности ЦВМ, 2) когда период дискретности ЦЭП существенно меньше периода дискретности ЦВМ (система с двумя импульсными элементами).

1. $T'_0 = T_0$; $\tau_{\text{ЦВМ}} = 0$; $D_2(Z) = 1$. В этом случае управляющая ЦВМ не оказывает влияния на точность системы в целом, ошибка системы в дискретные моменты $t = nT_0$ равна ошибке ЦЭП в эти моменты времени, поэтому для оценки точности могут быть использованы так называемые коэффициенты ошибки [50, 57]. Известно, что с некоторого момента времени по окончании переходных процессов ошибку цифровой системы $\theta(nT_0)$ можно представить в виде ряда

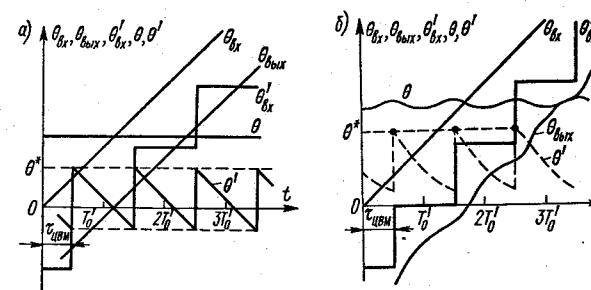


Рис. 7-18. Эпюры сигналов в цифровой системе при управляющем воздействии, изменяющемся по линейному закону: а — $T'_0 = T_0$; б — $T'_0 \gg T_0$

$$\theta(nT_0) = c_0 \theta_{bx}(nT_0) + c_1 \theta'_{bx}(nT_0) + \frac{c_2}{2!} \theta''_{bx}(nT_0) + \dots + \frac{c_m}{m!} \theta^{(m)}_{bx}(nT_0) + \dots,$$

коэффициенты c_m которого определяются при разложении передаточной функции системы по ошибке $W_\theta(e^{T_0 p}) = W_\theta(z)|_{z=e^{T_0 p}}$ в ряд Маклорена, т. е.

$$c_m = W_\theta^{(m)}(0) = d^m W_\theta(e^{T_0 p}) / dp^m|_{p=0}. \quad (7-29)$$

Практически для расчета ошибок при типовых входных воздействиях (например, при линейной или синусоидальной входной величине) оказывается достаточным ограничиться первыми тремя членами ряда (7-28):

$$c_0 = W_\theta(e^{T_0 p})|_{p=0} = W_\theta(z)|_{z=1}; \quad (7-30)$$

$$c_1 = dW_\theta(e^{T_0 p}) / dp|_{p=0} = T_0 dW_\theta(z) / dz|_{z=1}; \quad (7-31)$$

$$c_2 = d^2 W_\theta(e^{T_0 p}) / dp^2|_{p=0} = T_0^2 \left[\frac{d^2 W_\theta(z)}{dz^2} + \frac{dW_\theta(z)}{dz} \right]|_{z=1}. \quad (7-32)$$

Величины, обратные коэффициентам при производных в выражении (7-28), по аналогии с непрерывными системами называются добротностью системы по соответствующей физической величине, например добротность по скорости $k_v = 1/c_1$, добротность по ускорению $k_e = 2/c_2$ и т. д. При этом следует отметить, что выражения (7-30) – (7-32) существенно упрощаются при анализе астатических систем. Передаточная функция системы по ошибке $W_\theta(z) = 1 - \Phi(z)$ в этом случае может быть записана в виде

$$W_\theta(z) = (z - 1)^v P(z), \quad (7-33)$$

где v – астатизм системы; $P(z)$ – некоторая функция z , не содержащая нулей $z=1$.

Для $v=1$, т. е. для систем с астатизмом первого порядка, коэффициенты c_0 , c_1 и c_2 принимают вид [50]:

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= 0; \\ c_1 &= T_0 P(z)|_{z=1}; \\ c_2 &= T_0^2 [P(z) + 2P'(z)]|_{z=1}. \end{aligned} \right\} \quad (7-34)$$

Для $v=2$, т. е. для систем с астатизмом второго порядка, c_0 , c_1 и c_2 имеют вид

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= c_1 = 0; \\ c_2 &= 2T_0^2 P(z)|_{z=1}. \end{aligned} \right\} \quad (7-35)$$

Пусть передаточные функции непрерывной части $W_n(p)$ и цифрового корректирующего устройства $D_1(z)$ имеют вид

$$W_n(p) = \frac{k_n(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p) \dots (1+\tau_m p)}{p^r(1+T_1 p)(1+T_2 p) \dots (1+T_{q-r} p)};$$

$$D_1(z) = \frac{Q(z)}{(z-1)^l}, \quad v=r+l,$$

где k_n – коэффициент передачи непрерывной части; r – порядок астатизма непрерывной части; q – порядок характеристического уравнения; $Q(z)$ – некоторая функция, не содержащая полюсов $z=1$.

Определив передаточную функцию по ошибке

$$W_\theta(z) = 1 - \frac{D_1(z) W(z)}{1 + D_1(z) W(z)},$$

где $W(z) = Z\{(1-e^{-T_0 p}) W_n(p)/p\}$, по формулам (7-34) и (7-35) возможно найти выражения для c_0 , c_1 и c_2 при различных вариантах параметров r и l :

при $r=0$, $l=1$

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= 0; \\ c_1 &= T_0 / [Q(1) k_n] = 1/k_v; \\ c_2 &= 2 \left[\frac{\sum_{i=1}^q T_0 N_i / (1-d_i) - T_0 Q'(1) / Q(1) + 0.5 T_0}{k_v} - \frac{1}{k_v^2} \right], \end{aligned} \right\} \quad (7-36)$$

где N_i – коэффициенты разложения $W_n(p)$ на элементарные дроби; при $r=1$, $l=0$

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= 0; \\ c_1 &= 1 / [k_n Q(1)] = 1/k_v, \\ c_2 &= 2 \left[\frac{\sum_{i=1}^{q-1} T_i - \sum_{i=1}^m \tau_i + 0.5 T_0 - T_0 Q'(1) / Q(1)}{k_v} - \frac{1}{k_v^2} \right]; \end{aligned} \right\} \quad (7-37)$$

при $r=1$, $l=1$

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= c_1 = 0; \\ c_2 &= 2T_0 / [k_n Q(1)] = 2/k_e; \end{aligned} \right\} \quad (7-38)$$

при $r=2$, $l=0$

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= c_1 = 0; \\ c_2 &= 2 / [k_n Q(1)] = 2/k_e. \end{aligned} \right\} \quad (7-39)$$

Полученные выражения позволяют произвести оценку точности системы по известным передаточным функциям $D_1(z)$ и $W_n(p)$ без определения передаточных функций $W(z)$ и $W_\theta(z)$, что существенно сокращает время на анализ системы.

2. $T_0 = T_0$, $\tau_{\text{цвм}} \neq 0$, $D_2(z) \neq 1$. Этот случай соответствует ЦЭП с комбинированным управлением [25, 57]. Известно, что эквивалентная передаточная функция системы по ошибке в этом случае имеет вид

$$W_{\theta_{\text{экв}}}(z) = 1 - D_2(z) \frac{D_1(z) W(z)}{1 + D_1(z) W(z)}, \quad (7-40)$$

где $D_1(z)$ — передаточная функция ЦКУ в прямом канале системы,
 $W(z) = [(z-1)/z] Z\{W_h(p)/p\}$.

Из (7-40) возможно получить условие полной компенсации ошибки системы:

$$D_2(z) = 1 + \frac{1}{D_1(z) W(z)}. \quad (7-41)$$

При практической реализации ЦКУ с передаточной функцией $D_2(z)$, удовлетворяющей условию (7-41), часто возникают значительные трудности, в результате чего обеспечить полную компенсацию ошибки не представляется возможным. Тем не менее, поскольку комбинированное управление позволяет существенно повысить точность работы ЦЭП, часто используют ЦКУ, обеспечивающие частичную компенсацию ошибки системы, например ЦКУ с передаточной функцией

$$D_2(z) = 1 + \alpha_1(1 - z^{-1}) + \alpha_2(1 - z^{-1})^2, \quad (7-42)$$

в котором выходной сигнал содержит кроме входного сигнала составляющие, пропорциональные первой и второй разностям.

При учете запаздывания, вносимого ЦВМ, эквивалентная передаточная функция по ошибке (7-40) может быть записана следующим образом:

$$\begin{aligned} W_{\theta_{\text{экв}}}(z) &= 1 - z^{-\sigma} D_2(z) D_1(z) W(z) / [1 + D_1(z) W(z)] = \\ &= 1 - z^{-\sigma} D_2(z) [1 - W_\theta(z)], \end{aligned} \quad (7-43)$$

где: $\sigma = \tau_{\text{ЦВМ}}/T_0$.

Применив формулы (7-30), (7-31) и (7-32) к выражению (7-43) и учитывая (7-34) и (7-35), можно определить коэффициенты

$$\left. \begin{aligned} c_{0_{\text{экв}}} &= 1 - D_2(1); \\ c_{1_{\text{экв}}} &= T_0 [D_2(1) P(1) - D'_2(1) + \sigma D_2(1)]; \\ c_{2_{\text{экв}}} &= T_0^2 \{P(1)[D_2(1) + 2D'_2(1) - 2\sigma D_2(1)] + \\ &\quad + 2P'(1)D_2(1) - D''_2(1)(1 - 2\sigma) - D_2(1)\sigma^2 - D''_2(1)\} \end{aligned} \right\} \quad (7-44)$$

для системы с астатизмом первого порядка и

$$\left. \begin{aligned} c_{0_{\text{экв}}} &= 1 - D_2(1); \\ c_{1_{\text{экв}}} &= T_0 [\sigma D_2(1) - D'_2(1)]; \\ c_{2_{\text{экв}}} &= T_0^2 [2D_2(1)P(1) - D'_2(1)(1 - 2\sigma) - D_2(1)\sigma^2 - D''(1)] \end{aligned} \right\} \quad (7-45)$$

для системы с астатизмом второго порядка.

Если $D_2(z) = 1 + \alpha_1(1 - z^{-1}) + \alpha_2(1 - z^{-1})^2$, то выражения (7-44) и (7-45) приобретут вид соответственно:

$$\left. \begin{aligned} c_{0_{\text{экв}}} &= c_0 = 0; \\ c_{1_{\text{экв}}} &= c_1 - \alpha_1 T_0 + \tau_{\text{ЦВМ}}; \\ c_{2_{\text{экв}}} &= c_2 + 2[(\alpha_1 T_0 - \tau_{\text{ЦВМ}})/k_V + 0,5\alpha_1 T_0^2 - \alpha_2 T_0^2 + \\ &\quad + \alpha_1 T_0 \tau_{\text{ЦВМ}} - 0,5\tau_{\text{ЦВМ}}^2]; \end{aligned} \right\} \quad (7-46)$$

$$\left. \begin{aligned} c_{0_{\text{экв}}} &= c_0 = 0; \\ c_{1_{\text{экв}}} &= \tau_{\text{ЦВМ}} - \alpha_1 T_0; \\ c_{2_{\text{экв}}} &= c_2 + 2(0,5\alpha_1 T_0^2 - \alpha_2 T_0^2 + \alpha_1 T_0 \tau_{\text{ЦВМ}} - 0,5\tau_{\text{ЦВМ}}^2). \end{aligned} \right\} \quad (7-47)$$

Параметры c_0 , c_1 и c_2 в формулах (7-46) и (7-47) представляют собой коэффициенты ошибки системы и определяются по выражениям (7-36) — (7-39). Формулы (7-46) и (7-47) могут быть использованы для синтеза систем с комбинированным управлением, т. е. выбора α_1 , α_2 , удовлетворяющих условию $c_{0_{\text{экв}}} = c_{1_{\text{экв}}} = c_{2_{\text{экв}}} = 0$. Так, например, в системах с астатизмом первого порядка при $D_2(z) = 1 + \alpha_1(1 - z^{-1}) + \alpha_2(1 - z^{-1})^2$ условию $c_{1_{\text{экв}}} = c_{2_{\text{экв}}} = 0$ удовлетворяют

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= 1/(k_V T_0) + \tau_{\text{ЦВМ}}/T_0; \\ \alpha_2 &= c_2/(2T_0^2) + 1/(k_V^2 T_0^2) + (0,5T_0 + \tau_{\text{ЦВМ}})/(k_V T_0^2) + \\ &\quad + \tau_{\text{ЦВМ}}/(2T_0) + \tau_{\text{ЦВМ}}^2/(2T_0^2). \end{aligned} \right\} \quad (7-48)$$

3. $T_0 = mT_0$; $\tau_{\text{ЦВМ}} = 0$; $D_2(Z) = 1$. Рассматриваемый случай относится к анализу нестандартных импульсных систем с двумя импульсными элементами, один из которых (с периодом дискретности T_0) расположен на входе системы, а другой — в прямом канале системы. Этот случай достаточно часто встречается на практике и является следствием ограниченного быстродействия управляющих ЦВМ, выполняющих решение большого класса различных задач. Как было показано выше, даже при линейном входном управляющем воздействии ошибка $\theta(t)$ комплекса ЦВМ — ЦЭП в установившемся режиме не постоянна, а изменяется с периодом, равным T_0 . Как видно из рис. 7-18, б, ошибка $\theta(t)$ в дискретные моменты $t = nT_0$ при $\tau_{\text{ЦВМ}} = 0$ весьма близка к максимальной, следовательно, для определения точности системы достаточно найти ошибку $\theta(nT_0)$.

Для того чтобы применить рассмотренную выше методику определения точности с помощью коэффициентов ошибки, заменим рассматриваемую систему некоторой эквивалентной ей системой с периодом дискретности T_0 . При этом выходная величина $\theta_{\text{вых}}(t)$ и ошибка $\theta(t)$ в дискретные моменты $t = nT_0$ совпадают с соответствующими величинами рассматриваемой системы.

Как следует из рис. 7-18, входной сигнал ЦЭП $\theta'_{\text{вх}}(t)$ представляет собой последовательность скачков высотой aT_0 (a — скорость изменения входной величины $\theta_{\text{вх}}(t)$). Очевидно, что для полного соответствия друг другу выходных величин реальной и эквивалентной систем необходимо, чтобы их реакции на ступенчатые воздействия совпадали. С этой

целью определим реакцию системы $\theta_{\text{вых}}(t)$ на ступенчатое воздействие $\theta_{\text{вх}}(t) = 1(t)$.

Передаточная функция замкнутой системы с периодом дискретности T_0 имеет вид [50]

$$\Phi(z) = \frac{W(z)}{1+W(z)} = \frac{D_1(z)W_1(z)}{1+D_1(z)W_1(z)}, \quad (7-49)$$

$$\text{где } W_1(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W_0(p)}{p} \right\}, \quad z = e^{T_0 p}.$$

При этом выходная величина $\theta_{\text{вых}}(z)$ при $\theta_{\text{вх}}(z) = z/(z-1)$ имеет вид

$$\theta_{\text{вых}}(z) = \frac{z}{z-1} \Phi(z) = \frac{z}{z-1} \Phi_1(1) + \sum_{i=1}^q \frac{N_i z}{z-z_i}, \quad (7-50)$$

где N_i — коэффициенты разложения $\Phi(z)(z-1)^{-1}$ на элементарные дроби; z_i — корни характеристического уравнения замкнутой системы; q — порядок характеристического уравнения замкнутой системы, $i = 1, 2, 3, \dots, q$.

Осуществив обратное z -преобразование выражения (7-50), получим

$$\theta_{\text{вых}}(rT_0) = \Phi(1) + \sum_{i=1}^q N_i z_i^r. \quad (7-51)$$

Если в формуле (7-51) принять $r = (n + \sigma)m$, где n — целая часть, а σ — дробная часть числа r/m , то получим

$$\theta_{\text{вых}}[(n + \sigma)T_0] = \Phi(1) + \sum_{i=1}^q N_i z_i^n z_i^\sigma, \quad (7-52)$$

где $Z_i = z_i^m$.

Переходные процессы, вычисленные по формулам (7-51) и (7-52) для $\sigma = 1/m, 2/m, 3/m, \dots, 1$, будут идентичны.

Модифицированное z -преобразование выражения (7-52) при $Z = z^m = e^{T_0 p}$ имеет вид

$$\theta_{\text{вых}}(Z, \sigma) = \frac{Z}{Z-1} \Phi(1) + \sum_{i=1}^q N_i \frac{Z}{Z-Z_i} Z_i^\sigma = \frac{Z}{Z-1} \Phi_{\text{экв}}(Z, \sigma), \quad (7-53)$$

где

$$\Phi_{\text{экв}}(Z, \sigma) = \Phi(1) + \sum_{i=1}^q N_i \frac{Z-1}{Z-Z_i} Z_i^\sigma \quad (7-54)$$

— передаточная функция эквивалентной замкнутой системы с периодом дискретности T'_0 , имеющей тот же характер отработки ступенчатых воздействий, что и рассматриваемая система с периодом дискретности T_0 . Введем в рассмотрение передаточную функцию $W_{\theta_{\text{экв}}}(Z, \sigma) = 1 - \Phi_{\text{экв}}(Z, \sigma)$, характеризующую ошибку $\theta' = \theta'_{\text{вх}} - \theta_{\text{вых}}$.

Согласно методике определения коэффициентов ошибки (7-30) — (7-32)

220

$$c_0(\sigma) = W_{\theta_{\text{экв}}}(Z, \sigma)|_{Z=1} = 1 - \Phi(1);$$

$$c_1(\sigma) = T'_0 \frac{dW_{\theta_{\text{экв}}}(Z, \sigma)}{dZ}|_{Z=1} = -T'_0 \sum_{i=1}^q \frac{N_i}{1-Z_i} Z_i^\sigma;$$

$$c_2(\sigma) = T'^2 \left[\frac{d^2W_{\theta_{\text{экв}}}(Z, \sigma)}{dZ^2} + \frac{dW_{\theta_{\text{экв}}}(Z, \sigma)}{dZ} \right]|_{Z=1} = T'^2 \sum_{i=1}^q N_i \frac{1+Z_i}{(1-Z_i)^2} Z_i^\sigma. \quad (7-55)$$

Таким образом, для определения коэффициентов ошибок рассматриваемой системы (эквивалентных добротностей) необходимо: 1) определить передаточную функцию $\Phi(z)$; 2) найти коэффициенты разложения N_i выражения $\Phi(z)(z-1)^{-1}$ на элементарные дроби; 3) по формулам (7-55) найти зависимости $c_0(\sigma)$, $c_1(\sigma)$ и $c_2(\sigma)$ для $Z_i = z_i^m$, где z_i — корни характеристического уравнения замкнутой системы.

Для определения максимальной ошибки $\theta' = \theta'_{\text{вх}} - \theta_{\text{вых}}$ и ошибки комплекса ЦВМ — ЦЭП $\theta = \theta_{\text{вх}} - \theta_{\text{вых}}$ необходимо построить зависимости этих ошибок от параметра σ и определить то значение $\sigma = \sigma_m$, которое соответствует максимальной ошибке. Так, при линейном входном воздействии

$$\left. \begin{aligned} \theta'(\sigma) &= ac_1(\sigma); \\ \theta(\sigma) &= aT'_0\sigma + ac_1(\sigma). \end{aligned} \right\} \quad (7-56)$$

Очевидно, что для систем, описываемых передаточной функцией $\Phi(z)$ высокого порядка, трудно найти аналитические выражения для $c_0(\sigma)$, $c_1(\sigma)$ и $c_2(\sigma)$. Определим эти зависимости для $\Phi(z)$ простейшего вида.

a. $\Phi(z) = kT_0/(z-1+kT_0)$; $z_i = 1 - kT_0$; $Z_i = (1-kT_0)^m$; $N_i = -1$.

Согласно формулам (7-30) — (7-32) выражения $c_0(\sigma)$, $c_1(\sigma)$ и $c_2(\sigma)$ имеют вид:

$$c_0(\sigma) = 0; \quad c_1(\sigma) = mT_0 \frac{(1-kT_0)^{m\sigma}}{1-(1-kT_0)^m};$$

$$c_2(\sigma) = -m^2 T_0^2 \frac{1+(1-kT_0)^m}{[1-(1-kT_0)^m]^2} (1-kT_0)^{m\sigma}.$$

Анализ полученных выражений показывает, что точность системы существенно зависит от параметра T'_0/T_0 . На рис. 7-19, а и б представлены графики функции $c_1 = mT_0/[1-(1-kT_0)^m]$ для $\sigma=0$ и различных значений параметра kT_0 (при $k = \text{const}$) и параметра kT'_0 (при $T'_0 = \text{const}$). Из графиков ясно, что при постоянстве параметров k и T_0 увеличение T'_0 приводит к почти пропорциональному увеличению c_1 , т. е. к снижению точности системы. Кроме того, при постоянстве параметра T'_0 и значениях параметра $m = 6 \div 10$ точность системы практически не зависит от коэффициента усиления разомкнутой системы k (так, например, увеличение k в 10 раз повышает точность лишь в 1,5 раза). Характер изменения ошибок $\theta'(\sigma)$ и $\theta(\sigma)$ внутри интервала дискретности для данной

системы показан на рис. 7-19, в. Видим, что ошибка комплекса ЦВМ — ЦЭП максимальна в моменты времени $t = nT_0$. Таким образом, для определения максимальной динамической ошибки в этом случае достаточно определить коэффициенты c_0 , c_1 и c_2 при $\sigma = 0$:

$$c_0 = 0; \quad c_1 = mT_0/[1 - (1 - kT_0)^m]; \quad c_2 = -m^2 T_0^2 [1 + (1 - kT_0)^m]/[1 - (1 - kT_0)^m]^2.$$

б. $\Phi(z) = (Az + B)/(z^2 - 2g \cos \omega T_0 + g^2)$.

Передаточную функцию такого вида могут иметь следующие ЦЭП с передаточной функцией непрерывной части $W_n(p) = k_n/(p(1 + Tp))$ и последовательного корректирующего звена $D_1(z) = d(z - a)/(z + b)$.

Коэффициенты разложения N_1 и N_2 в этом случае имеют вид:

$$N_1 = \frac{A(g \cos \omega T_0 + jg \sin \omega T_0) + B}{(-1 + g \cos \omega T_0 + jg \sin \omega T_0) \cdot 2jg \sin \omega T_0};$$

$$N_2 = -\frac{A(g \cos \omega T_0 - jg \sin \omega T_0) + B}{(1 - g \cos \omega T_0 + jg \sin \omega T_0) \cdot 2jg \sin \omega T_0}.$$

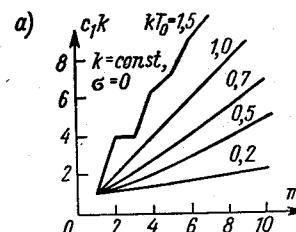
Учитывая тот факт, что для астатических систем $(A + B)/(1 - 2g \cos \omega T_0 + g^2) = 1$ после несложных преобразований получаем

$$N_1 = -0.5 + \frac{A - 1 + g \cos \omega T_0}{j \cdot 2g \sin \omega T_0}; \quad N_2 = -0.5 - \frac{A - 1 + g \cos \omega T_0}{j \cdot 2g \sin \omega T_0}.$$

Согласно формулам (7-30) — (7-32)

$$c_0(\sigma) = 1 - \Phi(1) = 0;$$

$$\begin{aligned} c_1(\sigma) &= T_0 [N_1 Z_1^0 / (1 - Z_1) + N_2 Z_2^0 / (1 - Z_2)] = \\ &= T_0 g^{m\sigma} \frac{\cos m\omega T_0 \sigma - g^m \cos m\omega T_0 (1 - \sigma) - G}{1 - 2g^m \cos m\omega T_0 + g^{2m}}, \end{aligned}$$



$$\text{где } G = \frac{A - 1 + g \cos \omega T_0}{g \sin \omega T_0} [g^m \sin m\omega T_0 (1 - \sigma) + g^m \sin m\omega T_0 \sigma].$$

При $\sigma = 0$ и $\sigma = 1$

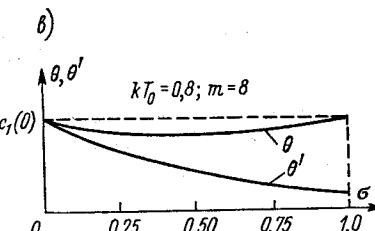
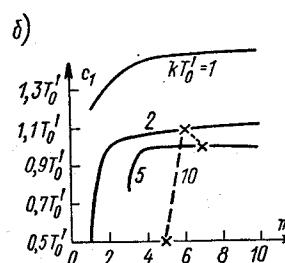


Рис. 7-19. Зависимости $c_1 = f(m)$ при $k = \text{const}$ (а); $c_1 = f(m)$ при $T_0 = \text{const}$ (б); $\theta = f(\sigma)$ и $\theta' = f(\sigma)$ (в) для системы первого порядка

$$c_1(0) = mT_0 \frac{1 - g^m \cos m\omega T_0 - \frac{A - 1 + g \cos \omega T_0}{g \sin \omega T_0} g^m \sin m\omega T_0}{1 - 2g^m \cos m\omega T_0 + g^{2m}};$$

$$c_1(1) = c_1(0) - mT_0.$$

На рис. 7-20, а изображены зависимости коэффициента c_1 от параметра m для системы с $W_n(p) = 100/[p(1 + 0,1p)]$ и $D(z) = \alpha(z - a)/(z + b)$ при $a = 0$ и $0,5$. Анализ этих зависимостей показывает, что при неравных периодах квантования сигналов задавания и отработки ($m > 1$) скорость ошибки ЦЭП растет примерно пропорционально отношению $m = T_0/T_0$. Кроме того, рост ошибки определяется запасом устойчивости системы: при малом запасе устойчивости ($a = 0$) ошибка меньше, чем при большом ($a = 0,5$).

На рис. 7-20, б представлены зависимости установившихся значений ошибок $\theta(\sigma)$ и $\theta'(\sigma)$ для рассматриваемого ЦЭП при отработке линейного входного воздействия для трех значений параметра $m = 10, 15$ и 20 . Как видно из этих графиков, максимальная ошибка θ' собственно ЦЭП всегда имеет место в момент срабатывания импульсного элемента T_0 , т. е. определяется коэффициентом c_1 при $\sigma = 0$, а ошибка комплекса ЦВМ — ЦЭП принимает максимальное значение внутри интервала дискретности и в данном случае превышает ошибку θ' примерно на 10—13 %. Для определения максимальной ошибки θ_m следует найти значение $\sigma = \sigma_m$, соответствующее максимуму функции $aT_0\sigma + ac_1(\sigma)$; тогда $\theta_m = a[T_0\sigma_m + c_1(\sigma_m)]$.

Ранее был рассмотрен случай, когда период квантования T_0 по времени сигнала ошибки $\theta'(t)$ был сравним с периодом квантования T_0 входной величины $\theta_{\text{вх}}(t)$. Если $T_0 = 0$, то передаточную функцию замкнутой системы можно записать в виде

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{экв}}(Z; \sigma) &= Z_\sigma \left\{ \frac{1 - e^{-T_0 p}}{p} \frac{W_n(p)}{1 + W_n(p)} \right\} = \frac{Z-1}{Z} Z_\sigma \left\{ \frac{M_0}{p} + \sum_{i=1}^q \frac{M_i}{p - p_i} \right\} = \\ &= M_0 + \sum_{i=1}^q M_i \frac{Z-1}{Z-d_i} d_i^\sigma, \end{aligned}$$

где M_i — коэффициенты разложения функции $W_n(p)/[p(1 + W_n(p))]$ на элементарные дроби; q — порядок характеристического уравнения $1 + W_n(p) = 0$; p_i — корни характеристического уравнения; $d_i = \exp(-p_i T_0)$. Эквивалентная передаточная функция системы по ошибке имеет вид

$$W_{\theta \text{ экв}}(Z; \sigma) = 1 - \Phi(Z; \sigma) = 1 - M_0 - \sum_{i=1}^q M_i \frac{Z-1}{Z-d_i} d_i^\sigma. \quad (7-57)$$

Выражения для коэффициентов ошибок имеют вид

$$\left. \begin{aligned} c_0(\sigma) &= W_{\theta \text{ экв}}(Z; \sigma)|_{Z=1} = 1 - M_0; \\ c_1(\sigma) &= -T_0 \sum_{i=1}^q M_i \frac{d_i^\sigma}{1-d_i}; \\ c_2(\sigma) &= T_0^2 \sum_{i=1}^q M_i \frac{1+d_i}{(1-d_i)^2} d_i^\sigma. \end{aligned} \right\} \quad (7-58)$$

Полученные выражения полностью идентичны формулам (7-55) и, очевидно, могут быть получены из последних при нахождении пределов при $T_0 \rightarrow 0$.

На рис. 7-21 приведены зависимости коэффициента ошибки $c_1 = f(\omega_0 T_0)$ при $\sigma = 0$ для ЦЭП с передаточной функцией непрерывной части вида $W_n(p) = \omega_0^2 / [p(p + 1/T)]$. Как видно из приведенных графиков, увеличение периода дискретности T_0 , т. е. уменьшение частоты выдачи управляющего кода, связано с существенным увеличением скоростной ошибки системы, причем в слабоколебательной системе с большим запасом устойчивости зависимость $c_1 = f(\omega_0 T_0)$ практически линейна, а в системе с малым запасом устойчивости зависимость имеет более сложный характер. Так, например, в системе с параметрами $\omega_0 T_0 = 6,5$ и $\omega_0 T = 5$ (точка A на рис. 7-21) ошибка при линейном воздействии почти в два раза меньше, чем в системе с $\omega_0 T_0 = 9,5$ и $\omega_0 T = 5$ (точка B). Этот факт свидетельствует о том, что в некоторых случаях для обеспечения необходимой точности системы следует не увеличивать частоту управляющего кода от ЦВМ, а, наоборот, уменьшать ее.

Для систем более высокого порядка определение коэффициентов ошибок в общем виде становится затруднительным, поэтому для этой цели предпочтителен метод переменных состояния.

Определим установившуюся ошибку при линейном входном воздействии $\theta_{\text{вх}} = at$ в системе на рис. 7-17 для $D_2(Z) = 1$, $T_{\text{ЦВМ}} = 0$; $T_0 = mT_0$.

Пусть система описывается вектором состояния

$$\mathbf{V}(t) = \text{col} \{ \theta'_{\text{вх}}, \theta^*, x_q, x_{q-1}, \dots, x_1 \}, \quad (7-59)$$

где переменная состояния x_1 соответствует выходу системы, т. е.

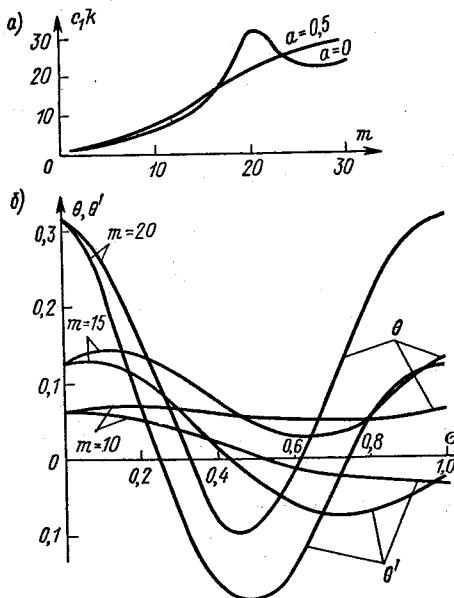


Рис. 7-20. Зависимости $c_1 = f(m)$ (а); $\theta' = f(m)$ (б) для системы с $W_n(p) = 100 / [p(1 + 0,1p)]$ и $D(z) = \alpha(z - a) / (z + b)$

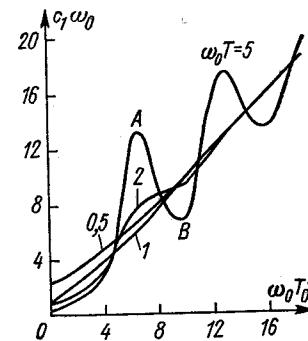


Рис. 7-21. Зависимости $c_1 = f(\omega_0 T_0)$ для системы второго порядка

$x_1 = \theta_{\text{вых}}$; $x_2 = \dot{\theta}_{\text{вых}}$, а x_3, x_4, \dots, x_q — остальные переменные состояния, определяющие непрерывную часть $W_n(p)$ и корректирующий фильтр $D_1(z)$.

Динамика системы определяется рекуррентными соотношениями вида (7-11) и (7-18), причем вектор состояния в любой момент времени $t = nT_0$ может быть выражен через вектор начальных условий $\mathbf{V}(0)$ следующим образом [49]:

$$\mathbf{V}(nT_0) = H^n(T_0) \mathbf{V}(0), \quad (7-60)$$

где матрица $H(T_0) = B\Phi(T_0)$ равна произведению матрицы B , определяющей изменение переменных состояния в моменты срабатывания импульсного элемента $t = nT_0$, и расширенной переходной матрицы системы $\Phi(T_0)$.

Решение уравнения (7-60) методом z -преобразования дает следующее выражение:

$$\mathbf{V}(nT_0) = Z^{-1} \{ 1 - z^{-1} H(T_0) \}^{-1} \mathbf{V}(0). \quad (7-61)$$

Обозначим

$$Z^{-1} \{ 1 - z^{-1} H(T_0) \}^{-1} = P(nT_0). \quad (7-62)$$

Как видно из (7-62), для определения матрицы $P(nT_0)$, связывающей вектор состояния $\mathbf{V}(nT_0)$ с вектором состояния $\mathbf{V}(0)$, необходимо найти матрицу $1 - z^{-1} H(T_0)$, вычислить матрицу, обратную ей, а потом найти обратное z -преобразование каждого члена полученной матрицы.

Предположим, что цикл работы системы в каждый период дискретности T_0 характеризуется начальным вектором состояния $\mathbf{V}(0) = \text{col} \{ \theta'_{\text{вх}}(0), \theta^*(0), x_q(0), \dots, x_1(0) \}$ и конечным вектором $\mathbf{V}(T_0) = \text{col} \{ \theta'_{\text{вх}}(0), \theta^*(T_0), x_q(T_0), \dots, x_1(T_0) \}$, причем в данном случае $x_1(T_0) = x_1(0) + aT_0$; $\theta^*(T_0) = \theta^*(0) - aT_0$; $x_2(T_0) = x_2(0), \dots; x_q(T_0) = x_q(0)$, т. е. в результате цикла приращение получают лишь две координаты $\theta^*(T_0)$ и $x_1(T_0)$, а остальные остаются неизменными.

Далее представим матрицу $P(nT_0)$ следующим образом:

$$P(nT_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \gamma(nT_0) & \alpha(nT_0) \end{bmatrix}, \quad (7-63)$$

а в векторе состояния выделим входную переменную состояния $\theta'_{\text{вх}}$, т. е. представим его в виде

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \theta'_{\text{вх}} \\ \mathbf{x} \end{bmatrix}.$$

Тогда

$$\mathbf{X}(nT_0) = \gamma(mT_0) \theta'_{\text{вх}}(0) + \alpha(mT_0) \mathbf{X}(0). \quad (7-64)$$

Из уравнения (7-64) определим вектор начальных условий

$$\mathbf{X}(0) = [\alpha(mT_0) - 1]^{-1} \{ \Delta \mathbf{X} - \gamma(mT_0) \theta'_{\text{вх}}(0) \}, \quad (7-65)$$

где $\Delta \mathbf{X} = \mathbf{X}(mT_0) - \mathbf{X}(0) = \text{col}\{-aT'_0, 0, 0, \dots, 0, aT'_0\}$, $m = T'_0/T_0$.

Соотношение (7-65) позволяет достаточно легко вычислить вектор состояния $\mathbf{X}(0)$ по известным $\alpha(mT_0)$, $\gamma(mT_0)$ и $\theta'_{\text{bx}}(0)$.

Для $T_0=0$ полученная методика существенно упрощается. В этом случае вектор состояния системы определяется лишь переходной матрицей состояния $\Phi(t)$, связывающей его в любой момент времени с начальными условиями:

$$\mathbf{V}(t) = \Phi(t) \mathbf{V}(0). \quad (7-66)$$

Представив матрицу $\Phi(t)$ в виде

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \gamma(t) & \alpha(t) \end{bmatrix}, \quad (7-67)$$

определен вектор начальных условий $\mathbf{X}(0)$ по формуле, аналогичной (7-65):

$$\mathbf{X}(0) = [\alpha(t) - 1]^{-1} [\Delta \mathbf{X} - \gamma(t) \theta'_{\text{bx}}(0)]. \quad (7-68)$$

В качестве примера рассмотрим ЦЭП с передаточной функцией непрерывной части $W_n(p) = kp^{-1}$ при $D_1(z) = 1$. Матрицы $\Phi(T_0)$, B , $H(T_0)$ и $P(mT_0)$ соответственно имеют вид:

$$\Phi(T_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & kT_0 & 1 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad H(T_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ kT_0 & 0 & 1-kT_0 \end{bmatrix}.$$

Вектор состояния

$$\mathbf{V} = \text{col}\{\theta'_{\text{bx}}(t), \theta^*(t), x_1(t)\};$$

$$1-z^{-1}H(T_0) = \begin{bmatrix} 1-z^{-1} & 0 & 0 \\ -z^{-1} & 1 & z^{-1} \\ -kT_0z^{-1} & 0 & 1-z^{-1}(1-kT_0) \end{bmatrix};$$

$$P(mT_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ d^{m-1} & 0 & -d^{m-1} \\ 1-d^m & 0 & d^m \end{bmatrix}, \quad d = 1-kT_0.$$

Пусть векторы начальных и конечных условий имеют вид

$$\mathbf{V}(0) = \text{col}\{aT'_0, \theta^*(0), x_1(0)\};$$

$$\mathbf{V}(T'_0) = \text{col}\{aT'_0, \theta^*(0) - aT'_0, x_1(0) + aT'_0\}.$$

При этом

$$\alpha(mT_0) = \begin{bmatrix} 0 & -d^{m-1} \\ 0 & d^m \end{bmatrix}; \quad \gamma(mT_0) = \begin{bmatrix} d^{m-1} \\ 1-d^m \end{bmatrix}.$$

Тогда, учитывая, что вектор приращений $\Delta \mathbf{X} = \text{col}\{-aT'_0, aT'_0\}$, согласно (7-65) получим

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(0) &= \begin{bmatrix} -1 & -d^{m-1} \\ 0 & d^m-1 \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} -aT'_0 \\ aT'_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d^{m-1} \\ 1-d^m \end{bmatrix} aT'_0 \right\} = \\ &= aT'_0 \begin{bmatrix} 1+\frac{d^{m-1}}{1-d^m} \\ -\frac{d^m}{1-d^m} \end{bmatrix}; \quad x_1(0) = -aT'_0 \frac{d^m}{1-d^m} = -aT'_0 \frac{(1-kT_0)^m}{1-(1-kT_0)^m}; \\ \theta^*(0) &= aT'_0 \left(1 + \frac{d^{m-1}}{1-d^m} \right) = aT'_0 \left[1 + \frac{(1-kT_0)^{m-1}}{1-(1-kT_0)^m} \right]. \end{aligned}$$

Следует отметить, что переменная состояния $\theta^*(0)$ характеризует ошибку системы с запаздыванием на время T_0 ; поэтому ошибку системы определим, как $\theta'(t) = \theta'_{\text{bx}}(t) - x_1(t)$. Переменная $x_1(t)$ изменяется в течение периода дискретности T'_0 следующим образом:

$$x_1(iT_0) = (1-d^i) \theta'_{\text{bx}}(0) + d^i x_1(0) = aT'_0 \left(1 - \frac{d^i}{1-d^m} \right),$$

а ошибка

$$\theta'(iT_0) = aT'_0 \frac{d^i}{1-d^m}, \quad \text{где } i=0, 1, 2, \dots, m.$$

Полученная формула полностью соответствует аналогичной формуле, полученной выше методом z -преобразования. Как показывает рассмотренный выше пример, на первый взгляд, применение метода переменных состояния несколько усложняет процедуру расчета точности систем по сравнению с методом z -преобразования, однако при расчете нелинейных систем, как будет показано ниже, он является единственным возможным.

4. $T'_0 = mT_0$; $\tau_{\text{ЦВМ}} \neq 0$; $D_2(Z) \neq 1$. При комбинированном управлении цифровой системой с двумя импульсными элементами (на входе и в прямой цепи) с разными периодами дискретности методика расчета коэффициентов ошибки соответствует случаю, рассмотренному выше [см. выражения (7-46), (7-47)], при замене T_0 на T'_0 , причем коэффициенты c_0 , c_1 и c_2 должны соответствовать зависимостям $c_0(\sigma)$, $c_1(\sigma)$ и $c_2(\sigma)$, определяемым выражениями (7-55). Следует лишь отметить, что при расчете необходимых значений коэффициентов α_1 и α_2 в формулах (7-46) и (7-47) следует коэффициенты c_0 , c_1 и c_2 вычислять при параметре σ , соответствующем средней за период дискретности T'_0 ошибке $\theta'(t)$.

7-4. Анализ точности ЦЭП с нелинейными ЦКУ

Рассмотрим методы определения точности цифровых систем с нелинейными корректирующими устройствами для двух основных случаев: 1) $T'_0 = T_0$; 2) $T'_0 > T_0$. Следует отметить, что для большинства рассмотренных в главе 5 цифровых НКУ может быть применен обычный прием, широко используемый на практике: нелинейное устройство заменяется эквивалентным линейным, после чего для определения ошибки используются выражения коэффициентов ошибок, приведенные в предыдущем разделе. Часто этот прием обеспечивает достаточную для практики

точность вычислений, но в ряде случаев он оказывается неприемлемым, например при анализе систем с переменной структурой (см. рис. 5-34) и некоторых типов систем с псевдолинейными цифровыми фильтрами.

Рассмотрим несколько типовых режимов работы систем с нелинейными корректирующими устройствами при отработке линейного и синусоидального выходных воздействий.

Анализ точности ЦЭП с псевдолинейным цифровым фильтром при линейном входном сигнале. Рассмотрим систему (см. рис. 5-9) при $D_2(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$; $D_1(z) = 1$ [или $D_1(z) = (1 - d)/(1 - dz^{-1})$]; $W_n(p) = k/[p(1 + Tp)]$ и $T_0 = T_0$. Пусть на входе этой системы действует линейно возрастающий входной сигнал. При отработке такого сигнала возникает скоростная ошибка, действующая на входе ПЦФ, пропорциональная скорости изменения входного сигнала и обратно пропорциональная коэффициенту передачи системы. Поскольку основным признаком, по которому в систему вводятся переключающие корректирующие сигналы, является различие знаков выходных сигналов звеньев $D_1(z)$ и $D_2(z)$, то при наличии постоянной составляющей на входе ПЦФ, а следовательно, и на выходе звеньев $D_1(z)$ и $D_2(z)$, переключающий корректирующий сигнал не водится. Свойства ПЦФ при этом полностью определяются свойствами звена $D_1(z)$. При этом, если замкнутая система $\Phi(z) = D_1(z) W(z) / [1 + D_1(z) W(z)]$, где $W(z) = [(z - 1)/z] Z\{W_n(p)/p\}$, устойчива, то установившаяся ошибка $\theta_{ck} = \dot{\theta}_{bx}/k$ сохраняется неизменной в течение всего времени действия входного сигнала. Однако на практике это встречается весьма редко (например, при $D_1(z) = 1$ и параметре $kT_0 < 2$). Обычно передаточная функция $\Phi(z)$ соответствует неустойчивой системе. Поэтому, поскольку при наличии постоянной составляющей ПЦФ перестает функционировать, то в системе возникают расходящиеся колебания, причем их амплитуда будет нарастать до тех пор, пока переменная составляющая на выходе звеньев $D_1(z)$ и $D_2(z)$ не превысит постоянную составляющую и ПЦФ не начнет вновь вырабатывать переключающий сигнал. Этот сигнал уменьшает амплитуду колебаний до первоначальной, а затем процесс периодически повторяется с частотой, определяемой параметрами ПЦФ и непрерывной части системы. На рис. 7-22 изображены предельные циклы, возникающие в режиме отработки линейного входного сигнала, на плоскости параметров θ и $\dot{\theta}$ (ошибки и скорости изменения ошибки) для системы, близкой к границе устойчивости (рис. 7-22, а), и для существенно неустойчивой системы (рис. 7-22, б). В первом случае нарастание амплитуды ошибки происходит медленно за время, равное нескольким периодам собственных колебаний (участок AC). Относительное время введения переключающего сигнала при этом мало (участок DA). Для оценки максимальной динамической ошибки θ_{max} системы, которая без ПЦФ соответствует неустойчивой системе (например, при $D(z) = 1$ и $kT_0 > 2$), близкой к границе устойчивости, предположим, что на участке CD амплитуда колебаний не меняется, т. е. ошибка меняется по закону

$$\theta = \theta_{ck} + (\theta_{max} - \theta_{ck}) \cos \omega t, \quad (7-69)$$

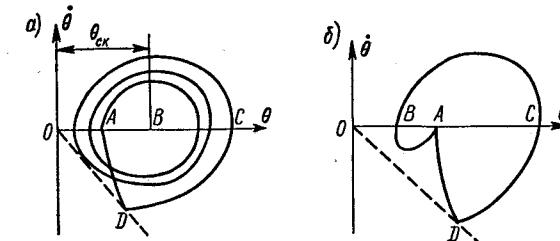


Рис. 7-22. Предельные циклы в системе с псевдолинейным ЦФ: а — система без коррекции близка к границе устойчивости; б — система без коррекции существенно неустойчива

где $\theta_{ck} = \dot{\theta}_{bx}/k$, а ω_0 — частота собственных колебаний системы.

Учитывая тот факт, что введение переключающего сигнала возможно лишь в точке касания траектории движения системы и линии переключения OD , т. е. при равенстве нулю сигнала $x_2(t) = \theta_{ck} + |D_2(j\omega)|(\theta_{max} - \theta_{ck}) \cos(\omega_0 t + \phi)$, получим при $\omega_0 t = \pi - \phi$, что $\theta_{max} - \theta_{ck} = \theta_{ck} / |D_2(j\omega)|$. Тогда максимальная динамическая ошибка определится следующим образом:

$$\theta_{max} = \frac{\dot{\theta}_{bx}}{k} \left(1 + \frac{1}{|D_2(j\omega)|} \right). \quad (7-70)$$

Если звено $D_2(z) = 1 + \alpha(1 - z^{-1})$, то выражение для θ_{max} приобретает следующий вид:

$$\theta_{max} = \left(\dot{\theta}_{bx}/k \right) \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 2\alpha(1 + \alpha)(1 - \cos \omega_0 T_0)}} \right). \quad (7-71)$$

Таким образом, максимальная динамическая ошибка системы с ПЦФ при линейном входном воздействии определяется не только коэффициентом передачи нескорректированной системы, но и параметрами фильтров, входящих в ПЦФ, причем чем больший коэффициент усиления имеет опережающее звено $D_2(z)$, тем динамическая ошибка ближе к значению $\theta_{ck} = \dot{\theta}_{bx}/k$, имеющему место в устойчивой нескорректированной системе.

Обычно для систем с ПЦФ передаточный коэффициент звена $D_2(z)$ равен примерно 1,5–3, поэтому можно с достаточной точностью считать, что $\theta_{max} \approx (1,3 \div 1,6) \dot{\theta}_{bx}/k$.

Если система при отсутствии нелинейного переключающего сигнала неустойчива (рис. 7-22, б), то для определения постоянной и переменной составляющих ошибки можно воспользоваться методикой [58], разработанной для непрерывных систем. Суть ее состоит в следующем:

1. Вначале задаются рядом значений θ_m/θ_0 (где θ_m — амплитуда переменной составляющей ошибки; θ_0 — постоянная составляющая ошибки) из диапазона $0 \leq \theta_m/\theta_0 \leq 1$.

2. Выходной сигнал ПЦФ разлагают в ряд Фурье, представляют в виде $k_0 \theta_0 + \theta_m (a_1 \cos \lambda t + b_1 \sin \lambda t)$ и находят соответствующие коэффициенты k_0 , a_1 и b_1 .

3. Странят семейство кривых $k_{\text{ПЦФ}} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$ и $\varphi_{\text{ПЦФ}} = \arctg(a_1/b_1)$ совместно с частотными характеристиками $D_1(j\lambda)$, $W(j\lambda)$; выбирают те кривые, при которых система находится на грани устойчивости, и определяют соответствующие значения θ_m/θ_0 и λ .

4. Странят семейство характеристик $k_0(j\lambda)$ для различных θ_m/θ_0 .

5. По этим характеристикам определяют коэффициенты передачи ПЦФ k_0 и разомкнутой системы k_{0k} .

6. Определяют постоянную и переменную составляющие ошибки $\theta_0 = \theta_{\text{вх}}/(k_0 k)$ и $\theta_m = \theta_0 (\theta_m/\theta_0)$.

7. Максимальную ошибку $\theta_{\text{макс}}$ определяют как сумму $\theta_{\text{макс}} = \theta_0 + \theta_m$.

При этом следует отметить, что важно задаться такими значениями θ_m/θ_0 , чтобы обеспечить заданную точность и не увеличить объема вычислений.

Для примера рассмотрим режим отработки линейного входного воздействия, изменяющегося со скоростью $100^\circ/\text{с}$, в ЦЭП с ПЦФ, параметры которого $D_1(z) = 0.2/(1 - 0.8z^{-1})$; $D_2(z) = 1 + 4(1 - z^{-1})$; $W_u(p) = 300/[p(1 + 0.1p)]$.

Логарифмические амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики нескорректированного ЦЭП приведены на рис. 7-23. Как видно из характеристик, система при неработающем ПЦФ неустойчива и нуждается в коррекции. На рис. 7-24 изображены эпюры сигналов ошибки θ , выходных сигналов звеньев $D_1(z)$, $D_2(z)$ и всего устройства x_1 , x_2 и y . Разлагая выходной сигнал y в ряд Фурье и учитывая, что постоянные составляющие $\theta_0 = x_{10} = x_{28}$, получаем

$$y = k_0 \theta_0 + \theta_m (a_1 \cos \lambda t + b_1 \sin \lambda t),$$

где

$$\begin{aligned} k_0 &= \frac{2}{\pi} \left\{ \arcsin \left[\frac{\theta_0}{\theta_m} \sqrt{\frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2}} \right] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\theta_m}{\theta_0} \sqrt{\frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2}} \sqrt{1 - \frac{\theta_0^2}{\theta_m^2} \frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2}} \cos \gamma \right\}; \\ a_1 &= \frac{2}{\pi} \frac{\theta_0}{\theta_m} \sqrt{1 - \frac{\theta_0^2}{\theta_m^2} \frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2}} \left[2 \sin \gamma - \sin 2\gamma \frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2} \right]; \\ b_1 &= \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{\theta_0}{\theta_m} \sqrt{1 - \frac{\theta_0^2}{\theta_m^2} \frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2}} \left(2 \cos \gamma - \cos 2\gamma \frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{\frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2}} \arcsin \left[\frac{\theta_0}{\theta_m} \sqrt{\frac{1 + (\lambda T_0/2)^2}{1 + 81(\lambda T_0/2)^2}} \right] \right\}; \\ \gamma &= \varphi_2(\lambda) - \varphi_1(\lambda) = 2 [\arctg 9\lambda T_0/2 - \arctg \lambda T_0/2]. \end{aligned}$$

По приведенным выше формулам были рассчитаны $k_{\text{ПЦФ}} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$ и $\varphi_{\text{ПЦФ}} = \arctg a_1/b_1$, зависимости которых от частоты λ для $\theta_m/\theta_0 = 0.2, 0.5, 0.7$ и 1 приведены на рис. 7-23. Сравнение указанных кривых с ЛЧХ нескорректированной системы показывает, что граница устойчивости системы соответствует $\lambda = 50 \text{ с}^{-1}$ и имеет место при $\theta_m/\theta_0 = 0.71$. Для этих значений параметров λ

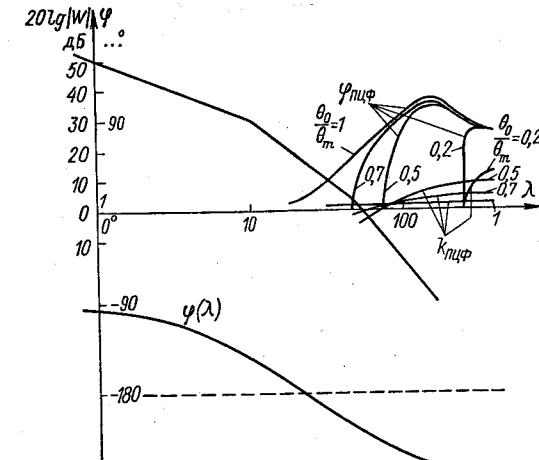


Рис. 7-23. ЛЧХ ЦЭП с псевдолинейным ЦФ

и θ_m/θ_0 определим значение коэффициента k_0 ($k_0 = 0.7596$). При этом постоянная составляющая ошибки $\theta_0 = \theta_{\text{вх}}/(k_0 k) = 0.44^\circ$, а максимальная $\theta_{\text{макс}} = 0.754^\circ$.

Максимальная ошибка, вычисленная точным методом, составляет в данном случае 0.78°, т. е. метод гармонической линеаризации обеспечивает необходимую точность определения ошибок в системе. При этом следует отметить, что ошибка в установившемся режиме несколько отличается от синусоидальной, что приводит к заметной погрешности при определении частоты колебаний (точное значение $\lambda = 41 \text{ с}^{-1}$). Итак, приведенное выше свидетельствует о том, что, несмотря на существенное различие коэффициентов передачи, максимальная ошибка систем с ПЦФ и с линейным ЦКУ оказывается примерно одинаковой.

Рассмотрим кратко основные способы повышения точности цифровых систем с нелинейными корректирующими устройствами переключающего типа. Как уже отмечалось, основной причиной увеличения динамической ошибки при плавно изменяющихся внешних воздействиях является то, что при появлении постоянной (или медленно меняющейся) составляющей ошибки в системе возникают расходящиеся колебания, амплитуда которых нарастает до тех пор, пока выходной сигнал линейного звена $D_2(z)$, входящего в ПЦФ, не изменит знак. Очевидно, что расходящиеся колебания при этом были бы невозможны, если бы система без ПЦФ была устойчива или, по крайней мере, находилась на границе устойчивости. Устойчивость системы в этом случае

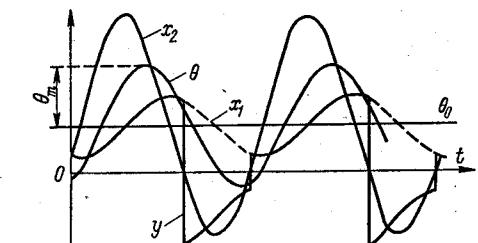


Рис. 7-24. Эпюры сигналов в ЦЭП с псевдолинейным ЦФ при отработке синусоидального входного сигнала

если это возможно) обеспечивается с помощью дополнительного линейного ЦКУ либо с помощью непрерывного звена, входящего в непрерывную часть системы. Таким образом, в ряде случаев оказывается целесообразным совместное использование ПЦФ и линейных корректирующих устройств, выполняющих различные функции в системе. Параметры линейных звеньев выбираются из расчета обеспечения устойчивости системы, а параметры ПЦФ (либо нелинейных ЦКУ) из условия обеспечения требуемого качества переходного процесса. При этом для ориентировочного выбора параметров ПЦФ можно пользоваться результатами, полученными в § 5-4 (см. рис. 5-44) для ЦЭП с непрерывной частью вида $W_n(p) = \omega_0^2/p^2$. Однако указанный способ применим лишь к тем системам, устойчивость которых может быть обеспечена с помощью линейных средств коррекции. В других случаях (например, в системе с упругими кинематическими связями) следует применять меры, исключающие поступление постоянной составляющей на вход ПЦФ. К таким мерам в теории непрерывных систем относится использование дифференцирующих фильтров [30]. Схема подобного устройства, в котором для формирования переключающего сигнала применяны дифференцирующие фильтры с передаточными функциями $W_1(p) = T_1 p / (T_1 p + 1)$ и $W_2(p) = T_2 p / (T_2 p + 1)$ ($T_1 < T_2$), приведена на рис. 7-25, а. В системе с этим устройством постоянная составляющая сигнала ошибки не приводит к нарушениям в работе псевдолинейного фильтра и расходящиеся колебания не возникают. Аналогичные характеристики имеют цифровые фильтры с передаточной функцией вида $(1 - z^{-1}) / (1 - dz^{-1})$, которые можно использовать для формирования переключающего сигнала. Однако подобные устройства (рис. 7-25, б) могут найти ограниченное применение, поскольку не обеспечивают необходимого качества отработки ступенчатых сигналов.

Наиболее эффективным способом компенсации постоянной составляющей ошибки, при котором сохраняются параметры НКУ, выбранные из расчета обеспечения требуемого качества отработки ступенчатых сигналов, является введение в систему сигналов, пропорциональных первой и второй разностям входного сигнала, т. е. комбинированное управление. Однако в нелинейных системах эффект от введения в систему таких сигналов зависит от места их введения. Сравним два варианта введения сигнала (рис. 7-26), пропорционального первой разности входного сигнала для ЦЭП, рассмотренного в предыдущем примере.

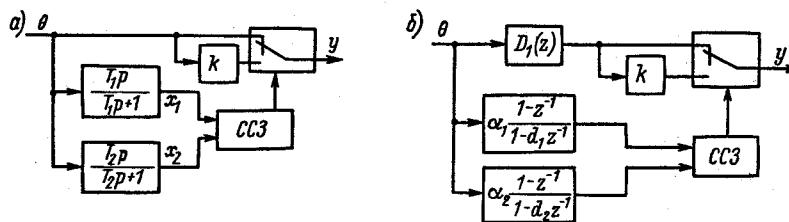


Рис. 7-25. Структурная схема псевдолинейных фильтров с дифференцирующими звеньями на входе схемы сравнения знаков

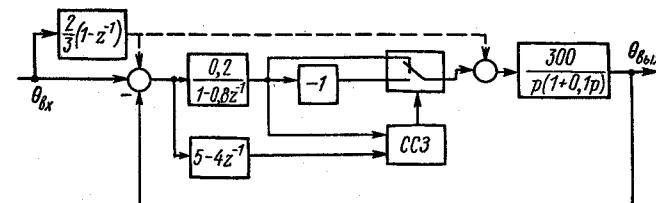


Рис. 7-26. Структурная схема следящего ЦЭП с псевдолинейным ЦФ и комбинированным управлением

В первом случае компенсирующий сигнал первой разности $\theta_k(n) = [1/(kT_0)][\theta_{bx}(n) - \theta_{bx}(n-1)]$ введен на вход ЦЭП. Кривая ошибки здесь (2 на рис. 7-27) по своему характеру повторяет кривую ошибки 1 в ЦЭП без комбинированного управления, но смешена на величину, равную θ_{bx}/k , т. е. повышение точности привода является несущественным. Это происходит потому, что не меняется характер изменения сигнала на входе ПЦФ, где остается неизменной постоянная составляющая. Напротив, если сигнал первой разности ввести на вход непрерывной части, то происходит полная компенсация не только постоянной, но и переменной составляющей ошибки (график 3 на рис. 7-27). В этом случае управляющий сигнал имеет вид $m(t) = y(t) + \theta_k(t)$, где $y(t)$ — выходной сигнал ПЦФ; $\theta_k(t)$ — компенсирующий сигнал, пропорциональный первой разности входного сигнала.

Компенсирующий сигнал $\theta_k(t)$, подаваемый на вход непрерывной части, обеспечивает движение привода с заданной скоростью и не подвергается нелинейным преобразованиям (изменению модуля и знака), как это происходит в первом случае. Постоянная составляющая ошибки (т. е. входной величины ПЦФ) компенсируется, что обеспечивает постоянную работу ПЦФ и демпфирование переменной составляющей. Следует отметить, что на практике обычно не удается достичь полной компенсации постоянной составляющей ошибки, что приводит к небольшой динамической ошибке, содержащей и переменную составляющую.

Анализ точности ЦЭП с нелинейными ЦКУ при синусоидальном входном сигнале и $T_0' = T_0$. Рассмотрим процессы, происходящие в системе с нелинейным корректирующим устройством переключающего типа при отработке синусоидального сигнала. На рис. 5-50 были представлены кривая входного сигнала $\theta_{bx}(t)$ и кривые ошибок, характерные для систем с НКУ. Анализ кривых показывает, что характерной особен-

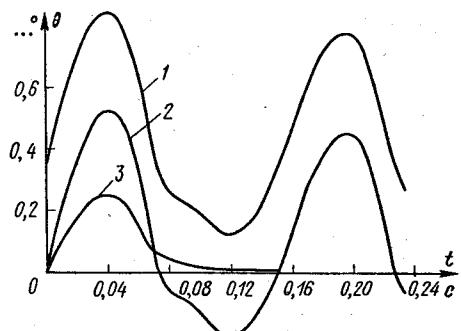


Рис. 7-27. Эпюры сигнала ошибки в следящем ЦЭП с комбинированным управлением

ностью ЦЭП с псевдолинейным цифровым фильтром, а также ЦЭП с переменной структурой является то, что система работает неодинаково на участках, соответствующих торможению и разгону исполнительного элемента. Этот факт благоприятно оказывается на работе системы при отработке ступенчатых входных воздействий, причем чем больший корректирующий сигнал вырабатывается во время торможения исполнительного элемента (при подходе к положению согласования), тем эффективнее работа нелинейного корректирующего устройства. Предположим, что в начальный момент времени $t=0$ система находится в установившемся режиме отработки синусоидального входного сигнала, причем в этой точке входное воздействие меняет свой знак, а скорость изменения входного сигнала — наибольшая. Ошибка системы соответствует скоростной ошибке и равна $\dot{\theta}_{\text{вх}}/k$, где k — коэффициент передачи разомкнутой системы. При изменении входного сигнала ошибка системы уменьшается, и в некоторой точке происходит смена знака выходного сигнала корректирующего фильтра $D_2(z)$, в результате чего в систему вводится корректирующий сигнал, обеспечивающий эффективное торможение исполнительного элемента. По окончании действия корректирующего сигнала (который может вводиться и неоднократно) ошибка системы близка к нулю и существенно отличается от установившейся ошибки линейной системы (штриховая кривая на рис. 5-50). В результате этого в дальнейшем наблюдаются колебания ошибки относительно установившейся составляющей, обусловленные переходной составляющей, причем эта последняя связана не только со степенью неустойчивости нескорректированной системы, но и с эффективностью работы корректирующего устройства, т. е. чем эффективнее торможение системы при убывании ошибки, тем больше амплитуда переходной составляющей, накладывающейся на установившуюся ошибку. В предельном случае динамическая ошибка даже устойчивой нескорректированной системы может почти в два раза превышать динамическую ошибку линейной системы.

Анализ точности ЦЭП с нелинейными ЦКУ при синусоидальном входном сигнале и $T'_0 > T_0$. Пусть динамика системы с НКУ в течение периода дискретности T'_0 характеризуется подынтервалами $\tau_1 = s_1 T_0$, $\tau_2 = s_2 T_0$, ..., $\tau_m = s_m T_0$, причем каждому подынтервалу соответствует разная структура системы, определяемая действием НКУ. Вектор состояния системы имеет вид (7-59). На первом подынтервале динамика системы характеризуется уравнением, аналогичным (7-61):

$$\mathbf{V}(s_1 T_0) = P_1(s_1 T_0) \mathbf{V}(0), \quad (7-72)$$

причем длительность первого подынтервала $s_1 T_0$ определяется некоторым уравнением переключения

$$y_1 = f_1(s_1 T_0, \mathbf{V}(0)). \quad (7-73)$$

Аналогично определяется вектор состояния на каждом подынтервале, а именно:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{V}[(s_1 + s_2) T_0] &= P_2(s_2 T_0) \mathbf{V}(s_1 T_0); \\ \vdots &\vdots \\ \mathbf{V}(T'_0) &= P_m(s_m T_0) \mathbf{V}[T'_0 - s_m T_0], \end{aligned} \right\} \quad (7-74)$$

где длительности подынтервалов также определяются из соответствующих уравнений переключения:

$$\left. \begin{aligned} y_2 &= f_2(s_1 T_0, s_2 T_0, \mathbf{V}(0)); \\ \vdots &\vdots \\ y_m &= f_m(s_1 T_0, s_2 T_0, \dots, s_m T_0, \mathbf{V}(0)). \end{aligned} \right\} \quad (7-75)$$

Подставляя в последнее из системы уравнений (7-74) предыдущие, с учетом (7-72) получаем

$$\mathbf{V}(T'_0) = P(s_1 T_0, s_2 T_0, \dots, s_m T_0) \mathbf{V}(0), \quad (7-76)$$

где $P(s_1 T_0, s_2 T_0, \dots, s_m T_0) = P_1(s_1 T_0) P_2(s_2 T_0) \dots P_m(s_m T_0)$.

В результате будем иметь q уравнений относительно переменных $x_1(0), x_2(0), \dots, x_q(0), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m$, которые могут быть получены из формулы (7-76), и m уравнений переключения (7-73) и (7-75) относительно тех же переменных. Задаваясь конечными значениями переменных состояния $x_1(T'_0) = x_1(0) + aT'_0; x_2(T'_0) = x_2(0); x_3(T'_0) = x_3(0), \dots, x_q(T'_0) = x_q(0); \theta^*(T'_0) = \theta^*(0) - aT'_0$, составим систему $m+q$ уравнений, решив которую, определим переменные $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m, x_1(0), x_2(0), \dots, x_q(0)$, характеризующие периодический цикл изменения переменных состояния системы. Если период дискретности $T_0=0$, то выражение (7-76) приобретает вид

$$\mathbf{V}(T'_0) = \Phi(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m) \mathbf{V}(0), \quad (7-77)$$

где $\Phi(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m) = \Phi_1(\tau_1) \Phi_2(\tau_2) \dots \Phi_m(\tau_m)$ — общая переходная матрица системы. С помощью этого соотношения, а также уравнений переключения составляется система уравнений относительно переменных состояния $x_1(0), x_2(0), \dots, x_q(0)$ и длительностей $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m$.

Следует, однако, отметить, что разработанная методика определения параметров периодического изменения переменных состояния системы и кривой ошибки системы в установившемся режиме обычно применяется для решения задачи в численном виде. В некоторых частных случаях удается использовать предложенную методику для получения решения в общем виде. В качестве примера рассмотрим систему, структурная схема которой изображена на рис. 7-28, а. Нелинейное корректирующее устройство вырабатывает управляющий сигнал m по закону:

$$m = \begin{cases} \theta & \text{при } \theta(\theta - k_{\text{o}} \cdot x_2) > 0; \\ -\theta & \text{при } \theta(\theta - k_{\text{o}} \cdot x_2) < 0. \end{cases}$$

Определим цикл изменения ошибки системы при линейном изменении переменной $\theta_{\text{вх}}$ со скоростью a и периодом квантования этого сигнала, равным T'_0 .

В зависимости от периода дискретности T'_0 цикл в данной системе может состоять из различного числа подынтервалов. На рис. 7-28, б приведен фазовый портрет системы в плоскости переменных $\theta = \theta_{\text{вх}} - x_1$ и $\dot{\theta}/\omega_0 = -x_2/\omega_0$, из которого видно, что при совпадении знаков сигнала ошибки и сигнала $\theta - k_{\text{o}} \cdot x_2$ (что соответствует участкам AB , CD и EF фазовой траектории) динамика системы определяется переходной матрицей

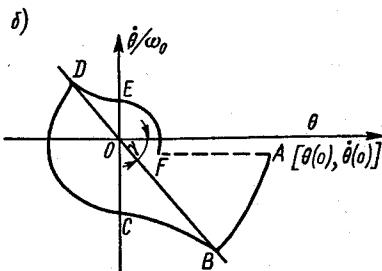
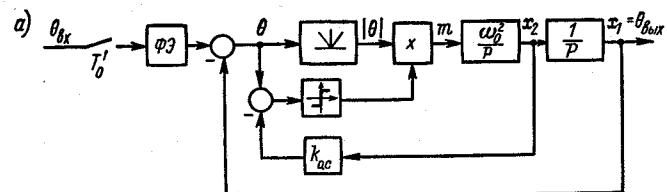


Рис. 7-28. Структурная схема ЦЭП с переменной структурой (а) и фазовый портрет его при начальных условиях θ_0 и $\dot{\theta}_0$ (б)

$$\Phi_1(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 - \cos \omega_0 t & \cos \omega_0 t & \sin \omega_0 t / \omega_0 \\ \omega_0 \sin \omega_0 t & -\omega_0 \sin \omega_0 t & \cos \omega_0 t \end{bmatrix},$$

а при несовпадении знаков указанных сигналов (участки BC и DE) — матрицей

$$\Phi_2(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 - \operatorname{ch} \omega_0 t & \operatorname{ch} \omega_0 t & \operatorname{sh} \omega_0 t / \omega_0 \\ -\omega_0 \operatorname{sh} \omega_0 t & \omega_0 \operatorname{sh} \omega_0 t & \operatorname{ch} \omega_0 t \end{bmatrix}.$$

Вектор состояния системы при этом принят в виде

$$V(t) = \operatorname{col}\{\theta^*(t), x_1(t), x_2(t)\}.$$

Пусть вектор начальных условий имеет вид

$$V(0^+) = \operatorname{col}\{\theta^*(0^+), x_1(0), x_2(0)\} = \operatorname{col}\{aT'_0, x_1(0), x_2(0)\}.$$

Для удобства вычислений переменные состояния x_1 и x_2 заменим на $\theta = -\theta_{bx} - x_1$ и $\dot{\theta} = -x_2$, а также введем параметр $b = -\dot{\theta}(0)/\omega_0 \theta(0)$, характеризующий отношение начальной ошибки к ее первой производной. Последовательность определения $\theta(0)$ и $\dot{\theta}(0)$ следующая:

1. Определяется закон изменения переменных $\theta(t)$ и $\dot{\theta}(t)$ на каждом участке траектории в зависимости от начальных условий ($\theta(0)$ и b), т. е. определяются

$$\left. \begin{aligned} \theta(t) &= f_{1i}\{\theta(0), b, \gamma\}; \\ \dot{\theta}(t) &= f_{2i}\{\theta(0), b, \gamma\}. \end{aligned} \right\} \quad (7-78)$$

2. Для каждого участка система уравнений (7-78) преобразуется таким образом, чтобы выделить следующие уравнения:

$$\omega_0 t = \omega_0 T'_0 = F_{1i}\{\theta(0), b, \gamma\}; \quad (7-79)$$

$$\theta(0) = F_{2i}\{b, \gamma\}. \quad (7-80)$$

3. Строится семейство кривых $b = \phi(\omega_0 T'_0)$ для различных $\gamma = \operatorname{arctg}[1/(\omega_0 k_{o.c})]$, объединяющее уравнения (7-78) для всех участков.

4. При расчете конкретной системы по известным $\omega_0 T'_0$ и γ определяется с помощью графиков, указанных выше, параметр b и по формуле (7-80) вычисляется ошибка $\theta(0)$.

5. Определяется характер изменения ошибки комплекса ЦВМ — ЦЭП и максимальное значение этой ошибки.

Для рассматриваемой системы уравнения движения на участках AB, BC, CD и DE имеют вид:

На участке AB

$$\theta(t) = \theta(0) \cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0} \dot{\theta}(0) \sin \omega_0 t;$$

$$\dot{\theta}(t) = -\omega_0 \theta(0) \sin \omega_0 t + \dot{\theta}(0) \cos \omega_0 t.$$

Координаты точки B

$$\theta(\tau_1) = \theta(0) \sqrt{1+b^2} \cos \gamma;$$

$$\dot{\theta}(\tau_1) = -\omega_0 \theta(0) \sqrt{1+b^2} \sin \gamma,$$

где $\gamma = \operatorname{arctg}(\omega_0 k_{o.c})^{-1}$.

На участке BC

$$\theta(t) = \theta(0) \sqrt{1+b^2} \cos \gamma \operatorname{ch} \omega_0(t-\tau_1) - \sin \gamma \operatorname{sh} \omega_0(t-\tau_1);$$

$$\dot{\theta}(t) = -\omega_0 \theta(0) \sqrt{1+b^2} (\sin \gamma \operatorname{ch} \omega_0(t-\tau_1) - \cos \gamma \operatorname{sh} \omega_0(t-\tau_1));$$

$$\omega_0 T'_0 = \gamma - \operatorname{arctg} b + \operatorname{arch} \frac{b \sin \gamma - \cos \gamma \sqrt{b^2 + (1+b^2) \cos 2\gamma}}{\sqrt{1+b^2} (\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)}.$$

$$\theta(0) = aT'_0 \frac{1}{1 - \sqrt{b^2 + (1+b^2) \cos 2\gamma}},$$

где $\sqrt{0.5(\operatorname{tg}^2 \gamma - 1)} \leq b \leq \operatorname{tg} \gamma$.

Координаты точки C

$$\theta(\tau_1 + \tau_{2c}) = 0;$$

$$\dot{\theta}(\tau_1 + \tau_{2c}) = -\omega_0 \theta(0) \sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)}.$$

Приведенные выше формулы справедливы при $\operatorname{tg} \gamma \geq 1$. Если $\omega_0 k_{o.c} > 1$, т. е. $\gamma < 45^\circ$, режим работы системы соответствует работе системы с переменной структурой, т. е.

$$\theta(t) = \theta(0) \sqrt{1+b^2} e^{-t/k_{o.c}};$$

$$\dot{\theta}(t) = -\omega_0 \theta(0) \sqrt{1+b^2} e^{-t/k_{o.c}};$$

$$\omega_0 T'_0 = \gamma - \operatorname{arctg} b + \omega_0 k_{o.c} \ln [\sqrt{1+b^2} (\sin \gamma) / b];$$

$$\theta(0) = aT'_0 / (1 - \omega_0 k_{o.c} b),$$

где $b < (\omega_0 k_{o.c})^{-1}$

На участке *CD*

$$\begin{aligned}\theta(t) &= -\theta(0) \sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)} \sin \omega_0(t-\tau_1-\tau_{2C}); \\ \dot{\theta}(t) &= -\omega_0 \theta(0) \sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)} \cos \omega_0(t-\tau_1-\tau_{2C}); \\ \omega_0 T'_0 &= \gamma - \operatorname{arctg} b + 0,5 \ln \frac{\operatorname{tg} \gamma + 1}{\operatorname{tg} \gamma - 1} + \arccos \frac{b}{\sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)}}; \\ \theta(0) &= \frac{aT'_0}{1+\sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)}-b^2},\end{aligned}$$

где $b \leq \sqrt{0,5(\operatorname{tg}^2 \gamma - 1)}$.

Координаты точки *D*

$$\begin{aligned}\theta(\tau_1 + \tau_{2C} + \tau_{2D}) &= -\theta(0) \sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)} \cos \gamma; \\ \dot{\theta}(\tau_1 + \tau_{2C} + \tau_{2D}) &= \omega_0 \theta(0) \sqrt{(1+b^2) \sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma} \sin \gamma.\end{aligned}$$

На участке *DE*

$$\begin{aligned}\theta(t) &= -\theta(0) \sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)} \{ \cos \gamma \operatorname{ch} \omega_0(t-\tau_1-\tau_{2C}-\tau_{2D}) - \\ &\quad - \sin \gamma \operatorname{sh} \omega_0(t-\tau_1-\tau_{2C}-\tau_{2D}) \}; \\ \dot{\theta}(t) &= \omega_0 \theta(0) \sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)} \{ \sin \gamma \operatorname{ch} \omega_0(t-\tau_1-\tau_{2C}-\tau_{2D}) - \\ &\quad - \cos \gamma \operatorname{sh} \omega_0(t-\tau_1-\tau_{2C}-\tau_{2D}) \};\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\omega_0 T'_0 &= 2\gamma - \operatorname{arctg} b + 0,5 \ln \frac{\operatorname{tg} \gamma + 1}{\operatorname{tg} \gamma - 1} + \frac{\pi}{2} + \\ &\quad + \operatorname{arch} \frac{b \sin \gamma - \cos \gamma \sqrt{b^2 - (1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)^2}}{\sqrt{(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)^2}};\end{aligned}$$

$$\theta(0) = \frac{aT'_0}{1+\sqrt{b^2-(1+b^2)(\sin^2 \gamma - \cos^2 \gamma)^2}},$$

где
 $-\sqrt{0,5(\operatorname{tg}^2 \gamma - 1)} < b < -(\operatorname{tg}^2 \gamma - 1)/(2 \operatorname{tg} \gamma)$.

На рис. 7-29 приведено семейство кривых, связывающих параметр b с величиной $\omega_0 T'_0$, для различных значений угла переключения $\gamma = \operatorname{arctg} (\omega_0 k_{oc})^{-1}$. С помощью этих кривых по заданным значениям ω_0 , k_{oc} и T'_0 определяется параметр b и по соответствующей формуле вычисляется ошибка $\theta(0)$ в момент замыкания импульсного элемента T'_0 . Для определения максимальной ошибки комплекса ЦВМ — ЦЭП находится максимум функции $\theta_{\text{вх}}(t) - \theta_{\text{вых}}(t)$ при движении системы на участке *AB*:

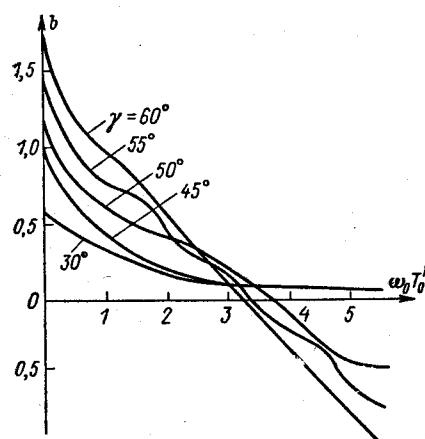


Рис. 7-29. Семейство зависимостей $b = f(\omega_0 T'_0)$ при различных γ

$$\theta_{\text{вх}}(t) - \theta_{\text{вых}}(t) = at + \theta(0) \sqrt{1+b^2} \cos(\omega_0 t + \operatorname{arctg} b).$$

Этот максимум имеет место в момент времени

$$t_m = (1/\omega_0) \left[\arcsin \frac{a}{\omega_0 \theta(0) \sqrt{1+b^2}} - \operatorname{arctg} b \right]$$

и равен

$$\theta_m = (a/\omega_0) \left[\arcsin \frac{a}{\omega_0 \theta(0) \sqrt{1+b^2}} - \operatorname{arctg} b + \sqrt{\left[\frac{\omega_0 \theta(0) \sqrt{1+b^2}}{a} \right]^2 - 1} \right]$$

Следует отметить, что результаты анализа точности данной системы могут быть использованы для определения ошибки и других типов систем, например систем с передаточной функцией непрерывной части вида $W_n(p) = k/(p(1+Tp))$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника/Под ред. Н. Ф. Ильинского, И. А. Теймана, М. Г. Юнькова.— М.: Энергоатомиздат, 1983.— 472 с.
2. А. с. № 224637 (СССР). Способ нелинейной коррекции цифровых автоматических систем/Авт. изобрет. В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин.— Опубл. в Б. И., 1968, № 26, с. 59.
3. А. с. № 325619 (СССР). Устройство для преобразования скорости вращения вала в частоту следования импульсов/Авт. изобрет. Ю. С. Пухликов.— Опубл. в Б. И., 1972, № 3, с. 168.
4. А. с. № 334582 (СССР). Способ получения скоростного сигнала с фазовращателя/Авт. изобрет. Н. М. Грачев.— Опубл. в Б. И., 1972, № 12, с. 185.
5. А. с. № 438984 (СССР). Цифровая следящая система/Авт. изобрет. Б. Е. Курцман, В. Д. Лебедев, И. А. Петрусенко, Л. Н. Фадеев.— Опубл. в Б. И., 1974, № 29, с. 140.
6. А. с. № 549783 (СССР). Устройство формирования входного воздействия для следящих систем/Авт. изобрет. М. К. Кондрашов, Б. Е. Курцман, В. Д. Лебедев.— Опубл. в Б. И., 1977, № 9, с. 173, 174.
7. А. с. № 649117 (СССР). Устройство для управления двухфазными асинхронными двигателями/Авт. изобрет. Б. Е. Курцман, В. Д. Лебедев, К. Е. Чуприн.— Опубл. в Б. И., 1979, № 7, с. 210.
8. А. с. № 694865 (СССР). Цифровой экстраполатор/Авт. изобрет. А. П. Литвинов, А. И. Севастьянов.— Опубл. в Б. И., 1979, № 40, с. 164.
9. А. с. № 752224 (СССР). Следящая система/Авт. изобрет. В. Д. Лебедев, Е. М. Питенина, В. М. Селиванов, С. Н. Шаров.— Опубл. в Б. И., 1980, № 28, с. 188.
10. А. с. № 788328 (СССР). Устройство для управления двухфазным асинхронным двигателем/Авт. изобрет. В. Д. Лебедев, К. Е. Чуприн, В. М. Селиванов, С. Н. Шаров.— Опубл. в Б. И., 1980, № 46, с. 294.
11. А. с. № 840798 (СССР). Следящая система/Авт. изобрет. Б. Е. Курцман, В. Д. Лебедев, Е. М. Питенина, С. Н. Шаров.— Опубл. в Б. И., 1981, № 23, с. 200.
12. А. с. № 875336 (СССР). Устройство для цифрового управления асинхронным двигателем/Авт. изобрет. А. В. Ефремов, Б. Е. Курцман, В. Д. Лебедев, Е. М. Питенина, В. А. Стрелов.— Опубл. в Б. И., 1981, № 39, с. 243.
13. А. с. № 1014116 (СССР). Устройство для управления двухфазным асинхронным двигателем/Авт. изобрет. В. Д. Лебедев, А. М. Сурков.— Опубл. в Б. И., 1983, № 15, с. 245.
14. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами.— Л.: Энергоиздат, 1982.— 392 с.
15. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы.— М.: Наука, 1976.— 576 с.
16. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования.— М.: Наука, 1975.— 767 с.
17. Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. Тиристорные системы электропривода с упругими связями.— Л.: Энергия, 1979.— 160 с.
18. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями.— М.: Энергоиздат, 1982.— 216 с.
19. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах: Пер. с англ./Под ред. А. С. Яроменка.— М.: Энергоиздат, 1981.— 200 с.
20. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока.— Л.: Энергия, 1973.— 304 с.
21. Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах.— Л.: Энергия, 1969.— 184 с.
22. Голд Б., Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ.— М.: Советское радио, 1973.— 368 с.
23. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования: Пер. с англ.— М.: Физматгиз, 1963.— 456 с.
24. Динамика систем управления ракет с бортовыми цифровыми вычислительными машинами/В. Д. Аренс, С. В. Лучко, С. М. Федоров, М. С. Хитрик; Под ред. М. С. Хитрика и С. М. Федорова.— М.: Машиностроение, 1976.— 272 с.
25. Дискретные нелинейные системы/А. Д. Аверина, А. Н. Герасимов, С. П. Забродин и др.; Под ред. Ю. И. Топчеева.— М.: Машиностроение, 1982.— 312 с.
26. Егоров В. Н., Кожевников Е. А., Корженевский-Яковлев О. В. Электропривод и управление промышленными роботами. Учебное пособие.— Л.: СЗПИ, 1983.— 84 с.
27. Егоров Ю. Н. Системы приводов роботов.— Л.: ЛГУ им. А. А. Жданова, 1982.— 336 с.
28. Емельянов С. В. Системы автоматического управления с переменной структурой.— М.: Наука, 1970.— 592 с.
29. Зверев А. Е., Максимов В. П., Мясников В. А. Преобразователи угловых перемещений в цифровой код.— Л.: Энергия, 1974.— 184 с.
30. Зельченко В. Я., Шаров С. Н. Нелинейная коррекция автоматических систем.— Л.: Судостроение, 1981.— 168 с.
31. Инверторы в классе Д/И. Н. Соловьев, Г. М. Малышко, Е. В. Машуков, О. С. Овсянников.— В кн.: Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1977, вып. 9., с. 167—175.
32. Исполнительные механизмы быстродействующих следящих систем станов/С. А. Авдушев, И. А. Гидаспов, С. В. Демидов, Ю. Г. Перченок.— Л.: ЛДНТИ, 1975.— 40 с.
33. Калашников Б. Е., Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Системы управления автономными инверторами.— М.: Энергия, 1974.— 104 с.
34. Калашников Б. Е., Эпштейн И. И. Трехфазные автономные инверторы с улучшенным качеством выходного напряжения для частотно-регулируемых электроприводов.— Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1980, вып. 6 (125), с. 7—9.
35. Ковач К. П., Рац Н. Переходные процессы в машинах переменного тока. Пер. с нем.— М.: Госэнергоиздат, 1963.— 744 с.
36. Конев Ю. И. Транзисторные импульсные устройства управления механизмами.— М.: Энергия, 1968.— 104 с.
37. Коссов О. А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения.— М.: Энергия, 1971.— 432 с.
38. Коссов О. А., Хасаев О. И. Полностью управляемые тиристоры в устройствах автоматики.— М.: Энергия, 1970.— 113 с.
39. Машуков Е. В. Транзисторные ключи для устройств управления и защиты.— В кн.: Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1976, вып. 8, с. 18—30.
40. Машуков Е. В. Транзисторные устройства коммутации и защиты сетей постоянного тока.— В кн.: Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1977, вып. 9, с. 18—30.
41. Мыцык Г. С., Щеглов А. И. Трехфазный инвертор с улучшенным качеством выходного напряжения методом широтно-импульсной модуляции.— В кн.: Современные задачи преобразовательной техники.— Киев: Наукова думка, 1975, вып. 2, с. 28—31.

42. Нелинейные корректирующие устройства систем автоматического управления. Под ред. Е. П. Попова.— М.: Машиностроение, 1970.— 468 с.
43. Непосредственное цифровое регулирование скорости тиристорного электропривода постоянного тока/В. Г. Файнштейн, Э. Г. Файнштейн, И. Г. Гераймович, Н. И. Жуков.— Электротехническая промышленность. Электропривод, 1980, вып. 3 (83), с. 11—14.
44. Патент № 1544533 (Великобритания). Интерполирующий нерекурсивный цифровой фильтр/Авт. изобрет.— Опубл.: «Изобретения в СССР и за рубежом», 1979, № 21, с. 23.
45. Сандлер А. С., Гусицкий Ю. М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией.— М.: Энергия, 1968.— 94 с.
46. Сафонов Ю. М., Воробьева Н. Е. Динамическая модель электропривода промышленного робота с упругими связями.— В кн.: Электропривод и автоматизация в машиностроении.— М.: ВЗМИ, 1981, с. 18—22.
47. Справочник по интегральным микросхемам/Б. В. Тарабрин, С. В. Якубовский, Б. А. Вородин и др.; Под ред. Б. В. Тарабрина.— М.: Энергия, 1981.— 816 с.
48. Трахтенберг Р. М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением.— М.: Энергоиздат, 1982.— 168 с.
49. Ту Ю. Современная теория управления: Пер. с англ.— М.: Машиностроение, 1971.— 472 с.
50. Ту Ю. Цифровые и импульсные системы автоматического управления: Пер. с англ.— М.: Машиностроение, 1964.— 703 с.
51. Управление исполнительными элементами следящих электроприводов летательных аппаратов/Б. И. Петров, В. В. Бальбух, Н. П. Паппе, В. П. Паппе, В. А. Сердюк, В. Г. Стеблецов.— М.: Машиностроение, 1981.— 222 с.
52. Устройства унифицированной блочной системы регулирования дискретного типа/О. В. Слежановский, А. В. Бирюков, В. М. Хуторецкий.— М.: Энергия, 1978.— 256 с.
53. Федоров С. М., Беляков В. А., Быков В. П. Приближенный синтез нелинейных законов управления.— Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1971, № 1, с. 189—196.
54. Федоров С. М., Литвинов А. П. Автоматические системы с цифровыми управляющими машинами.— М.— Л.: Энергия, 1965.— 224 с.
55. Хлынло Е. И. Расчет и проектирование нелинейных корректирующих устройств в автоматических системах.— Л.: Энергоиздат, 1982.— 272 с.
56. Цифровой преобразователь угла/В. П. Максимов, А. А. Гаврилов, А. С. Буданов, Е. Ф. Тупиков.— В кн.: Автоматизация процессов управления и обработки информации.— Л.: ВНИИЭлектромаш, 1979.— 171 с.
57. Цифровые системы управления электроприводами/А. А. Батоврин, П. Г. Дащевский, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин.— Л.: Энергия, 1977.— 256 с.
58. Цифровые следящие системы судовой автоматики/А. А. Батоврин, П. Г. Дащевский, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин.— Л.: Судостроение, 1972.— 448 с.
59. Цыпкин Я. З. Теория импульсных систем.— М.: Физматгиз, 1958.— 724 с.
60. Электромеханические преобразователи угла с электрической редукцией/Под ред. А. А. Ахметжанова.— М.: Энергия, 1978.— 248 с.
61. Эпштейн И. И. Автоматизированный электропривод переменного тока.— М.: Энергоиздат, 1982.— 192 с.
62. Carroll C., White R. Discrete compensation of control systems with integrated circuits.— IEEE Transactions, 1967, № 5, p. 140—152.
63. Erickson B. K. Input attenuation functions improve servomechanism performance.— IEEE Trans. Ind. Electron and Contr. Instrum., 1971, 18, № 4, p. 144—156.
64. Stevenson J. W. Servo compensation with digital filters.— Contr. Eng., 1971, 18, № 11, p. 71—75.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
ГЛАВА ПЕРВАЯ. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СТРУКТУРЫ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ТРАНЗИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ	5
1-1. Общие замечания	5
1-2. Классификация цифровых электроприводов	7
1-3. Примеры построения цифровых электроприводов	11
ГЛАВА ВТОРАЯ. ДАТЧИКИ И ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ	15
2-1. Датчики цифровых электроприводов	15
2-2. Исполнительные двигатели цифровых электроприводов	25
ГЛАВА ТРЕТЬЯ. УСТРОЙСТВА ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ	36
3-1. Транзисторные преобразователи	36
3-2. Усилительно-преобразовательные устройства	53
3-3. Вычислительные устройства	69
ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С ТРАНЗИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ	75
4-1. Общие замечания	75
4-2. Электромагнитные процессы в системе ШИП — двигатель постоянного тока	75
4-3. Механические характеристики в системе ШИП — двигатель постоянного тока	81
4-4. Энергетические характеристики в системе ШИП — двигатель постоянного тока	82
4-5. Электромагнитные процессы в системе АИН — асинхронный двухфазный двигатель	87
4-6. Механические характеристики и эквивалентные параметры в системе АИН — асинхронный двухфазный двигатель	90
4-7. Электромагнитные и механические характеристики в системе АИН — асинхронный трехфазный двигатель	96

ГЛАВА ПЯТАЯ. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ	105
5-1. Структурные схемы ЦЭП и классификация цифровых корректирующих устройств	105
5-2. Линейные цифровые корректирующие устройства	113
5-3. Особые линейные цифровые корректирующие устройства	118
5-4. Нелинейные цифровые корректирующие устройства	126
ГЛАВА ШЕСТАЯ. МЕТОДЫ СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ	163
6-1. Общие замечания	163
6-2. Синтез ЦЭП методом логарифмических частотных характеристик	164
6-3. Синтез ЦЭП методом корневого годографа	175
6-4. Синтез оптимальных по быстродействию ЦЭП методом переменных состояния	178
ГЛАВА СЕДЬМАЯ. РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ И АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ	197
7-1. Расчет динамических режимов в линеаризованных ЦЭП	197
7-2. Расчет динамических режимов в ЦЭП с учетом нелинейностей	207
7-3. Анализ точности линеаризованных ЦЭП	214
7-4. Анализ точности ЦЭП с нелинейными ЦКУ	227
Список литературы	240

ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ИЗДАНИЕ

СЕРГЕЙ ГЕРМАНОВИЧ ГЕРМАН-ГАЛКИН
ВАЛЕРИЙ ДМИТРИЕВИЧ ЛЕБЕДЕВ
БОРИС АЛЕКСЕЕВИЧ МАРКОВ
НИКОЛАЙ ИВАНОВИЧ ЧИЧЕРИН

**ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ
С ТРАНЗИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ**

Редактор Ю. В. Долгополова
Художественный редактор Д. Р. Стеванович
Технический редактор Н. А. Минеева
Корректор Р. А. Сафарова
Переплет художника В. Т. Левченко

ИБ № 893

Сдано в набор 10.11.85. Подписано в печать 15.05.86. М-32940. Формат 60×90¹/₁₆.
Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Высокая печать. Усл. печ. л. 15,5.
Усл. кр.-отт. 15,5. Уч.-изд. л. 17,83. Тираж 15 000 экз. Заказ 1734. Цена 1 р. 20 к.

Ленинградское отделение Энергоатомиздата.
191065, Ленинград, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 2 головное предприятие ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 198052, г. Ленинград, Л-52, Измайловский проспект, 29. Отпечатано с фотополимерных форм в Ленинградской типографии № 4 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 191126, Ленинград, Социалистическая ул., 14.



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Ленинградский книжный магазин «Энергия» — опорный пункт Энергоатомиздата.

Это значит, что здесь самый широкий ассортимент научной, учебной, производственной и справочной литературы по всем разделам энергетики.

Магазин принимает заказы на книги, намеченные к выпуску и имеющиеся в наличии.

Специалисты энергетического профиля!

Указав адрес организации или свой домашний адрес, Вы будете систематически получать все рекламные материалы по интересующей Вас тематике, и бланки для заказа книг Энергоатомиздата.

Адрес магазина «Энергия»: 196066, Ленинград, Московский пр., д. 189.

**Пользуйтесь услугами магазина — опорного пункта
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТА!**



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Ленинградский книжный магазин «Энергия» — опорный пункт Энергоатомиздата — предлагает вниманию специалистов книги, имеющиеся в наличии

Синягин Н. Н. и др. Система планово-предупредительного ремонта оборудования и сетей промышленной энергетики: Одобрено Глав. гос. инспекцией по надзору Минэнерго СССР/Н. Н. Синягин, Н. А. Афанасьев, С. А. Новиков.— 3-е изд., перераб. и доп., 1984.— 448 с. 1 р. 60 к.

Содержит основные показатели и нормативы для планирования ремонтов и технического обслуживания оборудования и сетей промышленной энергетики. В настоящем издании учтены новые директивные материалы.

Для инженерно-технических и руководящих работников, связанных с эксплуатацией энергетического оборудования и сетей, может быть полезна студентам вузов.

Сборник директивных материалов Главтехуправления Минэнерго СССР (электротехническая часть)/Минэнерго СССР.— 3-е изд., перераб. и доп.,— 1985.— 304 с. 1 р. 30 к.

Включены действующие директивные (обязательные) материалы: решения, противоаварийные и эксплуатационные циркуляры Главтехуправления Минэнерго СССР. Второе издание Сборника под названием «Сборник директивных материалов по эксплуатации энергосистем» вышло в 1981 г. Третье издание переработано и дополнено решениями и циркулярами, выпущенными до 31 декабря 1982 года.

Для инженерно-технических работников и рабочего персонала, занимающегося проектированием, монтажом, наладкой, эксплуатацией и ремонтом энергетического оборудования.

Электротехнический справочник: В 3-х т. Т. 1/Под общей ред. проф. М. Э. И. В. Г. Герасимова, П. Г. Грудинского и др.— 7-е изд., перераб. и доп., 1985.— 3 р. 70 к.

Приведены сведения по теоретическим основам электротехники, электродинамике проводников, полупроводников, диэлектриков и ферромагнетиков, общим вопросам электрооборудования, технике безопасности, измерениям электрических и магнитных величин, применению вычислительной техники и моделированию в электротехнике и электроэнергетике. Даны основные правила оформления конструкторской документации и способы контроля качества электротехнических материалов и изделий. Шестое издание вышло в 1980 г.

Рассчитан на широкий круг инженеров-электриков.

Адрес магазина «Энергия»: 196066, Ленинград, Московский пр., д. 189.

Пользуйтесь услугами магазина — опорного пункта

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТА!



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

В 1987 ГОДУ ВЫХОДЯТ СЛЕДУЮЩИЕ КНИГИ

Гутников В. С. *Интегральная электроника в измерительных устройствах.*
2-е изд., перераб. и доп., 19 л. Ориентировочная цена 1 р. 30 к.

Рассматривается применение серийных аналоговых, цифровых и аналого-цифровых микросхем для построения электронных функциональных устройств. Описываются особенности использования операционных усилителей, компараторов, умножителей и т. д. Приводятся сведения по применению распространенных цифровых ТТЛ и КОМП интегральных схем средней и большой степени интеграции. Рассматриваются примеры функциональных узлов, построенных на современных отечественных микросхемах. Первое издание вышло в 1980 г. Во второе издание введены новые разделы, посвященные применению микропроцессорных схем, АЦП и ЦАП.

Для инженерно-технических работников, занятых разработкой и изучением электронной измерительной аппаратуры. Может быть полезна для студентов вузов.

Поклонов С. В. *Асинхронные двигатели герметичных электронасосов.*
6,5 л. Ориентировочная цена 35 к.

Обобщены результаты расчетов и исследований потерь мощности, параметров и характеристик асинхронных двигателей герметичных электронасосов. Расчеты проводятся современными численными методами и использованием ЭВМ, приводятся инженерные методики расчета, не требующие применения ЭВМ.

Для инженерно-технических работников, может быть полезна преподавателям и студентам вузов соответствующих специальностей.

Рассудов Л. Н., Мядзель В. Н. *Электроприводы с распределенными параметрами механических элементов.* 10,5 л. Ориентировочная цена 55 к.

Рассматриваются основные вопросы, связанные с проектированием современных электроприводов с распределенными параметрами механических элементов. Выводятся передаточные функции объектов управления с распределенными параметрами для линейной, колцевой и разветвленных механических структур. Описаны структурные схемы, рассмотрены вопросы аппроксимации сложных объектов с распределенными параметрами различными сосредоточенными моделями и вопросы синтеза систем управления электроприводами с распределенными параметрами объектов управления.

Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием, исследованием, наладкой и эксплуатацией электроприводов, может быть полезна студентам вузов.