



ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
УПРАВЛЕНИЕ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ И ПОВЫШЕНИЯ  
КВАЛИФИКАЦИИ

Кафедра «Робототехника и мехатроника»

## **Учебное пособие**

по дисциплине

«Электрические и гидравлические приводы  
мехатронных и робототехнических систем»

## **«Электрические и гидравлические приводы мехатронных систем»**

Автор

Карнаухов Н.Ф.

Ростов-на-Дону, 2017

## Аннотация

Учебное пособие предназначено для подготовки бакалавров (по направлению: 15.03.06 Мехатроника и робототехника) и магистров (по направлению: 15.04.06 Мехатроника и робототехника), а также может быть полезно инженерам смежных профессий и специалистам по обслуживанию приводов станочных систем металлообработки и автоматизированного оборудования технологических комплексов широкого назначения.

## Автор



к.т.н, профессор кафедры  
«Робототехника и  
мехатроника»  
Карнаухов Н.Ф.





## Оглавление

Предисловие .....	6
Введение .....	8
1. Функциональные схемы и обобщенные характеристики силовых устройств приводов мехатронных систем .....	9
1.1.Обобщенная функциональная схема приводов мехатронных систем.....	9
1.2.Особенности выбора привода исполнительного механизма.....	12
1.3.Упрощенная функциональная схема электропривода .....	17
1.4.Согласование силовых и кинематических .....	19
характеристик электропривода.....	19
1.5.Энергетические показатели редукторного и безредукторного электромеханического модуля .....	22
1.6.Приведение движущихся масс электромеханического модуля к оси вала ИД.....	25
1.7.Характеристики компонентов энергетического канала исполнительного устройства ЭММ.....	30
1.8.Выбор исполнительного двигателя ЭММ .....	33
1.9.Синтез параметров исполнительного механизма .....	37
1.10.Динамическая модель исполнительного устройства МС.....	41
2. Электродвигательные устройства исполнительных механизмов мехатронных систем .....	48
2.1.Электродвигательное устройство на базе коллекторной машины постоянного тока .....	48
2.2.Электродвигательное устройство ИМ на базе шагового двигателя .....	60
2.3.Электродвигательное устройство на базе .....	76
вентильно-индукторной машины .....	76
2.4.Пьезоэлектрические двигатели исполнительных устройств МС .....	94
2.5.Асинхронные двигатели электроприводов мехатронных систем и их характеристики .....	108
3. Основы построения систем управления электроприводами ...	129



Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

3.1.Классификация и обобщенные характеристики ..... 129 исполнительных электроприводов..... 129	129
3.2.Источники регулируемого напряжения в электроприводах МС .....	135
3.3.Структурное построение и виды систем управления ЭП.....	160
3.4.Одноканальное и многоканальное построение систем управления электропривода .....	168
3.5.Управление электроприводом мехатронной системы с обратными связями.....	173
4.Электроприводы мехатронных систем с цифровым управлением .....	193
4.1.Основные тенденции развития цифровых систем управления .....	193
4.2.Структура построения схемы однокоординатной мехатронной системы.....	200
4.3.Сопряжение непрерывной и цифровой частей схемы электропривода .....	208
4.4.Дискретное представление дифференциальных уравнений непрерывных регуляторов электропривода .....	210
4.5.Цифровое управление тиристорным электроприводом .....	214
4.6.Структурные преобразования цифровых систем прямого управления.....	218
4.7.Особенности выбора микроконтроллера электропривода .....	226
4.8.Многокоординатная структура цифрового следящего электропривода .....	237
5. Гидравлические приводы мехатронных систем.....	242
5.1.Рабочие среды и их влияние на показатели привода .....	242
5.2.Принцип работы гидроприводов .....	247
5.3.Классификация и характеристики объемных приводов .....	252
5.4.Источники питания гидравлических приводов .....	256
5.5.Насосы подачи смазочно-охлаждающей жидкости гидроприводов .....	261
5.6.Исполнительные двигатели гидроприводов .....	265
5.7.Упрощенная математическая модель и структура следящего гидропривода .....	268



Электрические и гидравлические приводы мехатронных и  
робототехнических систем

5.8.Следящий привод с электрическим управлением идросельным регулированием скорости .....	272
5.9.Линейная математическая модель следящего гидропривода с электрическим управлением .....	276
Заключение .....	283
Список литературы .....	284
Приложение .....	291

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Повышенные требования к техническим характеристикам современного привода мехатронных систем (МС) обуславливают необходимость широкого внедрения новых схмотехнических решений, базирующихся на последних достижениях в области электромашиностроения, силовой и слаботочной электроники. Значительное усложнение структуры автоматизированных приводов МС общего назначения с программным управлением, а также разработка специализированных приводов различного технологического оборудования (например, промышленных роботов ПР с использованием устройств управления на базе микропроцессорной техники) требуют сегодня высокого уровня подготовки специалистов. Указанная необходимость в подготовке настоящих профессионалов тесно связана с поиском новых решений в приводах МС, реализуемых в процессе проектирования, моделирования и экспериментальных исследований, промышленного освоения приводов различных МС и ввода их в эксплуатацию.

Для достижения упомянутой цели в учебном пособии в доступной форме приведены: конструктивное устройство, принцип действия и физические процессы в силовых устройствах приводов, возможные схмотехнические решения по управлению ими. Краткое изложение материала выполнено в соответствии с рабочей программой по читаемой автором дисциплине «Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем» с указанием ссылок на учебную и научную литературу, что крайне необходимо студенту (читателю) при углубленной проработке конкретных разделов учебного пособия. Представленный материал учебного пособия по упомянутым приводам МС может быть полезен также инженерно-техническим работникам и специалистам, обслуживающему персоналу по эксплуатации производственного оборудования, станочных систем с ЧПУ и технологических комплексов металлообработки широкого назначения с управлением от микроЭВМ.

Работая над учебным пособием, автор стремился сделать издание полезным для разных категорий читателей, желающих научиться самостоятельно и квалифицированно решать умеренно сложные, но практически важные задачи. Насколько обоснованны надежды и пожелания автора - судить читателю.

Автор благодарит сотрудников кафедры «Робототехника и мехатроника» ФГБОУ ВПО «Донской государственной технической университет» (ДГТУ) за ценные советы по подборке, компоновке



и корректировке изложенного в учебном пособии материала. Особую признательность автор выражает доц., к.т.н. Мироненко Р.С. за оказанную помощь при оформлении рукописи.



## ВВЕДЕНИЕ

Электрические и гидравлические приводы мехатронных систем (МС), включая робототехнические системы (РТС) и робототехнические комплексы (РТК), являются энергетической основой технологических и производственных процессов, которые реализуются за счет механической энергии. Осуществляя движение исполнительных органов рабочих машин и механизмов современного промышленного оборудования, и управляя движением с заданным качеством, приводы обеспечивают изготовление и обработку различных изделий и материалов, а также необходимое перемещение грузов и выполнение многих других технологических операций с наилучшими техническими и экономическими показателями. Естественно, современные приводы представляют собой достаточно сложные энергосиловые устройства, как неразделимые совокупности соответствующих регулируемых (нерегулируемых) источников энергопитания, двигателей (электрических, гидравлических и др.) и аппаратуры управления с использованием микропроцессорной техники. В современных МС преобразование движения одного или нескольких тел в требуемые движения других тел осуществляется системой тел (деталей), называемых механизмом. Механизмы входят в состав машин – мехатронных систем (МС) и предназначены для осуществления механических движений по преобразованию потоков энергии, силовых воздействий, необходимых для выполнения различных рабочих процессов. Механизмы, выполняющие непосредственно требуемую технологическую операцию путем воздействия на обрабатываемую среду или объект с целью изменения их формы, положения, состояния и свойств, называются исполнительными механизмами (ИМ). В то же время систему, состоящую из двигателя и связанных с ним устройств передачи движения одного или нескольких ИМ, входящих в состав МС, и управляемых системой управления (СУ) называют приводом (или приводной системой ПС).



## **1. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ОБОБЩЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ УСТРОЙСТВ ПРИВодОВ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ**

### **1.1. Обобщенная функциональная схема приводов мехатронных систем**

В различных областях техники, промышленного производства применяют приводы, выполняющие силовые функции в мехатронных системах (МС) широкого назначения. Использование в приводах МС, включая и робототехнические системы (РТС), управляемых исполнительных двигателей (ИД) различного принципа действия сопровождается как силовыми, так и управляющими функциями. При этом в ИД могут быть использованы различные виды энергии. В существующих и проектируемых МС [1, 2, 3] широко применяют электрические, гидравлические, (электрогидравлические), газовые, пневматические и комбинированные приводы, осуществляющие целевые движения исполнительных механизмов (ИМ) станочного технологического оборудования, подъемно-транспортных машин и других подвижных объектов, включая летательные аппараты и устройства целевого назначения. В частности, приводы могут выполнять функции:

- преобразования какого-либо вида энергии в механическую энергию, необходимую для совершения производственных процессов исполнительными (рабочими) органами машины – автомата (МА) или технологического оборудования;
- управления, заключающиеся в перемещении каких – либо элементов управляющих устройств (приводы управления или сервоприводы). Составляющие компоненты таких приводов имеют одни и те же функциональные элементы: источник энергии, исполнительный двигатель и аппаратуру управления.

Первичными источниками энергии приводов технических систем [4] являются энергия солнца, воды, тепловая энергия, ветра, атомная энергия, энергия химических реакций и т.д. Обобщенная функциональная схема рассматриваемых приводов МС с возможными источниками энергии приведена на рис. 1.1.

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем



Рис. 1.1. Обобщенная функциональная схема привода МС

В приводах автоматизированного оборудования, РТС в качестве источников энергии применяют электрическую энергию для электрического привода, энергию сжатого газа для газового или пневматического привода. В гидравлическом приводе обычно механическая энергия электрического двигателя (или пневматического) преобразуется в энергию потока жидкости с помощью насоса [5].

Привод, в котором источником механических движений в технологическом оборудовании (ТО) или промышленном роботе (ПР) является электрический двигатель, называют электрическим приводом (ЭП). Система управления таким приводом часто реализуется на элементах интегральной и силовой электроники [6, 7], устройствах электроавтоматики [8]. В связи с успешным освоением новых электромеханических преобразователей - электродвигателей, силовых полупроводниковых приборов, микропроцессорных устройств и вычислительной техники электрические приводы находят преимущественное применение. Электроприводами обеспечиваются ПР (например, транспортные роботы - самоходные машины с автоматическим управлением) при средней их грузоподъемности (до 25 кг) и большом числе степеней подвижности (3...6). За счет использования систем управления с обратными связями (ОС) [9, 10] точность позиционирования рабочего органа (РО) ПР обеспечивается в диапазоне  $\pm 0,05$  мм и выше [11]. Преимуществами такого электропривода является высокий КПД, хорошие регулировочные свойства и высокая экономичность в сравнении с другими видами приводов. Однако электроприводы ПР уступают по массогабаритным показателям в сравнении с аналогичными показателями приводов других видов, если расчетная

грузоподъемность ПР более 50 кг.

Гидравлический привод [12] характеризуется использованием энергии движущейся жидкости для получения механической энергии. Источником энергии движущейся жидкости в гидравлическом приводе обычно является насосная станция, работающая за счет потребления электрической энергии. Средние и тяжелые ПР (при числе степеней подвижности 3...4) оснащаются гидроприводами, обеспечивающими достаточную точность позиционирования рабочего органа (РО) с погрешность не более  $\pm 0,5$  мм.

Применению гидравлического привода в оборудовании автоматизированного производства способствуют такие его особенности:

- простота осуществления бесступенчатого регулирования частоты вращения или скоростей перемещения исполнительных механизмов;
- компактность и малая инерционность гидравлического привода позволяют также легко и просто реверсировать ИМ при использовании электрогидравлических преобразователей;
- возможность использования электрических методов измерения механических величин, усиление и преобразование сигнала ошибки в электрогидравлических следящих системах.

Следует отметить, что в ПР преимущественное применение находят гидравлические ИМ с дроссельным управлением, обладающие высоким быстродействием и малыми размерами.

Пневматические приводы широко используются для автоматизации различного технологического оборудования, а также в ПР легкой и средней грузоподъемности с числом степеней подвижности (не более 2...3). Привлекательность применения пневмоприводов [13] обусловлена такими свойствами:

- относительной простотой конструкции пневматических двигателей как для поступательных, так и для вращательных движений ИМ технологического оборудования и ПР;
- доступность энергии сжатого воздуха или газа от компрессорных установок в заводских условиях, а отсутствие возвратных линий и коммуникаций по сравнению с гидравлическими приводами является неоспоримым достоинством пневмопривода.

В тоже время, пневматическим приводам присущи такие недостатки:

- низкий КПД, недостаточно жесткие характеристики привода в результате значительной сжимаемости воздуха или газа в пневмоцилиндрах;
- низкое быстродействие пневматических систем управления

по сравнению с электронными системами.

Система управления пневмоприводом может быть пневматической или электропневматической [14]. Пневмоприводы имеют простую конструкцию, хорошие экономические показатели, достаточную надежность. Погрешность позиционирования РО таких приводов не превышает  $\pm 0,1$  мм. Вследствие низких регулировочных свойств их не применяют в позиционных и контурных режимах работы приводов технологического оборудования, МА и ПР.

В автоматизированном оборудовании МС, включая РТС, механическое движение ИМ можно характеризовать такими кинематическими параметрами: формой пути, определяемого рабочим процессом; протяженностью пути; направлением; исходным положением; скоростью перемещения и ускорением; моментом начала и конца движения. Движение ИМ, как правило, характеризуется силовыми характеристиками, значениями преодолеваемых механизмами нагрузок в процессе выполнения заданных движений. Если характеристики двигателя не удовлетворяют некоторым характеристикам ИМ, то указанное противоречие часто устраняют применением дополнительных преобразующих и передающих промежуточных механизмов, обеспечивающих целесообразное значение передаточного отношения ( $i$ ), а также согласование скоростных, силовых и моментных характеристик ИД с характеристиками ИМ (рис. 1.1). Обычно указанная задача возникает при определении энергетических и регулировочных (скоростных), моментных (силовых) характеристик следящих приводов в процессе проектирования МС (ТС) целевого назначения.

## **1.2. Особенности выбора привода исполнительного механизма**

Автоматизация технологических процессов и производств, в частности, в машиностроении невозможна без использования различных приводов, которые включают в себя: исполнительные механизмы, определяемые технологическим процессом, двигатели и систему управления двигателями. В зависимости от назначения привода и условий эксплуатации МС применяют исполнительные двигатели, отличающиеся по физическим эффектам. Реализация таких физических эффектов как магнетизм (электродвигатели), гравитация в виде преобразования гидравлических и воздушных потоков в механическое движение; расширение среды (двигатели внутреннего сгорания, реактивные, паровые и пр.); электро-

лиз (емкостные двигатели) в совокупности с новейшими достижениями в области микропроцессорной техники позволяет создавать современные приводы МС с улучшенными техническими характеристиками [15]. Связь силовых параметров привода (крутящий момент, усилие) с кинематическими параметрами (угловая скорость выходного вала, скорость линейного перемещения штока ИМ) определяется механическими характеристиками электро-, гидро-, пневмо- и других приводов, в совокупности или раздельно решающих задачи движения (рабочего, холостого хода) механической части технологического оборудования. При этом, если требуется регулирование выходных параметров машины (силовых, скоростных, энергетических), то механические характеристики двигателей (приводов) должны видоизменяться в результате управления устройствами регулирования, например, уровня питающего напряжения, тока, давления, расхода жидкости или газа.

Простота формирования механических движений непосредственно из электрической энергии в приводах с электрическим двигателем, т.е. в электромеханических системах (ЭМС), предопределяет ряд преимуществ такого привода перед гидравлическими и пневматическими приводами. В настоящее время электродвигатели постоянного и переменного тока выпускаются заводами-изготовителями от десятых долей ватта до десятков мегаватт, что позволяет обеспечить спрос на них (по требуемой мощности) как для применения в промышленности, так и на многих видах транспорта, в быту.

К существенным недостаткам электрического привода следует отнести значительную инерционность и низкую напряженность рабочей среды в направлении движения ротора электродвигателя. Известно [4], что энергия поля статора в электродвигателе передается ротору традиционно через воздушный зазор ( $\delta$ ). Если электромагнитный вращающий момент  $M_{\text{э}}$ , развиваемый ротором 2 электродвигателя (рис. 1.2), отнести к числу полюсов  $Z$ , радиусу  $r$  ротора, зазору  $\delta$  и длине  $L$  активной части ротора, то полученный параметр можно рассматривать как условную напряженность  $H_{\text{у}}$  в направлении движения ротора электродвигателя, т.е.:

$$H_{\text{у}} = M_{\text{э}} / (z \cdot L \cdot r \cdot \delta) \quad (1.1)$$

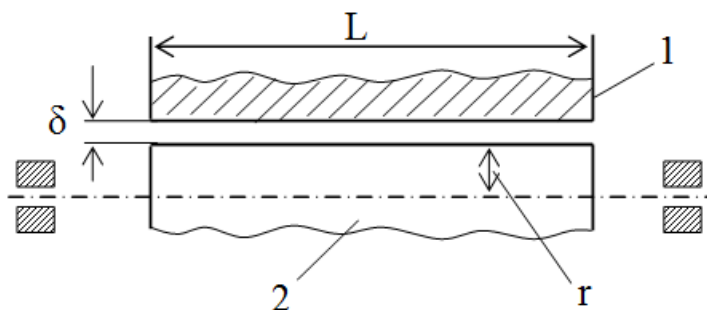


Рис. 1.2. Конструктивные параметры электрического двигателя

Для большинства электрических машин значение  $N_y$  составляет 0,3 – 1,0 МПа, а для реактивно – индукторных двигателей РИД (или вентильно-индукторной машины ВИМ) [16, 17] указанный параметр находится в диапазоне от 4 до 5 МПа.

Гидравлические приводы технологического оборудования, РТС в сравнении с электроприводами, весьма широко применяются в транспортных, горных, строительных, дорожных, путевых, мелиоративных и сельскохозяйственных машинах, подъемно-транспортных механизмах, летательных и подводных аппаратах. Они обладают существенным преимуществом перед электромеханическим приводом там, где требуются значительные рабочие нагрузки при небольших габаритах, например, в тормозных системах или автоматических коробках передач автомобилей, ракетной и космической технике. Широкая применимость гидроприводов обусловлена тем, что напряженность рабочей среды в них значительно больше, чем напряженность рабочей среды в электродвигателях и в промышленных пневматических приводах. В реальных гидравлических приводах напряженность рабочей среды в направлении передачи движения составляет 6 – 100 МПа (при гибком управлении) за счет регулирования потока жидкости гидравлическими устройствами, имеющими различное управление, в том числе и электронное. Компактность и малая инерционность гидропривода обеспечивают легкое и быстрое изменение направления движения ИМ, а применение электронной аппаратуры управления обеспечивает приемлемые переходные процессы и заданную стабилизацию выходных параметров [16].

Для автоматизации различного технологического оборудования, машин-автоматов и ПР широко также используют пневмати-

ческие приводы на базе пневмодвигателей для реализации как поступательных, так и вращательных движений. Однако из-за существенного различия свойств рабочей среды пневмо- и гидроприводов их технические характеристики отличаются вследствие значительной сжимаемости газов в сравнении со сжимаемостью капельной жидкости. При простоте конструкции, хороших экономических показателях и достаточной надежности, но низких регулировочных свойствах, пневмоприводы не могут быть использованы в позиционных и контурных режимах работы, что и снижает привлекательность их применения в МС (ТС).

Основными энергетическими параметрами гидро- или пневмоприводов являются давление и объемный или массовый расход рабочей среды, подводимые от источника энергопитания [11]. Соотношение между энергией, необходимой для управления посредством гидро - или пневмопривода каким-либо объектом, и потребляемой источником питания энергией зависит от способов регулирования, как исполнительного двигателя привода, так и самого источника питания. Поэтому, при создании приводов МС (ТС), прежде всего, решают задачи проектирования, ориентированные на получение наилучшего из возможных вариантов привода, удовлетворяющего техническим требованиям [1]. Выбор окончательного проектного варианта во многом зависит от схемы и конструкции привода, технологии изготовления устройства привода и ряда других критериев, которые могут быть противоречивыми. Однако при современных методах проектирования всегда имеется возможность выбрать наилучший вариант решения, используя интерактивные режимы расчета на ПК (микроЭВМ) технических параметров и характеристик привода [1, 15, 23]. При создании модуля движения МС (ТС) следует использовать такой тип привода, который мог бы обеспечить заданные технологические характеристики оборудования простейшими средствами и поддерживать их с наименьшими затратами в процессе эксплуатации. Определить наиболее приемлемый вид энергии в приводе с возможно достижимой эффективностью использования его в процессе эксплуатации МС (ТС) задача достаточно сложная и может иметь несколько решений. Прежде всего, каждый привод должен удовлетворять своему служебному назначению, необходимым силовым и кинематическим характеристикам. Определяющими факторами при достижении требуемых силовых и кинематических характеристик, эргономических показателей разрабатываемого привода могут быть: быстродействие привода, точность позиционирования ИМ и качество управления, заданные ограни-

чения по массе и габаритным размерам, удобство обслуживания (расположение привода) в общей компоновке оборудования [1, 15]. Окончательное решение при сопоставимости определяющих факторов принимается по результатам экономического сравнения различных вариантов выбранного вида привода по стартовым и эксплуатационным затратам на его проектирование, изготовление и эксплуатацию.

На рис. 1.3. приведены обобщенные сравнительные массогабаритные характеристики электрических, гидравлических и пневматических приводов ПР [11] в зависимости от удельной мощности.

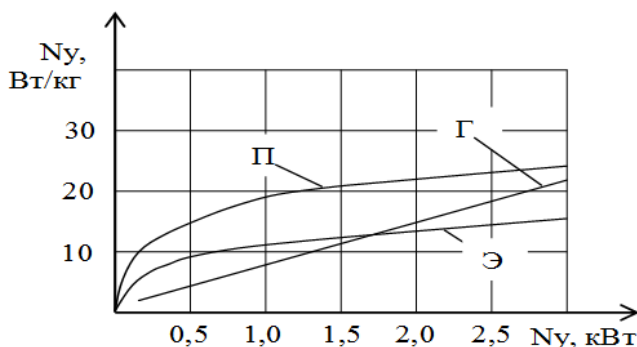


Рис. 1.3. Массогабаритные характеристики приводов от удельной мощности

Анализ графических зависимостей удельной мощности  $N_u$  показывает, что при значении выходной мощности приводов до 1,5 кВт предпочтение следует отдать электрическому приводу в сравнении с гидравлическим. Электрические приводы более выгодны, например, для ПР малой и средней грузоподъемности со значениями выходной мощности из ряда  $P = 0,1 \dots 1,5$  кВт. Но гидравлические приводы имеют лучшие показатели удельной мощности для тяжелых и сверхтяжелых ПР при значениях  $P = 2 \dots 3$  кВт и более. Пневматический привод для указанного диапазона изменения выходной мощности и реализации агрегатно-модульного построения может работать при напряженности  $N_u$  рабочей среды 0,6 – 1,0 МПа, обеспечивая наилучшие показатели, что видно из анализа кривой П (массогабаритная характеристика – удельная мощность  $N_u$  (рис. 1.3)).

Окончательный вариант выбранного вида привода обычно принимается после моделирования процессов передачи и оценки эффективности преобразования энергии в приводах [15, 16, 17],



когда уточняются параметры и количественные соотношения механических, энергетических, гидравлических и пневматических явлений, используемых при моделировании заданного движения ИМ проектируемой МС.

### 1.3. Упрощенная функциональная схема электропривода

Электропривод ЭП (ГОСТ Р 50369-92. Электроприводы) МС представляет собой (рис. 1.4) совокупность электродвигательного (ЭДУ) и преобразовательного (УПУ) устройств, системы автоматического управления (САУ); исполнительного механизма (ИМ); объекта управления (ОУ). ЭП предназначается для приведения рабочего органа МС, ТС в движение и управление этим движением по заданному закону. Поскольку ЭП является основным структурным узлом любой современной технологической машины автоматизированного производства, то можно констатировать, что повышение качества и производительности технологического оборудования сопряжено с преимущественным развитием и совершенствованием ЭП и системы управления ими [15, 18, 19].

В то же время, свойства ЭП определяются взаимосвязанными характеристиками элементов, образующих его подсистемы (механическую, электрическую и магнитную). Источник питания (ИП) представляет собой систему электроснабжения (СЭС), обеспечивающую производство, распределение и передачу электрической энергии необходимого количества и заданного качества к ЭП. Система электроснабжения может быть выполнена на постоянном, переменном или комбинированном токе. Независимо от используемого рода тока СЭС включает в себя следующие исходные элементы: непосредственно источник электроэнергии, регулирующие и согласующие устройства, аккумуляторные батареи или другие альтернативные источники. Выбор ИП осуществляется в зависимости от назначения ЭП в целом, решаемых задач в технологическом процессе автоматизированного производства, технико-экономического обоснования выбора вида ИП на стадии технического предложения при проектировании ЭП.

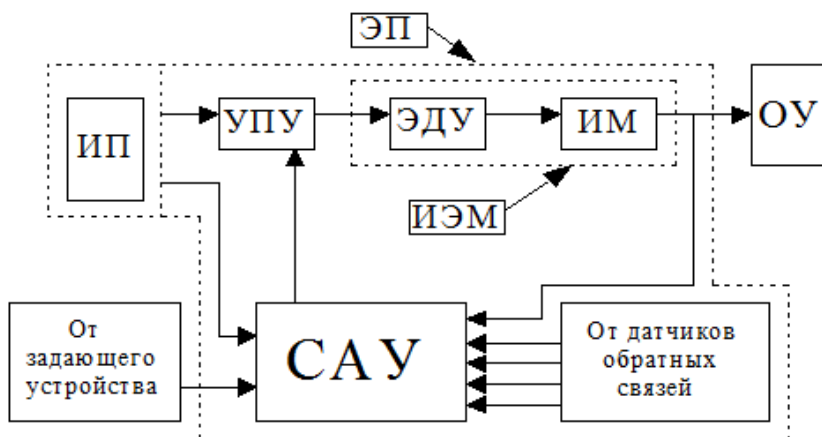


Рис.1.4. Структурная схема электропривода

Усилительно-преобразовательное устройство (УПУ) является неотъемлемой частью структуры любого ЭП. Такие устройства создаются на базе полупроводниковых преобразователей: транзисторных для ЭП с двигателями малой и средней мощности (от единиц микроватт до нескольких киловатт), тиристорных, симисторных для двигателей мощностью от 10 до 2000 кВт. УПУ служит для преобразования электрического тока и напряжения: переменного тока в постоянный, постоянного тока в переменный; переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты; низкого постоянного напряжения в высокое постоянное напряжение. Основными характеристиками УПУ являются: коэффициент полезного действия (КПД), коэффициент преобразования мощности. Особую значимость для УПУ имеет схемотехническое решение, позволяющее обеспечить усиление входных и широкий диапазон регулирования выходных параметров, малые габариты и массу собственно преобразовательного узла УПУ.

Электродвигательное устройство (ЭДУ) служит для преобразования электрической энергии в механическую с последующим воздействием ее на объект управления (ОУ). Иными словами, ЭДУ должно развивать движущие усилия: движущий момент или механическое усилие, передаваемое ИМ, т.е. выполнять функции исполнительного устройства (ИУ) по перемещению рабочего органа в соответствии с заданным законом управления. В настоящее время в качестве электродвигательного устройства (ЭДУ) широко применяют коллекторные и бесконтактные двигатели по-

стоянного тока, двух- и трехфазные асинхронные двигатели (АД), синхронные двигатели с постоянными магнитами, реактивные и гистерезисные, синхронные шаговые двигатели, различные модификации линейных двигателей постоянного и переменного тока и др. В автоматизированном производстве широко используют также электромагнитные ИУ (ЭИУ): электромагнитные муфты и преобразователи, ходовые электромагниты.

Под объектом управления (ОУ) следует понимать единицу технологического оборудования, в результате функционирования которой изменяется форма исходной заготовки, ее положение или физические свойства. В автоматизированном производстве используют сложные технологические комплексы, обеспечивающие обработку заготовки, размерный контроль, транспортирование и хранение изделия. При этом могут быть задействованы различные станки, автоматические устройства смены инструмента и изделия, автоматические накопители и специализированные системы манипулирования (включая промышленные роботы ПР). Каждый ОУ, в свою очередь, представляет конструктивный модуль, обеспечивающий возможность необходимого координатного перемещения (например, режущего инструмента) относительно изготавливаемого изделия в упругой системе (УС) ОУ. Под УС ОУ подразумевают совокупность всех узлов и механизмов, составляющих корпусную неподвижную часть (несущую систему НС) и исполнительные механизмы (ИМ) приводов. Исполнительные механизмы непосредственно обеспечивают относительные перемещения рабочих органов, а их динамические свойства существенно влияют на выходные характеристики ЭП [21, 22].

#### **1.4. Согласование силовых и кинематических характеристик электропривода**

При компоновке МС может оказаться, что требования к силовым и кинематическим характеристикам ИМ оборудования (или РО) не совпадают с характеристиками электродвигательного устройства (ЭДУ) (например, по номинальной скорости, моменту), то в схему передающего механизма (ПМ) часто вводят редуктор, который относят к механизмам обеспечения движения (МОД) [20]. К механизмам обеспечения движения (МОД) можно отнести: «муфты; механизмы преобразования движения (передаточные механизмы); механизмы фиксации положения выходного звена,

ограничители движения (фиксаторы, упоры, стопоры) выходного звена, тормозные устройства (управляемые ограничители)» [21, 23]. Известно также, что массогабаритные характеристики высокоскоростного ЭДУ с редуктором с повышением скорости несколько ухудшаются. Однако при увеличении скорости в 5-6 раз масса редуктора возрастает не более чем на 10-20%. В настоящее время исполнительные приводные устройства МС проектируются и выпускаются промышленностью в виде электромеханических модулей (ЭММ), включающих собственно исполнительный электродвигатель (ИД), силовой редуктор и датчики угла поворота, скорости и момента. В этом случае с повышением кратности скорости электродвигателя существенно уменьшается его масса и, тогда, массогабаритные показатели ЭММ улучшаются, что важно для проектирования МС в целом. При этом широко применяют принцип «встроенности» безредукторного электропривода (электродвигателя) в узел ИМ [23]. Перспективность такого решения обусловлена тем, что суммарная масса, габаритные размеры и стоимость электродвигателя с редуктором для значительного класса ЭММ существенно превышают соответствующие параметры самого электродвигателя. Решение поставленной задачи возможно с применением безредукторного электропривода на базе многополюсных машин с питанием от промышленной сети или источника пониженной частоты, машин с катящимся ротором или с питанием ротора и статора от источников с разной частотой; редукторного двигателя; машины, работающей на субгармониках магнитного поля; линейных и дуговых электродвигателях [24]. Приближение электродвигателя к выходному валу ИМ, уменьшение длины кинематической цепи является характерной особенностью проектирования современных МС.

Особое значение в успешной реализации такого направления является применение безредукторного привода целевого назначения – низкоскоростных электродвигателей вращательного, поступательного и возвратно-поступательного типов специальных конструкций [1, 9].

Влияние редуктора на качество переходных процессов в электроприводах имеет место и должно учитываться при анализе работы МС. Люфты в редукторе, упругость элементов, звеньев и сочленений, фактор трения в механической системе оказывают существенное влияние на ее динамику. Динамические свойства электропривода в целом определяются электромеханической  $T_m$  и электромагнитной  $T_\alpha$  постоянными времени. Включение редуктора в механизм ухудшает условия переходного процесса и изменя-

ет электромеханическую постоянную времени  $T_m$ . Сравнение быстродействия электропривода с высокоскоростным электродвигателем; соединенным с механизмом через редуктор (с передаточным числом  $i$ ), и привода с низкоскоростным электродвигателем, вал которого непосредственно связан с механизмом, исследовано и приведено в [9].

Для определения ожидаемых показателей использования в ЭММ высокоскоростного (индекс 'В') электродвигателя (с передаточным числом  $i$  редуктора) и низкоскоростного (индекс 'Н'), вал которого непосредственно соединен с механизмом, примем для сравнения: диаметры якорей соответственно  $D_B$  и  $D_H$ , рабочие длины якорей  $l_B$  и  $l_H$ , удельные плотности касательного усилия  $F' = F'_B = F'_H$ ;  $D_B = D_H = D$ ;  $l_B = l_H = l$ , где  $D$  - диаметр, а  $l$  - рабочая длина якоря. Соотношение мощностей можно записать как  $P_H = P_B \cdot \eta$ , где  $P_B$  - мощность высокоскоростного двигателя,  $\eta$  - КПД редуктора. Значение мощности низкоскоростного двигателя можно выразить через конструктивные параметры двигателя [20]:

$$P_H = F' \cdot \pi \cdot D_H \cdot l_H \cdot V \quad (1.2)$$

где  $V$  - линейная скорость на поверхности якоря равна  $\Omega \cdot D_H / 2$ , а  $\Omega$  - угловая скорость якоря. Если принять отношение  $l/D = a$ ,  $\Omega_B = i \Omega_H$ , то выражение (1.2) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} P_H &= F' \cdot \pi \cdot a \cdot D_H^2 \cdot \Omega_H \cdot D_H / 2 = F' \cdot \pi \cdot a \cdot D_H^3 \cdot \Omega_B / (2 \cdot i) = \\ &= F' \cdot \pi \cdot a \cdot D_B^3 \cdot \eta \cdot \Omega_B / 2 \end{aligned} \quad (1.3)$$

Значение  $D_H$  после преобразования (1.3) можно записать как:

$$D_H = D_B \cdot \sqrt[3]{\eta i} \quad (1.4)$$

Известно также [9, 11], что момент инерции цилиндра якоря  $J_A$  определяется выражением  $J_A = C_n \cdot a \cdot D^5$ , где  $C_n$  - коэффициент пропорциональности. Следовательно, для рассматриваемых двигателей можно вывести соотношение:

$$J_{A_H} = C_n \cdot a \cdot D_H^5 = C_n \cdot a \cdot D_B^5 \cdot \eta \cdot i \cdot \sqrt[3]{(\eta \cdot i)^2} = J_{A_B} \cdot \eta \cdot i \cdot \sqrt[3]{(\eta \cdot i)^2} \quad (1.5)$$

Если электромеханическую постоянную времени  $T_m$  подставить в выражение  $T_m = \Omega \cdot J_A / M_{\Pi}$ , где  $M_{\Pi}$  - пусковой момент двигателя, то равенство электромеханических постоянных определяется выражением:

$$T_{МН} = \frac{\Omega_H \cdot J_{ЯН}}{M_{ПН}} = \frac{\Omega_B \cdot J_{ЯВ} \cdot \sqrt[3]{(\eta \cdot i)^2}}{i \cdot M_{ПВ}} = \frac{T_{МВ} \cdot \sqrt[3]{\eta^2}}{\sqrt[3]{i}} \quad (1.6)$$

Анализ выражения (1.6) показывает на значительное снижение  $T_{МН}$  в сравнении с  $T_{МВ}$ , т.е.  $T_{МН} \ll T_{МВ}$ . Поскольку  $\eta < 1$ ,  $i \gg 1$ , то применение «безредукторного» привода связано с уменьшением в 3-4 раза расчетного значения  $T_{М}$  ЭММ. Снижение линейной скорости на поверхности якоря при безредукторном приводе составит:

$$V_H = \Omega_H \cdot D_H / 2 = \frac{D_B \cdot \sqrt[3]{\eta \cdot i} \cdot \Omega_B}{2 \cdot i} = V_B \cdot \sqrt[3]{\eta} / \sqrt[3]{i^2} \quad (1.7)$$

Таким образом, пониженное значение линейной скорости вращения якоря повышает надежность безредукторного электропривода, позволяет осуществлять «форсировку» [1, 21] тока якоря (без снижения коммутационной способности щеточного аппарата) ИД МС.

## 1.5. Энергетические показатели редукторного и безредукторного электромеханического модуля

В процессе проектирования ЭММ необходимо учитывать и сравнивать энергетические показатели редукторного и безредукторного электроисполнительного механизма (ЭИМ) передачи движения (см. рис.1.4). Известно [9, 21], что низкоскоростные двигатели малой и средней мощности имеют КПД порядка 0,1-0,15 и 0,4-0,5 соответственно, а высокоскоростные электродвигатели тех же порядков мощности имеют КПД соответственно 0,25-0,4 и 0,8-0,9 при безредукторном исполнении. При проектировании ЭММ с редуктором приведенные соотношения необходимо корректировать с учетом КПД редуктора. Существенное снижение КПД от 0,85 до 0,64 наблюдается у червячным редукторов типоразмеров РЧУ-40, РЧУ-63, РЧУ-80 при возрастании передаточного числа с 10 до 65. При решении минимизации массы ЭММ МС, включающего в себя исполнительный двигатель и редуктор, обычно используют понятие удельного номинального момента

двигателя  $M_{уд} = M_{ном} / m_D$  и редуктора

$M_{удр} = M_p / m_p$ , где  $M_{ном}$  и  $m_D$  - номинальный момент и масса двигателя;  $M_p$  и  $m_p$  - то же, для редуктора. Для ряда исполнительных двигателей и редукторов имеет место соотношение:  $M_{удр} >$

$10 \cdot M_{уд}$ . Исходя из результатов исследований и проектирования [1, 20] в качестве условия рациональности передаточное число редуктора  $i$  обычно принимается в соотношении  $i > (2.5 \div 5) \cdot M_{удр} / M_{уд}$ . Известны также необходимые условия нормального функционирования ЭММ, когда средние значения мощности ( $P_{ср}$ ) и момента ( $M_{ср}$ ) меньше номинальных значений исполнительного двигателя, т.е.:

$$P_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt < P_{ном} \quad (1.8)$$

$$M_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T M(t) dt < M_{ном} \quad (1.9)$$

где  $T$  – общая продолжительность времени, когда нагрузка потребляет мощность, т.е.  $P(t) > 0$ . Условие (1.8) в приведенных уравнениях является основным, а условие (1.9) можно выполнить выбором соответствующего передаточного числа редуктора.

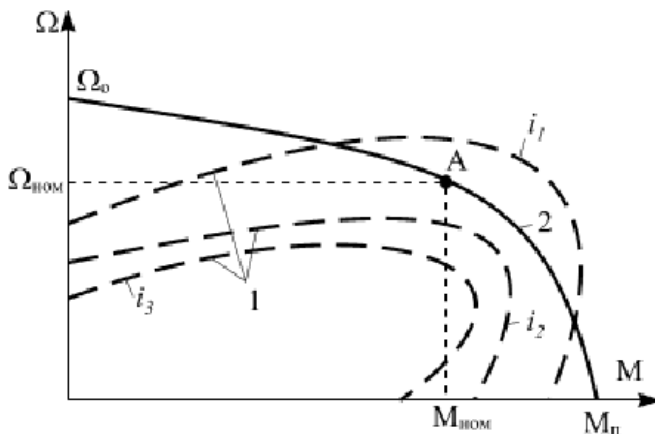


Рис. 1.5. Нагрузочные характеристики проектируемого модуля (1) и механическая характеристика исполнительного устройства (2)

В этом случае, подбирая различные значения редукции  $i$ , можно всегда найти его значения, когда нагрузочная характери-

стика (1) проектируемого модуля полностью располагается внутри механической характеристики (2) исполнительного устройства (рис. 1.5), а значения  $i$  выбираются из соотношения  $i_1 < i_2 < i_3$ . Возможность применения ИД в ЭММ окончательно определяется по выполнению условия (1.8). В процессе функционирования модуля допустимы кратковременные перегрузки - «форсировки» ИД [1], как по моменту, так и по скорости. Если сопоставить, условно, (рис.1.5) параметры на механических характеристиках ряда ИД, то под коэффициентом «форсировки» следует понимать отношение (максимально возможного значения параметра к номинальному), т.е.:

$$K_{СК.Ф} < \Omega_0 / \Omega_H, \quad K_{М.Ф} < M_{П} / M_{НОМ}. \quad (1.10)$$

Упомянутые коэффициенты «форсировок» зависят от типа, марки двигателя и приведены в справочной литературе [1, табл. 7].

Выбор ИД требуемой мощности  $P_{НОМ}$  по оценке из соотношения (1.8) требует обязательной проверки на эквивалентную мощность. При этом выбирается несколько марок двигателей, имеющих паспортную номинальную мощность  $P_H$ , близкую к расчетной  $P_{ср}$ . Использование коэффициентов «форсировок» является эффективным способом снижения требуемой мощности двигателя, следовательно, габаритов и массы всей проектируемой МС (МА). Окончательный выбор ИД требует обязательной проверки двигателя во всех режимах путем имитационного моделирования и стендовых испытаний [17, 22].

Для определения области изменения допустимых значений коэффициента редукции  $i$  с энергетической точки зрения всегда должны выполняться ограничения:

$$\frac{M_{\max}}{M_{НОМ}} \leq K_{М.Ф} < \frac{M_{П}}{M_{НОМ}};$$

$$\frac{P_{\max}}{P_{НОМ}} \leq K_{СК.Ф} \cdot K_{М.Ф} < \frac{M_{П} \cdot \Omega_0}{M_{НОМ} \cdot \Omega_{НОМ}}. \quad (1.11)$$

В общем случае, применение редуктора при проектировании ЭММ всегда связано с решением достаточно сложной задачи по минимизации массы объема редуктора, влияния люфтов и упругости сочленений всего ПМ, в целом конструкции модуля [9, 23]. Наилучшие показатели имеют место при проектировании ЭММ на базе вентильно-индукторной машины (ВИМ) с электронной комму-



тацией фазных обмоток.

## 1.6. Приведение движущихся масс электромеханического модуля к оси вала ИД

Электрический двигатель, приводящий в движение исполнительное устройство (ИУ) механической части системы, в совокупности с перемещающимися, вращающимися частями передаточного устройства можно представить как обобщенный электромеханический преобразователь (ЭП), имеющий две стороны – электрическую и механическую части МС. Из рис. 1.6 можно записать, что  $W_э > W_м$  на величину  $\Delta W$  потерь в контуре передачи энергии.

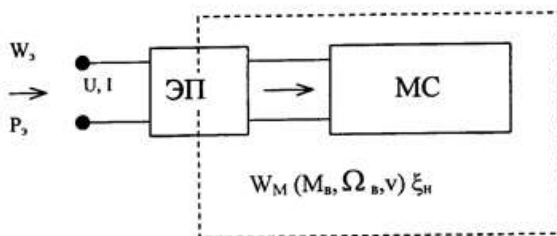


Рис. 1.6. Обобщенный электромеханический преобразователь

Рассмотрим конкретную кинематическую схему МС и попытаемся сделать общие выводы для ряда кинематических схем.

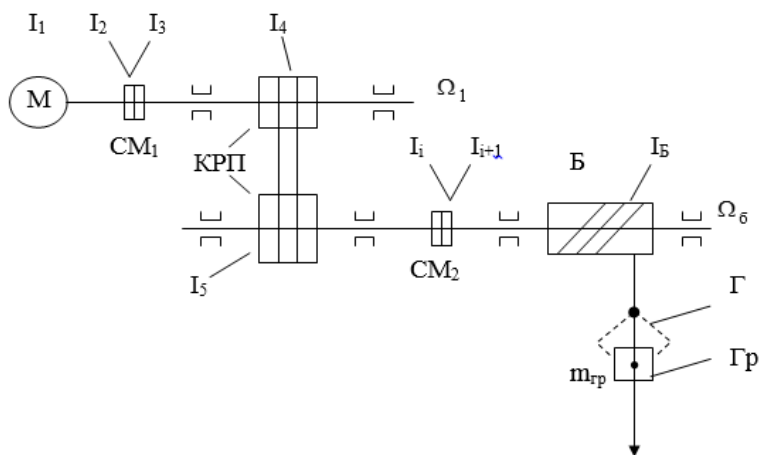


Рис. 1.7. Кинематическая цепь электромеханического модуля:

СМ<sub>1</sub>, СМ<sub>2</sub> - соединительные муфты; КРП - клиноременная передача;

Б - барабан; Гр – груз; Г – грузозахватное устройство

В результате работы двигателя М (рис. 1.7) вращающий момент  $M_b$  передаётся по кинематической цепи:

$M \rightarrow \text{СМ}_1 \rightarrow \text{КРП} \rightarrow \text{СМ}_2 \rightarrow \text{Б} \rightarrow \text{Г}$ .

При этом вращательное движение барабана преобразуется в поступательное движение грузозахватного устройства и связанных с ним масс.

С учетом различных коэффициентов передачи механическая часть МС представляет собой систему связанных масс, движущихся с различными скоростями вращательно или поступательно. Естественно, при нагружении элементы системы (валы, опоры, КРП, канаты ... и т.д.) деформируются, так как механические связи не являются абсолютно жесткими, т.е. взаимное перемещение масс элементов под нагрузкой определяется жесткостью связей.

Итак, каждый вращательно движущийся элемент обладает моментом инерции  $I_i$  и связан с  $(i+1)$ -м элементом механической связью, обладающей жесткостью  $C_i$ . Также каждый поступательно движущийся элемент имеет массу  $m_j$  и связан с последующим элементом связью с жесткостью  $C_j$ .

Известно, что в пределах упругих деформаций, согласно закону Гука, соответствующие жесткости можно определить:

$$C_i = M_{\text{вы}i} / \Delta\varphi_i, \quad C_j = F_{y_j} / \Delta S_j,$$

где  $M_{вyi}$  и  $F_{yj}$  – соответственно момент вращения и усилие упругой механической части;  $\Delta\varphi_i$ ,  $\Delta S_j$  – деформации соответственно упругих элементов при вращательном и поступательном движениях.

При проектировании и исследованиях МС важным фактором является возможность приведения всех параметров кинематической цепи к одному параметру – к скорости вращения вала двигателя  $\Omega_{в}$ .

Основным условием приведения является соответствие расчетной схемы реальной механической системе с соблюдением закона сохранения энергии. При приведении вращательных  $\Delta\varphi_i$  и поступательных  $\Delta S_j$  перемещений учитывают, что передаточное число и радиус приведения определяются соотношением скоростей:

$$I_{пр i} = I_i / i_{1i}^2; \quad I_{пр j} = m_j \cdot r_{1j}^2, \quad (1.12)$$

где  $i_{1i} = \Omega_{в} / \Omega_i$  – передаточное число (отношение) от вала приведения до  $i$ -го вала;  $r_{1j} = v / \Omega_{в}$  – радиус приведения к валу со скоростью  $\Omega_{в}$ .

При приведении жесткостей механической связи формулы приведения:

$$C_{пр i} = C_i / i_{1i}^2; \quad C_{пр j} = C_j \cdot r_{1j}^2. \quad (1.13)$$

Приведение моментов и сил нагрузки элементов кинематической цепи:

$$M_{пр i} = M_i / i_{1i}; \quad M_{пр j} = F_j \cdot r_{1j}. \quad (1.14)$$

Тогда расчетная схема механической части электропривода МС может быть представлена в виде (рис.1.8):

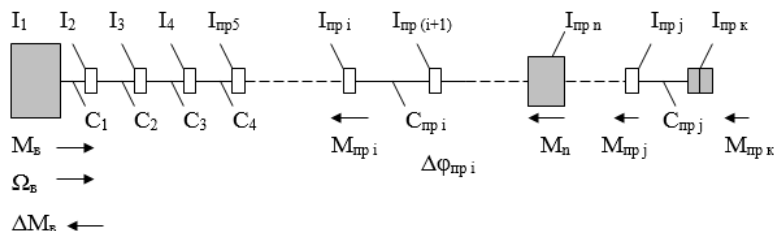


Рис. 1.8. Расчетная схема электромеханического модуля мехатронной системы

$\Delta M_{б}$  – момент механических потерь

Наиболее значительные массы – ротор двигателя с моментом инерции  $I_1$ , барабан с приведенным моментом инерции  $I_{пр n}$  и груз  $I_{пр k}$ . Вследствие малости остальных составляющих моментов инерции схему можно упростить: малые моменты  $I$  прибавить к

большим (близлежащим), а эквивалентные жесткости связей определить по выражению:

$$1/c_{\text{экв}} = \frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \frac{1}{c_3} + \dots \quad (1.15)$$

Исследования динамики электроприводов МС показывают, что неразветвленные механические схемы в большинстве случаев можно свести к трехмассовой, двухмассовой расчетным схемам замещения или к жесткому приведенному механическому звену (как показано на рис. 1.9, в). Обобщенными параметрами являются:

- суммарные приведенные моменты инерции масс  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$ , образованные приведенными массами;
- приведенные жесткости механических упругих связей между  $I_1$  и  $I_2 \rightarrow C_{12}$ ,  $I_2$  и  $I_3 \rightarrow C_{23}$ .

Первая масса, вращающаяся с одной скоростью, испытывает  $M_{\text{в}}$  и момент статической нагрузки  $M_{\text{с1}}$  ( $M_{\text{с1}}$  – момент потерь).

К промежуточной массе механизма ( $I_2$ ) приложен момент сопротивления  $M_{\text{с2}}$ , к третьей ( $I_3$ ) – момент внешней нагрузки этой массы  $M_{\text{с3}}$ . Трехмассовая упругая система обычно применяется при детальном исследовании электромеханических процессов в МС [1, 9].

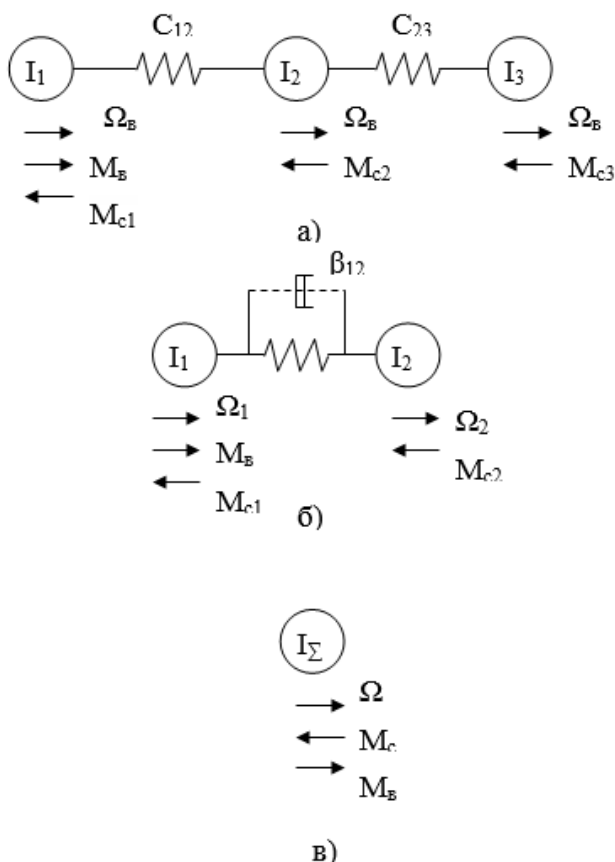


Рис. 1.9. Схемы замещения кинематической цепи ЭММ

Упрощенной моделью трехмассовой расчетной схемы является двухмассовая (рис. 1.9, б):  $I_1$  – суммарный приведенный момент инерции элементов, жестко связанных с двигателем;  $I_2$  – суммарный приведенный момент инерции, жестко связанный с рабочим органом механизма (машины);  $\beta_{12}$  – коэффициент пропорциональности;  $M_{c1}$  и  $M_{c2}$  – суммарные моменты нагрузок на валу двигателя механизма соответственно. Двухмассовая модель электропривода обычно является основной расчетной схемой МС. Если влияние упругих связей незначительно, ими можно пренебречь, то МС можно представить жестким приведенным звеном (рис. 1.9, в). Тогда суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции МС можно представить выражением:

$$I_{\Sigma} = I_{дв} + \sum_{i=1}^n I_i \frac{1}{i_{1i}^2} + \sum_{j=1}^k m_j p_{1j}^2, \quad (1.16)$$

где  $n$  и  $k$  – число масс отдельных подвижных частей РТС, РТК и ТО, совершающих соответственно вращательное и поступательное движение.

Суммарный (приведенный к валу двигателя) момент статической нагрузки  $M_c$  можно определить:

$$M_c = \sum_{i=1}^q \left( M_i \frac{1}{i_{1i}} \right) + \sum_{j=1}^p F_j p_{1j}, \quad (1.17)$$

где  $q$ ,  $p$  – число внешних моментов  $M_i$  и сил  $F_j$ , приложенных к системе, кроме момента  $M_{в}$  исполнительного двигателя.

### 1.7. Характеристики компонентов энергетического канала исполнительного устройства ЭММ

Передача движения от ЭДУ к выходному механическому звену (ВМЗ или РО) МС [1, 23] может быть обеспечена посредством различных передаточных механизмов (ПМ), структура и конструктивные особенности которых зависят от типа двигателя, вида перемещения функционального звена и способа их расположения. ПМ предназначены для согласования скоростей, вращающих моментов двигателя и функционального звена, преобразование одного вида движения в другое. При объединении мехатронные узлы (модули, звенья) образуют мехатронную машину, в которой они обладают «возможностью управляемого относительного перемещения». В этом случае узел чаще называют звеном, например, в робототехнике, или модулем. Объединение мехатронных машин называется системой мехатронных машин. Модульную совокупность исполнительного ЭДУ и ПМ в робототехнике называют исполнительным электромеханизмом (ИЭМ), имеющим ряд особенностей при проектировании [19]. В частности, промышленный робот является достаточно сложной МС, конструктивное устройство которой осуществляется последовательным соединением ряда кинематических звеньев. При этом каждое звено, например, манипулятор ПР, перемещает общую массу механической конструкции последующих звеньев. Поэтому проектирование ИЭМ ПР требует особого подхода, а расчет отдельных звеньев ПР с ИЭМ следует производить поочередно, начиная с ВМЗ (или РО).

Для преобразования движения используют винтовые, реечные, цепные и тросовые передачи, а также передачи зубчатым ремнем, мальтийские механизмы. Поскольку при проектировании ПР применяют в основном высокоскоростные электродвигатели при невысоких скоростях перемещения исполнительного устройства (ИУ), то для согласования скоростей широко применяют передаточные механизмы (ПМ): зубчатые цилиндрические и конические, червячные волновые и планетарные.

Зубчатые цилиндрические редукторы имеют хорошие показатели по КПД, жесткости, долговечности. Хороший КПД позволяет без больших потерь применять специальные методы устранения люфта, который в зубчатых передачах может достигать значительных величин, что влияет на устойчивость и точность работы привода. Распространенным методом устранения люфта является введение предварительного натяга в замкнутой передаче. Уровень шума зубчатых редукторов снижается с повышением точности изготовления передачи. В качестве слабых сторон зубчатых передач (цилиндрических) следует отметить высокую инерционность из-за больших диаметров колес, сложность и большие габаритные размеры.

Конические зубчатые передачи имеют те же недостатки, а также сложность их регулирования при сборке и повышенный шум при работе. Планетарные зубчатые передачи (цилиндрические и конические) при вышеперечисленных положительных и отрицательных качествах характеризуются компактностью.

Червячные редукторы отличаются хорошей жесткостью, малой инерционностью благодаря малому диаметру червяка и большому передаточному числу, малым уровнем шума, относительно простой конструкцией (передаточные числа достигают до 80...100 на одну ступень), возможностью самоторможения. К недостаткам следует отнести низкий КПД, который у однозаходных редукторов доходит до 0,4...0,5, и связанную с этим сложность устранения люфта.

Волновые редукторы характеризуются возможностью получения больших передаточных чисел на одну ступень, малыми габаритными размерами, практически не имеют люфта за счет многопарного зацепления при малых модулях зубьев, высокий КПД (не ниже 0,8). Относительным недостатком этих передач является пониженная жесткость, а также сложность изготовления и достижения приемлемой долговечности. Следует отметить, что волновые редукторы являются наиболее перспективными с точки зрения использования их в промышленных роботах.

В общем случае при проектировании МС передаточные механизмы выбирают, исходя из конструктивной сложности ПМ и его характеристик [1, 23, 25], компоновки, технологичности, стоимости и т.п.

Расчет ИЭМ и выбор массогабаритных соотношений ЭДУ и ПМ включает ряд этапов: определение требуемой мощности ЭДУ и выбор его с минимальными массогабаритными показателями; определение передаточного отношения ПМ; проверка энергетических показателей; проверка ЭДУ на нагрев и др.

Габариты и масса ЭДУ определяются развиваемым моментом, а его мощность пропорциональна скорости перемещения ИМ или частоте вращения ротора. Поэтому при стремлении получить максимальную мощность при малых массе и габаритах ИЭМ следует использовать ЭДУ с повышенной частотой вращения ротора, что связано с необходимостью согласования большого момента инерции нагрузки и инерции ротора посредством редуктора.

В механическом редукторе используются цилиндрические, планетарные, червячные, винтовые и другие виды передач. Тип редуктора ПМ и его передаточные отношения выбирают исходя из требуемых технических характеристик ИЭМ, условий эксплуатации, надежности и других факторов. В то же время, потери в механическом редукторе, эксплуатационные затраты и значительная его масса требуют по возможности уменьшения величины механической редукции.

Дифференциальное уравнение движения выходного вала ИЭМ с учетом передаточного числа редуктора можно представить в виде:

$$\left( I_{\text{э}} \cdot i^2 + I_{\text{н}} \right) \cdot \ddot{\Omega} = M_{\text{э}} \cdot i \cdot \eta - M_{\text{с}}, \quad (1.18)$$

где  $i$  - передаточное число редуктора;  $\eta$  - КПД редуктора;  $M_{\text{э}}$ ,  $M_{\text{с}}$  - соответственно момент, развиваемый ЭДУ, и момент, необходимый для перемещения неуравновешенных масс, включая переносимый груз;  $I_{\text{э}}$ ,  $I_{\text{н}}$  - момент инерции ротора ЭДУ с приведенным к нему моментом инерции редуктора, моментом инерции нагрузки;  $\Omega$  - угловое ускорение выходного вала ИЭМ.

Значение ускорения выходного вала ИЭМ составит:

$$\ddot{\Omega} = \frac{i \cdot \eta \cdot M_{\text{э}} - M_{\text{с}}}{i^2 \cdot I_{\text{э}} + I_{\text{н}}} \quad (1.19)$$

Соответственно этому выражению на рис.1.10 представлены



графики, которые показывают влияние изменения передаточного числа редуктора на величины момента  $M_Э$  при принятых значениях  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  и  $M_c = 0$ , а  $I_Э = \text{const}$ ,  $I_H = \text{const}$ .

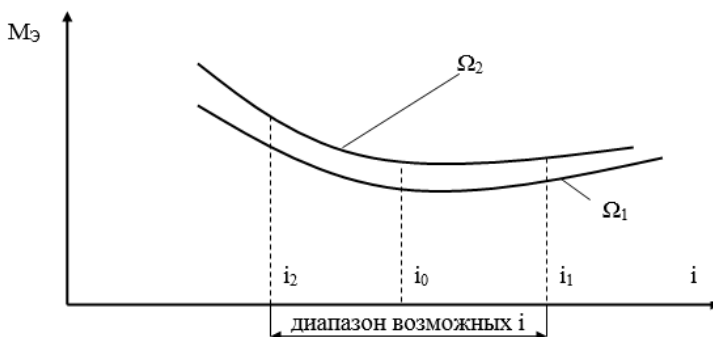


Рис. 1.10. График изменения требуемого момента  $M_Э$  от величины передаточного числа редуктора  $i$  при  $M_c = 0$ ,  $I_Э = \text{const}$ ,  $I_H = \text{const}$  и принятых значениях  $\Omega_1, \Omega_2$

Таким образом, величину передаточного отношения ПМ принимают после выбора электродвигателя, учитывая условия и режим работы МС. При этом обычно исходят из двух основных положений, когда:

- достижение заданного максимального ускорения выходного вала возможно при небольших углах перемещения нагрузки и треугольном графике изменения скорости;
- достижение заданного минимума времени переходного процесса является основным для режима позиционирования с трапецидальным графиком изменения скорости.

## 1.8. Выбор исполнительного двигателя ЭММ

Наибольшая мощность ЭДУ обычно требуется в режиме позиционирования при переходных процессах в режимах разгона и торможения ЭП [26]. При предварительном расчете требуемой мощности ЭДУ (рис.1.11) динамическое взаимовлияние степеней подвижности ПР обычно не учитывается, а переходный процесс считают равноускоренным или равнозамедленным. Необходимая мощность ЭДУ (ГОСТ 27803-91) отдельной степени подвижности

ПР (при обеспечении расчетного переходного процесса) может быть определена для вращательного движения (рис. 1.11, а) по выражению:

$$P_B = \Omega_{\Gamma} \frac{M_D + M_C}{\eta \lambda}, \quad (1.20)$$

а для прямолинейного движения отдельной координаты степени подвижности - согласно рис.1.11, б:

$$P_{\Pi} = \nu_{\Gamma} \frac{P_D + P_C}{\eta \lambda}. \quad (1.21)$$

В выражениях (1.20) и (1.21) приняты следующие обозначения:

$\Omega_{\Gamma}, \nu_{\Gamma}$  - скорость вращения и линейная скорость перемещения нагрузки  $\Omega_n$  (по координате данной степени подвижности);

$M_D, P_D$  - динамический момент, сила, необходимые для перемещения инерционной массы степени подвижности манипулятора в периоды разгона и торможения;

$M_C, P_C$  - момент и сила для перемещения неуравновешенных масс, включая транспортируемый груз;

$\eta$  - коэффициент полезного действия, который для наиболее часто применяемых цилиндрических и червячно-цилиндрических редукторов принимается в предварительных расчетах 0,75 - 0,85;

$\lambda$  - коэффициент «форсировки» ЭДУ по моменту, который для электродвигателей постоянного тока (с электромагнитным возбуждением) принимают 1,5-3, а для электродвигателей с магнитоэлектрическим возбуждением (постоянными магнитами) и двигателей переменного тока – (2...5).

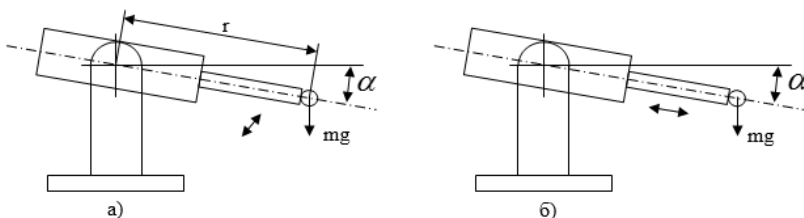


Рис. 1.11. Расчетная схема механизма манипулятора с вращательным (а) и прямолинейным (б) движением отдельной степени подвижности

Динамический момент  $M_D$  и сила  $P_D$  при разгоне и торможении ЭП определяются из следующих выражений:

$$M_D = \dot{\Omega}_\Gamma (I_K + I_\Gamma),$$

$$P_D = \varepsilon_\Gamma (m_K + m_\Gamma),$$

где  $\dot{\Omega}_\Gamma, \varepsilon_\Gamma$  - угловое и линейное ускорения, ускорение нагрузки  $\varepsilon_H$ , величина которых задается или принимается, исходя из требуемых значений перемещения и максимальной скорости;

$I_K, I_\Gamma$  - момент инерции вращающихся элементов конструкции манипулятора и груза;

$m_K$  - масса подвижных элементов конструкции манипулятора;

$m_\Gamma, r, q$  - масса неуравновешенных частей манипулятора, включая груз, максимальный радиус действия манипулятора и ускорение свободного падения.

Требуемая мощность ЭДУ при вращательном движении степени подвижности определяется по выражению

$$P_B = \Omega_{\Gamma} \frac{(I_K + I_{\Gamma}) \dot{\Omega}_{\Gamma} + m_{\Gamma} q r \sin \alpha}{\eta \lambda}, \quad (1.24)$$

а требуемая мощность ЭДУ при поступательном движении степени подвижности составит

$$P_{II} = V_{\Gamma} \frac{(m_{II} + m_{\Gamma}) \varepsilon_{\Gamma} + m_{\Gamma} q \sin \alpha}{\eta \lambda}, \quad (1.25)$$

где  $\alpha$  - угол наклона к горизонтали.

В соответствии с полученными значениями требуемой мощности выбираются стандартные ЭДУ с лучшими массогабаритными показателями.

При выборе типа электродвигателя необходимо также учитывать конструктивные особенности электродвигателей, которые находят применение в МС и наиболее полно удовлетворяют массогабаритным показателям. Такие электродвигатели можно условно разделить на три группы:

1. Электродвигатели с пазовым якорем и электромагнитным возбуждением характеризуются следующими массогабаритными показателями:

$$\frac{T_{НОМ}}{m_H} < 0,1 \frac{Н \cdot м}{кг}; \quad \frac{T_{НОМ}}{V} < 0,2 \frac{Н \cdot м}{дм^3}, \quad (1.26)$$

где  $T_{НОМ}$  - номинальный момент на валу двигателя, Н·м;  $V$  - объем движущихся звеньев исполнительного устройства промышленного робота и объекта, дм<sup>3</sup>. К этой группе электродвигателей следует отнести электродвигатели серий МИ, ДИ, П, СЛ, СД, Д.

2. Высокомоментные электродвигатели со временем разгона до 0,2 с. характеризуются высоким быстродействием, большой нагрузочной способностью (7...14 – кратными перегрузками по току), хорошим демпфированием возмущающих моментов со стороны нагрузки и приемлемыми массогабаритными показателями, т.е.:

$$\frac{T_{НОМ}}{m_H} > 0,2 \frac{Н \cdot м}{кг}; \quad \frac{T_{НОМ}}{V} \geq 0,2 \frac{Н \cdot м}{дм^3}. \quad (1.27)$$

Использование таких ЭДУ предпочтительно на транспортных координатах при  $T > 10 \text{ Н}\cdot\text{м}$  и  $P_{\text{ном}} \geq 0,5 \text{ кВт}$ .

К этой группе относятся электродвигатели серий ДПР, ДПМ, ДП, ДПТ, ДВН.

3. Высокомоментные ЭДУ с возбуждением от постоянных магнитов (электродвигатели серий МИГ, ПЯ, ПГ, ППП с гладким или дисковым якорем) обеспечивают высокоинтенсивные переходные процессы и предпочтительны при  $T \leq 5 \text{ Н}\cdot\text{м}$ .

Следует отметить, что в РТС, РТК находят наибольшее применение электродвигатели второй и третьей групп.

## 1.9. Синтез параметров исполнительного механизма

Элементы энергетического канала управления МС выбирают из условий возможности воспроизведения ЭП требуемого закона движения ИМ, РО. Параметры элементов (мощность, передаточное число силового редуктора, электромагнитная и механическая постоянные привода) должны обеспечить возможности движения ОУ, (РО) с требуемыми значениями угловых скоростей, ускорений при фактических моментах сопротивления нагрузки.

При синтезе параметров ИЭМ, кроме расчета требуемой мощности ЭДУ и выбора типа ЭДУ, особое внимание уделяют определению граничных значений диапазона передаточных чисел силового редуктора. При этом исходят из соотношений, связывающих момент-кинематические характеристики ЭДУ и объекта управления (ОУ):

$$\Omega_X \geq \Omega_H \cdot i_1;$$

$$M_{\max} \geq (I_H \varepsilon_H + M_H + i_2^2 I_{\text{Э}} \varepsilon_H) / i_2, \quad (1.28)$$

где  $\Omega_H, M_H, \varepsilon_H$  - заданные скорости движения ОУ, момент нагрузки, ускорение соответственно;  $I_H, I_{\text{Э}}$  - моменты инерции нагрузки и исполнительного двигателя;  $i_1$  и  $i_2$  - передаточные числа редуктора, при которых удовлетворяются неравенства (1.28) соответственно для указанных скоростей и моментов.

Известны также [1,9,23] необходимые условия воспроизведения ЭДУ требуемого закона движения следящего вала ( $\varepsilon_H, \Omega_H$ ) при наличии момента нагрузки  $M_H$ :

$$P_{MAX} \geq P_{B,\Pi} = P_H = (I_H \varepsilon_H + M_H) \Omega_H; P_{MAX} = \frac{1}{4} M_{\Pi}' \Omega_X, \quad (1.29)$$

где  $P_{MAX}$  - максимальная мощность ЭДУ,  $P_H$  - требуемая мощность.

С учетом собственного момента инерции двигателя значение  $P_H$  определяется по выражению:

$$P_H = (I_0' \varepsilon_H i + M_H) \Omega_H. \quad (1.30)$$

Для обеспечения приемлемых динамических характеристик ЭП особое значение придается при проектировании такому параметру ЭДУ как механическая приемистость  $\Pi_{MAX}$ . Численные значения указанных величин  $P_{MAX}$ ,  $\Pi_{MAX}$  определяются по паспортным данным и соответственно параметрам механических характеристик ЭДУ. В зависимости от вида механической характеристики (рис.1.12) значения  $\Pi_{MAX}$  и  $P_{MAX}$  рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} P_{MAX} &= \frac{1}{4} M_{\Pi 1} \Omega_X; P_{MAX} = M_{MAX} \Omega_C; P_{MAX} = M_{MAX} \Omega_D; \\ \Pi_{MAX} &= \frac{M_{\Pi 1}^2}{4I_D}; & \Pi_{MAX} &= \frac{M_{MAX}^2}{4I_D}; \\ \Pi_{MAX} &= \frac{M_{MAX}^2}{8I_M}. \end{aligned} \quad (1.31)$$

В выражениях (1.31)  $\Omega_X$ ,  $M_{\Pi 1}$  - скорость холостого хода и пусковой момент ДПТ соответствуют значениям механической характеристики 1;  $M_{MAX}$ ,  $\Omega_C$  - максимальный момент и скорость приняты соответственно механической характеристике 4;  $I_D$ ,  $I_M$  - момент инерции соответственно двигателя и муфты (муфтового привода);  $\Omega_D$  - скорость трехфазного асинхронного двигателя при критическом скольжении. Максимальная мощность

электродвигателей серии ДКИ указана в паспортных данных, она соответствует режиму (точка «В») на механической характеристике 2. Значения  $P_{MAX}$  ДПТ серии 2П приняты равными  $2 \cdot P_{НОМ}$ , где  $P_{НОМ}$  - номинальная мощность соответствующего двигателя, а для трехфазных асинхронных двигателей –  $1,5 \cdot P_{НОМ}$ .

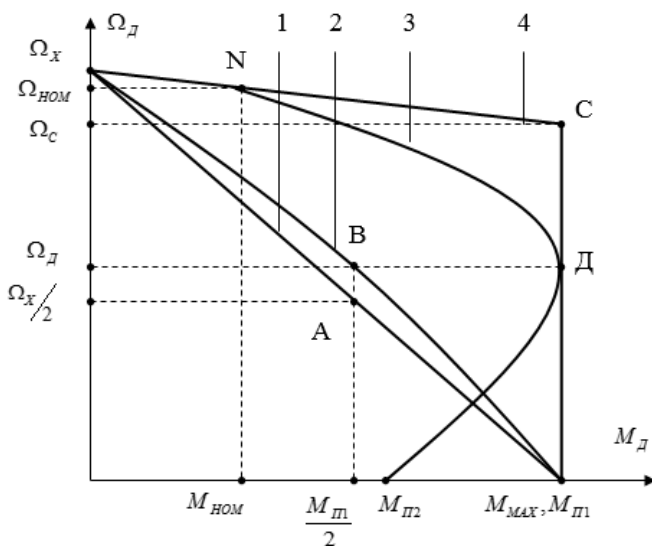


Рис. 1.12. Механические характеристики ИД:

1 - ДПТ с постоянными магнитами; 2 - двухфазных асинхронных двигателей; 3 - трехфазных асинхронных двигателей; 4 - ДПТ серии 2П и муфтовых приводов

Исходные данные и результаты расчета по формулам (1.31) приведены [27] в таблицах (1.1 и 1.2). Для составления табличных данных в качестве критериев сравнения ИД приняты: максимальная мощность  $P_{MAX}$  и приемистость  $\Pi_{MAX}$ , удельная масса двигателя ( $m_д / P_{MAX}$ ) и КПД при максимальной мощности

на валу ЭДУ.

Анализ механических характеристик (рис.1.12) и табличных значений  $\Pi_{MAX}$  позволяют отметить, что при равных значениях

$\Pi_{MAX}$  время разгона двигателей с механической характеристикой 4 приблизительно в три раза меньше в сравнении с двигателями при механической характеристике 1. Из двух двигателей с равными значениями  $P_{MAX}$  и  $\Pi_{MAX}$  более высокие динамические характеристики имеет тот, у которого больше собственный момент инерции, так как на его динамические свойства меньшее влияние оказывает присоединенный момент инерции нагрузки.

Из соотношения (1.28) для моментов можно записать:

$$i_2^2 - \frac{M_{MAX}}{I_{\text{Э}} \varepsilon_H} i_2 + \frac{I_H \varepsilon_H + M_H}{I_{\text{Э}} \varepsilon_H} = 0 \quad (1.32)$$

Решение уравнения (1.32) позволяет определить корни:

$$i_{2MIN}, i_{2MAX} = \frac{1}{i_{OPT}} \left( \frac{M_{MAX}}{2I_{\text{Э}}} \pm \sqrt{\frac{\Pi_{MAX} - \Pi_H}{I_{\text{Э}}}} \right), \quad (1.33)$$

действительные значения которых имеют место при

$$\begin{aligned} \Pi_{MAX} &\geq \Pi_H, \quad \Pi_{MAX} = M_{MAX}^2 / 4I_{\text{Э}}, \\ \Pi_H &= (I_H \varepsilon_H + M_H) \varepsilon_H, \end{aligned} \quad (1.34)$$

где  $\Pi_{MAX}$ ,  $\Pi_H$  - максимальная приемистость электродвигателя и приемистость при номинальной нагрузке. Максимальное ускорение МС достигается при оптимальном значении  $i_{OPT} = M_{MAX} / 2I_{\text{Э}} \varepsilon_H$ , что возможно, когда  $\Pi_{MAX} = \Pi_H$ .

Неравенства (1.34) и (1.29) являются необходимыми условиями воспроизведения ЭДУ заданного движения ИМ (с параметрами  $\varepsilon_H, \Omega_H$ ) при наличии момента нагрузки  $M_H$ . Достаточное условие обеспечивается при выборе передаточного отношения редуктора из соотношения

$$i_{2MIN} < i < i_1 \quad (1.35)$$



Выполнение соотношения  $P_{MAX} = P_{HMAX}$  и

$\Pi_{MAX} = \Pi_H$  требует согласования ЭДУ с нагрузкой по мощности и приемистости одновременно, что трудновыполнимо [9, 27].

Если  $\varepsilon_H \cdot I_H \square M_H$ , то для исполнительных низкоскоростных систем ЭДУ выбирается только по мощности  $P_{MAX} > P_H = M_H \cdot \Omega_H$ , а передаточное отношение редуктора определяется из соотношения (1.28).

Таблица 1.1. Технические характеристики исполнительных электродвигателей

Характеристика	Двигатель										
	ДТР					МНГ					
$\Omega_{2}, c^{-1}$	650	620	520	520	520	885	390	380	365	350	350
$M_H, M_{MAX}, H \cdot м$	0.009	0.02	0.093	0.185	0.385	0.055	1.51	3.3	10	19	56
$I_{2} \cdot 10^{-2},$ $I_{ДТ} \cdot 10^{-4}, \text{кВ} \cdot \text{м}^2$	0.02	0.057	0.17	0.36	0.78	0.025	2	4	16.8	43	129
$P_{MAX}, \text{кВт}$	0.001	0.002	0.004	0.009	0.018	0.01	0.146	0.315	0.91	1.7	5
$\Pi_{MAX}, \text{кВт} / c$	0.1	0.185	1.28	2.36	4.8	0.6	24.8	63	160	210	600
$m_{2}, \text{кг}$	0.08	0.15	0.26	0.41	0.6	0.35	5.9	9	14.6	20	76

Таблица 1.2. Технические характеристики исполнительных электродвигателей

Характеристика	Двигатель											
	ГПВ						ДКЗ1					
$\Omega_{2}, c^{-1}$	165						900	1000	1050			
$M_H, M_{MAX}, H \cdot м$	86,5	126	186	273	497	682	$28 \cdot 10^{-4}$	$65 \cdot 10^{-4}$	0,013	0,03	0,038	0,055
$I_{2} \cdot 10^{-2},$ $I_{ДТ} \cdot 10^{-4}, \text{кВ} \cdot \text{м}^2$	1100	1600	3700	5400	$16 \cdot 10^2$	$22 \cdot 10^2$	0,006	0,018	0,07	0,2	0,5	1,5
$P_{MAX}, \text{кВт}$	4,5	8,35	9,7	14,3	26	46,5	$10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,006	0,016	0,025	0,04
$\Pi_{MAX}, \text{кВт} / c$	170	204	240	343	388	530	0,033	0,059	0,06	0,113	0,072	0,05
$m_{2}, \text{кг}$	30	40	46	64	92	125	0,1	0,18	0,35	0,75	1,3	2,36

## 1.10. Динамическая модель исполнительного устройства МС

Исполнительную часть силового канала электромеханической системы (ЭМС) можно представить структурной схемой, отображающей основные этапы преобразования и использования элек-

троэнергии, передаваемой от ЭДУ к рабочему органу (РО) МС (ТС) при выполнении конкретной технологической операции (рис. 1.13). При этом основной целью функционирования, например, технологического оборудования является качественное выполнение технологического процесса с учетом заданной производительности. Для современных МС характерны тенденции к повышению их производительности (увеличению быстроходности, сокращению времени переходных процессов), росту рабочих нагрузок, точности, экономичности и надежности.

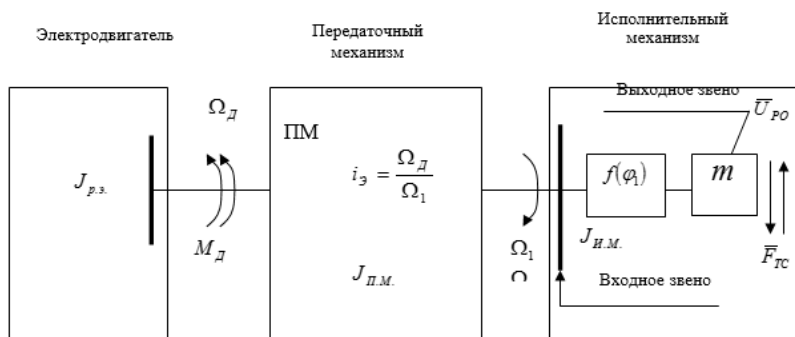


Рис. 1.13. Схема передачи движения в электромеханическом модуле МС

Столь противоречивые требования можно удовлетворить наилучшим образом только при тщательном анализе движений звеньев (узлов) МС и с учетом основных силовых факторов. Выбрать рациональную схему, оценить точностные и выявить прочностные, энергетические характеристики позволяют решения задач динамики проектируемой МС. Исследования движений МС проводят с использованием известных уравнений механики, а в качестве ее динамической модели выбирают некоторую точку вращающегося звена или звено, реально совпадающее с выбранным звеном исполнительного механизма (ИМ). В качестве такого звена обычно выбирают приводной вал [9, 21, 22] ИМ МС, как показано на рис. 1.14.

Угол  $\varphi$  поворота такого звена, совпадающего с выбранным приводным валом машины, принимают за обобщенную координату, а скорость  $\Omega$  и ускорение  $\varepsilon$  — обобщенными скоростью и ускорением вращения вала машины. Звенья, совершающие возвратно-поступательные движения, представлены в виде точек с массой « $m$ ».

Рабочий орган (РО), выполняющий основную технологи-

ческую функцию, располагается на выходном звене ИМ. Входное звено ИМ приводится в движение электродвигателем через передаточный механизм (ПМ), представляющий собой набор зубчатых передач с подвижными или неподвижными осями вращения. В общем случае вращающиеся звенья машин, влияющие на значение скорости выходного звена, представлены дисками с осевыми моментами инерции  $I_{р.э.}$ ,  $I_{п.м.}$ ,  $I_{и.м.}$ , соответственно ротора электродвигателя, передаточного и исполнительного механизмов. Входное звено кинематически связано с рабочим органом (РО), а связь обозначена через  $f(\varphi_1)$ , что соответствует перемещению РО в зависимости от угла поворота входного звена. На рис. 1.14 приведена упрощенная динамическая модель машины, где звено приведения совпадает с входным звеном ИМ, вращается с угловой скоростью  $\Omega_1$  и обладает приведенным моментом инерции  $J^П$ . Значение  $J^П$  определяется из условия равенства кинетических энергий звена приведения и всех движущихся звеньев машины от электродвигателя до рабочего органа.

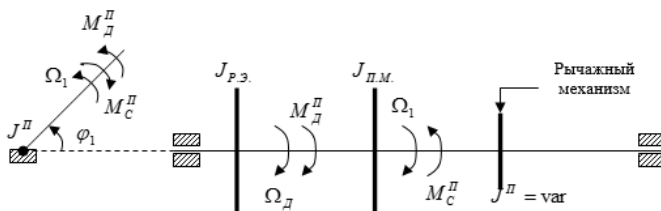


Рис. 1.14. Упрощенная динамическая модель электромеханического модуля

Разность приведенных моментов сил движущих  $M^П_д$  и сил сопротивления  $M^П_с$  составляет приведенный момент  $M^П$ , приложенный к звену приведения. С учетом введенных обозначений для упрощенной динамической модели можно записать выражения для:

- приведенной мощности  $P_{П} = M^П \cdot \Omega_1$ ;

- приводимой мощности движущих сил  $P_{д} = M^д \cdot \Omega_{д}$ ;

- приводимой мощности сил технологического сопротивления

$F_{тс}$ , определяемой зависимостью  $P_{с} = F_{тс} \cdot U_{по}$  или

$P_{с} = M_{тс} \cdot \Omega_{ро}$ ;

где  $U_{po}$  – линейная скорость точки приложения сил сопротивления,  $M_{TC}$  – момент технологических сил,  $\Omega_{po}$  – угловая скорость рабочего органа;

- приведенный момент движущих сил

$$M_{Д}^{\Pi} = M_{Д} \cdot \frac{\Omega_{Д}}{\Omega_{1}}$$

Из условия равенства кинематических энергий звена приведения и рабочего органа для механизма с одной системой свободы, на основании теоремы об изменении кинетической энергии механизма в дифференциальной форме для динамической модели можно представить уравнение движения в виде:

$$\frac{J^{\Pi} \Omega_1^2}{2} = \frac{m V_{po}^2}{2} \quad J^{\Pi} = m \left( \frac{V_{po}}{\Omega_1} \right)^2 \quad (1.37)$$

$$dT = dA = M^{\Pi} d\phi \quad M^{\Pi} = M_{Д}^{\Pi} - M_{C}^{\Pi} \quad (1.38)$$

Для поступательно движущегося звена приведения

$$dT = dA = F_n \cdot ds \quad (1.39)$$

где  $F_n = F_{Д}^{\Pi} - F_{C}^{\Pi}$ ,  $F_{Д}^{\Pi}$ ,  $F_{C}^{\Pi}$  - приведенные силы (движущая и сопротивления);  $S$  – общая координата прямолинейного движения звена.

С учетом выражений (1.37) и (1.38) приведенный момент при вращающемся звене составит:

$$\frac{d}{d\phi} \left( \frac{J^{\Pi} \cdot \Omega^2}{2} \right) = M^{\Pi}, \quad (1.40)$$

а приведенная сила

$$\frac{d}{dS} \left( \frac{m^{\Pi} \cdot V^2}{2} \right) = F^{\Pi}, \quad (1.41)$$

где  $m^{\Pi}$  – приведенная масса материальных точек системы определяется по формуле:

$$m^{\Pi} = \sum_{i=1}^{\Pi} \left[ m_i \left( \frac{V_{si}}{V} \right)^2 + J_{si} \left( \frac{\Omega_i}{V} \right)^2 \right] \quad (1.42)$$

где  $m_i$  – масса  $i$ -го звена,  $V_{si}$  – модуль скорости центра масс звена  $i$ ;  $V$  – модуль скорости прямолинейно движущегося начального звена для механизма с плоскопараллельным движением;  $J_{si}$  – момент инерции звена  $i$  относительно оси, проходящей через центр масс перпендикулярно плоскости движения. Преобразование уравнений (1.40) и (1.41) приведено в [9] и может быть представлено в виде:

$$\frac{dJ^{\Pi}}{d\phi} \cdot \frac{\Omega^2}{2} + J^{\Pi} \cdot \varepsilon = M_{\mathcal{D}}^{\Pi} - M_{\mathcal{C}}^{\Pi} \quad (1.43)$$

$$\frac{dm^{\Pi}}{dS} \cdot \frac{V^2}{2} - m^{\Pi} \cdot \ddot{S} = F_{\mathcal{D}}^{\Pi} - F_{\mathcal{C}}^{\Pi} \quad (1.44)$$

Уравнения (1.43) и (1.44) позволяют определить законы изменения приведенного движущего момента:

$$M_{\mathcal{D}}^{\Pi} = M_{\mathcal{C}}^{\Pi} + J^{\Pi} \cdot \varepsilon + \frac{\Omega^2}{2} \cdot \frac{dJ^{\Pi}}{d\phi} \quad (1.45)$$

приведенной движущей силы:

$$F_{\mathcal{D}}^{\Pi} = F_{\mathcal{C}}^{\Pi} + m^{\Pi} \cdot \ddot{S} + \frac{V^2}{2} \frac{dm^{\Pi}}{dS} \quad (1.46)$$

Уравнение (1.45) представляет собой закон изменения крутящего момента на приводном валу при заданном законе регулирования  $\Omega = f(\phi)$ . Тогда значение обобщенного ускорения определяется в виде:

$$\varepsilon = \frac{d\Omega}{dt} \cdot \frac{d\phi}{dS} = \Omega' \cdot \Omega \quad (1.47)$$

Приведенный момент инерции  $J^{\Pi}$  звена приведения определяется постоянной составляющей приведенного момента инерции  $J_{\Gamma}^{\Pi}$ , обусловленной моментами инерции ротора электродвигателя, главного приводного вала машины, звеньями редуктора с постоянным передаточным отношением. Переменную составляющую

же приведенного момента инерции  $J_{II}^{\Pi}$  создают звенья механизмов машины, совершающих плоско – параллельное, возвратно – вращательное, возвратно – поступательное движения, для которых передаточные кинематические функции являются переменными.

Если положить, что  $J^{\Pi} = J_{I}^{\Pi} + J_{II}^{\Pi}$ , то уравнение (1.45) можно преобразовать к виду

$$M_{д}^{\Pi} = M_{с}^{\Pi} + J_{I}^{\Pi} \cdot \Omega' \cdot \Omega + J_{II}^{\Pi} \cdot \Omega' \cdot \Omega + \frac{\Omega^2}{2} \cdot \frac{dJ^{\Pi}}{d\phi} \quad (1.48)$$

Анализ уравнения (1.48) позволяет учесть влияние каждой составляющей  $J^{\Pi}$  на закон изменения динамического крутящего момента на приводном валу электродвигателя. При этом можно рассматривать также влияние момента сопротивления  $M_c$  на  $M_{д}^{\Pi}$ , если  $M_c = f(S)$ ,  $M_c = f(\Omega)$ ,  $M_c = f(t)$ . Характер зависимостей будет изменяться, если машина выполняет некоторые технологические операции или разгоняется вхолостую, когда  $M_{с}^{\Pi} = 0$ . Второй член уравнения (1.48) зависит только от  $\Omega' \cdot \Omega = \varepsilon$ , поскольку  $J_{I}^{\Pi} = \text{const}$ . Третий член уравнения определяется произведением двух функций и носит более сложный характер. В зависимости от постановки задачи исследования влияния сил технологического сопротивления, сил тяжести отдельных подвижных звеньев, их совместного влияния на закон движения звена приведения машин [9, 21, 22, 23] могут быть получены различные соотношения скорости и масс подвижных звеньев передаточных и исполнительных механизмов, а также соотношения сил движущих и сил технологического сопротивления. Результаты исследования позволяют предопределить и учесть соотношения взаимодействующих сил и скоростей вращения (перемещения) отдельных звеньев ИМ (с одной степенью свободы) в процессе передачи энергии от электродвигателя к рабочему органу МС.

### Контрольные вопросы:

1. Какие функции выполняют приводы в мехатронных системах?
2. Назовите преимущества и недостатки электроприводов в сравнении с другими видами приводов МС?
3. Поясните, что характеризует понятие «напряженность рабочей среды» в приводах МС?
4. Назовите основные особенности работы редукторного и без-



редукторного электропривода?

5. Как влияет высокоскоростной электродвигатель с редуктором на массогабаритные показатели исполнительного устройства?

6. Как определяются коэффициенты «форсировки» по скорости и моменту?

7. Поясните понятие «приведение» всех параметров кинематической цепи к одному параметру - скорости вращения вала ИД.

8. С какой целью выполняются трехмассовые, двухмассовые и одномассовые расчетные схемы электромеханического модуля движения МС?

9. Какие функции в кинематической цепи привода выполняют передаточные механизмы?

10. Назовите преимущества и недостатки зубчатых цилиндрических, червячных, волновых и планетарных редукторов МС.

11. «Механическая приемистость» электродвигателя. Как влияют моменты инерции якоря двигателя, муфты, механизма «нагрузки» на приемистость ИД?

12. Поясните основные приемы формирования динамической модели электромеханического модуля с раскрытием понятий: «обобщенная координата», «обобщенные скорость и ускорение» вращения вала машины.

13. Поясните необходимость учета «постоянной» и «переменной» составляющих приведенного момента инерции при исследовании динамики электропривода {при поиске закона изменения динамического крутящего момента, например, проектируемой МС (ТС), ПР}?

## 2. ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МЕХАНИЗМОВ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ

В мехатронных системах (машинах) широко применяются различные (по принципу работы) двигатели: электромеханические преобразователи электромагнитного типа (коллекторные двигатели постоянного тока, асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, двигатели на базе синхронных машин (вентильные, моментные, шаговые, вентильно-индукторные, магнитострикционные); электромеханические преобразователи на базе пьезоэлектрического эффекта; а также электрогидро- и электропневмоприводы [1, 23, 28, 29]. Для решения задач автомобильной мехатроники (автотроники) созданы двигатели внутреннего сгорания с микропроцессорным управлением. Ведутся разработки и исследования новых преобразователей электрической и других видов энергии в механическую, позволяющих реализовать МС с особыми характеристиками на базе микро- и наноразмерных двигателей.

### 2.1. Электродвигательное устройство на базе коллекторной машины постоянного тока

Электродвигательное исполнительное устройство (ЭДУ) на базе коллекторной машины постоянного тока (МПТ) имеет существенные преимущества перед другими, например, гидравлическими и пневматическими исполнительными устройствами. Это простота получения механических движений из электрической энергии, удобство подведения энергии к технологическому оборудованию, повышенный коэффициент полезного действия, отсутствие фактора загрязнения окружающей среды и низкий уровень шума при работе МПТ [30].

На рис. 2.1 приведена конструктивная схема электродвигателя постоянного тока с элементом возбуждения на статоре (СТ). Работа двигателя постоянного тока (ДПТ) основана на взаимодействии проводника с током и магнитным полем возбуждения машины. Роль проводника (витка) в двигателе выполняет обмотка якоря, расположенная на вращающемся роторе (якоре). По типу возбуждения ДПТ бывают электромагнитного возбуждения (серий



МИ, ДИ, П, СЛ, СД, Д) и магнитоэлектрического возбуждения с помощью постоянного магнита (серий ДПР, ДПМ, ДП, МИГ, МРМ, ПЯ).

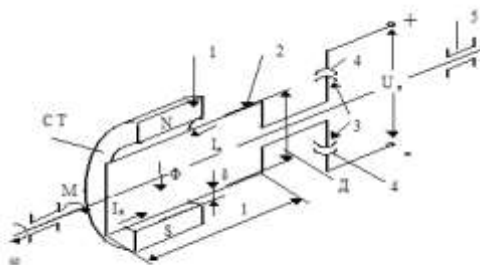


Рис. 2.1. Конструктивная схема двигателя постоянного тока

1 - постоянный магнит главного полюса на статоре СТ; 2 - проводник тока обмотки якоря (ротора); 3 - коллекторные пластины; 4 - щетки электрографитовые; 5 - подшипниковый узел крепления вала;  $\delta$  - воздушный зазор.

Развиваемый электромагнитный момент на валу ДПТ может быть описан выражением:

$$M = C \cdot \Phi \cdot I_{\text{я}} \cdot \sin \varphi, \quad (2.1)$$

где  $C$  - конструктивный коэффициент электродвигателя;  $\Phi$  - магнитный поток возбуждения;  $I_{\text{я}}$  - ток обмотки якоря;  $\varphi$  - пространственный электрический угол между векторами потока  $\vec{\Phi}$  и тока  $\vec{I}_{\text{я}}$ .

Значение механической мощности на выходном валу электродвигателя определяется как:

$$P_{\text{мех}} \approx M \cdot \Omega, \quad (2.2)$$

где  $\Omega$  - угловая скорость вращения якоря двигателя.

Если выполнение каких-то механических операций требует затрат мощности до единиц киловатт, то целесообразно приводную систему (ПС) создавать на базе электрического привода (электромеханического модуля ЭММ), при больших мощностях - электрогидропривода. Последние более сложны в изготовлении, их стоимость существенно выше, чем у ЭММ, ресурс работы меньше. Однако они более компактны, а разница в массогабаритных показа-

телями тем больше, чем выше мощность приводной системы.

Для приводных систем подвижных объектов уменьшение массы и габаритов ЭДУ имеет существенную значимость и реализуется за счет применения высокоскоростных электродвигателей с редуктором. Существуют ориентировочные соотношения между геометрическими размерами и номинальной мощностью ЭДУ, определяемые выражением [29]:

$$P_H = k \cdot D^2 \cdot l \cdot \Omega_H, \quad (2.3)$$

где  $k$  - коэффициент пропорциональности;  $D$  и  $l$  - диаметр и длина якоря соответственно;  $\Omega$  - номинальная угловая скорость.

Если через  $l$  обозначить линейные размеры ЭДУ, то  $P_H = k' \cdot l^3 \cdot \Omega_H$ , тогда:

$$l = \sqrt[3]{\frac{P_H}{k' \cdot \Omega_H}} = N \cdot \frac{1}{\sqrt[3]{\Omega_H}}, \quad (2.4)$$

где  $k'$  и  $N$  - коэффициенты пересчета.

Анализ (2.4) позволяет констатировать, что при постоянной мощности линейные размеры двигателя уменьшаются обратно пропорционально корню кубическому из величины номинальной скорости. При этом наблюдается и снижение массы ЭДУ  $G$ , которая пропорциональна  $l^3$ . С учетом (2.4) масса ЭДУ может быть определена как:

$$G = \frac{P_H}{k' \cdot \Omega_H} = \frac{N^3}{\Omega_H}, \quad (2.5)$$

и уменьшается обратно пропорционально  $\Omega$ .

По конструкции якоря ДПТ разделяют на двигатели с «обычным» (зубцовым) якорем, с гладким (беззубцовым) якорем, с печатным дисковым и цилиндрическим якорем, двигатели с полым ротором.

Якорь двигателя с зубцовым исполнением является механически прочной конструкцией. К недостаткам такой конструкции относится возможность насыщения зубцов шихтованного железа якоря при больших токах якоря ( $i_{я}$ ), что ведет к ограничению вращающего момента ( $M$ ). Примерами такого исполнения могут быть двигатели серий МИ, Д, ДИ, ДПМ, СЛ.

Двигатели с гладким якорем (серий МИГ, ПГТ) характеризуют-

ся более высокой электромагнитной индукцией в воздушном зазоре  $\delta$  (рис. 2.1), что позволяет уменьшить диаметр якоря (момент инерции ротора) в сравнении с ДПТ с зубцовым якорем. Обмотка якоря в таких двигателях наклеивается на тело якоря снаружи, что существенно уменьшает  $T_{я}$ , характеризующую электромагнитную инерционность ИД. К исполнительным двигателям (ИД) с уменьшенным моментом инерции якоря и электромагнитной постоянной времени следует отнести двигатели с дисковым печатным якорем (серий ПЯ, МРМ) и полым немагнитным ротором (серии ДПР). Особенностью таких двигателей является нецилиндрический, а плоский воздушный зазор  $\delta$ .

Управление ИД постоянного тока осуществляется подачей регулируемого напряжения на обмотку якоря - якорное управление или на обмотку возбуждения - полюсное управление.

### **Статические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения**

К статическим характеристикам двигателя постоянного тока (ДПТ) обычно относят механические и регулировочные характеристики [30]. Механической характеристикой называют зависимость угловой скорости  $\Omega$  от вращающего момента  $M$  двигателя при постоянном значении напряжения на его обмотке якоря  $U_{я}$ , т.е. зависимость  $\Omega=f(M)$  при  $U_{я} = \text{const}$ .

Регулировочной характеристикой называют зависимость угловой скорости  $\Omega$  от уровня напряжения на обмотке якоря ДПТ при постоянном значении вращающего момента  $M$  (или статического момента сопротивления нагрузки  $M_c$ ).

Поскольку машина постоянного тока (МПТ) может работать в двигательном и тормозном режимах, то важно знать свойства, которые проявляет МПТ во всех режимах. Эти свойства достаточно полно определяются названными характеристиками.

Для статического режима уравнение равновесия напряжения  $U_{я}$  для идеализированного двигателя, когда не учитывается влияние реакции якоря, насыщение магнитопровода якоря, непостоянство переходного сопротивления участка цепи якоря «щетка – пластина коллектора», можно записать в виде:

$$U_{я} = C_e \cdot \Omega + I_{я} \cdot R_{я}, \quad (2.6)$$

где  $C_e$  – коэффициент противо-ЭДС двигателя, зависящий от конструктивных параметров двигателя и магнитного потока возбуждения  $\Phi_b$ ;  $I_{я}$ ,  $R_{я}$  – ток, активное сопротивление якоря соответственно.

Если значение магнитного потока  $\Phi_b = \text{const}$ , то и  $C_e = \text{const}$ . Вращающий момент двигателя определяется по соотношению:

$$M = C_m \cdot I_a, \quad (2.7)$$

где  $C_m$  – коэффициент момента двигателя, численно равный  $C_e$  в системе СИ.

Выражение для механической характеристики [31] можно получить, если из выражения (2.7) определить значение  $I_a$  и подставить его в (2.6), тогда:

$$\Omega = \Omega_{xx} - \frac{M}{\beta}, \quad (2.8)$$

где  $\Omega_{xx} = \frac{U_{я}}{C_e}$  - угловая скорость двигателя в режиме иде-

ального холостого хода, когда  $I_a = 0$ ;  $\beta$  - жесткость механической характеристики, определяемая как:

$$\beta = \frac{C_e \cdot C_m}{R_{я}}. \quad (2.9)$$

Для построения механической характеристики необходимо определить значение пускового момента, развиваемого двигателем при  $\Omega = 0$ , по выражению:

$$M_{п} = \frac{U_{я}}{R_{я}} \cdot C_m. \quad (2.10)$$

Тогда зависимость для механической характеристики (рис. 2.2) можно представить в виде:

$$M = M_{п} - \beta \cdot \Omega \quad (2.11)$$

или при определении жесткости для нелинейных механических характеристик других двигателей (при линеаризации) искомая жесткость характеристики может быть определена по формуле:

$$\beta = \frac{M_{п}}{\Omega_{xx}} = \operatorname{tg} \alpha \quad (2.12)$$

Механические характеристики исполнительного двигателя (ИД) при напряжении на якоре  $0 < U_{яi} < U_{я \text{ ном}}$  представляют семейство параллельных прямых 1, 2, 3, 4, построенные по (2.8) и (2.12).

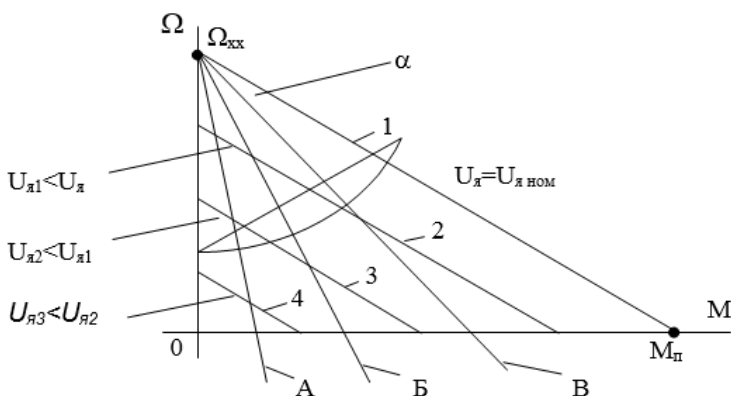


Рис. 2.2. Механические характеристики исполнительного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

Если регулирование скорости исполнительного двигателя осуществляется изменением добавочного сопротивления  $R_{доб}$  в цепи якоря, то полученные реостатные механические характеристики для разных значений  $R_{доб}$  можно изобразить в виде ряда (пунктирных) характеристик А, Б, В, пересекающихся в точке  $\Omega_{хх}$  при  $M = 0$ . В этом случае введенные добавочные сопротивления в контур якоря находятся в соотношении:  $R_{добА} > R_{добБ} > R_{добВ} > R_{я}$ .

Уравнение регулировочных характеристик  $\Omega = f(U_{я})$  при  $M = \text{const}$  можно определить из уравнения (2.8), заменив  $\Omega_{хх}$  соответственно соотношением  $\Omega_{хх} = U_{я} / C_e$ . Регулировочные характеристики приведены на рис. 2.3, где зависимостям 1, 2, ...5 соответствуют статические моменты  $M_c$  «нагрузки» исполнительного двигателя, определяемые соотношением  $M_{c5} > M_{c4} > M_{c3} > M_{c2} > M_{c1} = 0$ .

Здесь же приведены возможные продолжения регулировочных характеристик в область отрицательных значений  $\Omega$  при активном моменте нагрузки.

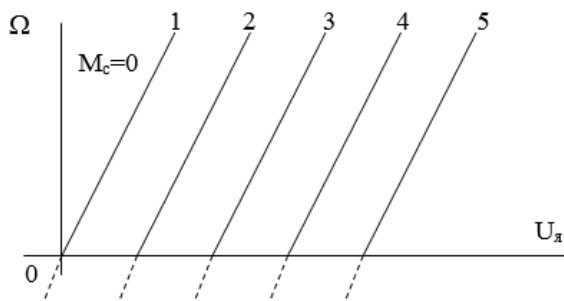


Рис. 2.3. Регулировочные характеристики двигателя постоянного тока с параллельным возбуждением

Линейность механических и регулировочных характеристик ДПТ независимого возбуждения является важнейшим достоинством этих двигателей с точки зрения удобства управления ими.

### Определение параметров структурной схемы двигателя постоянного тока

Основные уравнения для исполнительного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (рис. 2.4) при управлении по цепи якоря в переходном процессе могут быть записаны в виде:

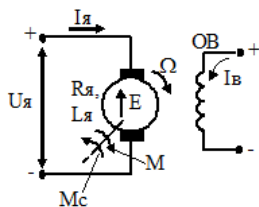


Рис. 2.4. Схема подключения двигателя постоянного тока

$$\begin{aligned}
 U_{\text{я}} &= R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}} + E + L_{\text{я}} \cdot \frac{dI_{\text{я}}}{dt}, \\
 M_{\partial} &= M_c + J \cdot \frac{d\Omega}{dt}, \\
 E &= C_e \cdot \Phi \cdot \Omega, \\
 M_{\partial} &= C_M \cdot I_{\text{я}} \cdot \Phi,
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

где  $U_{\text{я}}$  - напряжение, приложенное к цепи якоря (входная величина);  $I_{\text{я}}$  - ток в цепи якоря;  $C_e$  и  $C_M$  - конструктивные коэффициенты ЭДС и момента двигателя соответственно, определяемые

как  $C_e = \frac{p_{\partial} \cdot N}{60 \cdot a}$ ,  $C_M = \frac{p_{\partial} \cdot N}{2 \cdot \pi \cdot a}$ ; где  $p_{\partial}$  - число пар полюс

сов двигателя,  $N$  - число активных проводников обмотки якоря,  $a$  - число пар параллельных ветвей обмотки якоря;  $L_{я}$  - индуктивность якорной цепи двигателя;  $\Omega$  - угловая скорость вращения якоря двигателя (выходная величина);  $M$  - момент вращения на валу двигателя;  $M_c$  - статический момент сопротивления;  $J$  - момент инерции вращающихся частей.  $R_{я}$  - сопротивление якорной цепи ИД. При отсутствии справочных параметров  $R_{я}$ ,  $L_{я}$  значения последних часто определяют из соотношений:  $L_{я} = c \cdot U_{н} / (2 \cdot p_{д} \cdot \pi \cdot I_{я.н.})$ , где  $c = 6 - 8$  - расчетный коэффициент соответственно для двигателей малой и большой мощности,  $n_n$  - номинальное число оборотов двигателя; а параметр  $R_{я}$  определяют как

$$R_{я} \approx 0,5(1 - \eta_{ном}) U_{я.н.} / I_{я.н.}$$

Рассматривая небольшие отклонения ( $\Delta$ ) переменных от своих номинальных значений, уравнения (2.13) можно записать в виде:

$$U_{яо} + \Delta U_{я} = R_{я} \cdot (I_{яо} + \Delta I_{я}) + L_{я} \cdot \frac{d(I_{яо} + \Delta I_{я})}{dt} + E_o + \Delta E, \quad (2.14)$$

$$M_o + \Delta M - M_{co} - \Delta M_c = J \cdot \frac{d(\Omega_o + \Delta \Omega)}{dt},$$

$$E_o + \Delta E = C_e \cdot \Phi \cdot (\Omega_o + \Delta \Omega),$$

$$M_o + \Delta M = C_m \cdot \Phi \cdot (I_{яо} + \Delta I_{я})$$

Если отклонения переменных равны нулю, уравнение статики для установившегося режима запишется как:

$$U_{яо} = R_{я} \cdot I_{яо} + E_o, \\ M_o - M = 0, \quad (2.15)$$

$$E_o = C_e \cdot \Phi \cdot \Omega_o,$$

$$M_o = C_m \cdot \Phi \cdot I_{яо}.$$

Из уравнений (2.15) параметры установившегося режима двигателя:

$$M_o = M_{co},$$

$$I = M_o / (C_m \cdot \Phi),$$

$$E_o = U_{яо} - R_{я} \cdot I_{яо},$$

$$\Omega_o = E_o / (C_e \cdot \Phi).$$

Номинальные данные двигателя характеризуются коэффициентами:

$$K_e = C_e \cdot \Phi \text{ и } K_m = C_m \cdot \Phi,$$

где

$$K_e = (U_{яH} - R_{я} I_{яH}) \cdot \Omega_H = 30 \cdot (U_{яH} - R_{я} I_{яH}) / \pi \cdot n_H;$$

$$K_m = M_H / I_{яH} = 1000 \cdot P_H / (\Omega_H \cdot I_{яH}) = 9550 \cdot P_H \cdot (n_H \cdot I_{яH}).$$

В соответствии с (2.14) можно записать уравнения динамики ДПТ в операторной форме при нулевых начальных условиях:

$$\Delta U_{я}(p) = R_{я} \cdot \Delta I_{я}(p) + L_{я} \cdot p \cdot \Delta I_{я}(p) + \Delta E(p);$$

$$\Delta E(p) = K_e \cdot \Delta \Omega(p);$$

$$\Delta M(p) - \Delta M_c(p) = Jp \cdot \Delta \Omega(p);$$

$$\Delta M(p) = K_m \cdot \Delta I_{я}(p)$$

Совместное решение уравнений (2.16) позволяет записать:

$$\frac{L_{я} \cdot J \cdot I_{я}}{R_{я} K_e \cdot K_m} \cdot p^2 \cdot \Delta \Omega(p) + \frac{J \cdot R_{я}}{K_e \cdot K_m} \cdot p \cdot \Delta \Omega(p) + \Delta \Omega(p) =,$$

$$= \frac{1}{K_e} \cdot \Delta U_{я}(p) - \frac{R_{я}}{K_e \cdot K_m} \cdot (1 + \frac{L_{я}}{R_{я}} \cdot p) \cdot \Delta M_c(p)$$

Введем обозначения:  $T_{\text{ш}} = L_{\text{ш}} / R_{\text{ш}}$  и

$$T_m = \frac{J \cdot R_{я}}{K_e \cdot K_m} \text{ - соответственно электромагнитная и}$$

электромеханическая постоянные времени двигателя, с;

$K_d = 1/K_e$  - коэффициент усиления двигателя,  $1/(B \cdot C)$ ;  $K_2 = R_{я} / (K_e \cdot K_m)$  - коэффициент пропорциональности,  $B^2 \cdot C / (H \cdot M)$ .

При неизменной нагрузке на валу двигателя, когда  $M_c = \text{const}$ , значение  $\Delta M_c = 0$ . Тогда уравнение двигателя можно записать в виде:

$$(T_{я} \cdot T_m \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1) \cdot \Delta \Omega(p) = K_d \cdot \Delta U_{я}(p) \quad (2.18)$$

Из (2.18) можно определить передаточную функцию ДПТ независимого возбуждения при якорном управлении:

$$W_1(p) = \Delta \Omega_{я}(p) / \Delta U_{я}(p) = K_d / (T_{я} \cdot T_m \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1) \quad (2.19)$$

Если в качестве выходной координаты ДПТ рассматривается



угол поворота вала  $\theta$ , то значение  $\Delta\Omega_{я}(p)$  можно получить как  $\Delta\Omega_{я}(p) = p\Delta\theta(p)$ . Тогда передаточная функция ДПТ запишется в виде:

$$W_2(p) = \frac{\Delta\Theta(p)}{\Delta U_{я}(p)} = \frac{K_D}{(T_{я} \cdot T_m \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1) \cdot p}. \quad (2.20)$$

На рис. 2.5 представлена структурная схема ДПТ при якорном управлении.

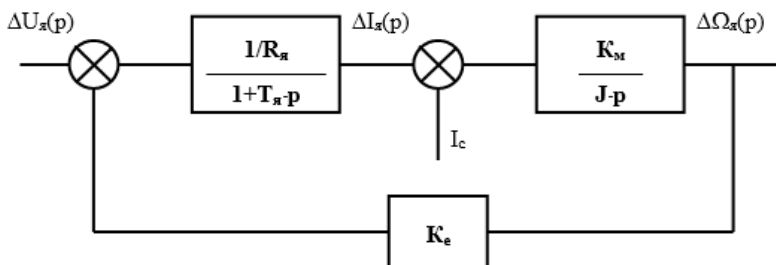


Рис. 2.5. Структурная схема двигателя постоянного тока

Анализ выражений (2.19) и (2.20) для различных соотношений постоянных времени  $T_{я}$  и  $T_m$  двигателя позволяет представить последний различными типовыми звеньями, приведенными на рис. 2.6.

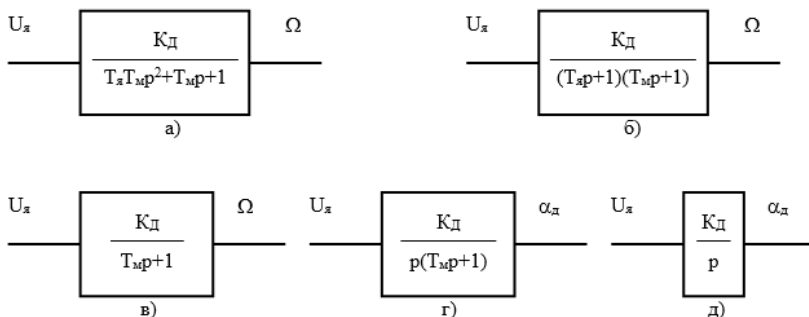


Рис. 2.6. Представление двигателя постоянного тока типовыми звеньями

В системах электроприводов МС момент инерции  $J$ , а, следовательно, и механическая постоянная времени  $T_m = var$ . При  $T_m < 4T_{я}$  обычно корни характеристического уравнения комплексно-сопряженные и переходные процессы носят колебательный характер. При  $T_m > 4T_{я}$  корни действительные, что соответствует

апериодическим переходным процессам. При  $T_m > 10Tя$  влиянием параметра  $Tя$  можно пренебречь (рис. 2.6, в), а переходные процессы близки к экспоненциальным. При  $T_m < Tя$  в системе наблюдаются колебания, зависящие от коэффициента затухания  $\xi$ , определяемого из соотношения [26]:

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{T_m / Tя} \quad (2.21)$$

На рис. 2.7 приведена зависимость коэффициента затухания от соотношения постоянных времени  $Tя$  и  $T_m$ , рассчитанного по (2.21).

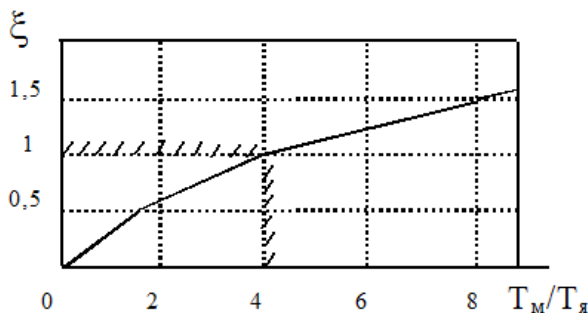


Рис. 2.7. Зависимость коэффициента затухания от соотношения постоянных времени электропривода

Анализ полученных выражений показывает, что в области значений  $\xi [0; 1]$  и  $T_m/Tя [0; 4]$  при значениях  $T_m/Tя < 4$  переходные процессы носят колебательный характер. При проектировании ЭММ МС параметры электропривода должны выбираться такими, чтобы при минимальном моменте инерции обеспечивалось соотношение  $T_m > 2Tя$ .

По данным фирм - изготовителей ДПТ значения параметра  $T_m$  при проектировании ЭММ МС ориентировочно принимаются в пределах:

- (0,03...0,4) с - с обычным зубцовым якорем,
- (0,015...0,02) с - при полом немагнитном якорем,
- (0,005...0,01) с - с цилиндрическим гладким и печатным якорем.

На рис. 2.6, г двигатель представлен последовательным соединением интегрирующего и апериодического звеньев, а при

незначительных нагрузках, когда падением напряжения на двигателе можно пренебречь, ДПТ можно представить как интегрирующее звено (рис. 2.6, д).

### Контрольные вопросы:

1. Назовите основные устройства двигателя постоянного тока (ДПТ) и их назначение?
2. Какие параметры двигателя постоянного тока определяют значение момента на выходном валу?
3. Назовите способы регулирования частоты вращения якоря ДПТ с параллельным возбуждением?
4. Почему коллектор ДПТ считается «ненадежным» узлом МПТ?
5. Напишите уравнение механической характеристики ДПТ с независимым возбуждением?
6. Как построить механическую характеристику ДПТ по двум точкам?
7. Назовите соотношения  $T_{я} / T_{м}$ , определяющие характер переходного процесса в приводе с МПТ?
8. Какие характеристики ДПТ называют «статическими»?
9. В чем заключается физический смысл выбора ДПТ по мощности?
10. Приведите основные уравнения переходного процесса в двигателе постоянного тока при управлении по цепи якоря.
11. Какие параметры ДПТ существенно влияют на выбор передаточной функции типового динамического звена при управлении по цепи якоря?
12. Как изменяется жесткость механической характеристики при изменении сопротивления в цепи якоря?
13. В каком случае можно ожидать в приводе с ДПТ колебательный переходный процесс?
14. Поясните необходимость описания ДПТ различными передаточными функциями.
15. Какими коэффициентами характеризуются номинальные данные ДПТ?
16. Какие факторы влияют на нагрев ИД при работе электропривода?

## 2.2. Электродвигательное устройство ИМ на базе шагового двигателя

К числу бесконтактных машин, широко применяемых в ЭП мехатронных систем, в частности, промышленных роботах и устройствах вычислительной техники [28, 32], относятся шаговые двигатели (ШД), наиболее приспособленные к «прямому цифровому управлению». Шаговый двигатель относится к классу синхронных машин и часто используется для построения дискретного привода с вращательным движением выходного вала или поступательным движением подвижного элемента. При этом осуществляется преобразование команд - импульсов постоянного напряжения в дискретный поворот выходного вала или дискретное перемещение подвижного элемента исполнительного механизма МС (ТС). Современные ШД имеют различные конструктивные решения и исполнения. Однако с учетом специфики управления в настоящее время разработаны и серийно выпускаются специальные шаговые двигатели, различающиеся системами управления и способами возбуждения.

### Принцип работы и особенности конструкции ШД вращения

Принцип действия ШД основан на дискретном изменении электромагнитного поля в зазоре машины путем переключения обмоток возбуждения, закрепленных на явно выраженных полюсах статора. Причем статор может иметь две (иногда несколько) смещенных в пространстве сосредоточенных или распределенных обмоток. Для импульсного возбуждения служит коммутатор, преобразующий одноканальную последовательность управляющих импульсов малой мощности в многофазную систему напряжений, подаваемых на обмотки ШД.

Число полюсов статора ШД обычно принимается равным удвоенному числу фаз, а обмотки диаметрально противоположных полюсов, соединенные между собой последовательно или параллельно, образуют фазу ШД. Полюсы статора снабжены зубцами, аналогичными зубцам ротора. На рис.2.8 условно представлен шаговый двигатель с тремя парами полюсов на статоре (1-1, 2-2, 3-3) и ротор с полюсами ABCD. В зависимости от требуемого направления вращения к источнику питания подключаются (по особому алгоритму) те или иные обмотки возбуждения, расположенные на статоре. При протекании тока по обмотке, расположенной на полюсах 1 - 1, ротор устанавливается в положение

1-А-С-1, как показано на рис. 2.8, А. Для поворота ротора ШД на угол  $30^\circ$  против часовой стрелки ток должен протекать по обмотке полюсов 2 - 2 (положение 2-В-Д-2, рис. 2.8, Б), а по часовой - по обмотке 3-3 (положение 3-В-Д-3, рис. 2.8, В). При одновременном подключении обмоток полюсов 1 - 1 и 2 - 2 к источнику напряжения питания ротор повернется на  $15^\circ$  против часовой стрелки (рис. 2.8, Г). Следовательно, каждому импульсу напряжения соответствует угол поворота вектора магнитного потока статора на определенный угол.

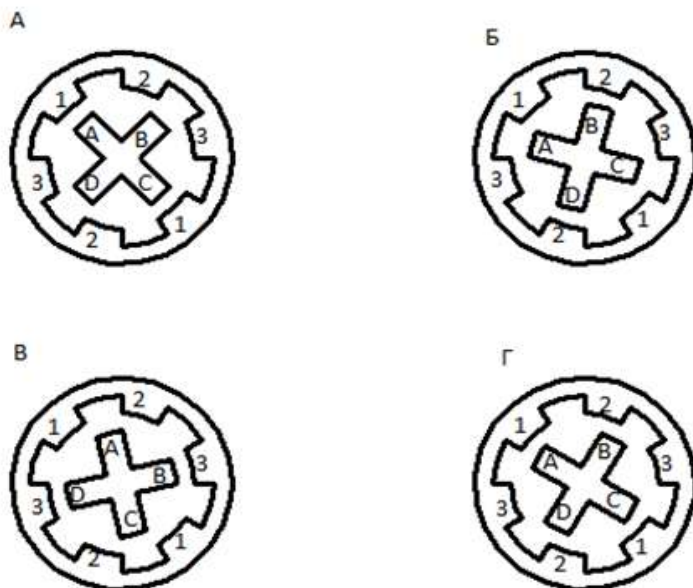


Рис. 2.8. Шаговый двигатель: А, Б, В, Г – фазы его работы

Таким образом, количество импульсов напряжения (управления) формирует угол поворота ротора ШД, а частота следования определяет частоту его вращения. Движение ротора состоит из последовательных элементарных поворотов или шагов, совершаемых по апериодическому или колебательному закону.

В ЭП МС определились и получили применение три разновидности ШД:

- **с активным ротором.** Для повышения быстродействия такие ШД выполняются многополюсными с минимально возможным диаметром ротора. Активный ротор может быть выполнен либо с электромагнитным возбуждением (обмотки и контактные кольца),

либо с возбуждением от постоянных магнитов (магнитоэлектрические ШД). Максимальная угловая скорость ШД с активным ротором составляет 208 - 314 рад/с., а частота приемистости от 70 до 500 Гц; номинальные вращающие моменты от  $10 \cdot 10^{-6}$  до  $10 \cdot 10^{-3}$  Н·м;

- **с пассивным ротором (реактивный)**. Работа такого ШД основана на взаимодействии магнитного поля статора и ферромагнитного (безобмоточного - пассивного) ротора. Особенность реактивного ШД заключается в неравенстве чисел зубцов статора  $Z_c$  и ротора  $Z_p$  (безобмоточного), причем  $Z_c < Z_p$ . Для уменьшения шага в таком ШД разность чисел зубцов  $Z_p$  и  $Z_c$  уменьшают до четного значения, а полюсы статора выполняют с несколькими зубцами. Двигатели с пассивным ротором выполняются трех-, четырех-, пяти- и шестифазными.

- **индукторный ШД**. Двигатель имеет подмагничивание со стороны статора с помощью постоянных магнитов (или дополнительной обмотки возбуждения). Такие ШД выполняются с числом  $m$  - фаз ( $m = 2, 3, 4, 5, 6$  и 8) при шаге 15 эл. град. и менее, на частоту вращения 500 ... 1000 мин<sup>-1</sup> и частоту отработки шага до нескольких килогерц, например, шаговый двигатель ШД-5Д1М → (16 кГц), а ДРШ-1 → (20 кГц).

Следует отметить, что основными параметрами ШД являются: число фаз  $m$  и число тактов коммутации  $m_1$ . Число фаз определяется конструкцией, а число тактов коммутации – алгоритмом работы схемы управления ШД. С увеличением числа  $m$  и  $m_1$  уменьшается шаг поворота ротора, а динамические параметры ЭМП улучшаются. При ступенчатом изменении тока число тактов коммутации может возрастать с уменьшением шага, значение которого определяется при заданном числе фаз  $m$  из выражения:

$$\alpha_{\varnothing} = 360 / 2p \cdot m_1 \quad (2.22)$$

где  $p$  – число пар полюсов активного ротора.

В процессе коммутации обмоток двигателя напряжение к ним прикладывается мгновенно, а токи нарастают со скоростью, определяемой электромагнитной постоянной времени. Предельная величина запаздывания тока от напряжения может достигать 90 эл. град., что приводит к дополнительному отставанию скорости по фазе. В таком случае суммарное отставание по фазе может достигать 180 эл. град., а предельная динамическая ошибка  $\theta_d$  находится в диапазоне 90 эл. град.  $\leq \theta_d \leq 270$  эл. град.

Важной характеристикой ШД является «частота приемистости»  $f_n$  - максимальное значение ча-

гателя (из состояния покоя ротора) осуществляется пропорционально частоте импульсов без потери шагов.

Для режима холостого хода двигателя значение  $f_n$  определяется из соотношения  $f_n = m \cdot \omega_0 / m_1$ , где  $\omega_0$  - собственная частота колебаний ротора  $\omega_0$ , рассчитываемая формуле [32]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{M_{\max} \cdot Z_p}{J_p - J_n}} \quad (2.23)$$

где  $M_{\max}$  – опрокидывающий момент двигателя;  $J_p, J_n$  - моменты инерции ротора и нагрузки, приведенной к валу двигателя;  $Z_p$  – число пар полюсов ротора. При увеличении статического момента на валу частота приемистости обычно снижается. В общем случае ШД рассматривается как колебательная электромеханическая система, в которой, кроме собственной частоты колебаний ротора  $\omega_0$  при управлении ШД с частотой импульсов управления  $f_y$ , могут возникать резонансные явления и на других вынужденных, (как высоких, так и низких) частотах, определяемых экспериментально. Предельная частота реверсирования ШД (при вращении с установившейся скоростью) составляет  $(0,4...0,8) \cdot f_n$ , а в переходных режимах –  $(0,2 \dots 0,4) \cdot f_n$ . Максимальная нагрузка (момент статический  $M_c$ ) ШД в неподвижном состоянии ротора должна быть меньше опрокидывающего момента (предельной характеристики на 25-30%). Невыполнение этого условия приводит к формированию статической ошибки  $\theta_c = \pm 90$  эл. град. и потере управляемости ЭП (к аварийному режиму).

### Особенности управления шаговым двигателем электропривода

Шаговый (дискретный) привод представляет собой разомкнутую следящую систему, способную отработать заданный путь без наличия датчика перемещения. По своим характеристикам дискретный привод отличается от непрерывных приводов отсутствием главной обратной связи (ГОС) по скорости [30, 31]. Однако отсутствие датчика предопределяет возможность потери информации: если по какой-либо причине команда на перемещение не «отработана ротором», то привод эту команду не «запоминает».

Особенностью управления ШД является переключение фаз двигателя с помощью коммутатора, вызывающее скачкообразное перемещение вектора поля статора на фиксированное значение – шаг  $\alpha$ , определяемый числом тактов коммутации  $m_1$  (число им-

пульсов в одном периоде коммутации  $m$  - фаз) и числом пар полюсов ротора  $Z_p$ . Сегодня для построения дискретного привода используются ШД с большим числом пар полюсов ( $Z_p = 4 - 60$ ), что обеспечивает малое значение шага и возможность получения низких скоростей при сравнительно высоких частотах управления.

Из шаговых двигателей с активным ротором применение получили двухфазные двигатели, у которых каждая фаза разделена на две, управляемые однополярными импульсами тока. Такие ШД управляются так же, как и четырехфазные двигатели с пассивным ротором. Магнитоэлектрический шаговый двигатель основан на взаимодействии потока возбуждения ротора (многополюсного постоянного магнита) с потоком управления, создаваемым многофазной (как правило, двухфазной) обмоткой статора. Такая же картина перемещения поля статора на шаг имеет место при расщеплении фазы и питании каждой секции однополярными импульсами тока, что позволяет заменить реверсивный инвертор на нереверсивный. В ШД с переменного-полюсным активным ротором трудно выполнить большое число полюсов, поэтому шаг их выбирается в диапазоне  $15 - 90^\circ$ .

Параметры ШД (точность, устойчивость движения и нагрузочная способность) зависят от способа коммутации фаз, т.е. способа управления. Простейшим и наиболее распространенным является способ последовательного переключения одной или группы возбужденных фаз, получивший название естественной коммутации. При естественной коммутации ток в фазах ШД принимает только два установившихся значения: 0, когда фаза отключена, и  $I_{ном}$ , когда фаза возбуждена. Шаг  $\alpha$  двигателя определяется видом коммутации: при симметричной коммутации  $m_1 = m$ , несимметричной коммутации соответствует  $m_1 = 2 \cdot m$ , что обеспечивает уменьшение шага двигателя в 2 раза в сравнении с симметричной коммутацией.

Симметричная коммутация может быть поочередной, когда в каждый момент времени включена только одна фаза ШД, и парной, при которой в каждый момент времени включено две фазы. Для многофазных ШД одновременно может быть включено не более  $m/2$  фаз. Симметричная коммутация обеспечивает неизменное значение амплитуды результирующего вектора момента в каждом такте коммутации. Нагрузочная способность ШД в этом случае от такта к такту не изменяется, что обеспечивает меньшие колебания скорости и угла. В большинстве случаев для четырехфазных ШД используется парная коммутация фаз, увеличивающая устойчивость движения и повышающая момент двигателя



ля.

Несимметричная коммутация: 6-тактная для трехфазных, 8-тактная для четырехфазных, 10-тактная для пятифазных и 12-тактная для шестифазных двигателей – широко используется для повышения устойчивости движения в области частот электромеханического резонанса ИМ и уменьшения шага. Достоинством такой коммутации является возможность использования ее для уменьшения дискретности привода, поскольку схема инвертора практически не зависит от числа тактов. Недостатком несимметричной коммутации является изменение амплитуды результирующего вектора момента от одного такта к другому, что ведет к увеличению колебаний угла и скорости.

### **Функциональные схемы блоков управления шаговым двигателем**

Поиски способов управления ШД, сочетающих шаговый принцип перемещения поля статора ШД и возможность фиксации его в требуемом положении с принципами плавного перехода магнитного поля из одного пространственного положения в другое, завершились разработкой способа управления, получившего название «электрического дробления шага». Способ основан на введении дополнительной модуляции фазовых токов внутри основного периода коммутации. При таком способе управления токи в фазах принимают уже не два фиксированных значения, как при естественной коммутации, а произвольное их число, которое в пределе может стремиться к бесконечности. Такой способ управления эквивалентен увеличению числа фаз ШД и особенно эффективен для малофазных двигателей с  $m < 4$ . Электрическое дробление шага позволяет уменьшить основной шаг двигателя в целое или дробное число раз, а так же получить низкие и сверхнизкие скорости вращения ротора.

На рис.2.9 приведена упрощенная схема управления шаговым двигателем, построенная на дискретных элементах, работающих в ключевом режиме. Управляющий унитарный код вырабатывается генератором импульсов ГИ с регулируемой частотой или специальным задающим устройством ЗУ, в качестве которого могут быть использованы специальное программируемое устройство или ЭВМ [29, 33]. Сигналы с выхода ГИ корректируются по амплитуде и длительности формирователем импульсов ФИ и согласуются с входными параметрами распределителя импульсов РИ. Полупроводниковый ключ К осуществляет управление очередностью поступления импульсов на входе РИ. Реверсирование ШД осуществляется сигналами, поступающими от регулятора (блока)

управления РУ на входы выбора направления движения «В» (вперед) или «Н» (назад) РИ и изменяющими последовательность переключения фаз ШД. Регулирование частоты  $f$  и числа импульсов, поступающих на вход РИ, может выполняться как вручную блоком РУ, так и автоматически по сигналам задающего устройства ЗУ, связи которого с РИ показаны на рис. 2.9 штриховыми линиями. Распределитель импульсов вырабатывает произвольную  $m$ -фазную систему прямоугольных напряжений, не совпадающих с требуемым законом коммутации фаз ШД по числу одновременно включенных фаз и продолжительности включения каждой фазы.

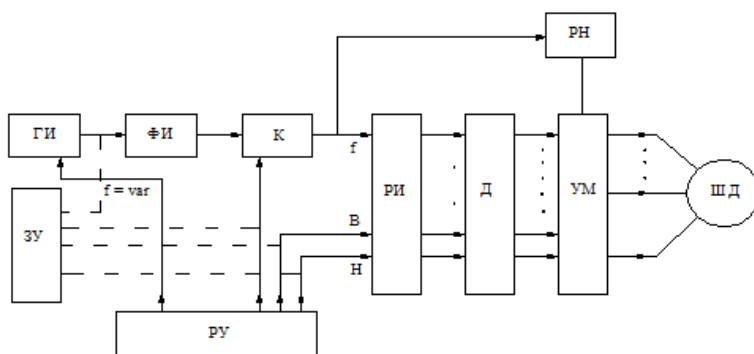


Рис. 2.9. Функциональная схема блока управления ШД

Согласование законов коммутации РИ и силовых ключей (транзисторных или тиристорных) усилителя мощности УМ (инвертора) при переключении обмоток фаз ШД осуществляет дешифратор Д. Регулятор напряжения РН в схеме работает синхронно с РИ и подает на фазы ШД импульсы повышенного напряжения, длительность которых может устанавливаться постоянной или изменяться в зависимости частоты или уровня тока фазы. Таким образом, электронные устройства К, РН, РИ - коммутаторы кроме усиления и распределения импульсов управления шаговым двигателем, предназначены также для формирования и поддержания требуемой формы фазного тока. Известно [28], что падение тока в фазной обмотке (при работе ШД на больших частотах из-за увеличения ЭДС вращения) приводит к уменьшению электромагнитного момента двигателя и к ухудшению статических и динамических характеристик. Для поддержания электромагнитного момента

неизменным в коммутаторах создают либо устройства форсирования электромагнитных переходных процессов при постоянном уровне напряжения, либо строят регуляторы напряжения (тока).

При построении схемы управления с дроблением шага получили применение два основных принципа: двухчастотное управление, при котором в качестве импульсного модулятора используется РИ, и управление с промежуточным преобразованием кода, вырабатываемого РИ, в аналоговый управляющий сигнал, подаваемый на вход регуляторов напряжения.

При двухчастотном управлении схема блока управления ШД дополняется делителями частоты Д1, Д2 (рис.2.10).

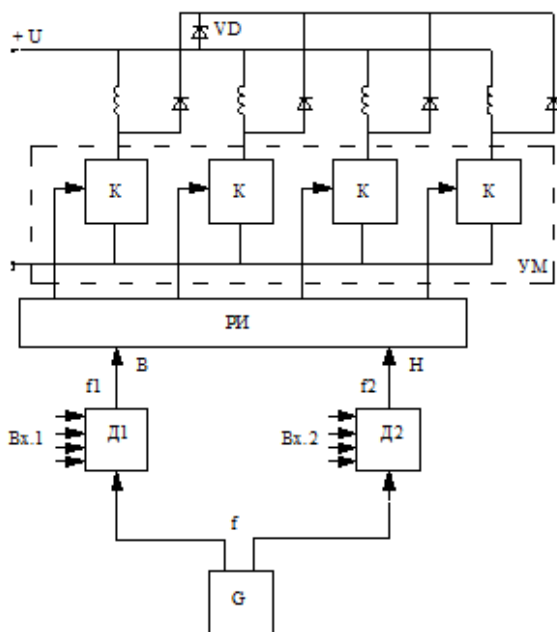


Рис. 2.10. Схема двухчастотного управления ШД

В этой схеме скорость ШД можно регулировать изменением коэффициентов деления делителей Д1 и Д2, а также изменением частоты генератора Г. Принцип электрического дробления шага обеспечивает импульсную модуляцию фазных напряжений ШД при неизменном уровне питающего напряжения, которое соответствует изменению их средних значений по линейному закону. Для

достижения равномерности деления шага тока в фазах ШД должны изменяться по закону, близкому к синусоидальному, с учетом реальной картины распределения магнитного поля в воздушном зазоре ШД и степени насыщения магнитной системы.

Широкое применение ШД (при проектировании МС) обусловлено возможностью построения безредукторных приводов или приводов с минимальным числом коэффициентов передачи кинематических звеньев. Повышенное число пар полюсов специальных ШД заменяет функции электрического редуктора, так как увеличивает момент двигателя. При равенстве развиваемых моментов ШД имеют лучшие массогабаритные показатели и повышенное быстродействие ЭП в сравнении с типовыми решениями на базе ДПТ.

Для создания больших моментов на выходном валу широко применяют шаговые электрогидроприводы, где в качестве усилителя момента используют аксиально-поршневой гидромотор, а шаговый электродвигатель выполняет функции управления следящим золотником. Поскольку удельные тангенциальные силы в электрогидродвигателе существенно выше, чем в электродвигателе, массогабаритные показатели электрогидродвигателя значительно меньше. Упомянутые характеристики ШД учитываются при проектировании приводов МС и в определенных случаях оказываются решающими при конструктивной компоновке модуля движения ИМ. Следует отметить также, что электрогидравлический шаговый двигатель ЭЗ2Г18-22, отдаваемая мощность которого составляет 2,45 кВт, формирует наибольший крутящий момент - 12 Н·м при нагрузке  $f > 20$  имп/с. Наибольшей отдаваемой мощностью 10,2 кВт располагает, например, ЭЗ2Г18-25, крутящий момент которого составляет 100 Н·м при нагрузке  $f > 20$  имп/с, а с увеличением нагрузки ( $f > 200$  имп/с) крутящий момент уменьшается до 64 Н·м. В последнее время при проектировании МС часто электрогидропривод в механизмах передачи заменяют следящим электроприводом с двигателями постоянного или переменного тока. Такой подход обусловлен тем, что электропривод обладает высокой управляемостью, возможностью программирования переходных процессов любой формы в результате наличия информации не только о самой регулируемой величине (пути), но и о двух её производных (скорости, тока двигателя). Следует отметить также и эксплуатационные преимущества электропривода: легкая «переналаживаемость» режимов работы и удобство обслуживания, малые массогабаритные размеры и уровни шума {при максимальной частоте вращения двигателя до  $(5...8) \cdot 10^3$

об/мин.}, а также высокие энергетические показатели и большой срок службы.

**Шаговый двигатель линейного перемещения.** Для реализации линейных перемещений ВМЗ используют также встраиваемый [1] линейный шаговый двигатель (ЛШД), общий вид которого приведен на рис. 2.11. На стальной стержень якоря 1 нанизаны ферромагнитные 2 и диамагнитные 3 кольца (с внешним диаметром  $D$ ), представляющие собой наборный якорь и  $n$  - фазные секции 7 (А, В, С) с параметрами: внешний диаметр  $D_1$ , внутренний -  $D_2$ . Перемещение якоря осуществляется по направляющим 4 якоря 4, впрысованным в корпус статора 5 и закрепленным на основании 6. Полюсное деление статора и ротора рассчитано таким образом, что «в устойчивом положении одно ферромагнитное кольцо полностью введено в фазную секцию, например, А, в обмотку которой подано напряжение питания. Остальные обмотки обесточены, однако соседнее кольцо введено на величину  $\tau(n-1)/n$  в секцию В, например справа, следующее на  $\tau(n-2)/n$  в секцию С, например справа», и т.д.

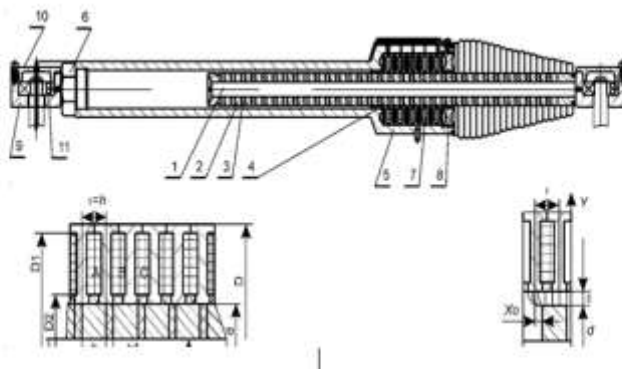


Рис. 2.11. Общий вид ЛШД с круглым якорем

а – конструктивное исполнение ЛШД с круглым якорем;

б – развернутая схема статорно-якорного блока.

1 - стержень якоря; 2 - ферромагнитные кольца якоря; 3- немагнитные кольца якоря; 4- направляющие якоря; 5- корпус статора; 6 - основание; 7 - фазная секция статора; 8- крышка статора; 9- корпус подшипника шарнира; 10- крышка подшипника шарнира; 11- подшипник шарнира.

Последовательное переключение секций внешним электронным коммутатором формирует движение якоря влево с

установленной (регулируемой) частотой переключений. Если подавать импульсы напряжения в левые секции, то на якорь будут действовать электромагнитные силы, сдвигающие его вправо. Таким образом, программно изменяя очередность включения секций и частоту импульсов, можно управлять процессом формирования скорости звена подвижности (выходного усилия) и осуществлять выбранное направление движения стержня якоря ЛШД (движения рабочего органа МС).

### **Линейные шаговые двигатели в прецизионных координатных системах**

Многокоординатные двигатели. В МС перемещение одного твердого тела (или общего выходного звена ОВЗ) по двум или более независимым осям осуществляется посредством шагового планарного (двухкоординатного, горизонтального перемещения) двигателя на магнитовоздушной подушке (или линейного шагового двигателя ЛШД). Такие многокоординатные двигатели производятся по достаточно сложным технологиям и широко используются для создания координатных систем специального назначения. Особенностью координатных систем является возможность перемещения объекта обработки (например, в станкостроительной промышленности - станки с ЧПУ, ХУ - столы с использованием двух ШД для управления движением по направлению X и Y, а также в приводных системах фрезерных станков с перемещениями по координатам X, Y, Z посредством трех ШД) и других производственных сферах. Такие устройства обеспечивают движения ИМ по нескольким координатам одновременно без кинематических элементов преобразования вращательного движения в поступательное. В настоящее время фирмами-производителями: Autronics, Motionking, Fullingmotor, НПО АТОМ и др. производственными предприятиями выпускаются ШД широкого диапазона мощностей - от миниатюрных (с редуктором PMG25, а PMG35 - с редуктором и на постоянных магнитах) приборных малогабаритных ШД { $M_{кр} = 0,18 \sim 0,3$  кг·см, ток фазы 0,6 - 0,8 А, типоразмер NEMA 08 (20 мм)) до мощных с высоким крутящим моментом  $M_{кр} = 500$  кг·см, ток фазы  $I = 7$  А, типоразмер NEMA 51 (130 мм)}. Миниатюрные ШД используются в принтерах, автоматических инструментах, приводах дисководов, автомобильных приборных панелях и других приложениях, требующих высокой точности позиционирования.

Упрощенно ЛШД представляет собой ШД с развернутыми подвижной и неподвижной частями (рис. 2.12). Якорь ЛШД состоит

из двух жестко соединенных электромагнитных модулей А и В, безобмоточного зубчатого пассивного статора С, выполненного из магнитомягкого материала [33]. Каждый из модулей А и В состоит из двух П-образных магнитопроводов, объединенных постоянным магнитом NS. Обмотки управления охватывают средние полюсы А2, А3 и соответственно В2 и В3 модулей А и В. Зубцовые зоны полюсов каждого магнитопровода ориентированы относительно зубцов статора со взаимным линейным сдвигом в половину зубцового деления  $\tau_z$ , где  $\tau_z$  обычно составляет от 0,2 до 1 мм.

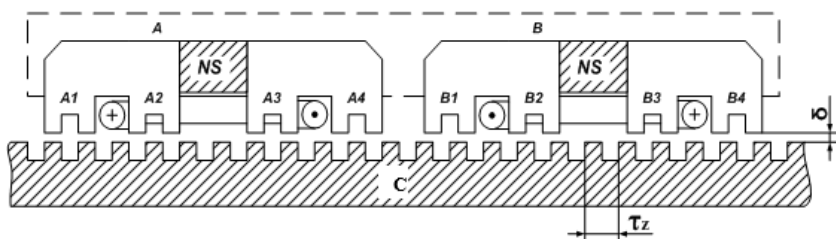


Рис. 2.12. К пояснению конструкции ЛШД

При этом электромагнитные модули якоря ЛШД также расположены взаимно с линейным сдвигом, равным  $k \cdot \tau_z + \tau_z / 4$ , где коэффициент  $k = 0, 1, 2, \dots$  выбирается из конструктивных соображений. Якорь ЛШД расположен над статором с воздушным зазором  $\delta$ , который обеспечивается посредством применения аэростатических опор на уровне  $20 \cdot 10^{-6}$  м [28]. Движение якоря с шагом  $\Delta x = \tau_z / 4$  осуществляется разнополярной коммутацией тока в обмотках модулей А и В. Порядок коммутации определяет направление движения, что соответствует линейному перемещению якоря по одной координате перпендикулярно линиям нарезки зубцов статора. Для обеспечения перемещения координатного стола в горизонтальной плоскости конструктивно объединяют, по меньшей мере три ЛШД, один - по одной координатной оси, два - по другой. На рис. 2.13 показана одна из конструкций такого координатного стола, подвижная каретка 1 которого имеет пару модулей ЛШД 2, предназначенных для движения по оси Х (Х-ЛШД), и две пары модулей 3 по оси Y (Y-ЛШД). В варианте с раздельной по осям нарезкой статора (рис. 2.13) Х-ЛШД 2 обеспечивает перемещение в пределах средней зоны зубцов статора, Y-ЛШД 3 перемещает каретку поперек нарезки статора в крайних зонах. В варианте с совмещенной по обеим осям нарезкой зубцов статора

(рис. 2.14) каретка 1 перемещается по статору 4 и содержит по паре (направление X-ЛШД 2) и (направление Y-ЛШД 3).

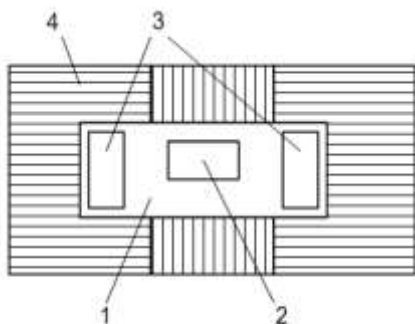


Рис. 2.13. Координатный стол на базе ЛШД с раздельной по осям нарезкой статора

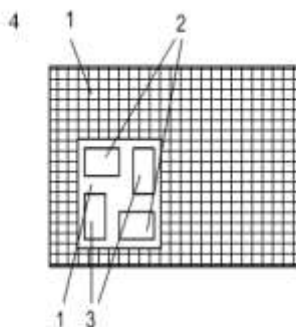


Рис. 2.14. Координатный стол на базе ЛШД с совмещенной по осям нарезкой статора

Диапазон перемещений по осям ограничен в этом случае лишь размерами статора. При движении по координате X коммутируются обмотки электромагнитов модулей X-ЛШД, а при коммутации обмоток Y-ЛШД обеспечивается движение по координате Y. При одновременном перемещении по двум координатам управляют токами обмоток фаз обеих групп ЛШД.

Конструктивная схема координатного стола приведена на рис. 2.15. В этом случае каретка 1 (с модулями 2) скользит по статору 4 на воздушной подушке, образуемой сжатым воздухом, подаваемым в зазор между статором и кареткой через жиклеры 5, расположенные по периметру якорей ЛШД. При этом давление воздуха на входе пневмосистемы обычно составляет не более  $6 \cdot 10^5$  Па.



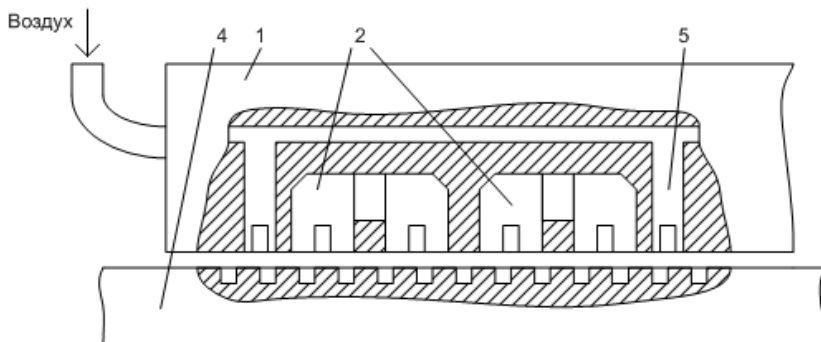


Рис. 2.15. Конструктивная схема координатного стола

### Статические и динамические свойства ЛШД

Поскольку электромагнитное взаимодействие якоря со статором происходит в воздушном слое между кареткой и статором, то постоянство воздушного зазора  $\delta$  обеспечивает необходимую стабильность тяговых и точностных характеристик координатной системы. Важным фактором для поддержания стабильности является также качественная обработка зубчатых поверхностей статора и якоря. Известно [33], что такие поверхности статора и якоря ЛШД «изготавливаются фрезерованием (прецизионной групповой фрезой) или методами травления по прецизионным фотошаблонам с последующими заливкой пазов эпоксидными компаундами (с твердым немагнитным наполнителем, шлифовкой») и последующей притиркой контактных поверхностей. Принятая технология изготовления ферромагнитных корпусных элементов ЛШД обеспечивает высокую степень параллельности (прилегающих поверхностей статора и подвижной каретки) и необходимую чистоту рабочих поверхностей, а также стабильность электромеханических характеристик, как важнейшее требование к координатным системам.

Величина зазора  $\delta$  при работе ЛШД получается, как результат уравнивания аэростатической силы отталкивания  $F_a$  магнитной силой притяжения  $F_m$  якоря ЛШД (рис. 2.16). При этом должны быть удовлетворены условия «всплывания» каретки над плоскостью статора при подаче сжатого воздуха, т.е. когда  $F_a > F_m$  при  $\delta = 0$ . Характер формируемых зависимостей  $F_m(\delta)$  и  $F_a(\delta)$  одного из образцов координатной системы для технологических установок микроэлектроники с ЛШД приведен на рис. 2.16, а, где величина зазора устанавливается на уровне  $\delta_0$ , что соответствует силе

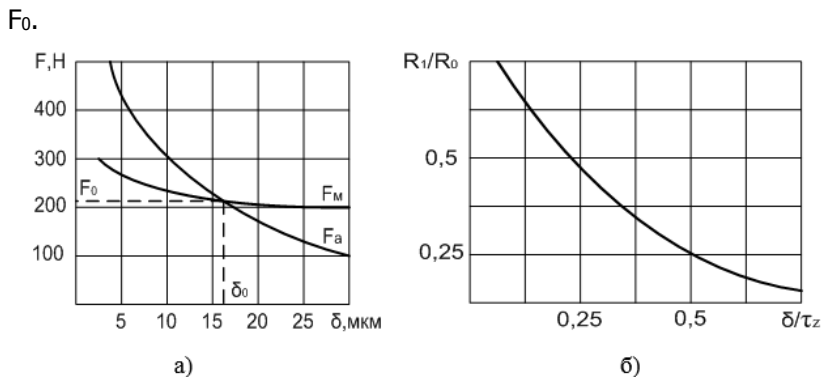


Рис. 2.16. Зависимости сил притяжения и аэростатических сил в воздушном зазоре ЛШД (а) и модуляции зубчатой структуры магнитного сопротивления воздушного зазора (б)

При этом точка равновесия удовлетворяет условию статической устойчивости, когда  $dF_a/d\delta > dF_M/d\delta$ . В двухкоординатных системах с ЛШД воздушный зазор обеспечивается в диапазоне  $\delta = 10 \dots 20$   $\mu\text{м}$  при давлении воздуха в пределах  $(0,2 \dots 0,6)$  МПа и расходе 5 - 15 л/мин. Статические и динамические свойства ЛШД определяются прежде всего характеристикой тягового синхронизирующего усилия и способами управления ЛШД. Следует отметить, что тяговое усилие якоря является достаточно сложной функцией ряда параметров: магнитодвижущих сил постоянных магнитов и обмоток управления модулями А и В, внутренних магнитных сопротивлений постоянных магнитов и магнитных сопротивлений воздушных зазоров под полюсами модулей А и В. При анализе тягового усилия принимаются условия, что зубцовые зоны статора и якоря выполнены так, что ширина зубца и паза одинакова и равна  $\tau_z/2$ . Если выполняется соотношение воздушного зазора к зубцовому делению, как  $\delta/\tau_z < 0,05$ , то зависимость магнитного сопротивления зазора  $R$  от перемещения якоря  $x$  имеет практически синусоидальный характер. В этом случае значение  $R$  (с учетом постоянной составляющей  $R_0$  магнитного сопротивления и амплитуды переменной составляющей  $R_1$  магнитной цепи рассчитываемого контура ЛШД) можно определить из выражения [1, 33]:

$$R = R_0 + R_1 \cdot \cos \frac{2\pi}{\tau_Z} \cdot x, \quad (2.24)$$

где  $x$  - перемещение якоря. При оценке результирующей координаты  $\varphi$  движения каретки, когда выполняется программное возбуждение обмоток управления модулей А и В, искомое основное перемещение в единицах зубцового деления составит  $\varphi = 2\pi/\tau_Z$ . Исследования показывают, что тяговое усилие ЛШД обратно пропорционально параметру  $R_0$  и пропорционально глубине модуляции магнитного сопротивления зазора зубчатой структуры полюсов, т.е. отношению  $R_1 / R_0$ . Графическая зависимость отношения  $R_1 / R_0$  от аналогичного отношения воздушного зазора  $\delta$  к величине зубцового деления  $\tau_Z$  приведена на рис. 2.16, б. В режиме четырехтактной дискретной разнополярной коммутации обмоток фаз модулей А и В якорь перемещается с шагом  $\tau_Z/4$ , что соответствует в линейных размерах 0,05 - 0,25 мм. Для повышения дискретности (уменьшения величины единичного шага) используют электрическое дробление основного шага ЛШД. Поскольку координатные системы в основном работают в режиме позиционирования, то возникающие колебания механической системы (якоря) требуют определенных способов гашения (демпфирования) вынужденных колебаний [33, 34], длительное затухание которых в точке позиционирования (останова ИМ) резко снижает быстродействие координатной системы. Для гашения колебаний часто используют демпфирующие воздействия за счет ЭДС, наводимых в обмотках возбуждения фаз ЛШД. Так, на этапе установочных перемещений (при малой частоте следования управляющих импульсов квантования токов фаз первого ЛШД) около точки позиционирования, например,  $\varphi_0$ , заданной программно, во втором ЛШД формируются демпфирующие усилия, обеспечивающие быстрое затухание колебаний каждого элементарного шага каретки. При формировании МДС обмоток модулей по синусоидальному закону получаемая зависимость синхронизирующего усилия также имеет синусоидальный характер, что широко используется для обеспечения любого числа (на протяжении зубцового деления) статически устойчивых положений якоря, определяемых задаваемым текущим значением аргумента управляющих синус - косинусных токов фаз ЛШД.

**Контрольные вопросы:**

1. Поясните принцип работы шагового двигателя (ШД) с активным ротором.
2. Особенности работы ШД с симметричным и несимметричным включением обмоток.
3. С какой целью выполняют многостаторные ШД?
4. Зачем в ШД применяют режим «форсировки»?
5. Поясните назначение коммутатора фаз шагового двигателя (ШД)?
6. Какие параметры ШД зависят от способа коммутации тока фаз?
7. В чем заключаются основные отличия в управлении ШД при симметричной и несимметричной коммутации тока фаз?
8. С какой целью осуществляется электрическое дробление основного шага ШД?
9. Каковы особенности двухчастотного управления ШД с делителями частоты?
10. Поясните назначение генератора (ГИ), формирователя (ФИ) и распределителя (РИ) в системе управления ШД?
11. Поясните особенности конструкции и принципа работы линейного ШД?
12. Приведите особенности работы ШД в конструкции прецизионного многокоординатного стола?
13. Как осуществляется гашение (демпфирование) колебаний каретки координатного стола с ЛШД?

### **2.3. Электродвигательное устройство на базе вентильно-индукторной машины**

В настоящее время интенсивно ведутся разработки, исследования и внедрение относительно нового типа электромеханического преобразователя (ЭМП) - вентильно-индукторной машины (ВИМ). В режиме двигателя ВИМ называют вентильно-индукторным двигателем (ВИД), который может быть широко использован при проектировании вентильно-индукторного привода (ВИП) современных МС. ВИД {известный за рубежом как SRM (Switched Reluctance Motor)} [35, 36] обеспечивает преобразование электрической энергии в механическую энергию, по принципу работы объединяет свойства электрической индукторной машины

(ИМ) и интегрированной системы регулируемого ЭП. В отечественных разработках ЭММ такой двигатель именуется вентильным индукторным двигателем (ВИД), а также управляемым реактивным двигателем (УРД) или переключаемым реактивным двигателем (ПРД). Вентильно-индукторный привод (ВИП), построенный на базе ВИД, в перспективе следует рассматривать как основу построения ЭММ МС широкого назначения. ВИД позволяет осуществлять управление этим процессом в соответствии с особенностями конкретной нагрузки: регулировать частоту вращения, момент, мощность на выходном валу двигателя.

### Конструктивное исполнение и структурная схема вентильно - индукторного двигателя

На рис. 2.17. приведены конструктивные элементы ВИД. Достоинствами ВИД являются: простота конструкции ротора, высокая надежность, хорошее регулирование, работоспособность в сложных и экстремальных условиях окружающей среды [37, 38]. Конструктивно ВИД включает в себя следующие элементы: магнитопроводы статора и ротора с явно выраженными полюсами, обращенными к немагнитному зазору.

На полюсах статора размещены обмотки возбуждения, объединенные в несколько фаз, поочередно подключаемые электронными ключами к источнику постоянного напряжения.

Отличительными признаками ВИД являются: зубчатый статор с многофазной обмоткой (рис.2.17, а); зубчатый ротор, выполненный из электротехнической стали (рис.2.17, б); отсутствие постоянных магнитов, питание обмоток двигателя осуществляется однополярными импульсами тока.

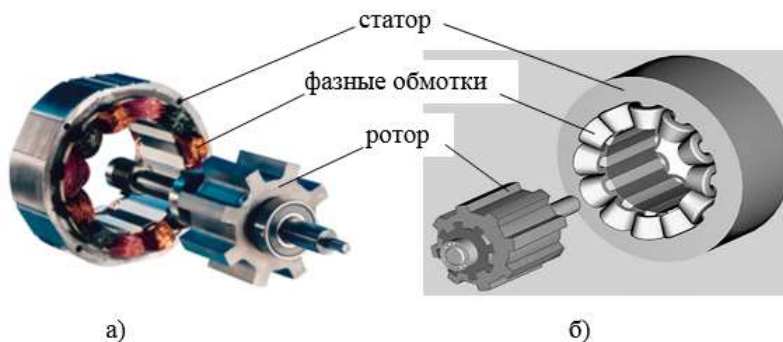


Рис. 2.17. Статор и ротор вентильно-индукторного двигателя

Шихтованные пакеты статора (рис.2.18, а) собраны из тонколистовой электротехнической стали, пакет статора впрессовывается в корпус и фиксируется шплинтами. В пазы шихтованного пакета статора уложены катушки сосредоточенной трехфазной обмотки, выполненные из медного обмоточного провода.

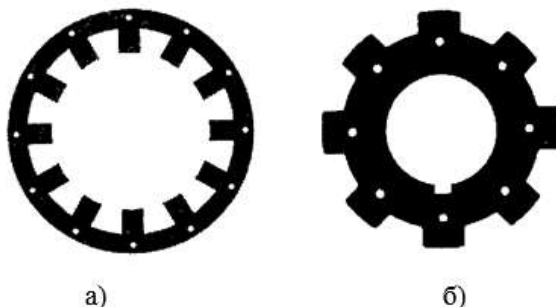


Рис. 2.18. Листы статора и ротора из магнитомягкого материала

Шихтованные пакеты ротора (рис.2.18, б) с натягом набираются также из тонколистовой электротехнической стали и фиксируются на валу стопорным кольцом, а от проворачивания на валу собранный пакет удерживается шпонкой.

Взаимное расположение элементов в конструкции активной зоны [39, 40] вентильно-индукторного двигателя (конфигурации 12/8) показаны на рис. 2.19, а.

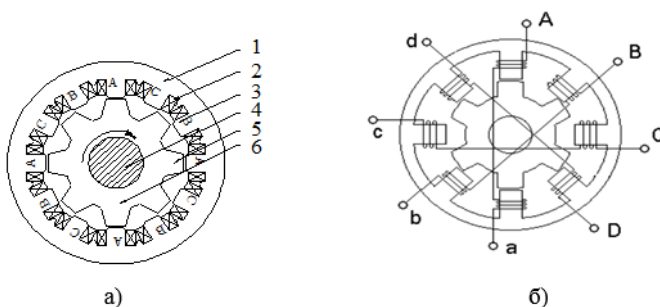


Рис. 2.19. Устройство активной зоны в поперечном сечении ИМ конфигурации 12/8 (а) и схема обмоток статора 4-х фазной ИМ конфигурации 8/6 (б)

1- ярмо статора, 2- обмотка статора, 3 - зубец статора, 4 - вал, 5 - зубец ротора, 6 - ярмо ротора

В общем случае ИМ, входящая в состав ВИД, может иметь различные конструктивные исполнения. Принято при обозначении конфигурации ИМ считать: первая цифра соответствует числу полюсов статора, вторая – ротора. На рис. 2.19, б приведено поперечное сечение 4-х-фазной ИМ конфигурации 8/6 с фазными обмотками А-а, В-в, С-с, D-d.

Анализ конструкции ИМ позволяет выделить следующие особенности:

- сердечники статора и ротора выполняются шихтованными и имеют явнополюсную структуру;
- число полюсов статора больше числа полюсов ротора;
- обмотка статора – сосредоточенная катушечная и может быть одно- или многофазной; ротор ИМ не имеет обмоток;
- фаза ИМ состоит из двух катушек, расположенных на диаметрально противоположных полюсах статора;
- катушки фазы могут быть соединены в электрическом отношении параллельно или последовательно; а в магнитном, – согласно или встречно.

Находят применение также ИМ с удвоенным числом полюсов статора и ротора. В 4-х фазном исполнении они имеют конфигурацию 16/12. Фаза такой ИМ состоит из двух пар катушек, которые располагаются на полюсах статора таким образом, что их оси ортогональны.

Питание двигателя осуществляется однополярными импульсами напряжения от источника питания по сигналам блока управления с использованием датчика положения ротора (ДПР) [35, 36], как показано на рис. 2.20. Здесь ВИД представлен в виде структурной схемы, основными элементами которой являются: индукторная машина (ИМ), преобразователь напряжения (частоты), система управления и датчик положения ротора (ДПР). Составляющие элементы ВИД имеют функциональное назначение, в частности: преобразователь частоты преобразует постоянное напряжение в импульсное напряжение, которое используется для питания фаз ИМ однополярными импульсами напряжения прямоугольной формы. Выходные параметры ВИД определяются комбинацией состояний фаз статора, когда:

- ток в фазе не протекает (невозбужденная фаза);
- ток фазы нарастает под действием приложенного напряжения;
- напряжение на фазной обмотке близко к нулю и ток фазы определяется значением ЭДС само- и взаимоиндукции;
- ток в фазе быстро спадает под действием приложенного об-

ратного напряжения.

Электрохимическое преобразование электроэнергии осуществляет ИМ, а функции управления процессами преобразования энергии осуществляет «система управления» соответственно расчетному алгоритму с учетом сигналов обратной связи по углу поворота ротора, поступающими от ДПР. Из структурной схемы ВИД (рис. 2.20) следует, что преобразователь частоты и система управления являются неотъемлемыми частями ИМ, необходимыми для реализации принципа электрохимического преобразования энергии.

При подаче в фазную обмотку статора импульса тока зубцы ротора соответствующей фазной зоны стремятся занять соосное положение с зубцами возбужденного полюса статора, соответствующее минимальной длине магнитных линий между зубцами [37, 41]. Вследствие чего возникают тангенциальные электродинамические силы, которые формируют вращающий момент на валу ВИД. Для обеспечения равномерного формирования момента и независимости его от угла поворота ротора применяют двухстаторную (со смещением на 90°) конструкцию ВИД с общим ротором.

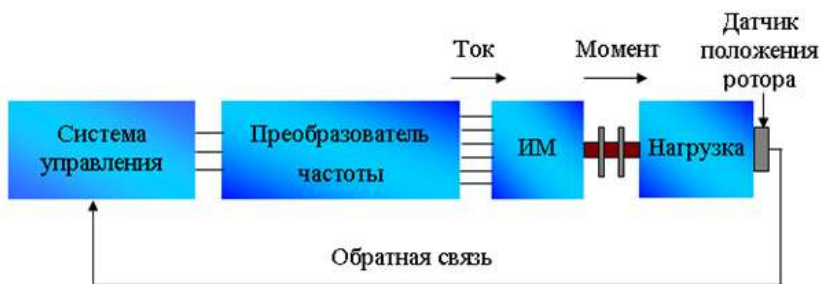


Рис. 2.20. Структурная схема вентильно - индукторного двигателя

Особенностью в работе ВИД является то, что магнитная индукция в каждой точке рабочего зазора изменяется только по величине, но её направление остаётся постоянным, то есть индукция в зазоре индукторной машины носит пульсирующий характер и содержит переменную и постоянную составляющие.

Как показывают выполненные исследования [35], импульс тока должен подаваться в фазу при определенном взаимном положении зубцов ротора и зубцов возбуждаемого полюса статора, близком к положению зубец-паз (с опережающим углом включения на 25° электрических), чтобы увеличить среднее значение тока за



время «подхода» к положению зубец-зубец и сформировать необходимый момент вращения ВИД. Отключение питания фазы осуществляется на  $65^\circ$  электрических раньше положения зубец-зубец для обеспечения нулевого значения тормозного момента после прохождения этого положения, а при достижении положения зубец-зубец ток фазы должен быть уменьшен до нуля. В противном случае появится отрицательная составляющая во вращающем моменте двигателя, снижающая его среднее значение. Своевременная подача импульсов тока в фазные обмотки статора в соответствии с сигналами датчика положения ротора (ДПР) обеспечивает непрерывный вращающий момент на валу двигателя. Изменение угла включения и ширины импульса напряжения питания фазы позволяют регулировать частоту вращения и электромагнитный момент двигателя. Поддержание электромагнитного момента на валу ВИД на необходимом уровне обеспечивается сохранением режима «токового коридора», когда ток обмоток статора коммутируется в активной зоне посредством релейного регулятора тока в пределах  $I_{\max} - I_{\min}$  с минимальной разницей. С уменьшением ширины «токового коридора» возрастает частота коммутации силовых полупроводниковых приборов инвертора, увеличиваются динамические потери и нагрев р-п переходов полупроводниковых ключей. Задачи по определению целесообразной формы импульса питающего напряжения [42] в активной зоне работы ВИД являются оптимизационными и обычно сопровождаются поиском закона оптимального управления ключевыми элементами и практической реализации схмотехнических решений преобразователей напряжения (инверторов).

### **Взаимное влияние зубцов статора и ротора на работу вентильно-индукторного двигателя**

При перемещении подвижных частей ЭМП - ротора электрической машины происходит обмен энергией между электрической цепью, механической системой и магнитным полем. Потребляемый обмоткой фазы статора ток создает магнитный поток, замыкающийся через ферромагнитные элементы и воздушный зазор ( $\delta$ ) ИМ. Действие ВИД основано на свойстве ферромагнитных тел формировать магнитную цепь такой конфигурации, при которой магнитное сопротивление минимально, а индуктивность контура максимальна [41]. При этом создается электромагнитный момент, вызывающий смещение ротора относительно статора. На рис. 2.21 приведены возможные взаимные положения зубцов статора и ротора ИМ, существенно изменяющие магнитное состояние ра-

бочей зоны ЭМП.

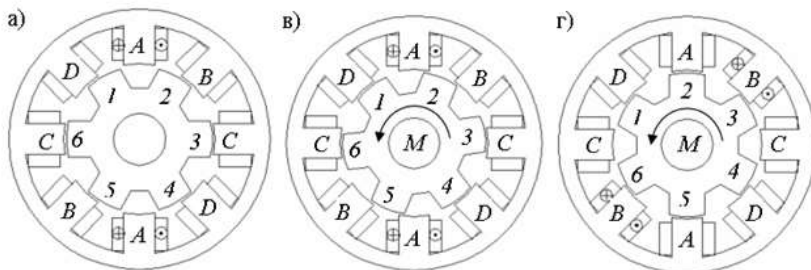


Рис. 2.21. Взаимные положения зубцов ВИД

Принцип действия ВИД показан на примере 4-х фазной ИМ конфигурации 8/6, где приведены возможные взаимные положения сердечников статора и ротора для фазы А:

- рассогласованное положение сердечников (а) для фазы А;
- промежуточное положение сердечников (в) для фазы А;
- согласованное положение сердечников (г) для фазы А.

Под «рассогласованным» положением сердечников статора и ротора для некоторой фазы ВИД следует понимать такое положение, при котором ось (например, фазы А) совпадает условно «с одной из осей  $q$  ротора», когда зубцы фазы А располагаются строго напротив пазов ротора. В этом положении имеет место минимальное значение индуктивности фазы и магнитного потока, сцепленного с ней, что обусловлено максимальным значением магнитного сопротивления воздушного зазора между сердечниками. Рассогласованное положение одной из фаз принимается условно за начало отсчета углового положения сердечников статора и ротора, что важно при анализе теоретических положений и особенностей протекания электромагнитных процессов в ВИД.

Допустим, что в рассогласованном положении по сигналу системы управления от преобразователя частоты к обмотке фазы А будет приложено постоянное напряжение  $U_A$ . При этом по катушкам фазы пойдет ток  $i_A$ , который создаст магнитодвижущую силу (МДС)  $F_A$ , а последняя возбудит в сердечниках ИМ магнитное поле. В магнитном поле фазы А [39, 40] «ротор будет стремиться ориентироваться таким образом, чтобы магнитный поток, пронизывающий его, принял максимальное значение. При этом на сердечники статора и ротора будут действовать одинаковые по значению и обратные по направлению «пондеромоторные» силы (ПС) тяжения». В этом случае силы, действующие на 1-й и 4-й

зубцы ротора, будут стремиться повернуть его по часовой стрелке, а силы, действующие на 2-й и 5-й зубцы – против. Поскольку ротор в данном положении симметричен относительно оси возбужденной фазы, то равнодействующая – «тангенциальная» составляющая этих сил будет равна нулю, что исключает формирование вращающего момента на валу ВИД. Такое положение ротора представляет собой точку «неустойчивого равновесия» и какое-либо внешнее воздействие на ротор может отклонить его от рассогласованного положения в том или ином направлении. При этом состоянии тангенциальная сила – равнодействующая «азимутальных» составляющих ПС сердечников уже не будет равна нулю, что сопровождается появлением вращающего момента, который будет стремиться повернуть ротор в направлении от рассогласованного положения.

В промежуточном положении ротора (рис. 2.21, в) фаза А имеет большее потокоцепление и индуктивность из-за меньшей величины воздушного зазора между сердечниками, что формирует касательную силу – равнодействующую «азимутальных» составляющих ПС сердечников отличную от нуля. В этом случае создается электромагнитный момент, поворачивающий ротор ВИД против часовой стрелки. Вращение ротора будет продолжаться до положения, показанного на рис. 2.21, г, когда зубец ротора 2 устанавливается в «согласованное» положение с верхним зубцом фазы А. При этом ось фазы А совпадает «с одной из осей  $d$  ротора», когда зубцы фазы располагаются строго напротив полюсов ротора, а значение индуктивности фазы и сцепленного с ней магнитного потока максимальное, что объясняется минимальной величиной магнитного сопротивления воздушного зазора между сердечниками. В этом положении ПС притяжения сердечников имеют только радиальные составляющие, что обеспечивает нулевое значение вращающего момента ВИД. «Согласованное» положение представляет собой точку устойчивого равновесия. Действительно, если под действием какой-либо внешней силы ротор отклонится от согласованного положения в ту или иную сторону, то появляющийся электромагнитный момент будет стремиться вернуть его в согласованное положение.

Для обеспечения однонаправленного вращения ротора необходимо (еще до достижения согласованного положения фазы А) осуществить выключение тока преобразователем частоты и для продолжения вращения ротора (в том же направлении) должна быть подключена обмотка фазы В. При этом взаимное положение сердечников статора и ротора, близкое к согласованному поло-

жению для фазы А, является для фазы В практически рассогласованным положением. Если на обмотку фазы В от преобразователя частоты дать напряжение, то протекание тока по ее катушкам приведет к созданию вращающего момента на валу ВИД того же направления, т.е. против часовой стрелки. Следует отметить, что переход зубцов ротора из одного положения по отношению к зубцам статора определяется алгоритмом работы ключевых элементов преобразователя частоты, переключаемых сигналами системы управления, и изменяющих порядок включения - выключения тока в обмотках фаз ВИД [36, 37, 40]. Таким образом, осуществляя последовательную коммутацию фаз, можно обеспечить однонаправленное вращение ротора ВИД. В целом работа системы управления ЭП МС базируется на сигналах о «положении ротора», поступающих от датчика положения ротора (ДПР) в СУ ВИД.

### **Силовая схема управления вентильно - индукторным двигателем**

На рис. 2.22 приведена силовая схема управления ВИД с нестабилизированным напряжением питания ( $U_{пит}$ ), где входной фильтр исключает взаимное влияние сети на работу электронных узлов силовых элементов канала преобразования и блока управления [43].

При изменении напряжения источника питания ( $U_{пит}$ ) на 50 - 70% появляется необходимость регулирования и стабилизации напряжения на входе инвертора (преобразователя частоты) за счет введения в схему управления ВИД дополнительных преобразователей ( $A1, A2$ ) [3]. Дополнительные преобразователи выполнены по схеме двухфазного повышающего (понижающего) регулятора напряжения на IGBT-транзисторах со смещением управляющих импульсов на 180 электрических градусов. Оба плеча регуляторов работают на общую нагрузку (в виде конденсатора для суммирования мощности), напряжение которого подается на инвертор, поочередно питающий  $i$ -ю обмотку из  $m$ - фаз ВИД. Ключи управления токами фаз  $m$ -фазного инвертора напряжения ( $A3, A4, \dots, A_n$ ) также выполнены на IGBT транзисторах по идентичной схеме. Инвертор состоит из двух транзисторов  $VT1$  и  $VT4$ , между которыми включается фазная обмотка вентильно-индукторного двигателя  $M1$ . Транзисторы  $VT1$  и  $VT4$  в схеме инвертора управляются сигналами, формируемыми платами управления транзисторами (ПУТ). Транзисторы одной фазы инвертора по отношению к последующей работают со сдвигом на угол равный  $180^\circ/m$

электрических градусов, где  $m$  - число фаз статора. Управление инвертором осуществляется от устройств управления на базе микропроцессорной техники, DSP -контроллеров. В первом периоде транзистор VT4 постоянно открыт, а с помощью транзистора VT1 реализуется модуляция выходного напряжения в режиме ШИМ (широтно-импульсной модуляции), позволяющая обеспечить пакет импульсов напряжения питания обмотки (фазы 1) с регулируемой скважностью. В следующем периоде в открытом состоянии поддерживается транзистор VT1, а транзистор VT4 осуществляет модуляцию выходного напряжения. Такой режим позволяет равномерно распределять нагрузку между транзисторами и реализовать равномерный нагрев силовых элементов схемы инвертора.

Переходные процессы, происходящие в мощных преобразователях в результате коммутации токов, неизбежно приводят к возникновению высокочастотных шумов и помех. Частотный диапазон шумов простирается от несущей частоты ШИМ (как правило, 10 кГц) до радиочастот (30 МГц). Низкочастотные помехи проникают в питающую сеть, высокочастотные составляющие создают мощные радиопомехи. Спектр сетевых помех простирается примерно до 2 кГц. Гармонические составляющие с частотами выше 10 кГц называются радиопомехами, уровень которых измеряется в дБ/мкВ.



Рис. 2.22. Силовая схема управления вентильно-индукторным двигателем

В настоящее время вместе с развитием силовой преобразовательной техники совершенствуются методики измерения уровней шумов и помех и разрабатываются стандарты, устанавливающие предельно допустимые уровни воздействия на питающие сети и радиосвязь. В РФ такие требования изложены в стандарте ГОСТ Р51318.14.1-99 "Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от бытовых приборов, электрических инструментов и аналогичных устройств. Нормы и методы испытаний". В данном документе оговариваются допустимые уровни напряжения помех, наводимые электронными устройствами в сети питания и окружающей среде на различных частотах.

Механизм распространения помех обычно описывают и исследуют с помощью эквивалентных схем, где учитывают все параметры: индуктивность шин питания ( $L_k$ ), эквивалентные коммутационные емкости ( $C_k$ ), скорости изменения тока ( $di/dt$ ), определяемые характеристиками силовых транзисторов [44]. Предполага-

ется также, что кроме тока нагрузки через ключи-транзисторы протекают импульсные токи обратных диодов «сброса» электромагнитной энергии, а также так называемые «токи восстановления  $i_{RR}$ », скорость изменения которых  $di_{RR}/dt$  зависит от характеристик диода, тока нагрузки  $I_L$ , коммутируемого напряжения и эквивалентной емкости  $C_k$  анализируемого контура коммутации [35, 36]. Причем значение эквивалентной емкости коммутации определяется всеми емкостями, имеющими связь с корпусом (земляной шиной). При разработке преобразователей большой мощности особую значимость имеет правильность выполнения топологии соединений [45]. Высокие значения таких параметров, как  $di/dt$ ,  $dv/dt$ , возникающие при переключении силовых модулей, приводят к появлению перенапряжений при переходных процессах в энергетическом канале, которые могут вывести силовые полупроводниковые элементы из строя. При коммутации токов, достигающих значения десятков и сотен ампер, паразитная индуктивность шины питания не должна превышать единиц нГн. Чтобы обеспечить такое значение индуктивности и минимизировать перенапряжения, необходимо использовать специальные многослойные шины и снабберы [46], и в этом состоит основное отличие топологии преобразователей большой мощности. Проводимые исследования с целью широкого применения ВИД в ЭП МС, анализ уже существующих технических решений по уменьшению тепловых потерь, улучшению выходных параметров преобразователей позволяют также позитивно изменить массогабаритные показатели элементов силового блока, блока управления и фильтра, в целом ЭММ МС.

### **Математическая модель вентильно-индукторного двигателя**

На рис. 2.23, а представлена одна из наиболее распространенных схем питания фазы обмотки ВИД [3, 35], содержащая: источник постоянного напряжения (ИПН), два транзисторных ключа  $VT_1$ ,  $VT_2$  и два обратных диода  $VD_1$ ,  $VD_2$ , а также конденсатор  $C$ , выполняющий функцию фильтра и накопителя электрической энергии для обмена ею с обмоткой  $W$  через обратные диоды «сброса» запасенной электромагнитной энергии [45] из контура коммутации.

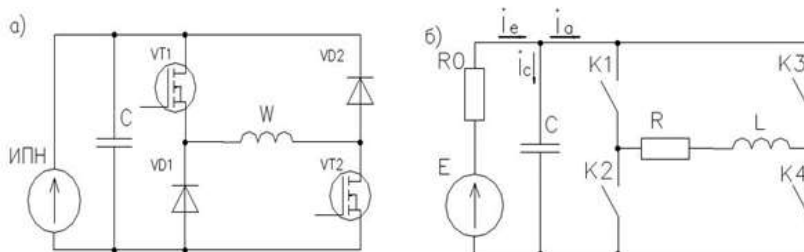


Рис.2.23. Принципиальная схема питания фазы обмотки ВИД (а),  
схема замещения ВИД (б)

На рис.2.23, б изображена соответствующая расчетная схема замещения фазы обмотки ВИД, где  $E$  – ЭДС источника питания;  $R_0$  – внутреннее сопротивление источника питания;  $R$  и  $L$  – сосредоточенные параметры фазы обмотки ВИД (активное сопротивление и индуктивность);  $K1...K4$  – идеальные ключи, коммутирующие обмотку ВИД с источником питания по сигналам ДПР. Электрические процессы в схеме, изображенной на рис.2.23, б, описываются системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned}
 u_C &= i_a R + L \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{dL}{dt}, \\
 i_C &= C \frac{du_C}{dt}, \\
 u_C &= E - i_e R_0, \\
 i_C &= i_e - i_a, \\
 L &= f(i_a, t).
 \end{aligned} \right\} (2.25)$$

Ниже приведены уравнения (2.25), записанные в форме Коши, удобной при поиске решений систем дифференциальных уравнений [35, 42]:



$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} \left[ u_c - i_a R - i_a \frac{dL}{dt} \right], \\ \frac{du_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left[ \frac{E - u_c}{R_0} - i_a \right], \\ L &= f(i_a, t). \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

В уравнениях (2.26) независимой переменной является время  $t$ . Если в качестве независимой переменной выбрать угол поворота ротора относительно статора  $\theta$  [35], выраженный в электрических градусах, то можно произвести замену  $t$  на  $\theta$  из соотношения:

$$t = \frac{\theta}{Z_p \Omega'} \quad (2.27)$$

где  $Z_p$  – число зубцов ротора,  $\Omega$  – угловая частота вращения вала.

Для обеспечения связи электромагнитных и электромеханических процессов в ВИД необходимо дополнить систему уравнений (2.27) выражением для электромагнитного момента на валу двигателя:

$$M_B = \left( i_a^2 / 2 \cdot \Omega \right) \cdot (dL/dt) \quad (2.28)$$

и уравнением движения ЭП в виде:

$$J \cdot d\Omega/dt = M_B - M_C \quad (2.29)$$

где  $J$  – момент инерции ротора и присоединенных к валу масс исполнительного механизма,  $M_C$  – статический момент сопротивления на валу ВИД.

После подстановки значения  $M_B$  из (2.28) в уравнение (2.29), и решив его относительно производной скорости вращения по времени, получим:

$$d\Omega/dt = (1/J) \cdot \left[ \left( i_a^2 / 2 \cdot \Omega \right) \cdot (dL/dt) - M_C \right] \quad (2.30)$$

Если к системе уравнений (2.26) добавить (2.30) с учетом уравнения (2.27), то можно по-

дифференциальных уравнений вида:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} \left[ u_c - i_a R - i_a \frac{dL}{dt} \right], \\ \frac{du_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left[ \frac{E - u_c}{R_0} - i_a \right], \\ L &= f(i_a, \Theta) \\ d\Omega/d\Theta &= (1/J\Omega Z\rho) \times [(i_a^2 Z\rho/2)(dL/d\Theta) - M_c]. \end{aligned} \right\} (2.31)$$

Система дифференциальных уравнений (2.31) представляет собой математическую модель ЭМС на базе ВИД. Исследование модели позволяет определить параметры и характеристики ЭП МС в переходных и установившихся режимах с учетом характерных параметров схемы. Такая форма записи дифференциальных уравнений удобна для создания математической модели моделирования динамики достаточно сложной ЭМС и исследования ее методом структурного моделирования с использованием разнообразных инструментальных средств и программных комплексов [1, 3, 15, 17], стандартных программ и мощных математических систем, как MATLAB + Simulink и др.

На рис. 2.24 приведены некоторые результаты исследования указанной математической модели ЭМС с использованием ВИД.

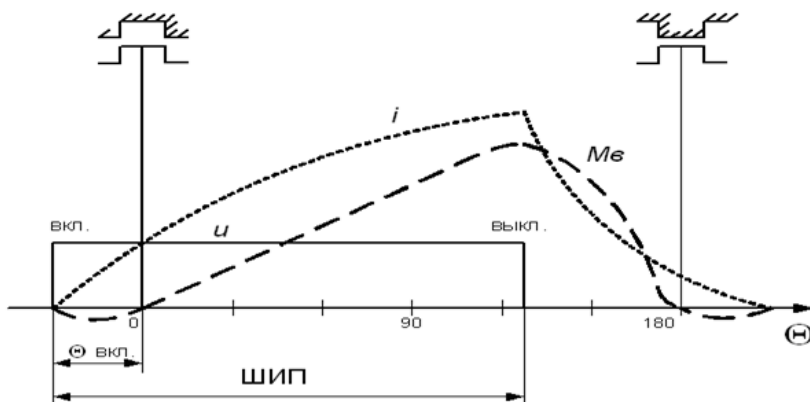


Рис. 2.24. Зависимости напряжения питания, тока и момента вращения от угла положения ротора ВИД относительно статора

Графики изменения напряжения, тока фазы и электромагнитного (вращающего) момента двигательного режима работы ВИД

от угла поворота ротора, построенные в соответствии с расчетными зависимостями [решениями уравнений (2.31)], для тока  $i_a$ , электромагнитного (вращающего) момента  $M_{\text{в}}$  и напряжения питания (Uпит) позволяют оценить ожидаемые изменения выходных координат энергетического канала ЭП в режиме одноимпульсного питания. Программно управляя углом включения  $\Theta_{\text{вкл}}$  и шириной импульса напряжения (ШИП) питания  $U$  фазы по разработанному алгоритму, можно посредством блока управления устанавливать и целесообразным способом поддерживать выходные координаты ВИД в процессе регулирования скорости двигателя и обеспечивать в целом желаемые механические характеристики МС.

### Уравнения баланса энергии и мощности ВИД

Преобразование сетевой электрической энергии в механическую энергию, осуществляемое электромеханическим преобразователем (ЭМП) ВИД, сопровождается выделением тепловых потерь. При этом процесс описывается уравнениями баланса энергий и мощностей (на основании второго закона Кирхгофа) для электрической цепи, образованной источником питания и фазной обмоткой. Известно [40, 41], обмотку фазы ВИД можно представить активным и изменяющимся в широком диапазоне индуктивным сопротивлением, что позволяет записать уравнение вида:

$$u - e = iR \quad (2.32)$$

где  $u$  – напряжение сети;  $i$  – мгновенное значение тока фазы;

$e$  – ЭДС, наведенная в фазе, определяется как  $e = -\frac{d\Psi}{dt}$ , тогда

$$u = iR + \frac{d\Psi}{dt}, \quad (2.33)$$

где  $\Psi$  – потокосцепление обмотки. Если принять, что потокосцепление  $\Psi$  является функцией двух переменных: тока  $i$  и угла поворота ротора  $\gamma$ , то

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial\Psi}{\partial\gamma} \frac{d\gamma}{dt} = L_{\circ} \frac{di}{dt} + \Omega \frac{\partial\Psi}{\partial\gamma}, \quad (2.34)$$

где  $L_{\circ} = \frac{\partial\Psi}{\partial i}$  – дифференциальная индуктивность фазы;

$\Omega = \frac{d\gamma}{dt}$  – угловая частота вращения ротора;  $L_{\sigma} \frac{di}{dt}$  – транс-

форматорная ЭДС, обусловленная изменением тока в фазе;

$\Omega \frac{\partial \Psi}{\partial \gamma}$  – ЭДС вращения, связанная с изменением потокосцепле-

ния фазы, обусловленного взаимным влиянием сердечников статора и ротора в процессе перемещения.

Уравнение (2.34) показывает, что ЭДС, наводимая в обмотках электрических машин, складывается из двух составляющих: первая обусловлена изменением тока в обмотке и не связана с перемещением сердечников; вторая, называемая ЭДС вращения, зависит от приращения потокосцепления фазы в результате перемещения сердечников (при условии постоянства токов возбуждающих контуров).

С учетом (2.34) уравнение (2.33) можно переписать в виде:

$$u = iR + L_{\sigma} \frac{di}{dt} + \Omega \frac{\partial \Psi}{\partial \gamma} \quad (2.35)$$

Если произвести умножение обеих частей уравнения (2.35) на ток  $\dot{i}$ , можно получить уравнение баланса мгновенных мощностей в ВИД:

$$p = p_{\Sigma} + p_{\text{мех}} + p_W, \quad (2.36)$$

где  $p = ui$  – мгновенная мощность, потребляемая фазой двигателя от ИГН;

$p_{\Sigma} = i^2 R$  – мгновенная мощность, выделяющаяся в виде тепла

на активном сопротивлении фазы;  $P_{\text{мех}} = i\Omega \frac{\partial \Psi}{\partial \gamma}$  – мгновенная

механическая мощность;  $P_W = iL_{\sigma} \frac{di}{dt}$  – мощность, расходуемая

на приращение энергии в магнитном поле.

Таким образом, мощность, полученная фазой ВИД от источника питания, расходуется на совершение механической работы, приращение энергии магнитного поля и электрические потери (рис. 2.25).

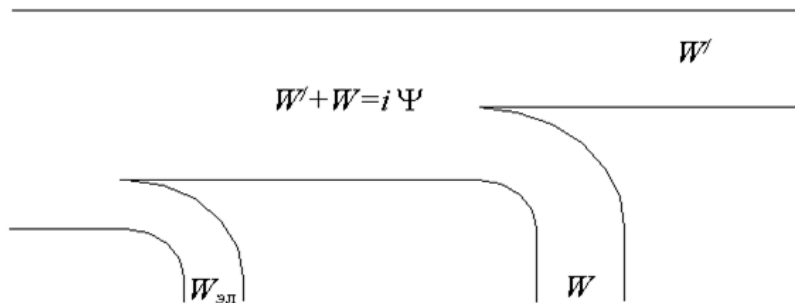


Рис. 2.25. Диаграмма преобразования электроэнергии ВИД

Умножив левую и правую части уравнения баланса мощностей (2.36) на бесконечно малую времени  $dt$ , получим уравнение баланса энергий:

$$p \cdot dt = dW_{эл} + dW' + dW, \quad (2.37)$$

где  $p \cdot dt$  – электрическая энергия, поступившая в фазу ВИД от источника питания за промежуток времени  $dt$ ;  $dW_{эл}$  – электрическая энергия, выделившаяся в виде тепла в фазе ВИД за время  $dt$ ;  $dW' + dW = i d\Psi$  – часть энергии, переданная от источника питания к ВИД за вычетом электрических потерь;  $dW' = p_{мех} dt$  – часть энергии магнитного поля, израсходованная на совершение механической работы (коэнергия) [37, 39];  $dW = p_W dt$  – часть энергии, полученной от ИПН и израсходованная на приращение энергии магнитного поля ВИД.

Таким образом, электрическая энергия, поступающая из источника питания в ВИД, расходуется на электрические потери, приращение энергии магнитного поля и совершение механической работы.

### Контрольные вопросы:

1. Поясните структурную схему ВИМ, назначение и взаимодействие элементов.
2. Особенности конструктивного исполнения статора и ротора ВИД.
3. Принцип действия ВИД. Почему электромеханический преобразователь энергии ВИД принципиально не может работать без системы управления и преобразователя частоты?
4. Поясните, с какой целью в схеме преобразователя частоты установлены диоды VD1, VD2?

5. Какие задачи выполняет датчик положения ротора (ДПР)?
6. Поясните физическую суть «согласованного», «рассогласованного» и «промежуточного» состояния взаимного положения зубцов статора и ротора ВИД.
7. Поясните, какие особенности магнитного поля в ВИД имеют место и их влияние на формирование механических характеристик?
8. Какими достоинствами и недостатками обладает ВИД?
9. Поясните, какие составляющие потерь в диаграмме преобразования электроэнергии можно уменьшить для повышения эффективности работы ВИД?
10. Приведите конструктивные особенности вентильно-индукторного двигателя (ВИД)?
11. Назовите основные электронные «узлы и компоненты» силовой части и их взаимодействие в схеме управления ВИД?

## 2.4. Пьезоэлектрические двигатели исполнительных устройств МС

Все пьезоэлектрические двигатели, используемые при проектировании МС, можно классифицировать [1, 3, 23] по следующим признакам:

- типу движения (вращательное, поступательное, колебательное),
- способу движения (непрерывное, шаговое);
- направлению движения (нереверсивные, реверсивные);
- взаимодействию ротора (ползуна) и статора (основания) (с пьезоэлектрически пассивным ротором и активным статором, с пьезоэлектрически активным ротором и пассивным статором, с активным ротором и статором);
- структуре поля возбуждения (с электрическим возбуждением колебаний одного или двух типов).

Физические основы работы пьезоэлектрических двигателей, принципы управления и конструктивные исполнения кратко изложены далее по тексту учебного пособия.

### Физические основы применения пьезоэлектрических преобразователей

Пьезоэлектрические кристаллы и текстуры характеризуются свойством «электризации» под действием механических

напряжений (прямой пьезоэффект) и «деформирования» в электрическом поле (обратный пьезоэффект) [33, 47]. К таким кристаллическим веществам относят естественные минералы как кварц, турмалин, ниобат лития, сегнетовую соль, а также искусственно создаваемые и специально поляризуемые в электрическом поле пьезокерамики: титанаты бария и свинца, цирконат свинца и т.д. Важнейшей особенностью пьезоэффекта является свойство «знакочувствительности» кристалла при формировании поверхностного заряда вследствие замены сжатия растяжением или изменение знака деформации при изменении полярности поля [48]. Из большого числа пьезоэлектриков наибольшее применение в пьезодвигателях, действие которых основано на обратном пьезоэффекте, получила пьезокерамика [49] благодаря ее повышенному пьезоэффекту, технологичности изготовления, механической прочности и т.д. Пьезоэлектрический эффект в керамике возможен после поляризации сильным электрическим полем, после снятия которого сохраняется остаточная поляризация в результате доменной переориентации вдоль одной из осей, называемой полярной осью. В системе координат (рис. 2.26), связанной с геометрией пьезоэлектрика, полярная ось обозначается цифрой 3, а цифрами 1 и 2 обозначаются две ортогональные оси в плоскости, перпендикулярные полярной оси. Так, для пьезокерамической пластины деформация холостого хода по полярной оси 3 от напряжения  $U$ , приложенного между верхней и нижней плоскостями пьезокерамической пластины, может быть определена по выражению:

$$S_{30} = \Delta X_{30} / h = d_{33} \cdot U / h, \quad (2.38)$$

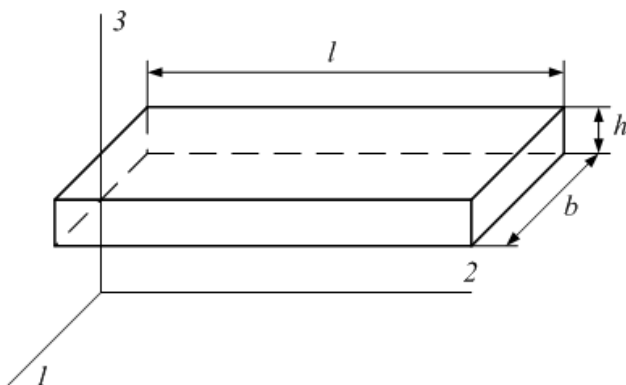


Рис. 2.26. Пьезокерамическая пластина

где  $\Delta X_{30}$  - абсолютная величина деформации холостого хода по оси 3;  $h$  - толщина пластины;  $U$  - напряжение, приложенное к пластине по оси 3;  $d_{33}$  - модуль воздействия электрического поля, направленного по полярной оси 3, на продольную деформацию вдоль этой оси. Модуль, например,  $d_{31}$ , связывает электрическое поле вдоль оси поляризации и деформацию в любом из направлений (1 или 2), нормальном к полярной оси [33], поэтому  $d_{31} = d_{32}$ . В этом случае механическое напряжение (усилие), развиваемое элементом по оси поляризации 3, составит:

$$F_3 = F_{3max} (S_3 / S_{30} - 1), \quad (2.39)$$

где  $F_{3max} = T_{3max} \cdot S_3$ ;  $T_{3max}$  - максимальное механическое напряжение растяжения - сжатия, воздействующее по полярной оси 3 и определяемое выражением  $T_{3max} = E_{Ю} \cdot d_{33} \cdot E_3$ . При этом предполагается, что элемент зажат по оси поляризации 3 и соблюдается условие, когда  $T_1 = T_2 = 0$ . Здесь обозначены:  $E_{Ю}$  - модуль Юнга;  $E_3$  - напряженность электрического поля по полярной оси 3;  $S_3$  - площадь поверхности пластины, перпендикулярной оси 3;  $S_{30} = d_{33} \cdot E_3$  - деформация холостого хода в зависимости от уровня приложенного напряжения. Если учесть, что  $S_3 = l \cdot b$ , то можно записать выражение для определения напряжения (усилия) по рассматриваемой оси:

$$F_3 = F_{Ю} \cdot (l \cdot b / h) \cdot (d_{33} \cdot U - \Delta X_{30}). \quad (2.40)$$

Увеличение деформации и усилия достигается при использовании пакетов пьезоэлектрических пластин, склеенных токопроводящим клеем и соединенных электрически параллельно. Такое конструктивное решение из двух пьезоэлектрических пластин часто называют биморфным пьезоэлементом, составляющим базовую основу для пояснения физических основ построения пьезодвигателей. При подаче напряжения на биморфный пьезоэлемент в одной из пластин происходит деформация сжатия, а в другой - деформация растяжения, что в совокупности вызывает изгиб биморфного элемента (рис. 2.27).



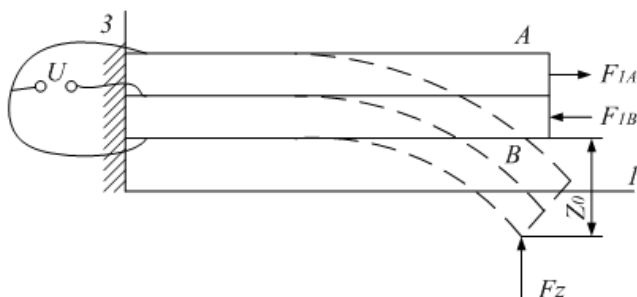


Рис. 2.27. Консольное закрепление биморфного пьезоэлемента

Усилия  $F_{1A}$  и  $F_{1B}$ , действующие на верхнюю и нижнюю пластины, противоположны по знаку (при идентичности характеристик пластин) и вызывают деформацию консольно закрепленного биморфного пьезоэлемента:

$$S = |F_{1A}| = |F_{1B}| \quad (2.41)$$

В этом случае согласно уравнениям обратного пьезоэффекта деформация каждой из пластин определится как:

$$\Delta l / l = d_{31} \cdot E = d_{31} \cdot U / h, \quad (2.42)$$

а с учетом закона Гука выражение (2.42) можно представить в виде:

$$\Delta l / l = T_1 / E_{ю} = F_1 / (b \cdot h \cdot E_{ю}). \quad (2.43)$$

Тогда по выражениям (2.42) и (2.43) деформация консольно закрепленного биморфного пьезоэлемента составит:

$$S = d_{31} \cdot U \cdot b \cdot E_{ю} \quad (2.44)$$

Изгибающий момент, создаваемый парой сил  $F_{1A}$  и  $F_{1B}$ , определяют как:

$$M_1 = S_1 \cdot h = b \cdot h \cdot E_{ю} \cdot d_{31} \cdot U. \quad (2.45)$$

Под действием момента  $M_1$  осуществляется прогиб конца пьезопластины [47]:

$$Z_0 = -0,75 \cdot d_{31} \cdot U \cdot l^2 / h^2. \quad (2.46)$$

Причем максимальное усилие, действующее на конце биморфного элемента, наблюдается при прогибе  $Z = 0$ . Это усилие рассчитывается из условия компенсации максимального прогиба  $Z_0$  от приложенного напряжения  $U$  внешней вертикальной силой  $F_z$ . Если при расчетах в соответствии с [50, 51] принять  $Z_0 = Z_F = 0,5 \cdot F_z \cdot l^3 / E_{ю} \cdot b \cdot h^3$ , то максимальное значение развиваемого усилия биморфного элемента можно определить по выражению:

$$F_{\max} = -F_z = 1,5 \cdot E_{ю} \cdot d_{31} \cdot U \cdot b \cdot h / l. \quad (2.47)$$

Таким образом, использование явления обратного пьезоэффекта позволяет разрабатывать преобразователи напряжения в деформацию как пьезоэлектрические реле, исполнительные различные элементы автоматических систем, включая многие модификации и конструктивные исполнения пьезодвигателей [49].

### **Пьезоэлектрический двигатель вращения**

Условно все модификации пьезодвигателей можно подразделить (по виду движения) на два основных класса: вибродвигатели и двигатели микроперемещений. Первые основаны на различных принципах преобразования ультразвуковых поступательных или крутильных колебаний пьезоэлемента в непрерывное движение исполнительного органа. У таких двигателей диапазон регулирования скорости ограничен частотами, находящимися в узкой окрестности частоты электромеханического резонанса рабочего пьезоэлемента. В двигателях микроперемещений пьезоэлементы работают на частотах ниже резонансной вплоть до статического режима, обеспечивая фиксацию рабочего органа в нужной позиции.

В настоящее время в мехатронных устройствах различного назначения, мобильной робототехнике [52] и космической автоматике широкое применение находят схмотехнические решения мехатронных модулей на базе пьезоэлектрических двигателей (ПЭД) вращательного (ПЭДВ) и поступательного (ПЭДП) движений, построенных на упомянутом принципе преобразования (демодуляции) ультразвуковых механических колебаний во вращательное или поступательное движение. Пьезоэлектрические двигатели вращения (ПДВ) обычного типа (не волновые) в отечественной литературе часто называют вибродвигателями [50], а в зарубежной - ultrasonic motors [53]. В общем случае ПЭДВ состоит из электронного устройства управления (ЭУУ), включающего в себя управляемый электронный модулятор, и пьезоэлектрической машины (ПЭМ) (рис.2.28). В ПЭМ входят пьезорезонатор - в качестве генератора ультразвуковых механических колебаний и устройство преобразования (демодуляции) этих колебаний во вращательное движение, состоящее из упругих пластинок, взаимодействующих посредством силы сухого трения с ротором. Такое функциональное устройство ПЭДВ можно рассматривать в качестве синтезированного мехатронного модуля [53].

Привлекательными особенностями ПЭДВ по сравнению с обычными электродвигателями являются:

- отсутствие обмоток с медным проводом, простота и техноло-

гичность конструкции, невысокая стоимость материалов и, как следствие, невысокая стоимость при сравнительной надежности;

- вследствие механического контакта толкателей с внутренней поверхностью ротора двигатель является самотормозящимся, т.е. при снятии питающего напряжения его ротор оказывается в заторможенном состоянии;

- низкие номинальные скорости вращения (20...120 об/мин) с высокими значениями момента на валу двигателя;

- возможность сравнительно простого защищенного исполнения и эксплуатации в специальных средах (в том числе в условиях высокой радиации и большого перепада температур);

- малые постоянные времени разгона и торможения (от 10-4 до 10-3 с);

- малые габариты; потенциально высокая точность позиционирования.

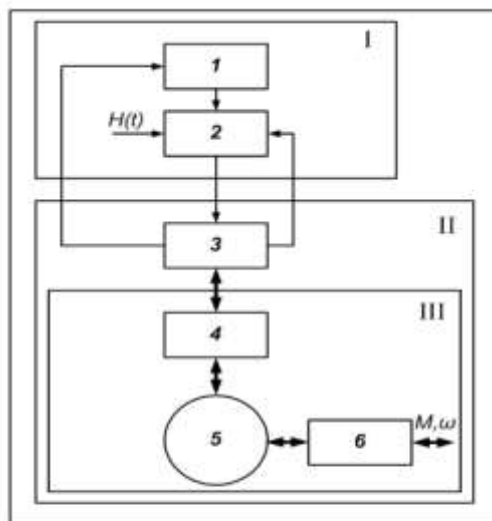


Рис. 2.28. Функциональная схема пьезодвигателя:

I - электронное устройство управления, II - пьезоэлектрическая машина;

III - механический преобразователь колебаний во вращательное движение.

1 - управляемый электрический генератор; 2 - модулятор; 3 - электро-механический преобразователь (пьезоэлемент); 4 - промежуточный упругий элемент; 5 - механическая нелинейность (сухое трение); 6 - ротор

Указанные свойства и опыт практического применения

ПЭД (таблица 2.1) показывают, что они могут быть использованы в высокоточных автоматических системах, в частности, в безредукторных микроприводах. К области применения микроприводов можно отнести системы высокоточного наведения оптических и оптоэлектронных приборов, сканирования, приводы микророботов, прецизионные приводы управления золотниками и заслонками пневмо- и гидросистем, системы наведения антенн, солнечных батарей, отражателей, системы отображения сил, моментов и других сферах. В то же время известно, что стабильность электромеханических характеристик ПЭД зависит от многих факторов, таких как температура, внешний момент, напряжение питания, непостоянство силы трения от положения ротора и др. [52]. Характеристики двигателя существенно зависят также от реализации электронного устройства управления и применения в нем вида обратных связей, а также способов модуляции электрического сигнала. Эти обстоятельства затрудняют получить качественные ЭУУ, обеспечивающие желаемые свойства и характеристики управляемых МС. Для широкого применения ПДВ необходимо, чтобы они обладали однозначными, стабильными и близкими к линейным внешними статическими электромеханическими характеристиками, минимальным коэффициентом нелинейных искажений в заданной полосе пропускания, например, характеристиками, близкими к характеристикам двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Получить такие характеристики можно, формируя их соответствующим образом посредством программирования режима работы электронного устройства управления и учета конструктивных особенностей ПЭМ стабильного типа.

К стабильным конструкциям ПЭМ относятся такие, устройство которых обеспечивает сведение перечисленных выше факторов нестабильности к минимуму. К двигателям стабильного типа принадлежат двигатели серии ПД, характеристики которых приведены в таблице 2.1 [53], а на рис. 2.29 показана упрощенная конструкция такой пьезоэлектрической машины.

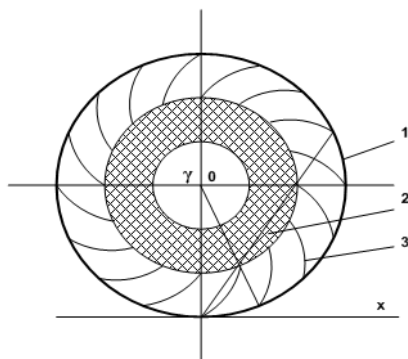


Рис. 2.29. Конструкция пьезоэлектрической машины нереверсивного двигателя типа ПД: 1 -стальной стакан (ротор); 2 -статорный пьезоэлемент; 3 -упругие стальные пластинки (толкатели).

Таблица 2.1. Пьезодвигатели стабильного типа

Пьезодвигатели серии ПД	ПД-20	ПД-28	ПД-46
Номинальный момент, Н-м	0,08	0,35	0,70
Максимальный момент, Н-м	0,15	0,60	1,50
Частота вращения, мин-1	100	60	30
Напряжение питания, В	40	60	60
Сила тока, А	0,1	0,1	0,2
Частота питающего напряжения, кГц	74...78	54...58	36...38
Размеры нереверсивного двигателя, мм	D35x12	D50x20	D70x20
Размеры реверсивного двигателя, мм	D37x20	D52x40	D72x40

Двигатели серии ПД с ЭУУ автогенераторного типа предназначены для реализации «старт-стопного» режима работы ПДВ. Применение же ПДВ в автоматических микро приводах сопряжено с разработкой специальных ЭУУ.

### Особенности моделирования пьезоэлектрической машины

Для формирования требуемых электромеханических характеристик ПДВ посредством ЭУУ необходима адекватно описываю-

щая эти явления математическая модель ПЭМ или приемлемая электрическая схема замещения [51, 53]. Математическую модель ПЭМ можно получить, используя методы прямых электромеханических аналогий. Составление «полной» схемы замещения ПЭМ (в случае использования метода электромеханических аналогий) сводится к объединению схем замещения пьезоэлемента и преобразователя механических колебаний во вращательное движение. В этом случае схема замещения пьезоэлектрической машины (неревверсивного типа) представляется в виде электрической схемы (рис. 2.30), что сохраняет «физичность» модели и позволяет применить для ее анализа хорошо разработанные методы теории электрических цепей, работающих в области околорезонансных частот. В приведенной схеме, в соответствии с первым методом электромеханических аналогий, I и II - цепи, «аппроксимирующие соответственно пьезоэлемент и промежуточный упругий элемент конструкции в околорезонансной области»; III - цепь, моделирующая силу сухого трения; IV - контур, моделирующий момент инерции ротора с нагрузкой и внешний момент.

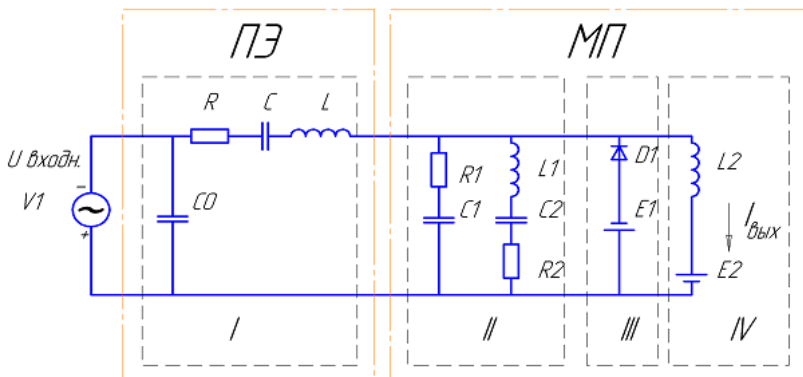


Рис. 2.30. Схема замещения пьезоэлектрической машины

ПЭ - схема замещения пьезоэлемента; МП - схема замещения механического преобразователя колебательного движения во вращательное

Особенностью приведенной схемы замещения является то, что ее можно рассматривать как классический синтетический мехатронный модуль, при исследовании которого определяется зависимость резонансной частоты от напряжения источника питания  $E_2$  и механического момента в ПЭМ. В схеме параметры ис-

точника питания E2 характеризуются пропорциональными зависимостями соответственно: напряжение и момент нагрузки, сила тока и частота вращения вала двигателя. В общем случае схема замещения состоит из двух колебательных контуров: высокочастотного RLC - контура, который описывает пьезоэлемент (ПЭ) и низкочастотного - ветви II, III, IV (МП), представляющие процесс механического преобразования с учетом упругих свойств лепестков толкателей и момента инерции ротора с нагрузкой. Если для первого колебательного контура, например, с параметрами ПДВ ПД-20 частота питающего напряжения составляет 74-78 кГц, то для второго контура - в пределах 200 - 300Гц. Установлено [50,53], что диапазон изменения параметрической резонансной частоты в зависимости от амплитуды напряжения питания V1 определяются соотношением динамических коэффициентов жесткости пьезорезонатора C и промежуточных упругих толкателей C1. Причем состояние «колебательности» контуров (при подаче синусоидального напряжения V1 с резонансной частотой пьезоэлемента) зависит от режима работы цепочки: диода D1 и источника запирающего напряжения E1. Если амплитудное значение падения синусоидального напряжения на цепи III не превысит напряжение E1 запирающего диод D1, постоянная составляющая тока в цепи IV будет отсутствовать, что соответствует средней скорости вала двигателя равной нулю, а схема может быть отнесена при исследовании к линейным цепям. При превышении амплитуды падения напряжения на цепи II запирающего напряжения E1, цепь переходит в режим нелинейного демодулятора с появлением постоянной составляющей тока в цепи IV, когда «условно» вал ПДВ вращается. С увеличением амплитуды тока, протекающего через цепь МП в каждом периоде, возрастает время открытого состояния диода D1, что сопровождается уменьшением параметрической резонансной частоты всей схемы при возрастании напряжения питания V1. При постоянной амплитуде (напряжения питания V1 ПЭМ) увеличение внешнего противодействующего механического момента соответствует повышению напряжения источника E2 и сопровождается увеличением параметрической резонансной частоты двигателя. Следует отметить, «при периодическом характере изменения нагрузки процессы в модели ПЭМ описываются дифференциальными уравнениями с периодическими коэффициентами», что значительно затрудняет компьютерные исследования. Однако такой подход к исследованию характеристик ПДВ в настоящее время дает возможность как моделирования и анализа схемы замещения, так и синтеза ЭУУ

«непосредственно в программных пакетах для разработки электронных схем, например, в P-Space, Micro-CAP, в универсальном пакете MatLab [54].

### **Обеспечение желаемых механических характеристик ПДВ**

Анализ схем замещения и экспериментальные исследования ПД [49, 53] показывают, что лучшими из возможных способов управления (способов модуляции электрического сигнала - амплитудного, фазового, частотного и их совокупности) для данных типов двигателей являются амплитудный и амплитудно-фазовый способы. Однако механические характеристики ПД при таком управлении зависят от расположения рабочей точки на амплитудно-частотной характеристике принятой модели. Известно, что при увеличении амплитуды напряжения питания двигателя параметрическая резонансная частота ПЭМ уменьшается от максимального значения практически до резонансной частоты ненагруженного пьезоэлемента. Этой частоте обычно соответствует максимальная скорость вращения вала двигателя при постоянстве механического момента и питающего напряжения либо максимальный развиваемый момент при заторможенном роторе. Увеличение же внешнего противодействующего момента сопровождается повышением параметрической резонансной частоты. Если «рабочая точка выбирается на левом склоне частотной характеристики, снятой в линейной области (т.е. в зоне нечувствительности), это приводит к тому, что при увеличении напряжения питания скорость вала двигателя увеличивается как за счет увеличения амплитуды тока (амплитуды колебательной скорости), так и за счет приближения резонансной частоты к частоте рабочей точки» [53]. Из-за действия этих двух факторов зависимость средней угловой скорости вала двигателя от амплитуды питающего напряжения (регулирующая характеристика) в этом случае получается близкой к квадратичной (рис.2.31, а). Увеличение же внешнего противодействующего механического момента приводит к уходу от резонансной частоты, что уменьшает скорость вала двигателя. Из-за этого механические характеристики получаются нежесткими (рис.2.31, б). Выбор рабочей точки на правом склоне частотной характеристики приводит к противоположным результатам, т.е. к повышению жесткости и линейности механических регулировочных характеристик (рис. 2.31, а), когда наблюдается явление параметрической стабилизации. Таким образом, выбор рабочей точки на правом склоне частотной характеристики отве-



чает требованиям, предъявляемым к ПДВ для использования в следящих системах, так как обеспечивает линейные регулировочные и жесткие механические характеристики. Кроме того, существующая зависимость резонансной частоты пьезоэлемента от температуры в этом случае оказывает достаточно существенное влияние на электромеханические характеристики двигателя. Естественно, использование амплитудного способа управления ограничено узкими температурными рамками и применяется в основном для работы в нормальных условиях. При изменении температурных условий в широком диапазоне возможно использование в системе управления ПДВ устройств компенсации температурного ухода резонансной частоты, что вполне осуществимо, так как пьезорезонатор ПДВ обладает линейной термочастотной характеристикой. В последнее время появились новые материалы, имеющие низкие значения коэффициента гистерезиса характеристики (от 2% до 5%) при температуре 20°C. К таким материалам следует отнести, например, пьезокерамику «PIEZOTITE» типа P-5E и P-7 японской компании MURATA. Отечественной промышленностью выпускаются пьезоприводы широкой номенклатуры, включая пьезопакеты производства АО «ЭЛПА», набранные и склеенные из пьезокерамических шайб толщиной 0,6 мм, стянутые шпилькой в составные пьезоприводы (ППУ-1 ... ППУ-8) с соответствующими размерами ( $\approx 23 \times 124$  мм)...( $\approx 30 \times 204$  мм) [49].

Амплитудно-фазовый способ управления ПДВ предполагает стабилизацию разности фаз между напряжением и током, протекающим через двигатель, путем воздействия на частоту сигнала для поддержания резонансной частоты. В результате (при достаточно большой полосе пропускания фазового контура) можно скомпенсировать побочные явления параметрического резонанса и температурных факторов, тем самым обеспечить стабильную работу двигателя. Изменением скорости вращения вала двигателя при этом способе управляют посредством регулирования амплитуды подаваемого напряжения.

При действии многочисленных дестабилизирующих факторов, влияющих на скорость двигателя, построить такое ЭУУ достаточно сложно. В качестве такого параметра, косвенно характеризующим скорость двигателя, часто принимается потребляемая двигателем активная мощность.

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

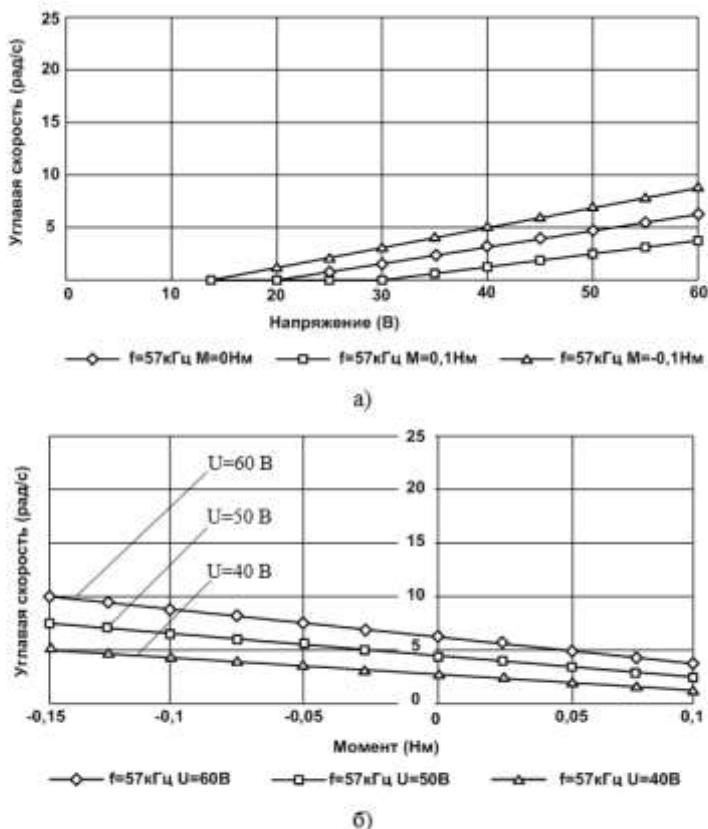


Рис. 2.31. Зависимости средней угловой скорости ротора от действующего значения питающего напряжения (а) и средней угловой скорости ротора от внешнего момента (б) при регулировании питающего напряжения

Исследованиями установлено, при работе ПД в околорезонансной области и постоянстве внешнего механического момента зависимость средней скорости вращения вала двигателя от средней активной мощности, потребляемой двигателем, близка к линейной. С целью получения сигнала управления, пропорционального средней активной мощности потребления ПД, достаточно с помощью аналоговых перемножителей и компараторов напряжений на основе дифференциальных каскадов, например, 140МА1, 525ПС1, 526 ПС1 (отечественного производства), а также - АД531,

АД532 (зарубежных фирм), выполнить перемножение значений напряжения и тока, протекающего через двигатель, выделить постоянную составляющую с помощью низкочастотного фильтра. С известными решениями по управлению ПД и другими конструктивными разработками, например, по созданию пьезокерамических двигателей стоячей волны можно подробно ознакомиться в литературе [1, 48, 49], где приведены (например, в CD-приложении) основы статического расчета пьезокерамического двигателя вращения осцилляторного типа. Известно, что «детальная проработка конструкции такого пьезокерамического двигателя требует более точных и тщательных расчетов, учитывающих динамику нагрузки» [53] и ее особенности, обуславливающие возможность максимального преобразования электрической энергии в механическую в условиях резонансных явлений при работе ПЭМ.

Другой, относительно новый, но «весьма перспективный класс ПД образуют двигатели бегущей волны, основу которой составляет волновод, вдоль которого перемещается выходное звено двигателя». По таким же принципам строятся и двигатели на основе магнитострикционного эффекта, но их эффективность ниже, чем у пьезокерамических. Из достоинств пьезоэлектрических двигателей следует также отметить: простоту конструкции и изготовления; высокие КПД и быстродействие (полоса пропускания до 1000 Гц).

К недостаткам ПД можно отнести: малый ход, высокое напряжение питания; наличие петли гистерезиса в статических характеристиках; потребность в стабильных характеристиках нагрузки.

### **Контрольные вопросы:**

1. На каком принципе основана работа пьезоэлектрического двигателя?
2. Назовите известные Вам пьезоматериалы, обладающие пьезоэффектом?
3. Какими свойствами располагает пьезокерамика и почему находит широкое применение при производстве пьезодвигателей?
4. С какой целью применяют пакеты пьезопластин?
5. Поясните физические основы работы биморфного пьезоэлемента?
6. Поясните различие между вибродвигателем и двигателем микроперемещения?
7. Приведите основные функциональные узлы пьезодвигателя вращения (ПДВ)?

8. Какие особенности в работе, конструкции ПДВ привлекают ваше внимание?
9. Перечислите основные требования к характеристикам ПДВ?
10. С какой целью разрабатываются схемы замещения ПДВ?
11. Каковы особенности амплитудного метода управления ПДВ?
12. Какие преимущества имеет амплитудно-фазовый принцип управления скоростью ПДВ?
13. Назовите особенности создания схемы замещения ПДВ и ее моделирования?

## 2.5. Асинхронные двигатели электроприводов мехатронных систем и их характеристики

Классификация электродвигателей переменного тока. В качестве исполнительных двигателей МС широко применяют короткозамкнутые двухфазные и трехфазные асинхронные двигатели (АД). Двухфазные асинхронные двигатели (с полезной мощностью до одного киловатта) обычно относят к машинам малой мощности (МММ - микромашинам), которые широко применяются в МС общепромышленного и бытового назначения (ГОСТ 23264-78). Наиболее важной классификацией микромашин являются следующие признаки [55]:

- функциональное назначение,
- конструктивный признак.

По функциональному назначению машины переменного тока малой мощности можно разделить на электродвигатели: неуправляемые, работающие при  $U = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$ ,  $n = \text{const}$  и управляемые (исполнительные) с широким регулированием частоты вращения, информационные микромашины (тахогенераторы, сельсины, вращающиеся трансформаторы, всевозможные датчики и др.).

Конструктивные признаки характеризуют магнитную систему микромашины и связаны с видом конструкции статора и ротора, типами их обмоток, видом возбуждения, числом фаз питающей сети. В зависимости от числа фаз питающей сети двигатели подразделяют на однофазные (конденсаторные и спусковыми элементами) и трехфазные. Двигатели выполняются с двухфазными и трехфазными распределенными обмотками, а в случае явнополюсной конструкции статора - с сосредоточенной катушечной обмоткой на полюсах. Трехфазные двигатели могут быть универсальными, т.е. работать от трехфазной и от однофазной

сети при включении в схему двигателя «фазосмещающих» элементов. Например, двигатели асинхронные конденсаторные (ДАК) выполняются с двухфазными распределенными обмотками, соединенными параллельно или последовательно. При невысоких требованиях к пусковому моменту ДАК используют с одним рабочим конденсатором, а при повышенных требованиях добавляют параллельно рабочему пусковой конденсатор только на период пуска. В двигателях асинхронных однофазных с пусковыми элементами (ДАО) используют двухфазную обмотку статора с параллельным включением рабочей и пусковой обмоток (фаз), последняя включается только на период пуска двигателя. Трехфазные двигатели малой мощности общего применения (4А, 4АМ, 5А, АИР, РА) имеют и однофазные модификации, многообразие конструктивных исполнений которых отвечает требованиям ГОСТ 4.330-89 к показателям качества МММ.

В общем случае в двухфазных асинхронных двигателях вращающееся магнитное поле статора создается двумя обмотками, сдвинутыми в пространстве относительно друг друга на  $90^\circ$  (эл. град), а в трехфазных АД – тремя обмотками, расположенными на статоре со смещением на угол  $120^\circ$ . У асинхронного электродвигателя вращающаяся часть машины – ротор всегда вращается с меньшей скоростью в сравнении со скоростью магнитного потока статора. Ротор у трехфазных машин либо короткозамкнутый типа «беличья клетка», либо с контактными кольцами (обозначения по [ГОСТ 2.722-68](#) приведены на рис. 2.32, а,б).

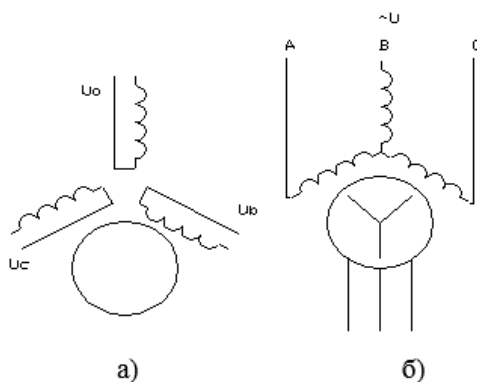


Рис. 2.32. Условные обозначения асинхронных двигателей:

- а) трехфазного с короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка»,
- б) трехфазного с контактными кольцами (фазным ротором)

В настоящее время заводы-изготовители поставляют различные по мощности АД общепромышленного и специального назначения [57]. По степени защиты от воздействия окружающей среды (ОС) и способу охлаждения (ГОСТ 17494 - 87 и ГОСТ 20459-87) АД выпускаются в двух вариантах: защищенными (1Р23) и закрытыми обдуваемыми (1Р44), климатическому исполнению (ГОСТ 15150-69). Известно, что все электротехнические изделия, включая и электродвигатели, классифицируют по степени защиты от соприкосновения с токоведущими и движущимися частями и от попадания внутрь оболочек изделия посторонних тел и воды (IPXX- International Protection). Значения первой цифры (от 0 до 6) в обозначении IP соответствуют размерам твердых тел (от «выше 50 мм и менее 1,0 мм, включая пыль»), а значения второй цифры (от 0 до 8) определяют характеристики капельных попаданий, струй и волн воды до состояния погружения изделия в воду [56]. Особенности характеристик, технические возможности и условия применения любого АД можно оценить по паспортным данным на изделие завода - изготовителя, приведенными для номинального (S1) режима работы этого изделия (по ГОСТ 183-74).

**Основные характеристики асинхронных электродвигателей переменного тока** являются исходными параметрами для проектирования принципиальной схемы управления, расчета и выбора силовых элементов, современных защит от перенапряжений и токов короткого замыкания, перегрузок в контуре преобразования электроэнергии в механическую энергию с последующей передачей момента (усилия, скорости) выходному звену МС. При питании обмоток фаз статора на валу АД создается электромагнитный момент, обусловленный взаимодействием индуцированного тока в обмотке ротора с вращающимся круговым магнитным полем статора, пропорциональным электромагнитной мощности:

$$M = P_{эм} / \Omega_1, \quad (2.48)$$

$$\Omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot n_1 / 60 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 / p; \quad (2.49)$$

где  $\Omega_1$  - угловая скорость синхронного вращения кругового магнитного поля статора,  $f_1$  - частота синусоидального тока обмоток статора,  $n_1$  - частота вращения поля статора;  $p$  - число пар полюсов асинхронного двигателя.

Частоту  $f_2$  индуцированной ЭДС (тока) в обмотке вращающегося ротора относительно поля статора (с учетом значений скольжения S) определяют как:

$$f_2 = f_1 \cdot S. \quad (2.50)$$

Теоретический диапазон работы АД возможен при изменении скорости вращения ротора (выходного вала)  $n$  от 0 до скорости холостого хода  $n_{\text{хх}}$  и скольжению  $S = 1 \div 0$  соответственно. В общем случае электромагнитный момент АД можно представить через значение основного потока  $\Phi$  статора, создаваемого результирующими магнитодвижущими силами (МДС) статора и ротора, соответственно выражению:

$$M = k \cdot \Phi \cdot I_2 \cdot \cos \Psi_2, \quad (2.51)$$

где  $k$  – конструктивный коэффициент, определяемый числом фаз, полюсов и витков обмоток статора и ротора АД;  $I_2 \cos \Psi_2$  – активная составляющая тока ротора;  $\Psi_2$  – угол сдвига фаз между индуктированной ЭДС и током ротора.

Механическая характеристика АД нелинейная и при  $m$  – числе фаз имеет вид кривой, изображенной на рис. 2.33 для случая постоянного по значению фазного напряжения.



Рис. 2.33. Режимы работы асинхронной машины

На характерной зависимости  $M(S)$  (рис.2.33) указаны зоны изменения параметров, соответствующие различным режимам работы:

- двигательный режим ( $0 < S \leq 1$ ), когда электромагнитный момент (+M) является вращающим;
- генераторный режим ( $-\infty < S < 0$ ) и тормозной режим (противовключение,  $1 < S < +\infty$ ), когда электромагнитный момент (+M)

является тормозящим.

Регулирование скорости АД осуществляется изменением: напряжения на обмотках статора; добавочного сопротивления в цепи ротора (реостатное регулирование АД с фазным ротором), переключением числа полюсов обмотки статора АД, а также совместным изменением напряжения и частоты питания (частотный способ). Наибольшее применение в МС находит частотное регулирование (рис. 2.34), обусловленное принятым законом изменения параметров  $U_1 = U_n$ ,  $f_1 = f_n$  и характером поведения статического момента  $(M_c) = M$  на валу АД.

С уменьшением частоты напряжения в соответствии с законами:  $U_1/f_1 = \text{const}$  или  $U_1 / \sqrt{f_1} = \text{const}$  критические частоты вращения  $n_{1k}$ ,  $n_{2k}$ ,  $n_{3k}$  и т.д. уменьшаются при неизменности критического момента  $M_{ki}$ , за исключением зоны низких скоростей [7, 28, 30]. Рабочая часть механических характеристик АД обладает высокой жесткостью при любой частоте тока  $f_1$  обмоток статора. Плавность регулирования может быть достаточно хорошей и при низких потерях мощности в зоне низких скоростей работы исполнительного механизма ЭМС, если питание обмоток статора АД осуществляется от частотного преобразователя (автономного инвертора напряжения АИН), обеспечивающего синусоидальное напряжение на обмотках статора при частотах менее 10 Гц [57, 58].

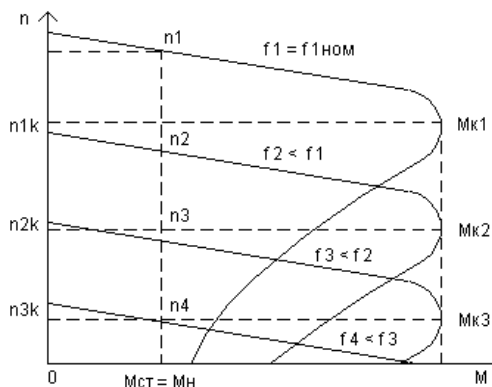


Рис. 2.34. Механические характеристики асинхронного двигателя при частотном управлении



Если система автоматического управления исполнительным двигателем на базе трехфазного АД рассчитывается на основе упрощенных передаточных функций, то для анализа устойчивости и определения динамических характеристик МС (при пренебрежении электромагнитными переходными процессами в системе из-за их кратковременности и учетом электромеханической постоянной  $T_m$  привода) передаточную функцию АД можно представить апериодическим звеном:

$$W(p) = K\delta / (T_m p + 1), \quad (2.52)$$

где  $K\delta$  – коэффициент передачи двигателя.

Для уменьшения момента инерции АД последний часто выполняют с полым немагнитным ротором. Статор такого АД ничем не отличается от статора двигателя общего назначения, например, серии 4А, выполненного в соответствии с рекомендациями МЭК (Международной электротехнической комиссии) в части габаритных и установочно-присоединительных размеров. Благодаря использованию более совершенных электротехнических материалов, новых конструктивных решений и более современной технологии двигатели этой серии обладают повышенной надежностью и хорошими эксплуатационными характеристиками.

**Формирование вращающегося магнитного поля статора двухфазного асинхронного двигателя** основано на изменении формы вращающегося магнитного поля статора, создаваемого обмотками возбуждения (ОВ) и управления (ОУ). При регулировании выходных параметров возможны режимы работы АД, когда результирующее поле статора изменяет форму от пульсирующего через эллиптическое поле до кругового, а вращающий момент на валу изменяется соответственно от нуля при пульсирующем поле до максимального при круговом. Частота вращения ротора в этом случае также будет изменяться от нуля при пульсирующем поле до максимального значения в процессе перехода к круговому. Особенности формирования изменяющегося по форме поля можно рассмотреть с некоторыми допущениями и ограничениями на принципе работе машины постоянного тока (МПТ).

Теоретическое обоснование возможности формирования кругового магнитного поля статора двухфазного (трехфазного) асинхронного двигателя известно [59] и получено в результате анализа изменения магнитного поля одной из фазных обмоток при воздействии постоянного и переменного тока. Рассмотрим формирование магнитного поля однофазной обмотки статора при протекании постоянного тока. Одна из фаз трехфазной обмотки для

случая равномерного распределения проводников на  $1/3$  части внутренней поверхности статора схематично показана на рисунке 2.35, а. Две другие фазы занимают такие же участки поверхности статора, а в целом трехфазная обмотка представляет собой систему равномерно распределенных проводников вдоль воздушного зазора.

Плоскость, перпендикулярная оси магнитного потока, которой статор и ротор делятся на две части (северный полюс N и южный - S), называют геометрической «нейтралью» электродвигателя. Развертку статора условно можно представить поверхностью, полученной при разрезании в одном месте цилиндрической части статора по образующей и развернутой на плоскости (рис. 2.35,б).

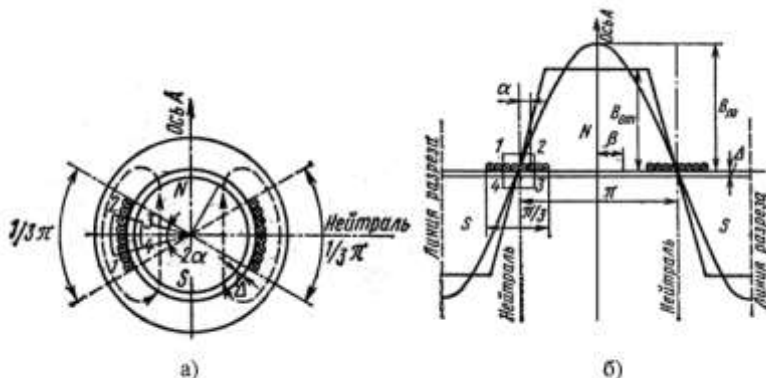


Рис. 2.35. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре двигателя

Для вывода математических зависимостей проведем вокруг части проводников обмотки статора замкнутый контур 1-2-3-4 и составим уравнение по закону полного тока в виде:

$$\sum N \cdot l = I \cdot N_a, \quad (2.53)$$

где  $N_a$  — число проводников с токами, сцепленных с выбранным контуром.

Так как абсолютная магнитная проницаемость  $\mu_a$  материала статора значительно превышает магнитную проницаемость  $\mu_0$  воздушного зазора (вакуума), т.е.  $\mu_a \gg \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ , то магнитным сопротивлением стальной части магнитопровода можно пренебречь. Тогда в уравнение войдет основная часть магнитного напряжения только двух воздушных зазоров, напряженность магнитного поля ( $H_0$ ) которых одинакова, что позволяет записать:

$$H_0 \cdot 2\Delta = I \cdot N_a \quad (2.54)$$

При равномерном расположении обмотки по окружности статора и значении центрального угла  $2\alpha$  число проводников условного контура составит:

$$N_\sigma = N_1 \cdot 2\alpha, \quad (2.55)$$

где  $N_1$  – число проводников, приходящееся на единицу центрального угла окружности статора.

С учетом выражений (2.54) и (2.55) значение напряженности магнитного поля можно определить из соотношения:

$$H_0 = \frac{I \cdot N_1 \cdot 2\alpha}{2\Delta}, \quad (2.56)$$

а выражение для магнитной индукции в воздушном зазоре АД записать в виде:

$$B_0 = \mu_0 \cdot H_0 = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot N_1}{\Delta} \alpha. \quad (2.57)$$

Из формулы (2.57) видно, что магнитная индукция в воздушном зазоре статора, где располагаются проводники обмотки, находится в пропорциональной зависимости от расстояния между контрольной точкой окружности и «нейтралью» и изменяется по прямолинейному закону. При значении параметра  $2\alpha = \pi/3$  магнитная индукция достигает наибольшей величины и сохраняется на всем протяжении окружности статора (и в беспроводниковой зоне) на уровне:

$$B_{0m} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot N_1 \cdot \pi}{6\Delta}. \quad (2.58)$$

Таким образом, однофазная обмотка образует одну пару магнитных полюсов (N и S), а график распределения магнитной индукции представляет собой равнобокую трапецию по форме близкой к синусоиде.

Для упрощения последующих выводов заменим действительный график синусоидальной кривой с амплитудой  $B_m$ , уравнение которой запишем относительно начала координат (ось A) в виде:

$$B = B_m \cdot \cos(\beta), \quad (2.59)$$

где  $\beta$  – угол по окружности статора, отсчитываемый от оси A в положительном направлении (по часовой стрелке).

Замена трапециевидной кривой синусоидой позволяет при выводе математических зависимостей учитывать только гармоническую составляющую основной частоты, а остальные составляющие не учитывать. Такое распределение магнитной индукции вдоль воздушного зазора сохраняется, пока в обмотке фазы про-

текает постоянный ток.

При наличии переменного тока в катушке  $i = I_m \cdot \sin(\omega t)$  в любой момент времени пространственное распределение магнитной индукции остается синусоидальным с изменением ее значения в каждой точке воздушного зазора во времени и по закону изменения переменного тока. Создаваемое магнитное поле в таком режиме "пульсирует", что сопровождается появлением в воздушном зазоре стоячей волны магнитной индукции. На рис. 2.36 показано распределение магнитной индукции в различные моменты времени (кривые 1, 2 и т. д.). Уравнение магнитной индукции пульсирующего поля легко получить, подставив в уравнение (2.59) выражение для переменного тока:

$$B = B_m \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\beta), \quad (2.60)$$

где  $B_m$  – магнитная индукция (ось  $A$ ) при токе в обмотке  $i = I_m$  (кривая 1, рис. 2.36). При том же токе фазы  $I_m$  в обмотке и смещении исследуемой точки воздушного зазора по окружности от оси  $A$  на угол  $\beta = \pi/3$  наибольшая величина магнитной индукции может быть представлена как  $B_m \cos(\pi/3) = B_m/2$ . Если  $\beta = \pi/2$ , то значение магнитной индукции  $B$  при любом токе фазы равно нулю.

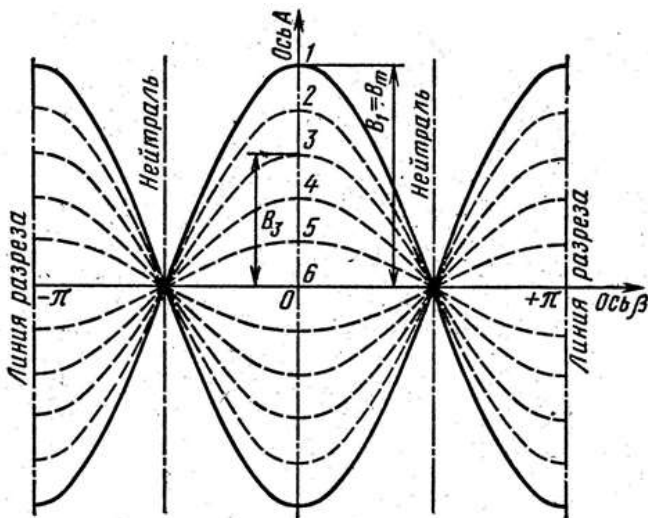


Рис. 2.36. Графики магнитной индукции пульсирующего магнитного поля

Если в (2.60) выполнить подстановку известного из тригонометрии соотношения:

$$\sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(\beta) = \frac{\sin(\omega \cdot t - \beta) + \sin(\omega \cdot t + \beta)}{2}, \quad (2.61)$$

то можно разложить пульсирующее магнитное поле на два вращающихся поля.

Тогда уравнение (2.60) можно записать в виде:

$$B = \frac{B_m}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \beta) + \frac{B_m}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t + \beta) = B' + B'' . \quad (2.62)$$

Из уравнения (2.62) следует, что пульсирующее магнитное поле можно представить в виде двух составляющих, каждая из которых является функцией двух переменных  $t$  и  $\beta$ . Первая составляющая  $B'$  имеет наибольшую величину при  $\omega t - \beta = \pi/2$  или в точке  $\beta = \omega t - \pi/2$ . Наибольшая величина магнитной индукции не меняется, если одновременно изменяются  $\omega t$  и  $\beta$  так, что равенство  $\beta = \omega t - \pi/2$  не нарушается. Но увеличение угла  $\beta$  означает, что наибольшее значение магнитной индукции  $B_m/2$  имеет место не в одной и той же точке, как при протекании постоянного тока по обмотке фазы, а перемещается вдоль воздушного зазора в положительном направлении с угловой скоростью:

$$\Omega_{np} = \frac{d\beta}{dt} = \frac{d(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2})}{dt} = \omega . \quad (2.63)$$

Указанная составляющая пульсирующего поля представляет собой прямую волну магнитной индукции поля, вращающегося по часовой стрелке. Составляющая  $B''$  представляет собой обратную волну магнитной индукции, так как она перемещается в обратном направлении против движения часовой стрелки. Если принять параметр  $\omega t + \beta = \pi/2$ , т.е.  $\beta = \pi/2 - \omega t$ , тогда угловая скорость обратной волны составит:

$$\Omega_{обп} = \frac{d\beta}{dt} = -\omega . \quad (2.64)$$

Такое изменение обеих составляющих магнитной индукции в каждой точке вдоль воздушного зазора АД можно представить синусоидальными графиками, перемещающимися по окружности статора с угловой скоростью  $\Omega$ , или вращающимися векторами  $B_m/2$  (рис. 2.37). Причем вращающиеся векторы составляющих магнитной индукции пульсирующего поля показаны в трех положениях:

1- при токе в обмотке фазы  $i_1 = I_m$  значение магнитной индукции пульсирующего поля составляет  $B_1 = B_m$ ,

3 - току  $i_3$  в обмотке фазы соответствует магнитная индукция  $B_3$ ;

6 - току в обмотке фазы  $i_6 = 0$  соответствует магнитная индукция  $B_6 = 0$ .

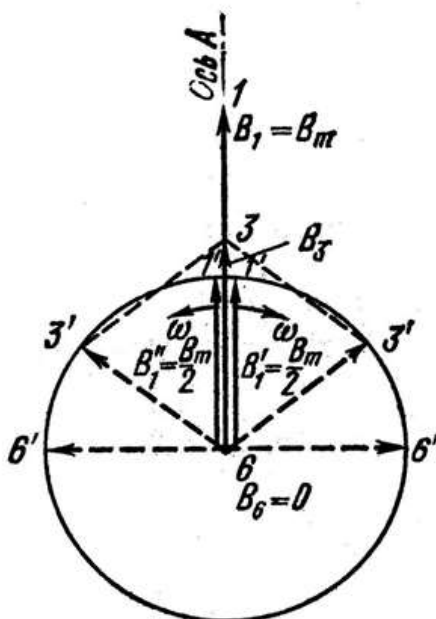


Рис. 2.37. Векторная диаграмма пульсирующего магнитного поля

Если длина вращающегося вектора магнитной индукции поля не меняется, т.е.  $B_m/2 = \text{const}$ , то вращающееся поле становится круговым. Таким образом, пульсирующее магнитное поле можно разложить на два круговых, вращающихся в противоположные стороны и с одинаковой частотой.

В общем случае формирование поля двухфазной обмотки АД можно всегда представить вращающимися составляющими магнитной индукции пульсирующего поля каждой фазы, поскольку имеет место пространственный сдвиг обмоток на  $90^\circ$  и временной сдвиг токов в фазах на такой же угол. В результате пространственного наложения составляющих магнитной индукции [59], вращающихся в обратном и в прямом (положительном) направлении отсчета углов, создается вращающееся круговое магнитное

поле, приводящее в движение ротор АД, а, следовательно, и исполнительный механизм МС.

**Конструктивные особенности и регулировочные характеристики двухфазного асинхронного двигателя** являются исходными параметрами и учитываются при проектировании маломощных следящих приводов МС широкого применения.

На статоре двигателя имеются обмотки возбуждения (ОВ) и управления (ОУ), которые сдвинуты в пространстве на угол  $\gamma$  равный 90 эл.град. Одна из обмоток (например, ОВ) непосредственно (или через конденсатор С) подключается к сети напряжения (рис. 2.38) номинальной частоты 50 или 400 Гц. В других схемах временной (фазовой) сдвиг магнитодвижущих сил (МДС) создается включением фазных обмоток статора по специальным схемам, содержащим фазовращатель (или фазосдвигающий конденсатор) в цепи одной из обмоток. Для создания вращающегося магнитного поля токи в обмотках должны быть сдвинуты на угол  $\pi/2$ . Если токи в обмотках равны по модулю и сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ , то работа такого двигателя ничем не будет отличаться от работы трехфазного АД. Современная технология позволяет изготавливать двухфазные микродвигатели с воздушным зазором 0,03-0,05 мм и высокими энергетическими показателями. Мощность усилителя (У), необходимая для управления двигателем, меньше мощности самого двигателя, поскольку часть электрической мощности двигатель получает непосредственно от источника напряжения  $U$  переменного тока.

Вращающееся магнитное поле статора, создаваемое в результате взаимодействия магнитодвижущих сил обмоток (ОВ и ОУ), является круговым при соблюдении следующих условий:

- наличие сдвига обмоток (ОВ и ОУ) в пространстве на угол  $\gamma = 90$  эл.град;
- сохранение фазового сдвига токов в обмотках (ОВ и ОУ) во времени на угол  $\beta = 90$  эл.град;
- поддержание равенства магнитодвижущих сил обмоток (ОВ и ОУ), т.е.  $I_\gamma W_\gamma = I_\beta W_\beta$ .

Нарушение упомянутых условий ведет к изменению кругового поля до эллиптического, когда конец вектора результирующего магнитного поля описывает эллипс. Эллиптическое поле создает меньший вращающий момент, чем круговое такой же амплитуды.

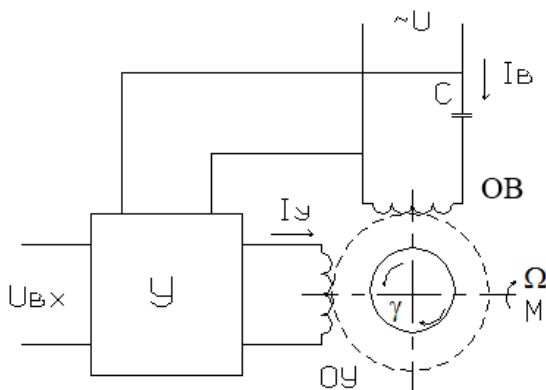


Рис. 2.38. Схема включения двухфазного асинхронного двигателя

Обобщая изложенное, следует отметить, что для управления асинхронными ИД в электроприводах МС широко применяют три способа: амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый.

**При амплитудном управлении** напряжение управления  $U_y$  независимо от его значения (амплитуды) имеет фиксированный фазовый сдвиг на 90 эл. град. относительно напряжения возбуждения  $U_b$ . В этом случае управление ИД выполняется путем изменения значения (амплитуды) напряжения управления  $U_y$ . Реверсирование двигателя обеспечивается изменением фазы напряжения управления на 180 эл. град.

**При фазовом управлении** напряжение управления имеет постоянное значение (амплитуду), а управление двигателем осуществляется путем изменения угла фазового сдвига напряжения  $U_y$  относительно напряжения  $U_b$  посредством фазовращателя.

**При амплитудно-фазовом управлении** в цепь обмотки возбуждения ОВ включают фазосдвигающий конденсатор С. При регулировании значения (амплитуды) напряжения управления  $U_y$  меняются токи в обмотках управления и возбуждения, что ведет к изменениям как напряжения на ОВ, так и фазового сдвига между напряжениями  $U_y$  и  $U_b$ .

Регулирование скорости вращения двухфазного асинхронного двигателя осуществляется посредством изменения тока управления  $I_y$  и называется амплитудным управлением. На рис.2.39 приведена характеристика электромагнитного момента двухфазного асинхронного двигателя от скольжения, т.е.  $M(S)$ . Исполнительные асинхронные двухфазные электродвигатели имеют повышен-



ное активное сопротивление ротора, сопровождаемое повышенным критическим скольжением ( $S_k = 1...4$ ), и обеспечивает устойчивую работу АД в широком диапазоне изменения нагрузок, отсутствие самохода.

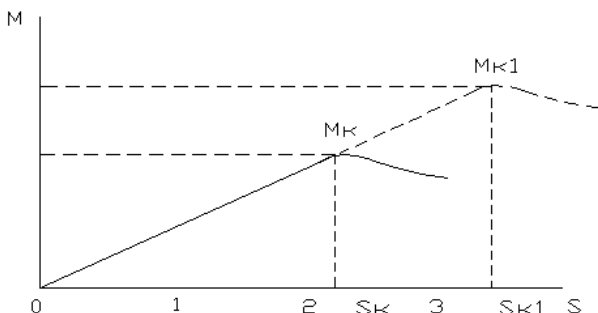


Рис. 2.39. Механическая характеристика двухфазного асинхронного двигателя

Поскольку конструктивно исполнительные двухфазные АД выполняются с короткозамкнутым ротором типа "белчья клетка" и полым немагнитным ротором (тип АДП), то последний фактор обеспечивает незначительную массу, малый момент инерции, что положительно сказывается на быстродействии двигателя. Недостатком АД с полым немагнитным ротором является большой суммарный немагнитный зазор  $\delta$ , состоящий из зазоров между внешним статором и ротором, внутренним статором и ротором (каждый из зазоров составляет  $\approx 0,25$  мм), а также из немагнитной стенки самого ротора. При суммарном немагнитном зазоре ( $\delta \approx 0,5-1,5$  мм) ток намагничивания  $I_m$  составляет  $(0,8 - 0,9)I_n$  (значения номинального тока двигателя) при низких коэффициентах мощности ( $\cos \varphi$ ) и КПД. Асинхронные двигатели мощностью до 600 Вт чаще всего питаются от однофазной сети с фазосдвигающим конденсатором С.

На рис.2.40 приведены регулировочные криволинейные механические характеристики двухфазного АД с отрицательным наклоном, где параметры  $M^*$ ,  $\Omega^*$  показаны в относительных единицах к номинальному значению.

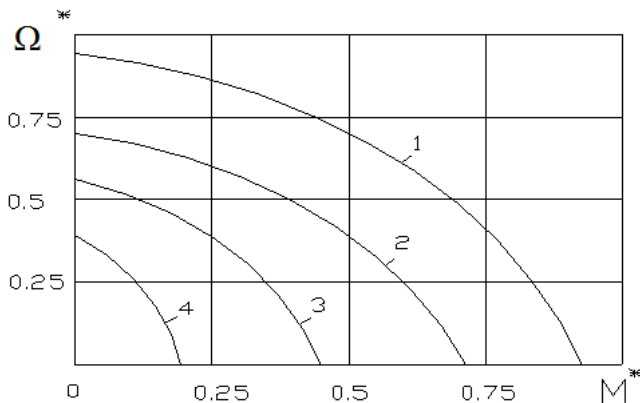


Рис. 2.40. Регулировочные механические характеристики двухфазного АД:

1 – естественная характеристика при  $U/U_n = 1$ ;

2; 3; 4 – искусственные характеристики при  $U/U_n = 0,75; 0,5; 0,25$ .

В зависимости от того, как осуществляется регулирование эллиптичности вращающегося поля в магнитной системе двигателя упомянутыми способами, изменяются компоненты схемотехнического решения и видоизменяются регулировочные механические характеристики АД [26, 59]. Таким образом, изменяя форму поля от пульсирующего через эллиптическое до кругового, можно регулировать вращающий момент на валу АД от нуля при пульсирующем поле до максимального при круговом.

### Контрольные вопросы:

1. Поясните возможные режимы работы трехфазного асинхронного двигателя (АД) в электроприводах МС?
2. Какие преимущества проявляются при использовании частотного принципа управления АД в исполнительных устройствах МС?
3. Назовите условия, при которых в магнитной системе статора двухфазного асинхронного двигателя формируется круговое вращающееся магнитное поле и создается максимальный момент вращения на валу?
4. Какие способы формирования естественных и искусственных механических характеристик двухфазного асинхронного двигателя используются при управлении исполнительными механизмами МС?
5. Какие условия (по значению угла и момента нагрузки) обес-

печивают нормальный режим работы синхронного двигателя ИМ МС?

6. Назовите условия, при которых в магнитной системе статора двухфазного асинхронного двигателя формируется круговое вращающееся магнитное поле и создается максимальный момент вращения на валу?

7. Какие способы формирования естественных и искусственных механических характеристик двухфазного асинхронного двигателя используются при управлении исполнительными механизмами МС?

8. Какие преимущества проявляются при использовании частотного принципа управления АД в исполнительных устройствах МС?

### **Принцип работы и характеристики линейного асинхронного двигателя**

Поступательное или возвратно-поступательное движение исполнительного механизма МС предпочтительнее создавать линейным асинхронным двигателем (ЛАД) [1, 3, 23, 25]. Схема линейного, одностороннего асинхронного двигателя может быть упрощенно представлена разверткой на плоскости разрезанного по диаметру двигателя с полым немагнитным ротором (рис. 2.41). Плоские магнитопроводы статора 1 и ярма 4 собраны из листовой электротехнической стали. В пазах статора находится трехфазная обмотка 2 с числом полюсов  $p$ .

Подвижная часть 3 (ротор) ЛАД плоского сечения обычно выполняется из немагнитного материала (медь или алюминий), а круглого – ферромагнитный, массивный или пустотелый шток. При протекании трехфазного переменного тока с частотой  $f_1$  по обмотке статора формируется линейно-перемещающееся (бегущее) магнитное поле  $\Phi$ .

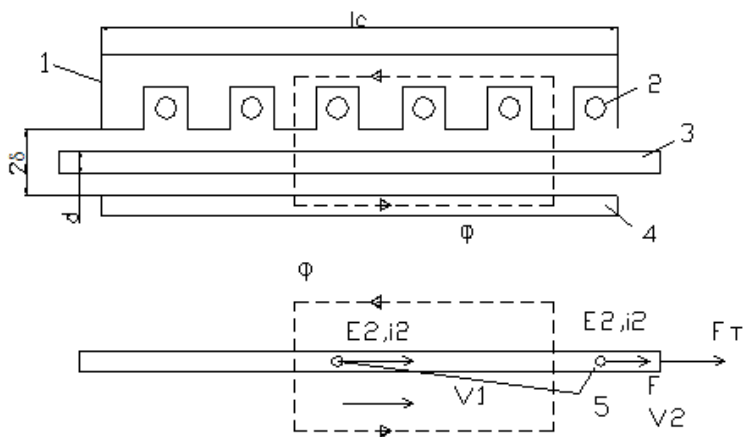


Рис. 2.41. Конструктивная схема одностороннего ЛАД:

$2\delta$  - воздушный зазор,  $d$  - толщина вторичной шины (ротора)

Линейная скорость перемещения магнитного поля в пределах участка статора, равного полюсному делению, составит:

$$V_1 = f_1 \cdot (l_c / \rho), \quad (2.65)$$

где  $l_c$  - длина магнитопровода статора.

Магнитное поле  $\Phi$  наводит ЭДС  $E_2$  в линейном роторе с двумя условными проводниками 5, обтекаемыми током  $i_2$ . Взаимодействие наведенного тока  $i_2$  с магнитным потоком  $\Phi$  сопровождается формированием электромагнитной силы  $F$ . При бесконечном числе условных проводников ротора на последний действует суммарное тяговое усилие  $F_{\text{тяг}}$ , приводящее в линейное движение ротор со скоростью  $V_2 < V_1$ .

Обмотки статора 1 конструктивно могут быть выполнены однослойными и двухслойными, с последовательным и параллельным соединением обмоток (катушек). На рис. 2.42 приведены типовые регулировочные характеристики цилиндрического ЛАД многополюсного исполнения [60].

Кривая 1 зависимости  $F_{\text{тяг}} = f(S)$  приведена для случая насыщения сердечника статора, выполненного из электротехнической стали 3413,  $\Delta = 0,5$  мм, а без учета насыщения (при магнитной проницаемости  $\mu = \infty$ ) представлена кривой 2.

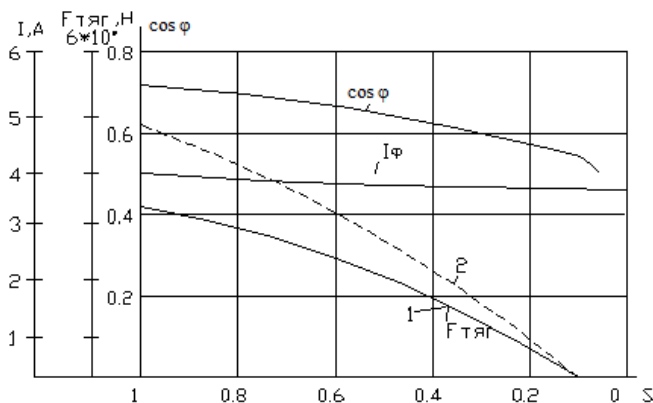


Рис. 2.42. Регулировочные характеристики цилиндрического ЛАД

Односторонние ЛАД со стальными массивными подвижными частями находят широкое применение в диапазоне скоростей  $0,7 \div 1,5$  м/с [1, 23, 60] в приводах малых перемещений механизмов МС.

### Контрольные вопросы:

1. Поясните принцип формирования электромагнитного усилия на якоре одностороннего линейного двигателя МС?
2. Поясните физическую суть смещения регулировочных характеристик ЛАД для случая насыщения сердечника статора и без насыщения?
3. Приведите обоснование к применению немагнитного ротора в ЛАД?

### Синхронные электродвигатели (СД) исполнительных устройств МС

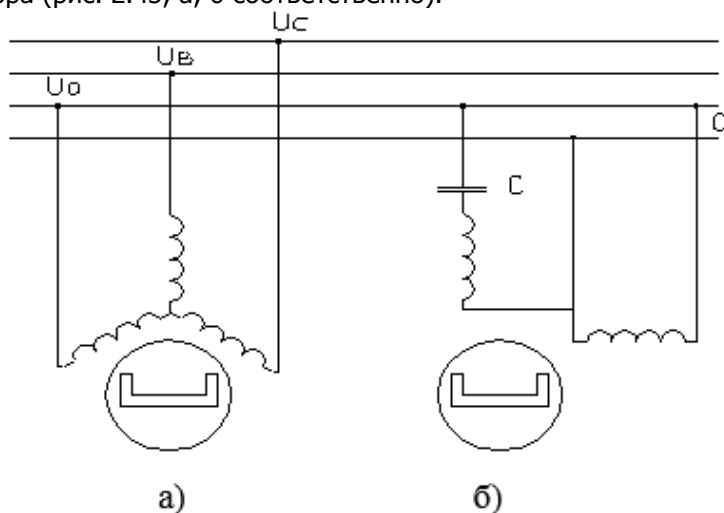
СД исполнительных устройств МС конструктивно отличаются от АД только устройством ротора, исполнение которого позволяет подразделить СД на двигатели активного и пассивного типов [1, 3, 31]. Электромагнитное возбуждение или постоянные магниты характеризуют роторы СД активного типа. Синхронные машины переменного тока обеспечивают частоту вращения ротора, равную частоте вращения магнитного поля статора. Характерной особенностью таких машин (исполнительных двигателей) является магнитоэлектрическое или электромагнитное возбуждение,

классифицирующее названные машины как машины активного типа.

По характеру движения ротора СД различают на двигатели:

- непрерывного вращения, преобразующие электроэнергию переменного тока в механические непрерывные вращения исполнительного механизма;
- линейные, преобразующие электроэнергию переменного тока в механические поступательные движения ИМ;
- шаговые, преобразующие команду в виде импульсов в фиксированный угол поворота (перемещения) ротора ИМ.

Синхронные магнитоэлектрические двигатели получили распространение в двух конструктивных исполнениях: с радиальным и аксиальным расположением постоянных магнитов. Магнитопровод статора выполняют из листовой электротехнической стали, вращающееся магнитное поле которого создается трех- или двухфазной распределенной обмоткой, расположенной в пазах статора (рис. 2.43, а, б соответственно).



**Рис. 2.43. Схемы включения синхронного двигателя**

В схеме (рис.2.43, б) конденсатор  $C$  служит для сдвига тока по фазе, проходящего по обмотке статора. При включении в сеть переменного тока с частотой  $f_1$  обмотка статора создает вращающееся магнитное поле  $\Phi_1$ , взаимодействующее с магнитным потоком возбуждения  $\Phi_0$  (рис.2.44) постоянных магнитов.

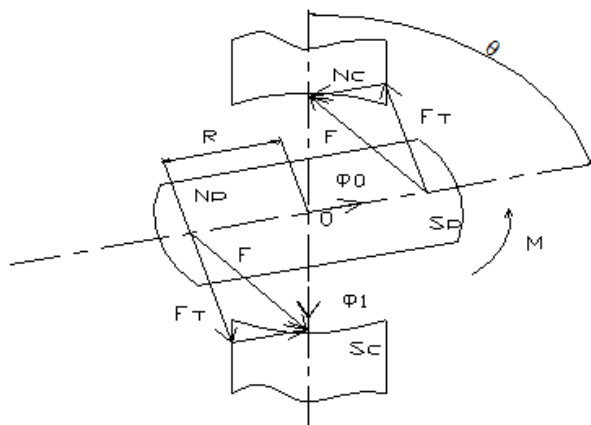


Рис. 2.44. Принцип действия СД с постоянными магнитами

Между разноименными полюсами сформированного магнитного потока  $\Phi_1$  и магнитного потока  $\Phi_0$  (условно постоянных магнитов), оси которых в пространстве смещены на угол нагрузки  $\Theta$ , возникает сила притяжения  $F$ , тангенциальная составляющая  $F_T$ , которая создает на валу ротора момент вращения  $M = F_T \cdot R$ , где  $R$  – условный радиус точки приложения силы  $F_T$  на роторе. Максимальное значение момента  $M$  возможно при  $\Theta = 90$  (270) эл.град, а минимальное, когда  $\Theta = 0$  (180) эл.град. Сочетанию совмещения магнитных полюсов статора  $N_c$  и ротора  $S_p$ , когда  $\Theta = 0$ , соответствует устойчивое равновесие, случаю  $N_c$  и  $N_p$  – положение неустойчивого равновесия ротора.

Следовательно, можно считать, что в синхронном двигателе с постоянными магнитами электромагнитный момент изменяется по закону:

$$M = M_{max} \cdot \sin \Theta, \quad (2.66)$$

где значение максимального синхронизирующего момента составит:

$$M_{max} = K_c \cdot U_1 \cdot \Phi_0, \quad (2.67)$$

где  $K_c$  – конструктивный коэффициент, зависящий от числа фаз, витков обмотки статора, размеров статора машины [3, 31, 60]. Для нормального функционирования синхронного двигателя значение угла нагрузки не должно превышать 20 – 30 эл.град., а

момент нагрузки  $M_n < M_{\max}$ .

Пуск синхронных двигателей осуществляется "асинхронно" за счет короткозамкнутой пусковой обмотки, расположенной на роторе. К положительным свойствам магнитоэлектрических синхронных двигателей следует отнести повышенную устойчивость работы в синхронном режиме, равномерность частоты вращения и высокие энергетические показатели (КПД и  $\cos\varphi_1$ ). Кроме машин активного типа имеются синхронные машины реактивного типа и гистерезисные, отличающиеся от машин активного типа конструкцией ротора [1, 31].

### Контрольные вопросы:

1. Какие условия (по значению угла и момента нагрузки) обеспечивают нормальный режим работы синхронного двигателя ИММС?
2. Какие параметры СД влияют на формирование тангенциальной составляющей силы  $F_T$ ?
3. Приведите формулу и условия формирования в СД синхронизирующего  $M_{\max}$ ?



## 3. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

### 3.1. Классификация и обобщенные характеристики исполнительных электроприводов

Исполнительный (управляемый) электропривод (ИЭП) мехатронных систем МС – это электромеханическая система (ЭМС), обеспечивающая управляемое электромеханическое преобразование энергии, заключающееся в регулировании скорости вращения, перемещения исполнительного механизма (ИМ) в заданном диапазоне регулирования с определенной точностью и быстродействием. В структурную схему ИЭП (см. разд. 1.3, рис. 1.4) входят: электродвигатель, силовой преобразователь, питающий электродвигатель; исполнительный механизм, регуляторы, обеспечивающие требуемое качество регулирования; датчики обратных связей, устройство управления и источник питания. В общем случае электроприводы МС можно классифицировать по:

- назначению – главного движения, подач и вспомогательные;
- способу регулирования – с постоянным моментом, с постоянной мощностью, двухзонное регулирование;
- роду тока двигателя – постоянного и переменного тока;
- схеме силового полупроводникового преобразователя – управляемый выпрямитель (однофазный, трехфазный и многофазный), широтно-импульсный преобразователь, автономный инвертор напряжения (тока);
- структуре построения системы автоматического регулирования – одноконтурные и многоконтурные;
- характеру (видам) сигналов управления:
  - аналоговые (непрерывные) с аналоговым задатчиком и аналоговым датчиком основной обратной связи);
  - цифро-аналоговые (с цифровым задатчиком, цифровым датчиком основной обратной связи и аналоговыми регуляторами);
  - цифровые (дискретные) с цифровыми задатчиками, датчиками обратных связей и цифровым формированием законов управления скоростью двигателя.

В соответствии с **характером применяемых сигналов** в системах управления электроприводом (СУЭП) в целом такие системы называются аналоговыми или дискретными. Для аналоговых СУЭП характерно то, что входные и выходные сигналы устройства управления (УУ) - непрерывные функции времени, а для дискретных - дискретные с квантованием по времени и (или) уровню. В первом случае объект управления (ОУ), устройство управления (УУ) и система управления в целом описываются системой дифференциальных уравнений, связывающих между собой переменные вход-выход, во втором - системой разностных уравнений [61]. Поскольку дискретные СУЭП сегодня находят преимущественное применение, то особенностям построения и функционирования электронных узлов таких СУЭП автором уделено особое внимание. Основными параметрами (показателями) ЭП являются:

- номинальный вращающий момент на валу двигателя  $M_{ном}$ ;
- номинальная выходная мощность на валу двигателя  $P_{ном}$ ;
- номинальная угловая скорость  $\Omega_{ном}$  (частота вращения  $n_{ном}$ );
- максимальная угловая скорость  $\Omega_{max}$  (частота вращения  $n_{max}$ );
- диапазон регулирования – отношение максимальной угловой скорости к минимальной ( $D = \Omega_{max}/\Omega_{min}$ ), при котором сохраняются (по стабильности) все параметры выходных координат электропривода для случая изменения нагрузки, напряжения сети, температуры окружающей среды, реверсирования двигателя и неравномерности вращения;

- чувствительность – минимальный сигнал управления  $U_{ymin}$ , обрабатываемый СУЭП. В следящем ЭП, например, модуля (станка) с ЧПУ, этот сигнал должен быть меньше напряжения управления, соответствующего одной дискрете;

- перегрузочная способность по мощности ( $P_{час}/P_{ном}$ ); моменту ( $M_{max}/M_{ном}$ ) в установившемся и переходном режимах;

- динамические характеристики по управляющему воздействию – время пуска  $t_n$  и торможения  $t_r$ ; по возмущению в нагрузке – время восстановления скорости  $t_b$  и динамическое изменение скорости  $\Delta\Omega$ ;

- энергетические характеристики: коэффициент полезного действия (КПД  $\rightarrow \eta$ ) и коэффициент мощности  $K_m \rightarrow \cos \varphi$ ;

- удельные массогабаритные показатели –  $P/m$ , кВт/кг;  $P/V$ , кВт/дм<sup>3</sup>,  $M/m$ , Н·м/кг;  $M/V$ , Н·м/дм<sup>3</sup>;

- надежность – наработка на отказ, вероятность безотказной работы, срок службы, ремонтпригодность;

- стоимость, экономичность и простота обслуживания.

Механические и электрические параметры, например,

электропривода постоянного тока связаны между собой известными соотношениями, математически описывающими различные способы регулирования скорости:

$$\begin{aligned} P_{\text{мех}} &= M \cdot \Omega; P_{\text{эл}} = U \cdot I; \Omega = (U - I \cdot R) / C_m \cdot \Phi; \\ M &= C_m / \Phi; C_m = p_d \cdot N / (2\pi \cdot a), \end{aligned} \quad (3.1)$$

где  $P_{\text{мех}}$  - механическая мощность на валу электродвигателя;  $P_{\text{эл}}$  - электрическая мощность двигателя;  $M$  - вращающий момент на валу двигателя;  $\Omega$  - угловая скорость двигателя;  $U$  - напряжение на якоре двигателя;  $I$  - ток двигателя (действующее значение);  $\Phi$  - поток возбуждения двигателя;  $C_m$  - конструктивная постоянная двигателя;  $p_d$  - число пар полюсов двигателя;  $N$  - число активных проводников обмотки якоря в пазу;  $a$  - число параллельных ветвей обмотки якоря.

Регулирование скорости двигателя постоянного тока производится посредством изменения двух электрических параметров - напряжения на якоре  $U$  и (или) потока возбуждения  $\Phi$ . Зависимости предельных значений мощности и вращающего момента на валу двигателя от скорости [19] при регулировании напряжения якоря и магнитного потока возбуждения представлены на рис. 3.1.

В зоне I скорость регулируется от 0 до  $\Omega_{\text{ном}}$  изменением напряжения на якоре от 0 до  $U_{\text{ном}}$  при постоянном предельном моменте  $M_{\text{ном}}$ . Увеличение мощности осуществляется пропорционально скорости от 0 до  $P_{\text{ном}}$ .

В зоне II скорость регулируется от  $\Omega_{\text{ном}}$  до  $\Omega'_{\text{max}}$ , при  $U_{\text{я}} = U_{\text{я.ном}}$  путем ослабления магнитного потока от  $\Phi_{\text{ном}}$  до  $\Phi_{\text{min}}$  при постоянной предельной мощности и соответствующем снижении вращающего момента.

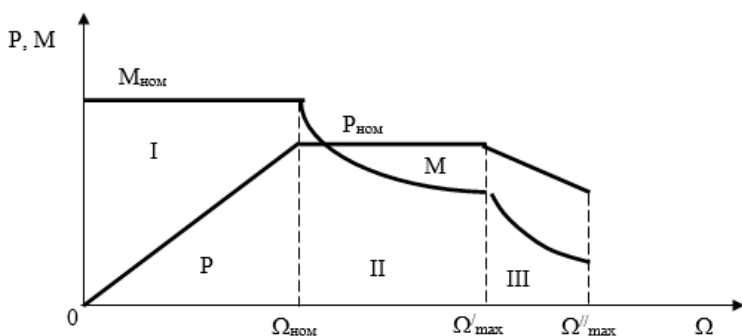


Рис. 3.1. Зависимости предельных значений мощности и момента от скорости электродвигателя

В зоне III регулирование выходных параметров электродвигателя осуществляется при производстве стендовых испытаний в заводских условиях.

Соответственно приведенным зонам различают три вида регулирования скорости ЭП:

- при постоянном моменте  $M = \text{const}$  (зона I);
- при постоянной мощности  $P = \text{const}$  (зона II);
- двухзонное регулирование (зона I и II).

Приведенные характеристики регулирования выходных параметров ИЭП постоянного тока широко применяются при проектировании современных МС (ТС) и должны быть сопоставимы с характеристиками ЭП переменного тока. Следует отметить, что в последние годы применение частотно-управляемых (регулируемых) электроприводов (ЧУЭП), электроприводов переменного тока с векторным управлением АД, несмотря на достаточно сложные схемотехнические решения их УУ, в целом СУЭП, расширяется, поскольку выходные характеристики приводов переменного тока по ряду показателей превосходят ЭП постоянного тока [7, 62, 63]. Объективно, электропривод постоянного тока еще далеко не исчерпал своих возможностей и продолжает совершенствоваться, а переход на новый тип электропривода связан с существенными изменениями в работе силовых элементов, например, «преобразователь-двигатель», обусловленные освоением новых технологических режимов работы ЭП МС.

Адекватность статических режимов работы упомянутых ЭП в подавляющем большинстве случаев можно обобщить в виде пря-

моугольной механической характеристики (рис. 3.2), характерной для электроприводов постоянного тока, содержащей два участка: 1 - участок поддержания заданного значения скорости в диапазоне допустимого изменения рабочих нагрузок, 2 - участок ограничения момента при перегрузках электропривода со стороны рабочего механизма.

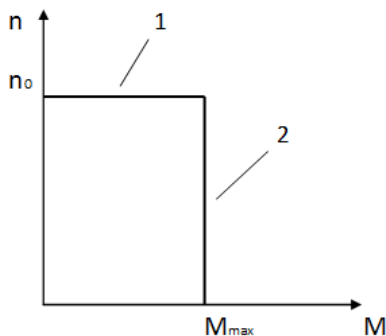


Рис. 3.2. Вид желаемой прямоугольной механической характеристики ЭП

Система оценок качества процессов регулирования в рассматриваемых электроприводах остается неизменной, т.е. для каждого из участков «качество регулирования соответствующей координаты (скорости или момента) оценивают по общепринятым критериям (статической и динамической ошибки, диапазону регулирования, величине перерегулирования, частоте среза, запасу устойчивости» и т.д. [64]). Наиболее распространенной структурой управления в таких электроприводах остается система **подчиненного регулирования** (рис. 3.3), в которой внутренний контур регулирования момента (КРМ) охвачен внешним контуром регулирования скорости. Внешний контур содержит регулятор скорости (РС с блоком ограничения БО), датчик обратной связи по скорости ( $D_{oc}$ ), а звеном  $D$  учитываются динамические свойства механических звеньев электропривода (вращающихся масс якоря с присоединенными механической передачей и рабочим механизмом). Напряжение задания  $U_3$  в СУ ЭП подается на вход сумматора  $\Sigma 1$ , а сигнал рассогласования - на вход регулятора скорости (РС).

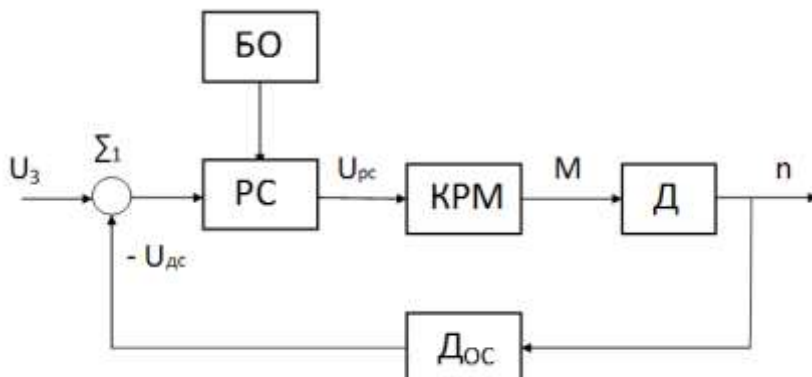


Рис. 3.3. Структура управления электропривода подчиненного регулирования

Следует отметить, что в электроприводах постоянного тока варианты реализации КРМ возможны в режимах двухзонного управления посредством контура регулирования тока якоря ДПТ (в электроприводах с якорным управлением), а также контура регулирования тока возбуждения двигателя (при полюсном управлении). Развитию и совершенствованию электроприводов переменного тока МС в настоящее время уделяется особое внимание, как одному из самых актуальных и важных моментов для внедрения энергосберегающих технологий в различные отрасли промышленного производства. Сегодня доля таких разрабатываемых регулируемых электроприводов на базе короткозамкнутых АД имеет доминирующее значение и постоянно возрастает. Привлекательность использования асинхронного двигателя (АД), как электромеханического преобразователя, хорошо известна [62]. При одинаковых массогабаритных показателях АД примерно в два раза мощнее двигателя постоянного тока (ДПТ), а стоимость его в три раза меньше стоимости коллекторных машин той же мощности. Кроме того, короткозамкнутые роторы АД имеют вес, габариты и моменты инерции в 1,5 - 3 раза меньше, чем якоря двигателей постоянного тока (ДПТ) с медными обмотками и коллекторами. Из-за указанных преимуществ и малых индуктивностей рассеяния цепей статора и ротора короткозамкнутые АД применяют преимущественно в высокодинамичных ЭП с повышенной полосой пропускания [3, 9, 18, 29]. Простота и дешевизна в изготовлении, повышенная надежность общепромышленных и специализированных АД [7] из-за отсутствия щеточно-коллекторного узла упрощает эксплуатацию МС в тяжелых условиях: во влажных, агрессивных и взрывоопасных средах.

Таким образом, растущая тенденция применения ЭП переменного тока в МС широкого назначения обусловлена несомненными их преимуществами в сравнении с приводами постоянного тока. Успехи, достигнутые в теории и практике создания полупроводниковых приборов (IGBT, IGCT, MOSFET, GTO, MCT и др.), а также преобразователей на их основе, микропроцессорных систем управления ими, позволяют сегодня успешно проектировать ЭП с достаточно высокими энергетическими, технологическими и массогабаритными показателями.

### 3.2. Источники регулируемого напряжения в электроприводах МС

В качестве УПУ в ЭП МС широко используются управляемые преобразователи напряжения: тиристорные преобразователи (ТП), широтно-импульсные преобразователи (ШИП), автономные инверторы напряжения (АИН) и тока (АИТ) и другие виды преобразователей [1, 3, 7, 9], обеспечивающие регулирование напряжения на обмотках ИД (нагрузке) в необходимом диапазоне для формирования желаемых механических характеристик ЭП в соответствии с рис. 3.1. Тиристорные усилительно-преобразовательные устройства (УПУ или ТП) применяют в качестве управляемых усилителей-преобразователей в силовых цепях постоянного и переменного тока. Принцип работы тиристорных выпрямителей отличается от неуправляемых только тем, что переключение фаз выпрямления происходит не в момент равенства фазных ЭДС, а позже, с некоторым углом запаздывания (или углом управления)  $\alpha$ . Для регулирования среднего значения выходного напряжения  $U_d$ , подаваемого на нагрузочное сопротивление  $R_n$  (или ИД), используют однофазные и многофазные схемы. Однофазные схемы часто применяют для возбуждения электрических машин и регулирования напряжения на якоре ДПТ маломощных ЭП (до 10 кВт). Простейшие примеры однофазных двухполупериодных схем ТП постоянного тока для работы на активно-индуктивную нагрузку приведены на рис. 3.4, а-в.

Двухполупериодную схему (рис. 3.4, а) также называют двухтактной или двухфазной, поскольку она выпрямляет оба полупериода. В схеме вторичные полуобмотки силового трансформатора ТС относительно его средней точки (нулевого вывода) создают систему напряжений, сдвинутых друг относительно друга на угол  $\pi$ .

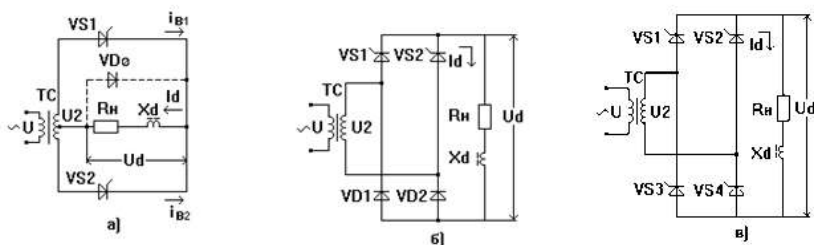


Рис. 3.4. Схемы однофазных регулируемых выпрямителей

Следует отметить значимость функционирования в схеме нулевого диода  $VD_0$ . Работа нулевого диода  $VD_0$  приводит к тому, что основная гармоника тока первичной обмотки трансформатора  $TC$  оказывается смещенной относительно напряжения на угол равный  $\pi/2$  при индуктивном характере нагрузки [19, 31, 72]. Сдвиг фаз между током и напряжением увеличивается при отсутствии  $VD_0$ , а при изменении параметров цепи может достигать значения  $\pi$ . Поэтому и вводят в схему нулевой вентиль  $VD_0$  (обратный диод), обеспечивающий повышенный коэффициент мощности ТП.

Среднее значение (постоянная составляющая) выпрямленного напряжения  $U_d$  (рис. 3.4,а) для момента  $\omega t = \vartheta = 0$  составит:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \vartheta \cdot d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = 0,9 \cdot U_2, \quad (3.2)$$

где  $U_2$  - действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора  $TC$ ,  $\omega t$  - угловая частота напряжения питающей сети.

Если представить, что время  $\vartheta = 0$  соответствует моментам перехода синусоидального напряжения через нулевое значение, которое повторяется в точках  $\pi$ ,  $2\pi$ ,  $3\pi$  и т.д., то естественное включение, например, диодов произойдет в указанных точках  $\vartheta = 0, \pi, 2\pi, 3\pi$  и т.д. Управление тиристором с задержкой по фазе на определенный угол  $\alpha$ , когда значение  $\vartheta$  изменяется как  $\vartheta = \pi + \alpha$ , что позволяет регулировать среднее значение (постоянную составляющую) выпрямленного напряжения  $U_d$  в соответствии с выражением:



$$U_d = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \vartheta \cdot \partial \vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = U_2 \cdot (1 + \cos \alpha). \quad (3.3)$$

Обозначив через  $U_{d0}$  найденное по выражению (3.2) среднее значение выпрямленного напряжения для неуправляемого выпрямителя ( $\alpha=0$ ), получим:

$$U_d = U_{d0} (1 + \cos \alpha)/2. \quad (3.4)$$

Анализ выражения (3.4) показывает: изменение угла  $\alpha$  от 0 до  $\pi$  приводит к изменению  $U_d$  от значения  $U_{d0}$  до нуля, что позволяет по приведенной зависимости построить регулировочную характеристику ТП для известных параметров схемы в режиме регулирования скорости ИД.

Основные соотношения для упомянутых и других выпрямительных схем при угле управления тиристорами  $\alpha=0$  и активно-индуктивной нагрузке ( $\omega L_d \rightarrow \infty$ ) приведены в таблице 3.1, где введены следующие обозначения:

$K_e$  - отношение действующего значения напряжения фазы вторичной обмотки трансформатора  $U_2$  к наибольшему значению среднего выпрямленного напряжения  $U_d$ , т.е.  $K_e = U_2 / U_d$ ;

$K_{ев}$  - отношение максимального обратного напряжения на тиристор к выпрямленной ЭДС;

$K_{iв}$  - отношение среднего значения тока тиристора к среднему значению выпрямленного тока;

$K_{вэ}$  - отношение действующего значения тока тиристора к среднему значению выпрямленного тока;

$K_T$  - отношение типовой мощности трансформатора к мощности на стороне выпрямленного тока;

$K_{i1}$  - отношение действующего значения тока в фазе первичной обмотки трансформатора, приведенного к числу витков вторичной обмотки, к среднему выпрямленному току;

$K_{тр}$  - коэффициент трансформации трансформатора;

$K_{i2}$  - отношение действующего значения тока фазы вторичной обмотки трансформатора к среднему выпрямленному току.

На рис. 3.4, б, в изображены мостовые соответственно двухтактные несимметричная (полууправляемая) и симметричная (полностью управляемая) схемы тиристорных преобразователей (ТП). Применение двух тиристоров вместо четырех упрощает схему управления, снижает стоимость ЭММ и в целом ТП. Однако

схемы отличаются и режимами нагружения тиристоров, поскольку время протекания тока по неуправляемому диоду составляет  $(\pi + \alpha)$ , а по тиристоры  $(\pi - \alpha)$  [71]. В этом случае тиристоры открываются при различных фазовых углах, что усложняет анализ режимов работы ТП. Одинаковые углы управления характерны только для режима симметричного управления.

Схемы управляемых выпрямителей трехфазного напряжения применяются для питания потребителей средней и большой мощности (свыше 10 кВт). Первичная обмотка силовых трансформаторов таких ТП состоит из трех фаз, соединенных либо в звезду, либо в треугольник. Простейшие бестрансформаторные схемы управляемых ТП для питания двигателей постоянного тока ЭП МС приведены на рис. 3.5, а, б.

Выбор схем (рис. 3.5) управляемых ТП при проектировании ЭП МС зависит от режима работы ДПТ (М), потребляемой мощности, степени использования ДПТ по мощности, допускаемой пульсации тока якоря. Анализ изложенного показывает, что сложные нулевые и мостовые схемы состоят из параллельного или последовательного соединения простых нулевых трехфазных схем (рис. 3.5, а, г) или мостовых схем (рис. 3.5, б, в). В нулевых схемах нагрузка подключается между нулевым проводом трансформатора и общей точкой тиристоров. Мостовые схемы можно рассматривать как последовательное соединение двух нулевых, нагрузка в которых подключается между двумя общими точками тиристоров (анодной и катодной), образованные объединением анодов, а другая – катодов тиристоров. Выбор схемы преобразователя определяется мощностью двигателя и требованиями к качеству выходного напряжения [28, 61].

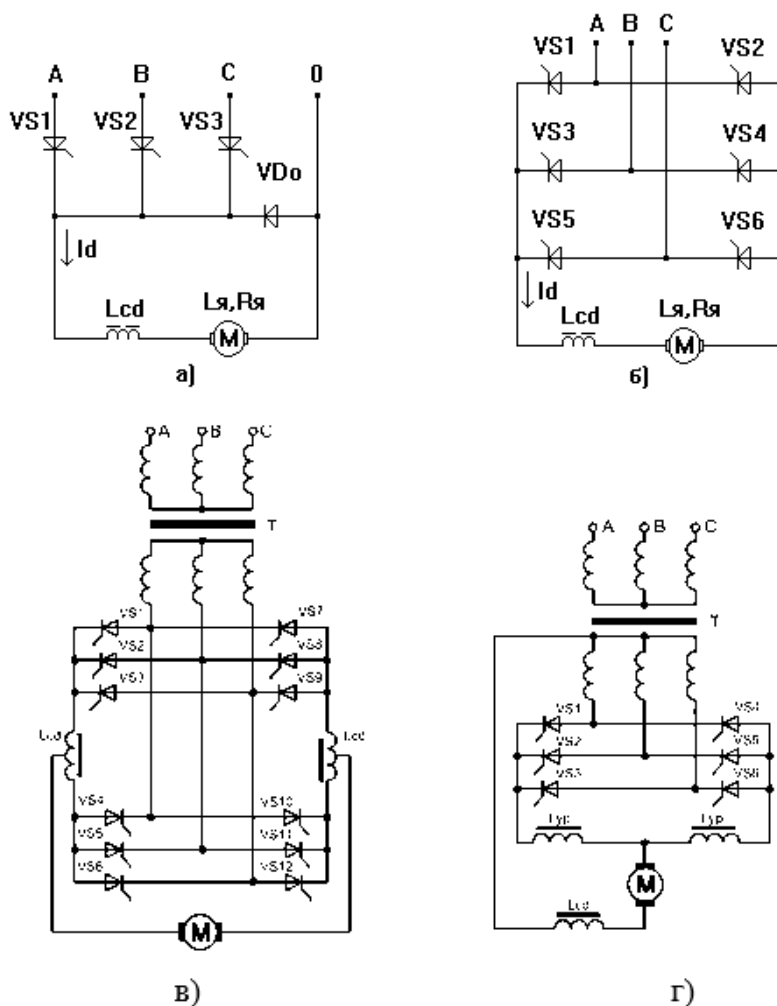


Рис. 3.5. Схемы трехфазных регулируемых выпрямителей

Так, однофазные преобразователи находят применение преимущественно в маломощных схемах РТС, РТК и ПР (малой грузоподъемности с невысокими требованиями к качеству движения). Широко используются трехфазные нулевые схемы. В ЭП МС повышенной мощности, включая ПР большой грузоподъемности с высокими требованиями к качеству движения захватного устройства (ЗУ), особенно в зонах пониженной скорости, находят применение мостовые трехфазные схемы. На базе приведенных схем

обычно проектируются нереверсивные и реверсивные ЭП МС различного исполнения ТП: однокомплектные и двухкомплектные. Причем двухкомплектные ТП в ЭП могут работать в режиме совместного (согласованного и несогласованного) или отдельного управления [19, 61] при разгоне привода, поддержании скорости, торможении и реверсировании (изменении направления вращения) ИД.

Таблица 3.1. Расчетные соотношения схем выпрямления при активно-индуктивной нагрузке

Схема преобразователя	$K_e$	$K_{\text{об}}$	$K_{\text{и}}$	$K_{\text{ин}}$	$K_r$	$K_{r1}$	$K_{\text{об}}$	$K_{\text{г}}$	$m$	$\lambda_z$ гр. эл.
Однофазная двухполупериодная (с нулевой точкой трансформатора)	1,11	3,14	0,50	0,71	1,48	1,11	1,57	1,48	2	180
Однофазная мостовая	1,11	1,57	0,50	0,71	1,23	1,11	1,11	1,23	2	180
Трёхфазная нулевая, трансформатор $Y/\Delta$	0,85	2,09	0,33	0,57	1,35	0,47	0,57	1,35	3	120
Трёхфазная мостовая, схема $\Delta/Y$	0,42	1,04	0,33	0,58	1,05	0,82	0,82	1,05	6	60
Трёхфазная нулевая, трансформатор $\Delta/(Y-\Delta)$ с УР	0,85	2,10	0,17	0,29	1,26	0,41	0,29	1,36	6	60
Трёхфазная нулевая, с соединением трансформатора «звезда-зигзаг»	0,85	2,09	0,33	0,58	1,46	0,47	0,58	1,46	3	120

При согласованном управлении средние значения напряжения тиристорных (вентильных) групп равны друг другу, т.е. выполняется соотношение:

$$\alpha_v + \alpha_u = 180 \text{ эл.гр.} \quad (3.5)$$

где  $\alpha_v, \alpha_u$  - углы регулирования выпрямительной и инверторной групп тиристоров. В этом случае между вентильными

группами протекает уравнительный ток, минуя нагрузку. Для ограничения величины уравнительного тока ( $I_{yp}$ ) в схеме преобразователя устанавливают уравнительные реакторы (индуктивность  $L_{yp}$ ). Для снижения амплитуд пульсирующих составляющих тока якоря в схемах ЭП применяют сглаживающие дроссели ( $L_{cd}$ ).

При раздельном управлении тиристорными группами уравнительные токи и дроссели отсутствуют. Управляющие импульсы подаются только на ту группу тиристоров, которая в данный момент должна работать, а на неработающую группу управляющие импульсы не подаются. Снятие управляющих импульсов производится логическим переключающим устройством (ЛПУ), которое определяет момент равенства нулю тока преобразователя, блокирует импульсы ранее работавшей группы тиристоров и после некоторой паузы разрешает подачу импульсов на тиристоры другой группы. Пауза обычно не превышает 5-10 мс и необходима для снижения тока якоря до нуля в выключаемой группе тиристоров при окончании переходных процессов в энергетическом канале.

**Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя** (ТП) может быть построена по выражению (3.4) для однофазной двухполупериодной схемы при активной и активно-индуктивной нагрузках, когда  $R_d = R_n$ , а  $L_{cd} = 0$  и  $R_d = R_n$ , а  $L_{cd} = \infty$ .

Из анализа работы ТП следует, что угол  $\alpha$  оказывает существенное влияние на установленные мощности основных элементов схемы ТП. Регулировочная характеристика рассматриваемой схемы для случая чисто активной нагрузки представлена кривой 1, а при активно-индуктивной нагрузке - кривой 2 (рис. 3.6). С учетом числа фаз ( $m$ ) силового трансформатора и процесса коммутации тиристоров при работе ТП в режиме управления [28, 61] значение выпрямленного напряжения  $U_d$  будет несколько меньше значения, определяемого по выражению (3.4) на величину  $\Delta U_x$ . Тогда [73] значение выпрямленного напряжения на выходе ТП составит:

$$U_d = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin(\pi/m)}{\pi/m} \cdot \cos \alpha - \Delta U_x = U_{do} \cdot \cos \alpha - \Delta U_x \quad (3.6)$$

где  $U_2$  - фазное напряжение на вторичной обмотке силового трансформатора,  $\Delta U_x$  - падение напряжения на коммутационном участке выпрямленного напряжения. Здесь  $\Delta U_x$  определяется как  $\Delta U_x = I_d \cdot X_s / \pi$ , а параметр  $X_s = \omega \cdot L_s$ ,  $L_s$  - суммарная индуктивность вторичной обмотки и приведенная по числу витков индуктивность первичной обмотки силового трансформатора.

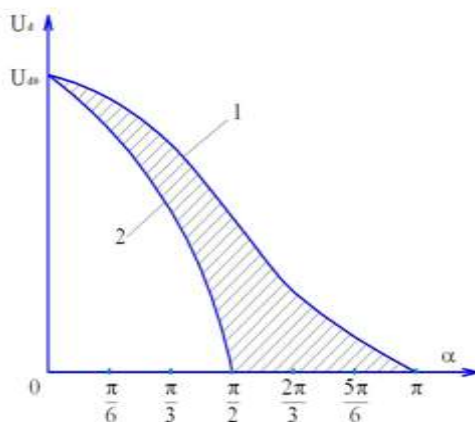


Рис. 3.6. Регулировочная характеристика однофазного двухполупериодного ТТ

Управление тиристорами ТП электропривода МС осуществляется обычно системой импульсно-фазового управления (СИФУ), характеризующееся уровнем напряжения управления ( $U_{cy}$ ). Чтобы определить  $U_{cy}$  необходимо построить (по 3.6) регулировочную характеристику - график  $U_d = U_{тп} = f(\alpha)$  при изменении  $\alpha$  от  $0^\circ$  до  $90^\circ$  эл. Для получения желаемого диапазона изменения напряжения ТП по углу  $\alpha$  значение выходного напряжения  $U_d$  для питания двигателя обычно завышают на 10% в сравнении с номинальным ( $U_{я,ном.}$ ) из-за колебаний промышленного сетевого напряжения ( $U_2$ ). При поиске необходимых параметров значение  $\alpha$  принимается в диапазоне  $\alpha = 0, \pi/12 \dots \pi/2$ , что в соответствии с (3.4) и (3.6) позволяет записать, соотношение вида:

$$U_{ТТ}(\alpha) = \frac{U_{2л}}{\sqrt{3} \cdot K_e} \cdot \cos(\alpha) \cdot \sqrt{2}. \quad (3.7)$$

Для обеспечения, например, номинального напряжения на яоре двигателя  $U_{я,ном} = U_{тп}(\alpha) = 220$  В можно определить величину вторичного фазного напряжения силового трансформатора для любой схемы (таблица 3.1) при подстановке в уравнение (3.7) соответствующего коэффициента  $K_e$  и заданных номинальных параметров ИД. Зависимость  $U_{тп} = f(\alpha)$  приведена на рис. 3.7.

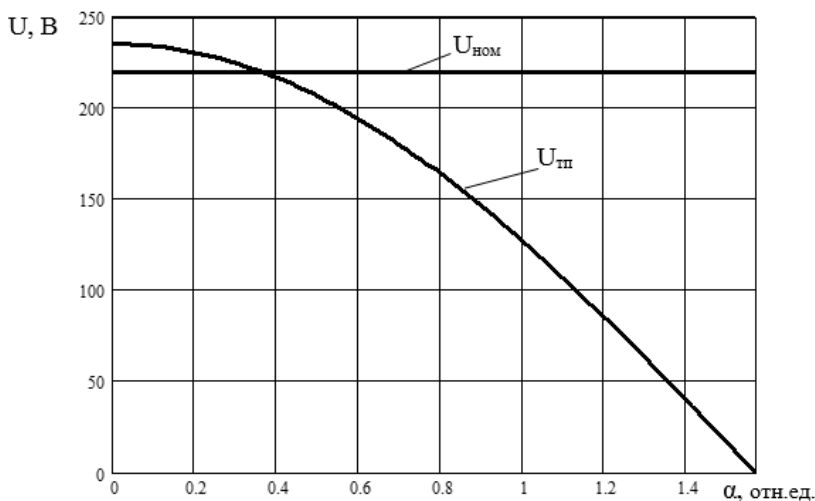


Рис. 3.7. График зависимости напряжения ТП от угла управления  $\alpha$

Значение углов  $\alpha$  для текущих напряжений и номинального режима  $U_{я}$  ИД можно определить из выражения:

$$\alpha = \arccos \left( \frac{U_{ном} \cdot K_e \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot U_2} \right), \quad (3.8)$$

а параметр  $\alpha_{ном}$  - из соотношения:  $\alpha_{ном} = \alpha \cdot \frac{180}{\pi}$ . (3.9)

Для большинства СИФУ аналогового и цифрового [76] исполнения зависимость угла управления от напряжения управления, т.е.  $\alpha = f(U_{cy})$ , носит линейный характер, а для построения зависимости используют значения напряжений  $U_{cy} = 0 \dots 5 \text{ В}$  и соответственно  $\alpha = 90 \text{ эл. град.}$  и  $\alpha = 0 \text{ эл. град.}$

На рис. 3.8 приведены необходимые зависимости и определена точка их пересечения (К), соответствующая номинальному режиму работы ЭП МС в системе «ТП - ДПТ».

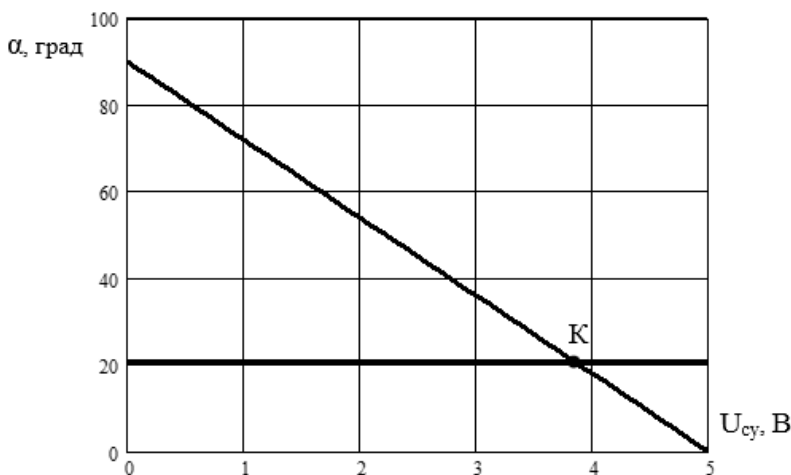


Рис. 3.8. Зависимости угла управления от напряжения СИФУ

Поскольку в СИФУ аналоговый входной сигнал преобразуется в фазовый сдвиг дискретных управляющих импульсов, следовательно, ТП управляется не непрерывно, а дискретно. ТП представляет собой полууправляемое устройство, так как тиристор открывается в момент подачи управляющего импульса, а закрывается при токе тиристора  $I_T < I_{уд}$  (тока удержания). Указанные особенности приводят к необходимости ограничения скорости изменения управляющего сигнала на входе ТП посредством установки апериодического фильтра с постоянной времени  $T_\phi = 0,005 - 0,008$  с. Если ТП рассматривать как элемент системы управления [77], то его передаточную функцию можно представить в виде:

$$W_{ТП}(p) = \frac{K_{II}}{T_{II} \cdot p + 1}, \quad (3.10)$$

где  $K_{II}$  - коэффициент передачи ТП, определяемый из соотношения параметров (по рис. 3.7 и рис. 3.8) в виде:

$$K_{II} = \frac{U_H}{U_{сy.ном}}, \quad (3.11)$$

что при подстановке найденных значений составит  $K_{II} \approx 57$ . Параметр  $T_{II}$  можно определить по соотношению:

$$T_{II} = T_\phi + 1/2\pi f_G, \quad (3.12)$$



где  $1/2mf_c$  - среднестатистическое запаздывание ТП, обусловленное его пульсностью ( $m$ ) и частотой ( $f_c$ ) напряжения сети. Приведенные параметры динамической модели ТП могут быть использованы при анализе и синтезе системы управления ЭП, оценке качества регулирования синтезированной системы.

**Транзисторные преобразователи частоты (ПЧ)** (или автономные инверторы напряжения АИН) широко используются при проектировании ЭП МС на базе трехфазного короткозамкнутых асинхронных двигателей (АД).

Современные АИН [10, 21] выполняются на основе полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов СПП (IGBT, МСТ, GTO и их разновидности), способных выдерживать большие токовые перегрузки и напряжения. Если при проектировании прибор выбран без достаточного запаса по предельным параметрам, то можно ожидать выход режима работы силового ключа за пределы границ области безопасной работы. Под «транзисторами» в дальнейшем следует подразумевать обычные биполярные транзисторы, силовые полевые транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором (соответственно POWER MOSFET и IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor). К достоинствам IGBT относятся: высокая допустимая плотность тока, управление напряжением, как у МОП - транзисторов, низкие потери в импульсном режиме и практически прямоугольная область безопасной работы, исключающая необходимость формирования траектории переключения полупроводникового прибора [29]. При необходимости упрочнения каскада преобразователя используют часто параллельное соединение транзисторов или гибридные модули.

С развитием силовой полупроводниковой техники наиболее перспективным видом прерывателей (ключей) средней и большой мощности можно считать прерыватели, созданные на основе силовых полупроводниковых приборов (СПП) - транзисторов, для запирающих которых необходимо создать определенные условия (по уровню и знаку потенциала на базе). Сегодня можно констатировать факт, что для разработки высокоэффективных силовых устройств (преобразователей) постоянного и переменного тока в широком диапазоне мощностей (от единиц ватт до десятков мегаватт) практически не существует принципиальных ограничений. Такие преобразователи различного назначения находят применение во всех отраслях современной жизни, промышленного производства, включая РТС и РТК.

Для АИН необходим особый режим работы системы управления (СУ) по организации широтно-импульсной модуляции (ШИМ)

и управления ключевыми элементами (СПП) при формировании синусоидального выходного напряжения для питания фазных обмоток АД. Для пояснения принципа организации ШИМ и наглядности построения зависимостей (рис. 3.9) условно принято, что частота опорного напряжения более чем в 12 раз превышает частоту управляющего сигнала. В современных инверторах частота опорного напряжения (частота ШИМ) составляет 3–50 кГц [36] при номинальной частоте и «квазисинусоидальном» выходном напряжении (и токе) в обмотках статора АД.

Схема трехфазного мостового инвертора (рис. 3.10), включающая в себя три плеча (стойки) с транзисторными ключами 1, 2, 3 ...6 (силовой блок 1), каждое из которых выполнено упрощенно по схеме однофазного инвертора. Фазные обмотки (А, В, С) статора АД обычно подключаются к средним точкам каждого из плеч инвертора (в зависимости от схемы соединения обмоток статора: «звездой» или «треугольником»). Источник пилообразного опорного напряжения  $U_{оп}$  в схеме является общим для всех трех фаз формируемого выходного напряжения АИН.

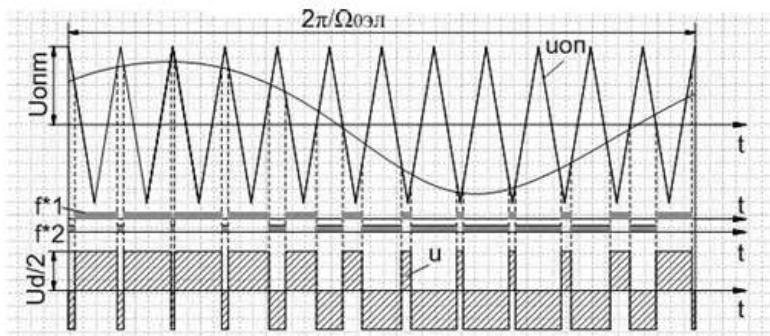


Рис. 3.9. Принцип организации широтно-импульсной модуляции

Управляющие сигналы  $u_{1A}^*$ ;  $u_{1B}^*$ ;  $u_{1C}^*$  представляют собой трехфазную систему синусоидальных напряжений, сдвинутых между собой на угол  $120^\circ$  и подаваемых на входы соответствующих фазных «нуль-органов» (НОi), входящих в электронный блок 2 информационного канала. Изменение частоты и амплитуды выходного напряжения трехфазного инвертора (напряжения на фазных обмотках асинхронного двигателя М, рис.3.10) осуществляется СУ ЭП с использованием микропроцессорных устройств и средств автоматики.

Наличие сигналов  $f_1^* - f_6^*$  в схеме определяет состояния СПП - ключевых элементов 1...6 инвертора. Их зависимость от знаков разностей  $u_{1A}^* - u_{оп}$ ,  $u_{1B}^* - u_{оп}$ ,  $u_{1C}^* - u_{оп}$  определяется программной последовательностью, которая при необходимости изменяется. Фазные напряжения на выходе могут принимать пять разных значений:  $+(2/3)U_d$ ;  $+(1/3)U_d$ ;  $0$ ;  $-(1/3)U_d$ ;  $-(2/3)U_d$ . Для того чтобы определить мгновенные значения фазных напряжений на каждом из отрезков времени, ограниченном вертикальными штриховыми линиями, проведенными из точек пересечения кривых  $u_{1A}^*$ ;  $u_{1B}^*$ ;  $u_{1C}^*$  с графиком опорного напряжения  $U_{опm}$  (рис. 3.9). Фазные напряжения на выходе могут принимать пять разных значений:  $+(2/3)U_d$ ;  $+(1/3)U_d$ ;  $0$ ;  $-(1/3)U_d$ ;  $-(2/3)U_d$ . Для того чтобы определить мгновенные значения фазных напряжений на каждом из отрезков времени, ограниченном вертикальными штриховыми линиями, проведенными из точек пересечения кривых  $u_{1A}^*$ ;  $u_{1B}^*$ ;  $u_{1C}^*$  с графиком опорного напряжения  $U_{оп}$ , следует использовать расчетные данные, приведенные в таблице 4.1 из [63]. Известно, что повышение частоты ШИМ сопровождается рядом негативных факторов, обусловленных появлением электромагнитных помех, воздействующих на электротехнические и радиотехнические устройства, электронные устройства информационного канала управления, вызывая сбои в работе СУ электропривода.

Повышению электромагнитной совместимости всех электротехнических и электромагнитных устройств СУ способствует использование экранированных кабелей, ограничение длины коммуникационных связей при проектировании ЭМС; а также применение средств оптоэлектроники [45, 66], установка специальных фильтров гармоник на входе-выходе энергетического канала электропривода МС.

В приведенной схеме ЭП, выполненного по системе «АИН-АД» с частотным управлением фазы обмоток «А», «В» и «С» статора АД включаются по схеме «звезда» (или «треугольник») к выходным зажимам преобразователя (АИН). Классификационные признаки схемы - наличие емкостного входного фильтра  $C_\phi$  и включенных (параллельно – встречно) управляемым ключам VT1÷VT6 (IGBT- транзисторам) соответственно диодов обратного тока VD1÷VD6. Конденсатор  $C_\phi$  фильтра является источником реактивной мощности, потребляемой АД, поскольку через него за-

мыкается переменная составляющая входного тока инвертора. Емкость конденсатора  $C_{\Phi}$ , включенного на выходе  $LC_{\Phi}$  - фильтра, должна рассчитываться из условия поддержания требуемого коэффициента сглаживания (пульсаций напряжения  $U_d$ ) и не превышения допустимого уровня пульсаций, обусловленных «сбросом» энергии из индуктивных элементов контура коммутации и нагрузки через «обратные» диоды инвертора [17].

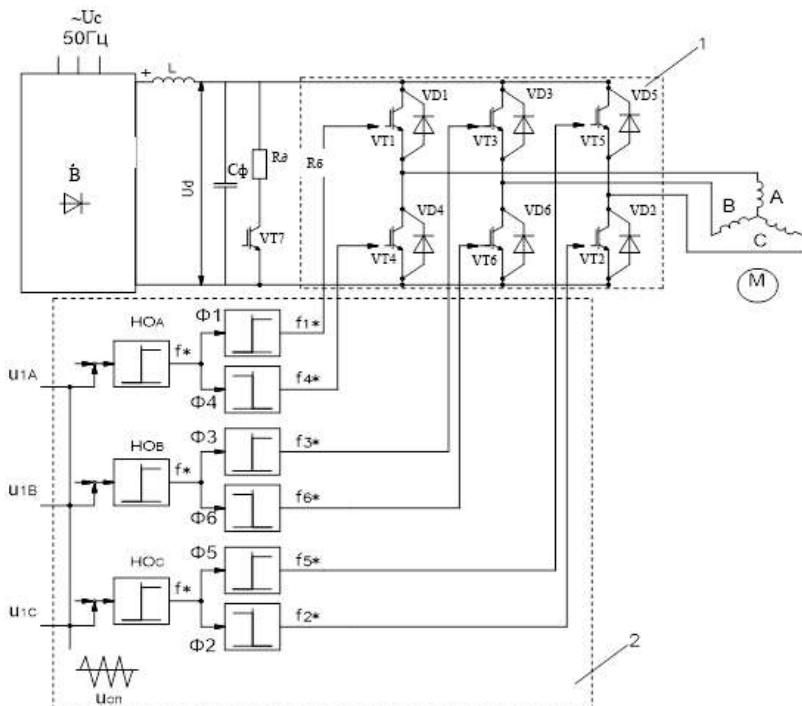


Рис. 3.10. Принципиальная схема частотно-управляемого электропривода с трехфазным асинхронным двигателем

Следует отметить, что по типу связи с питающей сетью ПЧ можно разделить на 2 класса:

- ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока, которые можно подразделить на автономные инверторы напряжения (АИН) и автономные инверторы тока (АИТ).
- Преобразователи частоты с непосредственной связью (ПЧНС).

АИН в звене постоянного тока содержит LC- фильтр (либо только емкость  $C_{\phi}$ ) для сглаживания пульсаций напряжения с выхода выпрямителя В. В АИН наблюдается однозначная зависимость напряжения в звене постоянного тока от напряжения на нагрузке, и поэтому он является источником напряжения. При работе инвертора как источника напряжения на активно-индуктивную нагрузку, каковым является АД, обеспечивается обмен реактивной энергией между АД и звеном постоянного тока через обратные диоды VD1 - VD6, включенные параллельно основным ключам VT1 - VT6. При этом упомянутые диоды проводят ток в моменты возврата реактивной энергии от АД в емкость  $C_{\phi}$ , что подтверждается при низких  $\cos\varphi$  нагрузки. Регулирование напряжения на выходе АИН обычно осуществляется **двумя способами**:

- изменением напряжения  $U_d$  в звене постоянного тока, что возможно при управляемом выпрямителе, т.е. УТП, а инвертор выполняет функции коммутатора фаз, формируя требуемую частоту напряжения (тока). Такой ПЧ называется АИН с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ).

- широтно-импульсным регулированием напряжения в АИН, которое осуществляется модуляцией напряжения несущей частоты (частоты коммутации ключей) сигналом основной (заданной) частоты. Такие ПЧ называются АИН с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) при неуправляемом выпрямителе В.

В структуру ПЧ (рис.3.10) включены силовые элементы: выпрямитель В (управляемый или неуправляемый), силовой фильтр  $C_{\phi}$  в звене постоянного тока и инвертор 1, преобразующий напряжение  $U_d$  (ток) в звене постоянного тока в переменное напряжение (ток) заданной частоты. Разрядный транзистор VT7 и балластное сопротивление  $R_6$  служат для преобразования энергии, запасенной в конденсаторе  $C_{\phi}$  силового LC $_{\phi}$  - фильтра. В тормозных режимах, когда электромагнитная энергия, запасенная в АД, передается в конденсатор  $C_{\phi}$ , на последнем напряжение повышается. Если напряжение превышает расчетное значение, включается транзистор VT7, обеспечивающий разрядку конденсатора  $C_{\phi}$  на балластное сопротивление  $R_6$ , что ограничивает дальнейший рост напряжения на СПП преобразователя.

В приведенной схеме (рис. 3.10) отсутствует режим возврата (рекуперации) энергии в сеть, необходимый при генераторном режиме работы АД в случае интенсивного торможения АД. В настоящее время при проектировании ЭП по системе «АИН-АД»

предусматривается второй комплект выпрямителя, ключевые элементы которого управляются по особому алгоритму, позволяющему преобразовать энергию емкости фильтра  $C_{\Phi}$  в трехфазное напряжение и при определенных условиях «возвратить» энергию из контура преобразования «АД → АИН» в промышленную питающую сеть  $\sim U_c$ , (например, 380 В, 50 Гц) для использования другими приемниками электроэнергии.

**Частотно-управляемый ЭП на базе трехфазного асинхронного двигателя** находит широкое применение при проектировании металлообрабатывающих модулей, станков с ЧПУ РТС, РТК. Высокая технологичность изготовления, надежность, низкая стоимость асинхронного трехфазного двигателя (АД) делают заманчивым применение его в приводах МС.

Обобщенная структурная схема привода, обеспечивающая управление частотой вращения вала АД по закону широтно-импульсной модуляции, приведена на рис. 3.11. В состав привода входит силовая часть и информационный канал управления, выделенный пунктирной линией. К силовой части относятся:

КА – силовые коммутационные аппараты, выполняющие функцию подключения электропривода к промышленной сети, подготовки системы к работе, а также аварийного отключения; Ф1 – сетевой фильтр, снижающий гармоники переменного напряжения; В – силовой выпрямитель сетевого напряжения, преобразующий переменное напряжение сети в постоянное, питающее автономный инвертор напряжения АИН; Ф – фильтр силовой, осуществляющий сглаживание пульсаций напряжения звена постоянного тока преобразователя; ЗЦ и Д – узел защитных цепей, датчиков тока и напряжения, обеспечивающий защиту силовых элементов преобразователя и электропривода от перенапряжений, токов перегрузки и короткого замыкания; АИН – трёхфазный мостовой транзисторный автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией, осуществляющий преобразование постоянного напряжения в переменное необходимого уровня и частоты; Ф<sub>2</sub> – выходной фильтр, улучшающий качество выходного переменного напряжения; АД – трехфазный асинхронный двигатель.

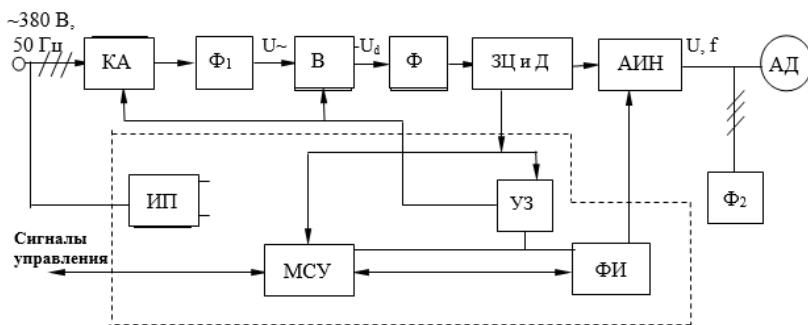


Рис. 3.11. Функциональная схема частотно-управляемого привода

Система управления электроприводом включает в себя: ИП – источники питания устройств управления, регулирования и защиты; МС – микропроцессорный контроллер с устройством сопряжения, осуществляющий формирование управляющих сигналов АИН по закону ШИМ, а также управление аппаратом КА в функции входных сигналов управления; ФИ – формирователь импульсов управления транзисторами ШИМ (блок драйверов), осуществляющий усиление сигналов и потенциальное разделение системы управления с силовой частью ЭП; УЗ – устройство защиты, обеспечивающее быстрое действующее выключение транзисторов АИН и отключение преобразователя при токах перегрузки и короткого замыкания, наличия перенапряжений в звене постоянного тока, а также в случае появления сигналов нарушения технологического режима.

В рабочем режиме работы схемы (рис. 3.11) осуществляется последовательное преобразование электрической энергии в механическую (на валу АД) с некоторыми потерями энергии в каждом из силовых элементов (блоков). Если обозначить коэффициент полезного действия (КПД) сетевого фильтра  $\Phi_1$ , выпрямителя В, силового фильтра  $\Phi$ , автономного инвертора АИН, выходного фильтра  $\Phi_2$  и двигателя АД соответственно  $\eta_1, \eta_2, \eta_3, \eta_4, \eta_5$  и  $\eta_6$ , то для последовательной цепи преобразования энергии результирующее значение КПД системы ( $\eta_c$ ) составит:

$$\eta_c = \prod_{i=1}^6 \eta_i, \quad (3.13)$$

а полезная механическая мощность определится через потребляемую электрическую мощность  $R_{эл}$  выражением:

$$P_{МЭХ} = P_{ЭЛ} \cdot \eta_C. \quad (3.14)$$

Каждое звено силового канала управления может быть представлено своей передаточной функцией  $W_i(p)$  и собственной постоянной времени  $t_i$ , характеризующей наличие некоторого запаздывания в требуемом изменении выходной координаты при изменении сигнала на входе звена. В замкнутой системе автоматического управления постоянные времени  $t_i$  в совокупности существенным образом влияют на динамические характеристики объекта управления и качество регулирования. Если пренебречь постоянными времени выпрямителя В и фильтра Ф и считать, что напряжение на выходе выпрямителя не зависит от нагрузки, то структурную схему контура замкнутой системы автоматического управления частотно-управляемого ЭП ОУ (или МС) можно представить структурной схемой, как показано на рис. 3.12.

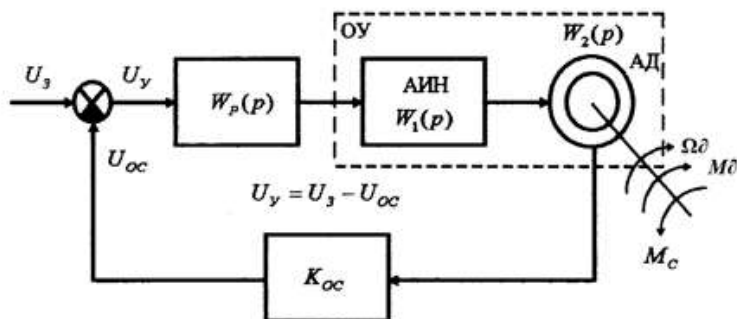


Рис. 3.12. Структурная схема контура управления АД

Введенные обозначения  $W_p(p)$ ,  $W_1(p)$ ,  $W_2(p)$  – передаточные функции корректирующего устройства, автономного инвертора АИН, асинхронного двигателя АД соответственно;  $K_{oc}$  – коэффициент передачи звена обратной связи по скорости;  $U_3$ ,  $U_y$ ,  $U_{oc}$  – сигналы задания, управления и обратной связи;  $\Omega_d$  – угловая скорость вращения ротора АД;  $M_d$ ,  $M_c$  – моменты движущих сил и сил сопротивления на валу АД. Синтез управления частотно-регулируемого электропривода заключается в нахождении такого закона изменения управляющего сигнала  $U_y$  на входе регулятора АИН, при котором обеспечивалось бы заданное качество управления рабочим органом МС.



**Широтно-импульсные преобразователи (ШИП)** находят применение в электроприводах МС благодаря их высоким динамическим и энергетическим свойствам. Основой ШИП является силовой ключ (СК), который коммутирует напряжение источника питания на нагрузку, например, двигателе постоянного тока (ДПТ), включенным в диагональ моста из силовых ключей СК<sub>1</sub>...СК<sub>4</sub> (рис. 3.13). В качестве ключа в преобразователе широко используют полностью управляемый силовой полупроводниковый прибор (СПП), например, IGBT- транзистор, шунтированный быстродействующим диодом.

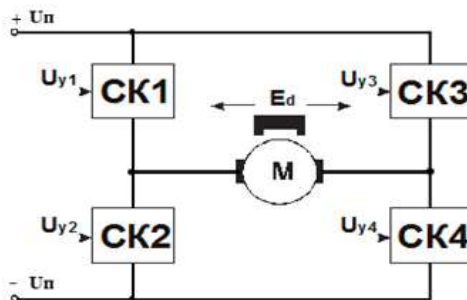


Рис. 3.13. Структурная схема широтно-импульсного преобразователя

Возможны и другие схемотехнические решения, в которых могут быть применены такие приборы как биполярные и полевые транзисторы, управляемые изменением напряжения на базе (затворе), тиристоры и гибридные интегральные модули на их основе. Основным недостатком тиристорных ключей ШИП является их неполная управляемость и необходимость применения для их запитания специальных «коммутационных узлов», что ухудшает их массогабаритные показатели, КПД в сравнении с транзисторными.

В зависимости от способа управления ШИП к нагрузке прикладывается однополярное или разнополярное импульсное напряжение. Управление ШИП осуществляется широтно-импульсным модулятором (ШИМ), где происходит преобразование непрерывного входного воздействия в последовательность прямоугольных импульсов переменной длительности неизменной амплитуды и частоты. Причем переменная длительность пропорциональна уровню управляющего (входного) сигнала. ШИМ содержит задающий генератор опорного пилообразного напряжения, формирующий импульсы с частотой  $f_0 = 1/T_k$ , где  $T_k$  - период коммутации. Опор-

ное ( пилообразное) напряжение  $U_{оп}$  сравнивается (рис. 3.14) с управляющим (входным) напряжением  $U_y$ . В момент равенства указанных напряжений устройством сравнения (компаратором на операционном усилителе) формируется управляющий импульс, переключающий ключ  $СК_i$  по разработанному алгоритму.

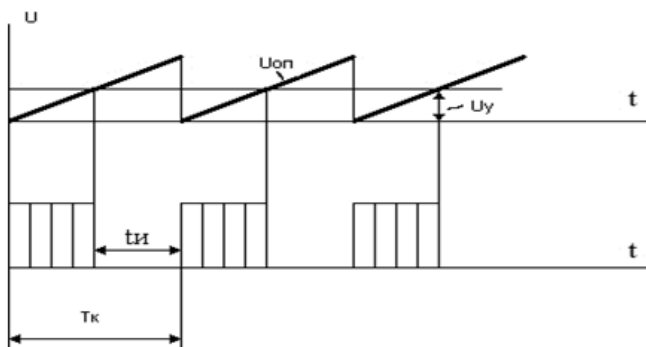


Рис. 3.14. Графики напряжения широтно-импульсного модулятора

Такие устройства, реализующие ШИМ, называют модуляторами длительности импульсов (МДИ). Принципиальная схема реверсивного широтно-импульсного преобразователя на транзисторах представлена на рис. 3.15,а. Временные диаграммы напряжений управляющих импульсов  $U_{yi}$  транзисторными ключевыми элементами ( $VT_i$ ) силового канала рассматриваемого ШИП приведены на рис. 3.15, б.

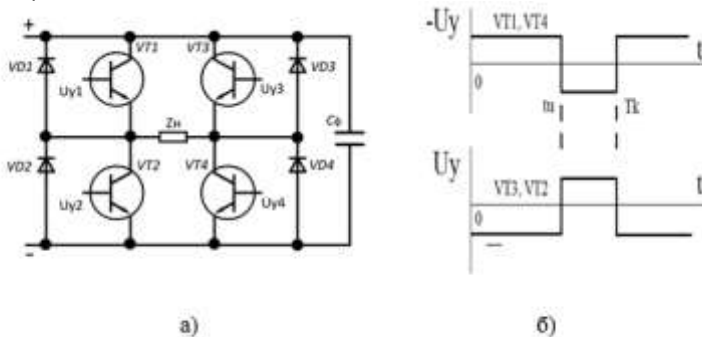


Рис. 3.15. Схема ШИП (а) и графики напряжений управляющих импульсов (б)

При **симметричном управлении** транзисторами ШИП, когда в схеме попарно отпираются  $t_{и}$  (или VT3, VT2), напряжение  $U_{п}$  от источника питания подается на сопротивление нагрузки  $Z_{н}$  (рис.3.15) в интервале  $0 \leq t \leq t_{и}$ , где  $t_{и}$  - время включенного состояния транзисторов VT1, VT4. При запираии транзисторов VT1, VT4 и отпираии VT3,VT2 (момент  $t = t_{и}$ ) напряжение на активно-индуктивной (RL) нагрузке реверсируется, а ток нагрузки за счет ЭДС самоиндукции  $\ell$  сохраняет свое прежнее направление, замыкаясь через диоды VD3,VD2 (или VD1, VD4) и источник питания (конденсатор  $C_{ф}$  фильтра). Среднее значение напряжения на нагрузке  $Z_{н}$  составит:

$$U_{cp} = U_c \cdot (2\gamma - 1), \quad (3.15)$$

где  $\gamma$  - коэффициент заполнения рав ный  $\gamma = t_{и} / T_k$ . Простота реализации и отсутствие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике являются весомыми преимуществами ШИП симметричного управления.

Недостатком ШИП упомянутого управления является знакопеременное напряжение, следовательно, повышенный коэффициент пульсаций тока нагрузки. Поэтому реверсивный ШИП с симметричным управлением применяется только в маломощных электроприводах МС.

При **несимметричном управлении** переключаются транзисторные ключи фазной группы VT1 и VT4 (или VT2 и VT3 при реверсе выходного напряжения) и управляются в противофазе. В этом случае транзистор VT2 может быть постоянно открыт, а другой VT3 - управляться по определенному временному алгоритму. При этом на нагрузке формируется напряжение, имеющее форму знакопостоянных импульсов, что на интервале  $0 \leq t \leq t_{и}$  обеспечивает протекание тока от источника питания ( $+U_{п}$ ) к нагрузочному сопротивлению  $Z_{н}$  (или через обмотку якоря ДПТ) через транзисторы VT3 и VT2, к шине ( $-U_{п}$ ). Когда транзистор VT3 запирается (момент времени  $t_{и}$ ), то непрерывность тока нагрузки  $i_{и}$  поддерживается по цепи: сопротивление нагрузки  $Z_{н}$ , транзистор VT2, диод «сброса» электромагнитной энергии диод VD4 (интервал  $t_{и} \leq t \leq T_k$ ).

В цифровых ЭП постоянного тока ДПТ (М) управляется по цепи якоря, поскольку необходимые качественные показатели привода могут быть обеспечены только при таком управлении. Если в диагональ схемы ШИП включен ДПТ, то при  $U_{п} > E_{д}$  энергия потребляется от источника питания через транзисторы VT1 и VT4 (на интервале  $0 \leq t \leq t_{и}$ ), а на интервале  $t_{и} \leq t \leq T_k$  - через транзи-

стор VT2 и VT3. Режим переменных токов в нагрузке возможен при  $e \approx U_c \cdot \gamma$ : на интервале  $0 \leq t \leq t_n$  (при выключении VT1, VT4 и наличии паузы  $t_n$ ) ток протекает через обратные диоды VD3 и VD2; на интервале  $t_n \leq t \leq T_k$  – через транзисторы VT3 и VT2, а с появлением паузы  $t_n$  ток протекает через обратные диоды VD1 и VD4.

Если ШИП подключен к якору ДПТ и работает на индуктированную противо-ЭДС ( $E_d$ ), то выражение (3.15) следует представить в виде:

$$U_{cp.d.} = U_c \cdot [2\gamma - 1 - (E_d / U_c)], \quad (3.16)$$

Анализ электромагнитных процессов в цепи якоря ДПТ с противо-ЭДС ( $E_d$ ) при регулировании скорости движения ИМ показывает, что в режиме потребления тока от источника наиболее нагруженными являются транзисторы, а в режиме возврата энергии (рекуперации) – диоды. Коэффициент пульсации выходного напряжения при несимметричном управлении в два раза меньше, чем при симметричном управлении и определяется выражением:

$$K_n = \frac{\Delta U_n}{U_c} = \frac{2(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 \cdot b_1)}{1 - a_1}, \quad (3.17)$$

$$\text{где } a_1 = e^{-T_k/T_n}, b_1 = e^{t_n/T_n}, T_n = \frac{L_n}{R_n}$$

где  $L_n$  - суммарная индуктивность цепи якоря ДПТ.

При **поочередном управлении** в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, однако частота переключения каждого из них в два раза меньше частоты напряжения на выходе. При одной полярности выходного напряжения на нагрузке поочередно отпираются транзисторы VT1 и VT2 (транзисторы VT3 и VT4 при этом все время заперты). При обратной полярности выходного напряжения включаются транзисторы VT3 и VT4, а транзисторы VT1 и VT2 закрыты. При запираии транзистора VT1 (время  $t_n$ ) ток нагрузки под действием ЭДС самоиндукции  $\ell$  замыкается через транзистор VT2 и обратный диод VD4. На интервале ( $t_n \dots T_k$ ) выходное напряжение равно нулю, так как нагрузка шунтируется транзистором VT2 и диодом VD4.

Рассмотренные способы управления транзисторами ШИП позволяют констатировать, что при симметричном и несимметричном

управлении наблюдается двухсторонний обмен энергией между источником питания и нагрузкой, а при поочередном управлении обмен энергией отсутствует.

Важным техническим показателем системы ШИП-Д является высокое быстродействие при обработке управляющих и возмущающих воздействий. При частоте коммутации 4-5 кГц ключей ШИП реально достижимая полоса пропускания контура тока в 2-2.5 раза превышает полосу пропускания аналогичных схем с тиристорными преобразователями (ТП), что подтверждает высокое быстродействие ЭП, выполненных в системе «ШИП-ДПТ». Для обеспечения максимальной производительности необходимо минимизировать суммарный момент инерции, приведённый к валу двигателя, применяя малоинерционные двигатели (предпочтительно с дисковыми якорями). Индуктивность якоря таких двигателей значительно меньше, чем у обычных и высокомоментных. Поэтому применение ШИП с более высокой частотой коммутации позволяет сократить потери в двигателе и уменьшить габариты сглаживающего реактора, а также время нарастания тока якоря и скорости двигателя, что сказывается на увеличении производительности МС.

**Электропривод постоянного тока с широтно-импульсным преобразователем.** Регулирование скорости электродвигателя с широтно-импульсным преобразователем (ШИМ) осуществляется изменением уровня среднего напряжения на якоре электродвигателя путем широтно-импульсного модулирования постоянного напряжения полупроводниковым (тиристорным или транзисторным) преобразователем.

На рис. 3.16 показана функциональная схема системы электропривода МС с широтно-импульсным преобразователем и обратными связями.

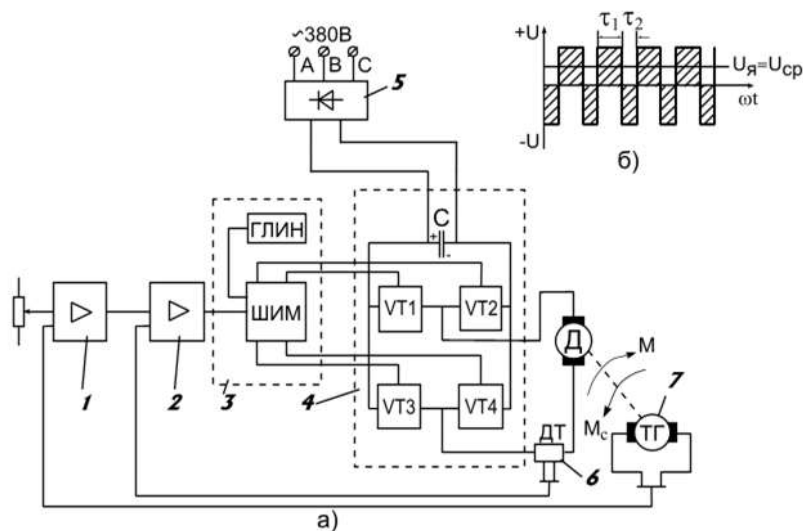


Рис. 3.16. Электропривод постоянного тока с ШИП:

- а) Функциональная схема: 1 – регулятор скорости (РС); 2 – регулятор тока (РТ); 3 – широтно-импульсный модулятор (ШИМ) с генератором линейно изменяющихся напряжений (ГЛИН); 4 – силовой полупроводниковый преобразователь с транзисторными (или тиристорными) ключами VT1...VT4; 5 – неуправляемый выпрямитель; 6 – датчик тока (ДТ); 7 – датчик скорости (ТГ);
- б) временные диаграммы напряжений на якоре ИД на интервале проводимости  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  ключей VT1...VT4.

Система управления широтно-импульсным преобразователем [46] содержит широтно-импульсный модулятор и два замкнутых контура с отрицательной обратной связью по току и скорости, выполненные по принципу подчиненного регулирования. Временная диаграмма напряжений при широтно-импульсном регулировании якорного напряжения  $U_{я}$  представлена на рис. 3.16, б. Анализ диаграмм показывает, что интервалы проводимости транзисторов  $\tau_1$  и  $\tau_2$  определяют величину среднего напряжения  $U_{ср}$ , подаваемого на якорь электродвигателя Д. Источником постоянного напряжения питания ШИП может служить нерегулируемый выпрямитель с емкостным фильтром (С), индивидуальный генератор или аккумулятор. В качестве силовых ключей могут быть использованы GTO тиристоры, тиристоры полууправляемые с искус-

ственной системой запираания или IGBT транзисторы. В настоящее время отечественной промышленностью освоены и выпускаются силовые IGBT транзисторы на номинальные токи до 3 кА и напряжение до 1,5 кВ [47]. Широтно-импульсной транзисторный преобразователь с реверсированием скорости и тормозным режимом обеспечивает работу электропривода во всех четырех квадрантах механических характеристик (рис. 3.17). Для рекуперации кинетической энергии подвижных звеньев МС, (ТС) в сеть питающий выпрямитель должен иметь инвертор, ведомый промышленной сетью. При небольшой мощности привода (до 1 кВт), инвертирование тока производится обычно без рекуперации его в сеть, а только на емкость фильтра и разрядное (активное) сопротивление ограничителя напряжения или в аккумулятор. Способы управления транзисторными ключами VT1-VT4, их характеристики определяют уровень потерь в электродвигателе и область формирования прерывистых токов электродвигателя. В схеме могут быть использованы два способа управления транзисторными ключами: симметричный и несимметричный. Первый способ – когда коммутируются оба транзистора VT1, VT4, а при реверсе – транзисторы VT2, VT3. При этом электродвигатель питается однополярными импульсами тока, а ЭДС самоиндукции электродвигателя заряжает емкость фильтра. Механические характеристики электропривода и область прерывистых токов при этом режиме работы электропривода показаны на рис. 3.17, а.

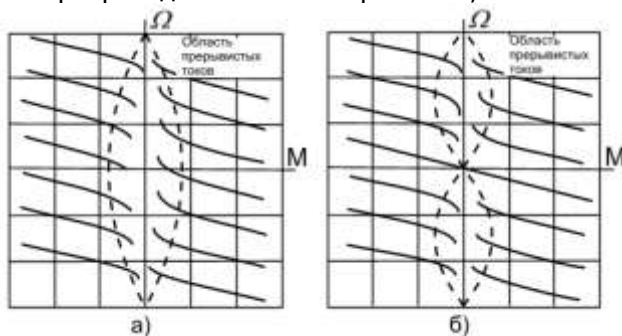


Рис. 3.17. Механические характеристики электродвигателя постоянного тока при питании от ШИП:

- а – при симметричном способе коммутации транзисторов;
- б – при несимметричном способе коммутации транзисторов с шунтированием якоря электродвигателя.

При втором способе – один из двух коммутирующих транзисторов VT1, VT4 постоянно включен (например, VT4), а другой является регулирующим величину тока. Транзистор VT4 обеспечивает роль шунтирующего элемента и ток, обусловленный ЭДС самоиндукции электродвигателя, протекает через него. Механические характеристики исполнительного двигателя и область прерывистых токов такого режима работы показаны на рис. 3.17, б. При разработке электроприводов МС наибольшее распространение получил первый способ коммутации транзисторных ключей с согласованным включением обеих пар VT1, VT4 и VT2, VT3 и начальным смещением угла отпирания транзисторов. В этом случае обе пары транзисторов включаются поочередно при нулевом сигнале задания. Это уменьшает зону работы электропривода в области прерывистых токов и оказывает влияние на рабочие характеристики электропривода при симметричном законе управления ключами, когда:

$$\tau_1 + \tau_2 = 180 \text{ эл.град.} \quad (3.18)$$

На практике применяют согласованный способ управления транзисторными ключами с регулированием величины начального смещения углов проводимости  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , как показано на рис.3.16, б.

Величину начального смещения углов проводимости  $\tau_1$  и  $\tau_2$  определяют и устанавливают с учетом индуктивности электродвигателя. Анализ работы ШИП, нагрузкой которого является ДПТ, позволяет определить важный показатель ШИП - пульсации тока, вызываемые коммутацией транзисторов [2, 54]:

$$\Delta I_{\text{я}} \approx (U_{\text{н}} / R_{\text{я}}) \cdot \gamma [(1 - \gamma) / \kappa \cdot T_{\text{я}} \cdot f_{\text{к}}], \quad (3.19)$$

где  $\kappa = 1$  для однополярных импульсов ЭДС;  $\kappa = 0,5$  для разнополярных импульсов ЭДС;  $T_{\text{я}} \approx T_{\text{н}}$  - электромагнитная постоянная времени якорной цепи, с. Электроприводы с транзисторными преобразователями обладают высокими техническими характеристиками: частота пропускания по скорости составляет 100-150 Гц, диапазон регулирования скорости обеспечивается от 1000 и более при достаточно высокой жесткости механических характеристик ЭП.

### 3.3. Структурное построение и виды систем управления ЭП

Сложные производственные технологические комплексы, например, гибкие производственные системы (ГПС) [68], состав-





ляющими которых являются РТС, РТК, объединены общей (иерархической) системой - автоматической системой управления (АСУ). Характерной особенностью АСУ является то, что она обеспечивает совместную работу (функционирование) всех локальных подсистем и взаимодействие агрегатов (обрабатывающих модулей) ГПС в многономенклатурном производственном цикле с целью максимального полезного использования оборудования (с ЧПУ) и выполнения поставленных заданий. АСУ ГПС представляет собой достаточно сложный программно-аппаратный комплекс, включающий микро- и мини - ЭВМ, специальную электронную аппаратуру и терминалы, непосредственно взаимодействующие с технологическим оборудованием (станочными системами). Несмотря на быстрый прогресс развития и использования персональных компьютеров, новейших достижений в микроэлектронике и вычислительной технике информационные, алгоритмические и, в значительной степени, программные решения хотя и изменяются, но принципиальная преемственность в структуре АСУ пока сохраняется. Поэтому существует большое разнообразие вариантов функциональных, организационных, аппаратурных и программных решений, используемых для реализации АСУ ГПС. В общем случае все составляющие программно-аппаратного комплекса автоматизированной системы управления ГПС можно условно подразделить и представить тремя уровнями управления.

**Первый уровень** управления (АСУ ГПС) - уровень управления технологическим оборудованием и локальными системами управления (ЛСУ), который в основном образуют системы непосредственного (локального) управления отдельными технологическими ячейками (например, оборудованием с ЧПУ) и другим работающим в составе комплекса оборудованием.

**Второй (средний) уровень** управления (АСУ ГПС) - это уровень связывания отдельных частей комплекса (групповое управление), включая: пункты группового управления рабочими позициями, объединяющие накопители, загрузочные роботы, обслуживаемые ими станки с ЧПУ, транспортные системы (ТС), складские системы (СС) и др. На втором уровне осуществляется контроль технологических режимов и диагностика, например, металлообрабатывающих станков (модулей), синтез управляющих программ для первого уровня, обработка и передача информации третьему уровню управления.

**Третий (верхний) уровень** (АСУ ГПС) - уровень оперативно-организационный, где осуществляется оперативно-календарное планирование производства по объему и номенклатуре на смену,

сутки, неделю и т.д. (или планово-экономическое управление производством), ведение оперативного учета состояния производственных процессов, ведение библиотеки управляющих программ (УП) для станков с ЧПУ и ПР по всей номенклатуре деталей, а также учет и анализ простоя оборудования. При этом все используемые в комплексе ЭВМ объединены в единую локальную информационно-вычислительную сеть [68, 69].

**Под управлением в ЭП** (первый уровень) следует понимать такую организацию преобразования электрической энергии в механическую, при которой обеспечивается необходимый закон изменения во времени регулируемых координат и, следовательно, реализуется требуемый алгоритм функционирования электропривода и обслуживаемой им технологической установки (МС). Причем управление по основной регулируемой координате (регулируемой переменной) называют одномерным, а по нескольким — многомерным [61].

Под объектом управления (ОУ) можно подразумевать также совокупность элементов, входящих в силовой канал электропривода: электрический, электромеханический, механический преобразователи и рабочий орган (РО). Процессом управления в этом случае называют процесс формирования управляющих воздействий на ОУ для реализации требуемого закона изменения выходных регулируемых координат, а устройством управления (УУ) — **совокупность технических средств**, обеспечивающих желаемый процесс управления.

В общем случае УУ обеспечивает прием команд (запуск, останов процесса управления и др.) и установок регулируемых координат, называемых далее задающими воздействиями, от системы управления более высокого уровня и (или) от человека-оператора и осуществляет в соответствии с этими «указаниями» процесс управления. **Если все функции управления выполняются без участия человека-оператора, управление называется автоматическим, а электропривод с таким управляющим устройством — автоматизированным.**

Совокупность всех элементов информационного канала (ИК), участвующих в процессе управления, формирует систему управления электропривода СУЭП (рис. 3.18), состоящую из: устройства управления (УУ), устройства ввода команд оператора, устройства вывода информации о состоянии привода и технологического процесса для контроля и принятия оператором управленческих решений, информационно-измерительной системы (ИИС) и схем сопряжения (интерфейса) УУ с вышеперечисленными

ми устройствами.

ИИС может включать в себя: датчики параметров сети (напряжения, частоты и др.); датчики электрических переменных внутри и на выходных зажимах электрических преобразователей (напряжения, тока, мощности и др.); датчики электрических и электромагнитных величин, характеризующих состояние электромеханического преобразователя (напряжения, тока, потока и т.д.); датчики механических переменных на валу двигателя и (или) рабочего органа (скорости, положения, ускорения, момента, усилия); датчики параметров технологического процесса (температуры, давления, расхода и т.д.). Первичные преобразователи перемещения (датчики положения ДП) ОУ формируют электрические сигналы и могут иметь различные принципы работы. В настоящее время в качестве ДП в ЭП широко применяют оптические датчики положения (компания Honeywell) [65], подразделяемые на:

- стеновые HLC2705-001 (напряжение питания 5В, время нарастания/спада 3-20, мкс) ... и HOA0963-N51 - 003 ( $U_n = 5В$ , время нарастания/спада 75, мкс);

- щелевые оптические датчики HOA0861 - T55 (напряжение питания  $U_n = 5В$ , время нарастания/спада 60/15, нс)...и HOA6984-T51 (напряжение питания  $U_n = 4.5 - 7В$ , время нарастания/спада 70, нс);

- оптические датчики направления и скорости HO0901 - 012 (напряжение питания  $U_n = 5В$ , время нарастания/спада 0,1 мкс) ...и HOA0902 - 011 (напряжение питания  $U_n = 5В$ , время нарастания/спада 3-20 мкс).

- магнитные энкодеры EMS22 (бесконтактные преобразователи угловых и линейных перемещений), в состав которых включают специализированную микросхему на эффекте Холла. Технические данные: вал металлический, разрешение от 32 об/мин до 512 об/мин, и 1024 положений до 10000 об/мин. EMS22 выдерживает тяжелые условия эксплуатации: резкие перепады температуры, влажности и высокую степень запыленности воздуха.

В процессе разработки МС, в частности, при проектировании РТС, РТК приходится решать ряд задач по улучшению технических и эксплуатационных характеристик машин, повышению качества контроля деталей машин и режимов работы технологического оборудования широкого назначения. Важнейшую роль также, например, в станкостроении и технологических процессах механической обработки деталей на станочном оборудовании, играют факторы точности, проблемы безразборной диагностики состояния узлов и механизмов машин, устройств силовой электроники и

микроэлектроники. При этом широко используют устройства и измерительные приборы волоконной оптики [66] и методы передачи информационных сигналов с использованием волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) [67].

В цифровых следящих приводах выходные сигналы датчиков могут быть преобразованы в код, импульсы (двоичный код) и дискретные сигналы конечных выключателей, релейных датчиков температуры и давления, объединенные в группы и подключенные к различным линиям параллельных портов ввода с одновременным опросом УУ.

Приведенная классификация систем управления позволяет упрощенно представить только общие задачи управления в МС и недостаточна для всестороннего описания и восприятия возможных реализаций управления, например, роботами. Здесь СУ движениями тела человека является (условно) также иерархической, но с выделением уже пяти уровней управления [11]:

- **стратегический уровень**, когда принятие решений о выполнении конкретных действий осуществляется на основе мотиваций;

- **тактический уровень** управления движением, характеризуемый составлением плана достижения цели, поставленной на стратегическом уровне управления. План представляется в виде конкретного алгоритма движений с выделением тактических подцелей, последовательности их достижения и передается для реализации на динамические уровни;

- **три динамических уровня**, характеризующиеся: исполнением движений путем управления мышцами на основе внешней информации; рефлекторного связанного управления несколькими звеньями тела человека; рефлекторного управления отдельными звеньями.

Естественно, при роботизации производственных (технологических) процессов могут быть задействованы все упомянутые уровни управления. В этом случае различные подсистемы АСУ ГПС решают множество задач управления на всех уровнях (рис. 3.18), вплоть до управления исполнительными устройствами технологического оборудования, включая ЭП станков с ЧПУ и промышленных роботов. Таким образом, устройство управления (УУ) на основе информации о значениях задающих воздействий и информации, поступающей с объекта управления через ИИС о фактических значениях координат, вырабатывает управляющие воздействия на объект управления. Естественно предположить, что ИИС находится на границе между силовым и информационным

каналами электропривода. Поэтому ее, с одной стороны, относят к системе управления, а с другой — к объекту управления. При связи с устройством числового программного управления (УЧПУ) от ЭВМ передаются: управляющие программы, модули программного обеспечения, программы диагностики, данные о коррекциях, параметрах станка и инструменте. От УЧПУ обычно передаются отредактированные УП и модули ПО, запросы на передачу УП, данные о состоянии технологического оборудования и УЧПУ, подтверждение выполнения команд.

В составе отдельного электропривода всегда можно выделить подсистемы управления более низкого уровня, например, подсистему управления тиристорного преобразователя (ТП) или подсистему управления широтно-импульсного преобразователя (ШИП), выполненную на IGBT транзисторах (рис 3.19, б).

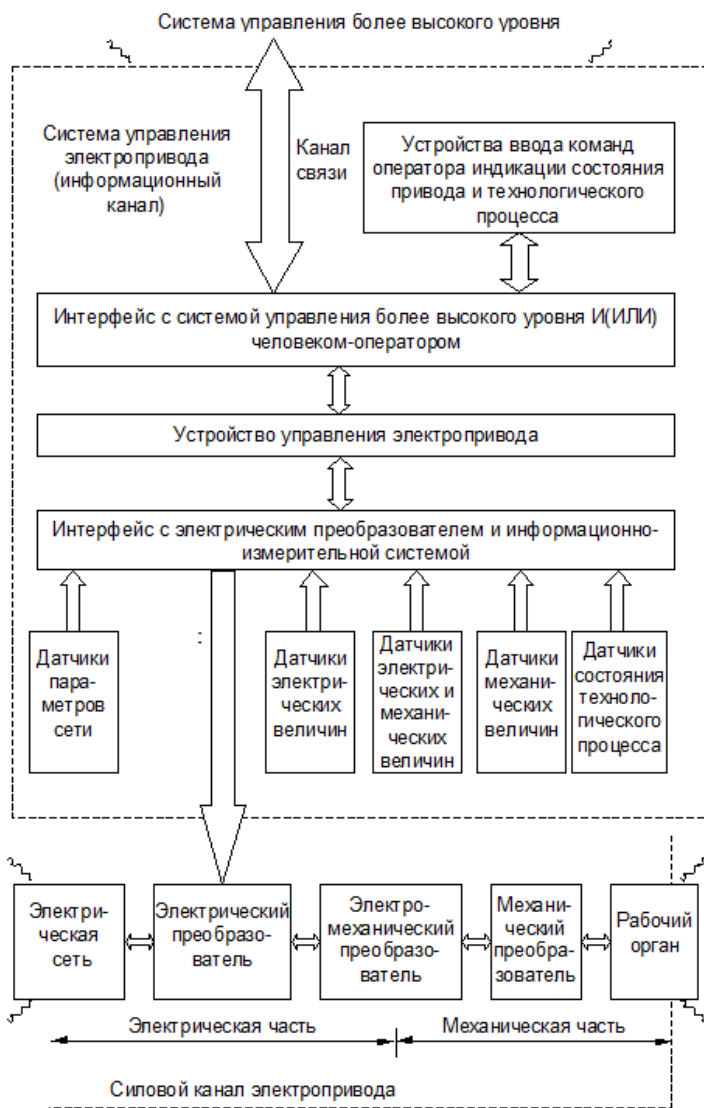


Рис. 3.18. Система управления электропривода

Классическое изображение электропривода как системы, принятое в теории автоматического управления, показано на рис. 3.19, а.

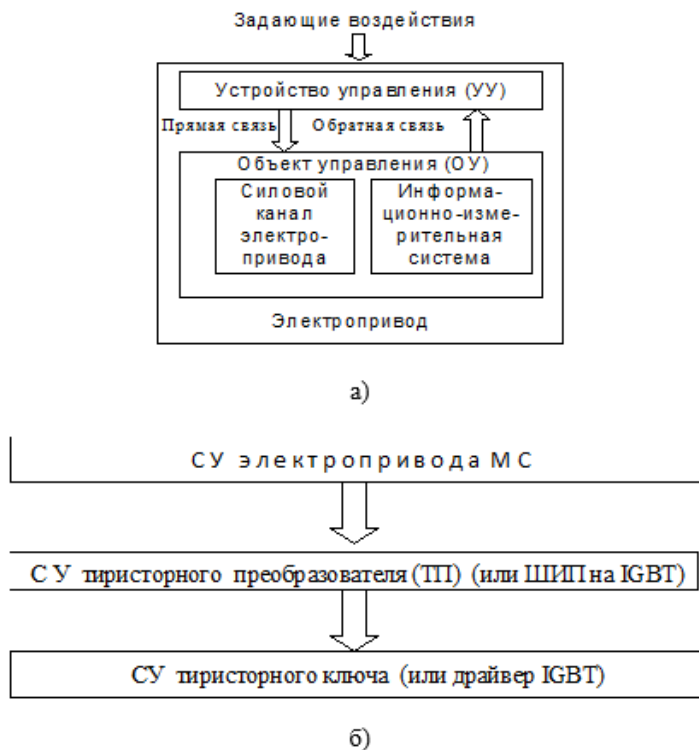


Рис. 3.19. Электропривод как система (а) и подсистема (б)  
управления ТП (или ШИП)

Принцип организации многоуровневых иерархических систем управления приведен на (рис. 3.20), где все системы более низкого уровня для системы управления верхнего уровня рассматриваются в качестве объектов управления или подсистем (ПС). Показано, что устройство управления третьего уровня вырабатывает управляющие воздействия для  $n$  подсистем второго уровня, устройство управления второго уровня — для « $k$ » подсистем первого уровня и т. д. В каждой подсистеме могут быть свои локальные ИИС [37].

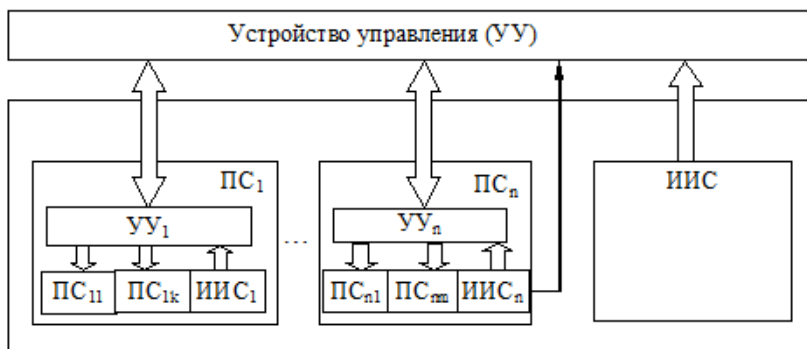


Рис. 3.20. Принцип организации многоуровневых систем управления

Электропривод, как электротехническое изделие, всегда поставляется со встроенным устройством управления, которое придаёт ему определённые свойства. При этом управление электроприводом может сводиться лишь к формированию в той или иной форме задающего воздействия от системы управления верхнего уровня, например, установки скорости или положения. Все остальные операции управления по воспроизведению заданного значения регулируемой координаты [61, 68, 69]] будут выполняться автоматически устройством управления электропривода. Следует отметить, что иерархический принцип построения СУ М и РТС предусматривает и соответствующую структуру распределения средств управляющей вычислительной техники. Распределение по уровням иерархии вычислительных средств осуществляется таким образом, чтобы при отключении устройств верхних уровней процесс управления продолжался от устройств нижних уровней, хотя и с меньшей степенью автоматизации.

### 3.4. Одноканальное и многоканальное построение систем управления электропривода

В качестве примера построения одноканального электропривода рассмотрим укрупнённую функциональную схему следящего электропривода с одним исполнительным электродвигателем ИД (рис. 3.21). В систему управления входят управляющее устройство УУ, корректирующие устройства КУ1, КУ2, усилитель мощности УМ, исполнительный двигатель ИД, редуктор Р, рабочий орган РО объекта управления, тахогенератор ТГ. В следящих системах до-



полнительно устанавливается датчик перемещения ДП или положения рабочего органа. Сигнал управления  $U_3$  сравнивается с сигналом  $U_0$  и  $U_1$ , в результате формируется так называемый сигнал  $\varepsilon$  рассогласования (или сигнал ошибки), который характеризует отклонение системы от заданного положения рабочего органа.

Системы автоматического управления (САУ) ЭП подразделяют на замкнутые и разомкнутые. В замкнутых системах реализуется принцип управления по отклонению  $\varepsilon$  от заданного сигнала за счет главной обратной связи (отрицательная обратная связь по регулируемому параметру). В разомкнутых САУ главная обратная связь отсутствует. Задача обеспечения заданного качества управления может быть решена измерением возмущающих воздействий  $F_1, F_2, \dots, F_i$  и введением соответствующей коррекции в САУ.

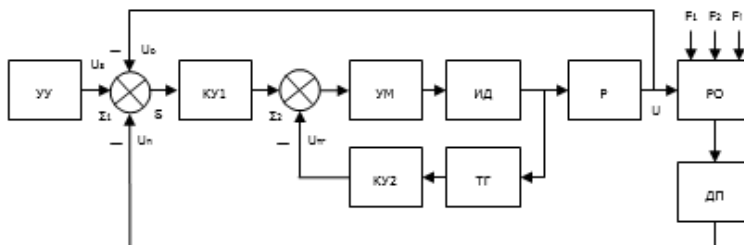


Рис. 3.21. Функциональная схема одноканального электропривода

Рассмотрим примеры построения замкнутой и разомкнутой систем регулирования по скорости вращения электродвигателя ЭП МС. В силовую часть привода (рис.3.22) для регулирования частоты вращения  $\Omega$  (перемещения рабочего органа РО), введены тиристорный преобразователь (ТП) и двигатель постоянного тока (ДПТ), который через редуктор Р вращает (перемещает) РО. На якорную обмотку двигателя с магнитоэлектрическим (электромагнитным) возбуждением подается постоянное напряжение  $U_я$ . Рабочий орган нагружен статическим моментом  $M$ . Главная отрицательная обратная связь (ГООС) реализуется за счет тахогенератора, якорь которого соединен с валом ДПТ. Напряжение  $U_т$  на якорной обмотке тахогенератора будет изменяться пропорционально частоте вращения вала ДПТ. Сигнал рассогласования  $U_\varepsilon$  формируется на входе усилителя постоянного тока (УПТ).

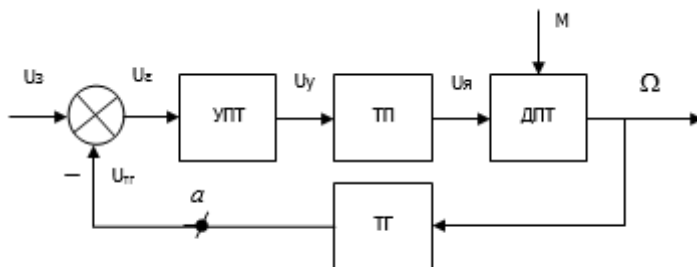


Рис. 3.22. Замкнутая система одноканального ЭП

Построим математическую модель для оценки статической точности регулирования первой и второй систем управления. Для разомкнутой системы управления, когда связь от тахогенератора ТГ разорвана в точке «а» (рис. 3.22), точность регулирования будет определяться уравнением механической характеристики двигателя постоянного тока (рис. 3.23):

$$\Omega = K_1 \cdot U_{Я} - K_2 \cdot M, \quad (3.20)$$

где  $K_1$  – коэффициент передачи двигателя

$$K_1 = \Delta\Omega / \Delta U; \quad (3.21)$$

$K_2$  – коэффициент жесткости механической характеристики,

$$K_2 = \operatorname{tg} \alpha, \quad M = \operatorname{const}. \quad (3.22)$$

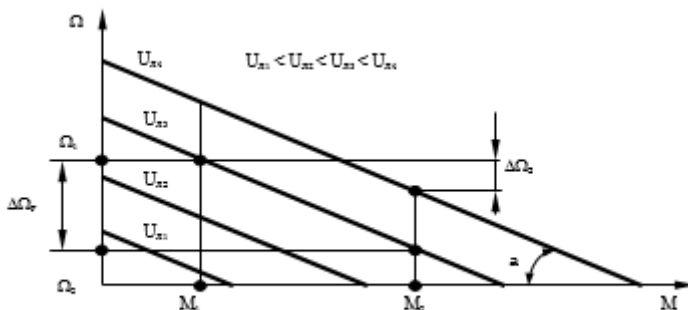


Рис. 3.23. Механические характеристики ДПТ

Пусть  $U_{Я} = \operatorname{const}$ , тогда изменение частоты вращения (перемещения) РО произойдет при изменении момента нагрузки от  $M_1$  до  $M_2$ . Соответственно частота вращения (перемещения) РО будет изменяться от  $\Omega_1$  до  $\Omega_2$ :

$$\Omega_1 = K_1 U_{Я} - K_2 M_1; \quad (3.23)$$

$$\Omega_2 = K_T U_{Я} - K_Z M_2. \quad (3.24)$$

Вычитая нижнее уравнение из верхнего, получаем погрешность регулирования разомкнутой САУ:

$$\Delta\Omega_p = \Omega_1 - \Omega_2 = K_Z(M_2 - M_1) = K_Z \Delta M. \quad (3.25)$$

Для повышения точности регулирования разомкнутой САУ необходимо либо уменьшать нестабильность нагрузки  $\Delta M$ , либо подбирать электродвигатели с более жесткой характеристикой (с меньшим значением  $K_2$ ).

Замкнутую систему регулирования описывают следующие соотношения:

$$\begin{aligned} U_\varepsilon &= U_3 - U_{ТГ}; \quad U_{ТГ} = K_{ТГ} \Omega; \\ U_Y &= K_Y U_\varepsilon; \quad U_{Я} = U_Y K_{ТЛ}; \\ \Omega &= K_T U_{Я} - K_Z M, \end{aligned} \quad (3.26)$$

где  $K_{ТГ}$ ,  $K_Y$ ,  $K_{ТЛ}$  - соответственно коэффициенты передачи тахогенератора, усилителя постоянного тока и тиристорного преобразователя (ТП).

Для замкнутой системы управления погрешность регулирования скорости составит:

$$\Delta\Omega_3 = \Omega_1 - \Omega_2 = \frac{\Delta M \cdot K_2}{1 + K_{ТГ} \cdot K_Y \cdot K_{ТЛ} \cdot K_1}. \quad (3.27)$$

В этом случае, подбирая коэффициент передачи  $K_Y$  усилителя постоянного тока, теоретически можно обеспечить любую точность регулирования скорости ЭП.

Многоканальная система следящих приводов МС может иметь в своем составе несколько взаимосвязанных электромеханических модулей. Каждый следящий ЭП является достаточно сложной технической системой и в совокупности с другими ЭП может быть представлен многоканальным ЭП в обобщенном виде (рис. 3.24).

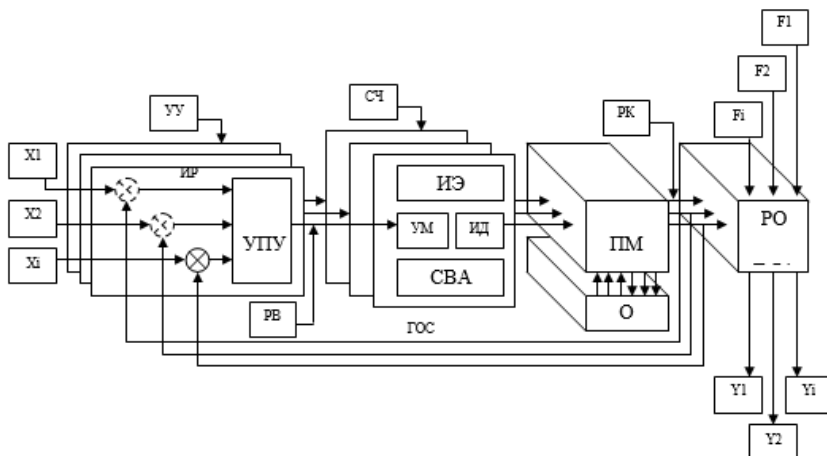


Рис. 3.24. Обобщенный вид многоканального электропривода

Источник энергии (ИЭ) вместе с усилителем мощности (УМ), исполнительным двигателем (ИД), передаточным механизмом (ПМ) составляют силовую часть (СЧ) (энергетический канал) ЭП. Усилительно-преобразующие устройства (УПУ) и измерители рас- согласования (ИР) объединены в управляющее устройство (УУ) и формируют регулирующие воздействия (РВ) при наличии сигналов управления на входе  $x_1, x_2 \dots x_i$ . В составе силовой части СП могут быть использованы электрические, гидравлические усилительные и исполнительные устройства (звенья). Устройства системы вспомогательной автоматики (СВА) и главных обратных связей (ГОС), действующих с выходов ПМ (или с выходных координат собственно объекта управления, рабочего органа), включены в информационный канал управления. В общем случае многоканальный ЭП включает в себя комплект силовых и управляющих частей нескольких СП, обеспечивающих планируемое изменение положения рабочего органа (РО) и ПМ с некоторым числом регулируемых координат (РК). Изменения выходных координат  $y_1, y_2 \dots y_i$  рабочего органа (РО) МС обуславливаются изменениями пространственного положения основания (опоры) О, на котором базируется ПМ, и планируемыми изменениями выходных координат комплекса силовых частей многоканального ЭП. Под комплексом силовых частей многоканального ЭП подразумевается совокупность ИД и УМ, связи между которыми неизменны для одного и того же ЭП, общего источника энергии (ИЭ). Силовая часть, со-

стоящая из ИЭ, УМ и ИД, обеспечивает регулирование по нескольким каналам формирования силовых воздействий на ПМ и РО при наличии единичных главных обратных связей (ГОС) [3, 18, 70].

При проектировании отдельных ЭП без учета их взаимосвязей с другими СП в составе технической системы обычно решают задачи обоснования выбора элементов ЭП по заданным требованиям к скорости и ускорению, с учетом ограниченной мощности ИЭ автономных установок, анализ и синтез корректирующих устройств ЭП при заданной точности слежения. Характерной особенностью проектирования ЭП, предназначенных для управления движением сложных объектов управления, является значительное число регулируемых координат. Примерами сложных ОУ являются многозвенные рабочие органы манипуляционных роботов, опорно-поворотное устройство (ОПУ) антенных установок радиотелескопов, подъемно-транспортных и землеройных машин и т.п. В этих случаях передаточный механизм (ПМ) в ЭП является уже механическим многоканальным звеном, передающим силовые регулируемые воздействия ИД системы СП к РО в процессе его управляемого движения. Особенностью многоканальных ЭП является взаимосвязь различных каналов ПМ, без рассмотрения которой проектирование, исследование ЭП в принципе невозможно. Регулирование любой координаты в многоканальном ЭП рассматриваемого типа осуществляется за счет согласованного управления одновременно отдельными ЭП. Взаимодействие отдельных ЭП различных каналов управления ОУ может быть обусловлено и связями через энергетическую установку по источнику энергии (ИЭ). При этом проектирование многоканального ЭП ведется методами автоматизированного проектирования с использованием ЭВМ, а многомерная техническая система (ТС) рассматривается как сложная мехатронная система (МС).

### **3.5. Управление электроприводом мехатронной системы с обратными связями**

Для управления электроприводами мехатронных систем широкого назначения применяются системы управления с суммирующим усилителем ( $\Sigma$ ) сигналов обратной связи и системы управления с подчиненным регулированием координат [9, 17, 18, 48]. Такие системы управления ЭП с УПУ: тиристорными (ТП), транзисторными широтно-импульсными преобразовате-

лями (ШИП) проектируются в основном с использованием двигателей постоянного тока (ДПТ) и обеспечивают требуемое регулирование скорости, ее стабилизацию в статических и динамических режимах. Функциональная схема построения такого ЭП приведена на рис. 3.25. Для обеспечения расчетного диапазона регулирования скорости необходимо повышать жесткость механических характеристик, что возможно посредством введения в систему электропривода отрицательной обратной связи по скорости. Наличие главной обратной связи (ГОС) по скорости является наиболее характерной чертой современных ЭП с большим диапазоном регулирования скорости.

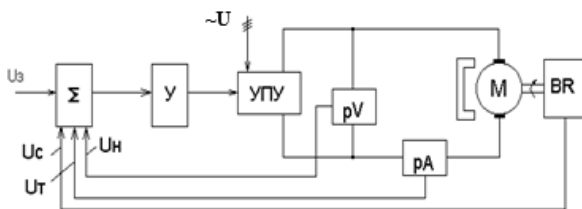


Рис. 3.25. Функциональная схема ЭП постоянного тока по стабилизации скорости с суммирующим усилителем

$\Sigma$  – сумматор; У – промежуточный усилитель; УПУ – усилительно-преобразовательное устройство (силовой преобразователь); М – двигатель постоянного тока (ДПТ). Датчики обратной связи: pV – по напряжению на якоре; pA – по току якоря; BR – по скорости.

Для стабилизации частоты вращения ИД используются также и другие отрицательные обратные связи (по напряжению, ЭДС двигателя М) и положительная связь по току. Развиваемый момент на валу ИД можно регулировать током якоря и формировать силовое воздействие на ИМ, РО МС. Обратная связь по скорости определяет точность движения и остановка регулируемого ЭП, а обратная связь по току – его быстродействие. В сумматоре  $\Sigma$  осуществляется алгебраическое суммирование задающего сигнала  $U_z$  и сигналов обратной связи по току  $U_t$ , скорости  $U_c$  и напряжению  $U_n$ . Указанная схема позволяет формировать в совокупности систему для любой обратной связи отдельно без учета других связей. На рис. 3.26 приведена структурная схема регулируемого ЭП с обратной связью по скорости и ОС по току (показана пунктиром).

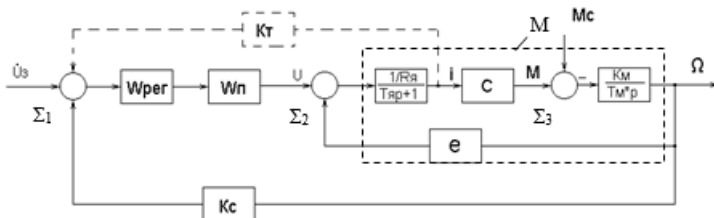


Рис. 3.26. Структурная схема управляемого ЭП с обратной связью по скорости

Частота вращения двигателя М зависит от напряжения на якоре и статического момента нагрузки МС согласно уравнению:

$$\Omega(p) = W_1 U(p) - W_2 M_c(p), \quad (3.28)$$

где  $W_1$  – передаточные функции по управляющему воздействию и  $W_2$  – по возмущению. Для разомкнутой цепи ОС по скорости:

$$\Omega(p) = W_{per} W_n W_1 [U_s(p) - U_{oc}(p)] - W_2 M_c(p), \quad (3.29)$$

где  $W_{per}$ ,  $W_n$  – передаточные функции регулятора скорости и УПУ соответственно, а  $U_{oc}(p)$  – напряжение ОС по скорости двигателя, равно:

$$U_{oc}(p) = W_{oc}(p) \Omega(p). \quad (3.30)$$

Подставив значение (3.30) в выражение (3.29) и решив его относительно  $\Omega(p)$ , получим:

$$\Omega(p) = \frac{W_{per} \cdot W_n \cdot W_1 \cdot U_s(p)}{1 + W_{per} \cdot W_n \cdot W_1 \cdot W_{oc}} - \frac{W_2 \cdot M_c(p)}{1 + W_{per} \cdot W_n \cdot W_1 \cdot W_{oc}} \quad (3.31)$$

Выражение (3.31) может быть конкретизировано согласно передаточным функциям элементов проектируемого ЭП. Для случая пропорционального регулятора с передаточной функцией  $W_{per} = K_y$ , где  $K_y$  – коэффициент усиления усилителя (У), передаточные функции остальных (силовых) элементов ЭП можно представить в виде [76]:

силового преобразователя

$$W_n = \frac{U_y(p)}{U_s(p) - U_{oc}(p)} = \frac{k_n}{T_n \cdot p + 1}; \quad (3.32)$$

электродвигателя М по управляющему воздействию:

$$W_1 = \frac{\Omega(p)}{U_y(p)} = \frac{k_o}{T_m \cdot T_y \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1}; \quad (3.33)$$

электродвигателя М по возмущающему воздействию:

$$W_2 = \frac{\Omega(p)}{M_c(p)} = \frac{k_m \cdot (1 + T_y \cdot p)}{T_m \cdot T_y \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1} \quad (3.34)$$

где  $k_d$  - коэффициент передачи ДПТ по скорости,  $k_d=1/C_e$ ,  $C_e$  - коэффициент противоЭДС (В·с/рад.), связывающий противоЭДС (E) с угловой скоростью, т.е.  $E = C_e \cdot \Omega$ ;  $k_m$  - коэффициент передачи ДПТ по моменту,  $k_m=1/C_m$ ,  $C_m = M_{ном}/I_a$ .

Передающую функцию цепи обратной связи по скорости можно записать в виде:

$$W_{oc} = U_{oc}(p)/\Omega(p) = k_c; \quad (3.35)$$

После подстановки приведенных передаточных функций в выражение (3.34), получим:

$$\Omega(p) = \frac{K_y \cdot K_n \cdot K_d \cdot U_3(p)}{A(p)} - \frac{K_m \cdot (1 + T_y \cdot p) \cdot (1 + T_n \cdot p)}{A(p)} \cdot M_c(p), \quad (3.36)$$

где  $A(p) = (1 + T_n \cdot p) \cdot (T_m \cdot T_y \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1) + K_p$  - характеристическое уравнение системы электропривода;

$K_p = k_y \cdot k_n \cdot k_d \cdot k_c$  - коэффициент усиления разомкнутой системы.

Уравнение (3.36) для случая статического режима, когда  $p=0$ , можно представить в виде:

$$\Omega = \frac{k_y \cdot k_n \cdot k_d}{1 + K_p} \cdot U_3 - \frac{k_m \cdot M_c}{1 + K_p}. \quad (3.37)$$

Для оценки влияния коэффициента усиления разомкнутой системы  $K_p$  на статизм системы, значение последнего можно представить из соотношения:

$$S = \Delta\Omega/\Omega_0 = k_m \cdot M_{ном} / \left[ \Omega_0 \cdot (1 + K_p) \right]. \quad (3.38)$$

Известно также [10, 32], что диапазон регулирования скорости (Д) замкнутой системы расширяется пропорционально значению  $1+K_p$ . Следовательно, уменьшение значения статизма и увеличение (Д) можно ожидать при увеличении коэффициента разомкнутой системы  $K_p$  за счет повышения  $k_y$  регулятора без потери устойчивости ЭП.

Характеристическое уравнение  $A(p)$  замкнутой системы привода в (3.36) в разомкнутом виде можно представить выражением:



$$A(p) = a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0, \quad (3.39)$$

где  $a_3 = T_m \cdot T_y \cdot T_n$ ;  $a_2 = T_m \cdot (T_y + T_n)$ ;  $a_1 = T_m + T_n$ ;  
 $a_0 = 1 + K_p = K_0$ .

Используя алгебраический критерий Гурвица, можно определить устойчивость системы по последнему определителю:

$$\Delta_3 = \det \begin{vmatrix} a_2 & a_0 & 0 \\ a_3 & a_1 & 0 \\ 0 & a_2 & a_0 \end{vmatrix} = a_0 \cdot \det \begin{vmatrix} a_2 & a_0 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_0 \cdot \Delta_2. \quad (3.40)$$

Так как  $a_0 > 0$ , необходимо исследовать знак предпоследнего определителя:

$$\Delta_2 = \det \begin{vmatrix} a_2 & a_0 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_2 \cdot a_1 - a_3 \cdot a_0. \quad (3.41)$$

Подставив значения полученных коэффициентов, можно получить условие устойчивости привода

$$\Delta_2 = T_m \cdot (T_y + T_n) \cdot (T_m + T_n) - K_0 \cdot T_m \cdot T_y \cdot T_n > 0, \quad (3.42)$$

откуда значение коэффициента  $K_p$  составит

$$K_p < \frac{T_m}{T_n} + \frac{T_m}{T_y} + \frac{T_n}{T_y}. \quad (3.43)$$

Для сохранения запаса устойчивости ЭП и повышения его надежности в работе расчетные значения коэффициента  $K_p$  по (3.43) в процессе проектирования МС обычно занижают на 1 - 1,5%.

**Определение параметров системы управления с суммирующим усилителем в режиме отсечки по току** (и условном влиянии всех обратных связей) можно выполнить по структурной схеме (рис. 3.27). Электромеханическая характеристика стабилизации скорости для рассматриваемой схемы рассчитывается по уравнению, записанному условно при действии всех обратных связей, вида [76]:

$$\Omega = \Omega_0 - \Delta\Omega = \frac{U_s \cdot k_y \cdot k_n \cdot k_0}{1 + (k_c \cdot k_0 + k_s + k_n) \cdot k_y \cdot k_n} - \frac{I \cdot R_s \cdot k_0 \cdot (1 + k_n \cdot R_x - k_M) \cdot \frac{k_y \cdot k_n}{R_s}}{1 + (k_c \cdot k_0 + k_s + k_n) \cdot k_y \cdot k_n}, \quad (3.44)$$

где  $U_3$  – напряжение сигнала задания скорости;  $K_y$ ,  $K_n$ ,  $K_d$  – коэффициенты передачи усилителя, преобразователя и двигателя;  $K_c$ ,  $K_\omega$ ,  $K_n$ ,  $K_m$  – коэффициенты передачи датчиков скорости, ЭДС, напряжения и момента (тока) двигателя;  $R_\omega$ ,  $R_\alpha$  – сопротивление цепи «преобразователь – двигатель» и цепи якоря двигателя;  $E_n$ ,  $E_d$  – ЭДС преобразователя и двигателя. Из уравнения (3.44) электромеханической характеристики общего вида можно получить уравнение при действии конкретной обратной связи, приняв равным нулю коэффициенты других связей. Выбор конкретной обратной связи или комбинации некоторых следует производить на основе следующих принципов. Обратная связь по скорости является главной связью по регулируемой координате и обеспечивает наиболее высокую точность стабилизации скорости при наличии тахогенератора.

Обратная связь по напряжению обеспечивает невысокую стабилизацию напряжения питания двигателя, компенсируя только падение напряжения в силовой цепи преобразователя. Поэтому такая обратная связь может использоваться при малых диапазонах регулирования, определяемых допустимым статизмом электромеханической характеристики.

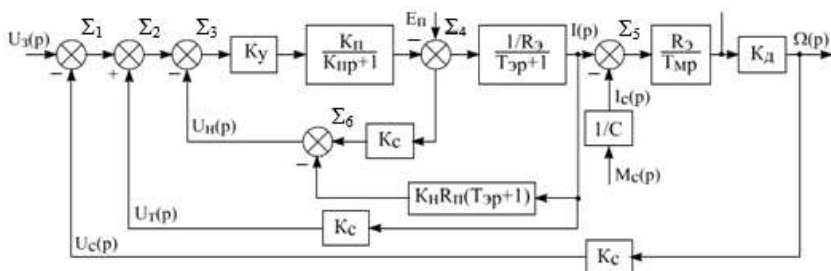


Рис. 3.27. Структурная схема ЭП с суммирующим усилителем

Положительная ОС по току способна обеспечить высокую точность стабилизации скорости, но расчетная точность находится в зависимости от нелинейной характеристики управления УПУ.

Отрицательная ОС по ЭДС применяется при небольших диапазонах регулирования частоты ИД и не обеспечивает ожидаемую точность регулирования. Известно, что заданная погрешность системы ЭП определяет значение коэффициентов обратных связей, усилителя и преобразователя. В системе с отрицательной обратной связью по скорости произведение искомых коэффициентов усиления, передачи можно получить из уравнения:

$$k_c \cdot k_y \cdot k_n = \frac{1}{k_d} \left( \frac{\Delta\Omega_p}{\Delta\Omega_3} - 1 \right) = \frac{1}{k_d} \cdot \left( \frac{S_p}{S_3} \cdot D - 1 \right) \quad (3.45)$$

Для системы управления с ООС по напряжению искомое произведение коэффициентов находят из выражения:

$$k_n \cdot k_y \cdot k_n = \frac{\Delta\Omega_p - \Delta\Omega_3}{\Delta\Omega_3 - \Delta\Omega_e} = \frac{\frac{S_p}{S_3} \cdot D - 1}{1 - \frac{S_c}{S_3} \cdot D}, \quad (3.46)$$

а с положительной ОС по току:

$$k_m \cdot k_y \cdot k_n = R \cdot (\Delta\Omega_p - \Delta\Omega_3) = R \cdot \left( 1 - \frac{S_3}{S_p} \cdot \frac{1}{D} \right), \quad (3.47)$$

где  $\Omega_p = I \cdot R_3 \cdot k_d$  – погрешность в разомкнутой системе;  $\Delta\Omega_3$  – заданная погрешность в замкнутой системе;  $\Delta\Omega_e = I \cdot R_я \cdot k_d$  – погрешность естественной характеристики двигателя;  $S_3$  – заданный статизм замкнутой системы;  $S_p$  – статизм разомкнутой системы;  $S_e$  – статизм естественной характеристики;  $D$  – расчетный диапазон регулирования скорости.

**Принцип управления ЭП с нелинейными обратными связями** (по скорости и току) несколько подробнее рассмотрен при работе схемы, приведенной на рис. 3.28. Схема обеспечивает формирование характеристик ИД, имеющих различную жесткость участков: высокую для точного поддержания скорости на заданном уровне и малую, что требуется для ограничения тока и момента ИД в переходных процессах. В качестве датчика тока в этой схеме используется шунт с сопротивлением  $R_{ш}$ , падение напряжения на котором пропорционально току  $I$  якоря ИД ( $M$ ). В качестве шунта  $R_{ш}$  часто используется обмотка дополнительных полюсов или компенсационная обмотка двигателя. При этом напряжение цепи ОС по току составит:

$$U_{ш} = I_я \cdot \beta \quad (3.48)$$

где  $\beta$  – коэффициент обратной связи по току якоря, (Ом).

Сигнал обратной связи  $U_{ш}$  поступает на узел «токоограничения» УТО, называемый также узлом **токовой отсечки**, вместе с сигналом задания тока  $U_{зт}$ . Сигнал  $U_{зт}$  определяет уровень тока отсечки  $I_{отс}$ , с которого начинается регулирование (ограничение) тока якоря. Работа УТО в соответствии с его характери-

кой  $U_{от}(I)$  (рис. 3.28, в зоне УТО) осуществляется следующим образом. При токе якоря, меньшем заданного тока отсечки, т.е. когда  $I_{я} \leq I_{отс}$ , сигнал обратной связи на выходе УТО равен нулю, т.е. схема в диапазоне тока  $0 \dots I_{отс}$  является разомкнутой и двигатель имеет характеристики, изображенные на рис.3.29 (зона I для различных значений  $U_{зс}$ ). В этом случае действует только обратная связь по скорости, обеспечивая жесткие характеристики ЭП. При  $I_{я} > I_{отс}$  на выходе УТО появляется сигнал отрицательной обратной связи по току, т.е.  $U_{от} = I_{я} \cdot \beta$ . В этом случае ЭП становится замкнутым и переходит в режим работы в зоне II, где начинает работать обратная связь по току, а характеристики становятся мягче. Напряжение  $U_{вх}$  на входе усилителя  $У$  определяется соответственно различным участкам изменения тока  $I_{я}$ . Для случая единичного коэффициента усиления напряжения узла ограничения скорости (УСО) можно записать:

$$U_{вх} = U''_{вх} - U_{от} = U_{зс} - U_{ос}. \quad (3.49)$$

Если принять коэффициент  $k_{дт}$  как передаточный коэффициент датчика тока,  $U_{от}$  – напряжение отсечки по току, то можно определить ток отсечки равный  $I_{отс} = U_{от} / k_{дт}$ . При дальнейшем увеличении тока  $I_{я}$  (соответственно механическим характеристикам при  $U_{зс1}$  и  $U_{зс2}$ , рис. 3.29) и уменьшении скорости ниже скорости отсечки  $\Omega_{отс}$  обратная связь по скорости перестает действовать. За счет действия обратной связи по току  $I_{я}$  в зоне III электромеханические характеристики ЭП становятся еще мягче и осуществляется требуемое ограничение тока и момента на валу ДПТ (М). Для определения коэффициентов усиления по замкнутому контуру тока и обратной связи при токах отсечки  $I_{отс}$  и «стопорения»  $I_{ст}$  значение тока «стопорения»  $I_{ст}$  следует принять при  $\Omega = 0$ . В режиме «стопорения» для рассматриваемой системы можно записать, что при  $\Omega = 0$ ,  $I_{я} = I_{ст}$  и  $E_{ст} = I_{ст} R_{э} = k_{п} \cdot k_{у} \cdot [U_{зт} - k_{дт} (I_{ст} - I_{отс})]$ , где  $E_{ст}$  – ЭДС преобразователя в режиме «стопорения». При анализе полученного выражения коэффициент усиления по замкнутому контуру можно определить из соотношения:

$$k_m = k_y \cdot k_n \cdot \frac{k_{\partial m}}{R_э} = \frac{I_{кз} - I_{см}}{I_{см} - I_{омс}}, \quad (3.50)$$

где  $I_{кз} = k_y \cdot k_n \cdot \frac{U_{зт}}{R_э}$  - расчетный ток короткого замыкания,  $R_э$  -

эквивалентное внутреннее сопротивление УПУ.

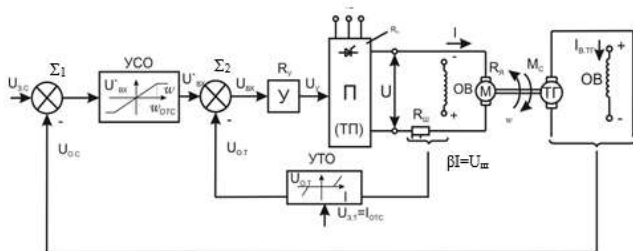


Рис. 3.28. Схема замкнутой системы с обратными связями по скорости и току

При расчете параметров элементов цепи отрицательной ОС СУ ЭП коэффициенты усиления усилителя  $У$  по току и задающему воздействию выбираются по данным предварительного (ориентировочного) расчета. Уровень ограничения тока определяется задающим сигналом (уставкой)  $U_{з.т}$ .

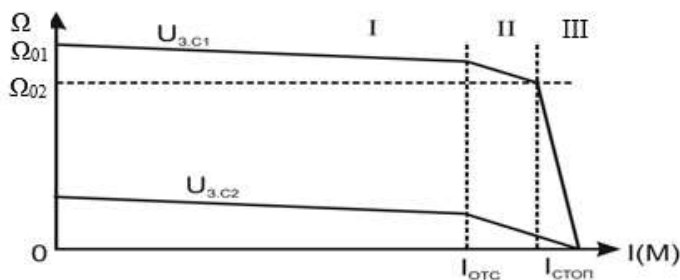


Рис. 3.29. Механические характеристики замкнутой системы с обратными связями по скорости и току

Таким образом, в рассмотренной схеме (рис. 3.28) определяющие функции нелинейности (цепей обратных связей) формируются узлами УТО и УСО, характеристики которых могут быть изменены (настроены под конкретный технологический режим работы ТО с выбором зон I, II и III) в процессе выполнения пусконаладочных работ. Качество управления обычно оценивается после настройки СУ по соответствию переходных процессов в ЭП желаемым характеристикам.

**Основные положения по оценке качества управления** ЭП можно кратко изложить, рассматривая процессы управления МС с применением САУ. Обычно предъявляют три основных требования: по «качеству» переходных процессов, устойчивости и

точности воспроизведения регулируемой выходной координаты в динамических (переходных) и установившихся (статических) режимах работы ЭП [10]. При более углубленной оценке рассматриваемого понятия, применительно к СУ, «качество» можно определить, как достижимый уровень выполнения возложенных на систему управления задач, оцениваемый различными технико-экономическими показателями качества (ПК). При таком подходе к оценке СУ обычно выделяют две группы качеств [56]:

- качества собственно системы управления (изменяемость алгоритма управления, масса и габариты, стоимость, надежность и т. п.);

- качества, характеризующие результат воздействия системы управления на ОУ, т.е. свойства электропривода в целом (быстродействие, точность регулирования координат электропривода, перерегулирование, жесткость механических характеристик и т. п.). При упрощенном подходе к оценке уровня ПК (регулирования выходных координат МС) процесс управления оценивают в динамическом и статическом режимах работы МС по результатам тестирования. Известно [61, 62, 63], что основные показатели, характеризующие качество процесса управления (регулирования), можно определить по зависимостям переходного процесса (ПП) или переходной характеристике (ПХ), имеющие место в результате ступенчатого внешнего возмущающего воздействия (при нулевых начальных условиях) в виде единичного скачка на входе САУ. При оценке качественных показателей ПП в САУ необходимо учитывать начальные условия, определяющие состояние системы в момент приложения воздействия. Следует отметить, что устойчивость работы САУ - необходимое, но не достаточное условие правильной работы ЭП технологического оборудования, оцениваемое двумя основными показателями качества - быстродействием и точностью. Эти параметры определяют динамические свойства объекта управления, а реализуются с использованием типовых решений И, ПИ, ПИД – регуляторов и их настройкой. В общем случае такой процесс управления, согласно зависимостям ПП (рис. 3.30), следует рассматривать как аperiodический (кривая 1) или колебательный (кривая 2).

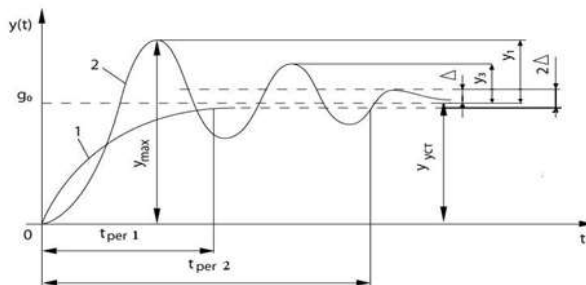


Рис. 3.30. Переходные характеристики при возмущающем воздействии на САУ: аperiodический (1) и колебательный (2) переходные процессы

Динамическое отклонение  $y_1$  характеризует максимальное отклонение регулируемой величины от установившегося значения  $Y_{уст}$ , которого она достигает за достаточно большой промежуток времени  $t > 5 \cdot T_{oy}$  с момента приложения к САУ входного воздействия. Здесь  $T_{oy}$  - постоянная времени объекта управления характеризует инерционность ОУ и может быть определена методом касательной, а также «методом 0,632» по кривой разгона [56] и другими методами.

Известно, что чем больше значение  $T_{oy}$ , тем сложнее ОУ поддается управлению, а внешние возмущающие воздействия в меньшей степени оказывают влияние на изменения выходной величины.

Важнейшим показателем качества управления является перерегулирование  $\sigma$  - это динамическое отклонение, отнесенное к установившемуся значению регулируемой величины, выраженное в процессах, характеризует степень удаления САУ от границы устойчивости:

$$\sigma = \frac{Y_{max} - Y_{уст}}{Y_{уст}} \cdot 100\% , \quad (3.51)$$

где  $Y_{max}$  - максимальное значение регулируемой величины. Обычно считают, что запас устойчивости САУ является достаточным, если  $\sigma \leq 10 - 30\%$ . Для монотонного переходного процесса принимают  $\sigma = 0$ , а в реальных (устойчивых) системах значение  $\sigma$  не превышает 10 - 60%.

Быстродействие СУ электроприводом характеризуется также временем регулирования  $t_{per}$  (или временем переходного процесса

$t_{\text{пн}}$ ), определяемым от начала приложения внешнего воздействия к САУ (в режиме отработки скачка) до вхождения регулируемой величины в заданную зону допустимых отклонений ( $2\Delta$ ) при соответствующем значении  $\Delta = (0,03...0,05) \cdot Y_{\text{уст}}$ . Время регулирования  $t_{\text{пер}}$  (рис. 3.30) зависит от свойств ОУ, выбранного закона регулирования, параметров настройки регулятора и для апериодических переходных процессов (ПП) обозначено через  $t_{\text{пер}1}$ .

Из анализа кривой 2 (рис. 3.30) следует, что чем меньше последующее отклонение  $U_3$  выходной величины по сравнению с предыдущим его отклонением  $U_1$  того же направления, тем больше затухание колебательного процесса, характеризуемое коэффициентом затухания  $\psi = 1 - U_3/U_1$ . При незатухающем колебательном процессе, когда  $U_1 = U_3$ , коэффициент затухания  $\psi = 0$ . В процессе проектирования САУ значения  $\psi$  изменяются (от 1 до 0), а оптимальное решение возможно, когда  $\psi$  находится в диапазоне  $\psi = 0,75 - 0,982$  [10, 56]. Следует отметить также, что число колебаний  $n$  кривой переходного процесса относительно линии установившегося значения  $Y_{\text{уст}}$  за время регулирования  $t_{\text{пер}2}$  характеризует такое свойство системы, как «колебательность». При оценке уровня «колебательности» каждый переход кривой-графика, кроме первого, через линию, проведенную на уровне значения  $Y_{\text{уст}}$ , считают за половину периода колебаний. Для зависимости 2 (рис. 3.30) уровень «колебательности»  $n$  составит  $n = 0,5 \cdot 3 = 1,5$  периода.

В [9, 18] показано, что плавность движения во временной области определяется перерегулированием  $\sigma$  по переходной функции (рис. 3.30, кривая 2), а в частотной области – по показателю «колебательности»  $M$ . Последний характеризует склонность приводной системы к колебаниям, рассчитываемый из соотношения максимального значения АЧХ (обычно на резонансной частоте  $\omega_{\text{рез}}$ ) к значению АЧХ на частоте  $\omega = 0$ ; т.е.  $M = W_{\text{max}(\omega_{\text{рез}})}/W(0)$  по характеристике замкнутой САУ (рис. 3.31,а). Показатель «колебательности» при проектировании систем управления принимают обычно в диапазоне 1,2...1,5. С увеличением показателя  $M$  колебательный процесс затухает медленно, а при  $M < 1,2$  – переходный процесс из колебательного переходит в апериодический и быстродействие САУ снижается. Известно, что отношение амплитуды синусоидальных колебаний выходной величины к входной (на выходе рассматриваемого звена или системы), записанное в комплексной форме, называют амплитудно - фазочастотной характеристикой (АФЧХ).



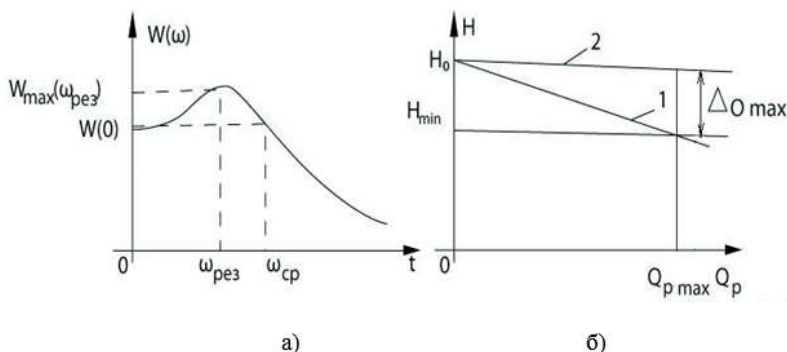


Рис. 3.31. Амплитудно-частотная (а) и статические характеристики (б) замкнутой САУ

Частота, при которой модуль АФЧХ принимает значение равное единице, т.е.  $W(\omega) = A_{\text{вых}}(\omega) / A_{\text{вх}}(\omega) = 1$ , называется частотой среза  $\omega_{\text{ср}}$ . По значению  $\omega_{\text{ср}}$  можно косвенно судить о длительности переходного процесса  $t_{\text{пп}}$  (или о времени регулирования  $t_{\text{пер}}$ ), т.е.  $t_{\text{пер}} = (1 \dots 2) \cdot 2\pi / \omega_{\text{ср}}$ . Хорошо известно, что ПП в САУ должен заканчиваться как можно быстрее; чем меньше  $t_{\text{пер}}$ , тем качественнее САУ. Запас устойчивости по амплитуде ( $-m$ , дБ) находят по ординате ЛАЧХ, соответствующей точке пересечения ЛФЧХ с прямой  $-180^\circ$ . Запас устойчивости по фазе  $\zeta^\circ$  определяется превышением ЛФЧХ над прямой ( $-180^\circ$ ) при частоте среза  $\omega_{\text{ср}}$ . При разработке СУ рекомендуемые минимальные запасы должны составлять:  $m = -(8-10)$  дБ,  $\zeta^\circ = 30 \dots 40^\circ$  [9,19].

Важнейшей характеристикой качества работы САУ является погрешность регулирования, которая имеет две составляющие: динамическую и статическую. Динамическая погрешность - это динамическая ошибка регулирования, характеризующаяся, в частности, динамическим отклонением  $Y_1$  и перерегулированием  $\sigma$ . В переходном режиме она накладывается на статическую погрешность, состоящую из двух составляющих. Первая составляющая зависит от метрологических характеристик элементов автоматической системы, а вторая - от типа САУ и режимов ее работы.

Установившаяся статическая ошибка  $\Delta_0$  - разность между заданными  $g_0$  и установившимся  $Y_{\text{уст}}$  значениями регулируемой величины, т.е.  $\Delta_0 = g_0 - Y_{\text{уст}}$ . В астатических САУ [17] установившееся значение регулируемой величины равно ее заданному значению, поэтому  $\Delta_0 = 0$ , т.е. система после процесса регулирования возвращается в исходное состояние равновесия. В статических

САУ при постоянной величине входного воздействия установившееся значение регулируемой величины отличается от ее заданного значения на величину установившейся статической ошибки. По каналу задающего воздействия, когда входная величина -  $g$ , а выходная  $U$ , установившаяся статическая ошибка определяется из выражения:

$$\Delta_0 = \frac{g_0}{1+k_p}, \quad (3.52)$$

где  $g_0$  - постоянное задающее воздействие;  $k_p$  - коэффициент усиления (передачи) САУ в разомкнутом состоянии.

По каналу возмущающего воздействия, когда входная величина -  $f$ , а выходная -  $U$  и отклонение задающего воздействия равно нулю, тогда значение ошибки составит

$$\Delta f_0 = \frac{f_0 \cdot K_{oy}}{1+k_{пер} \cdot K_{oy}}, \quad (3.53)$$

где  $f_0$  - постоянное возмущающее воздействие;  $K_{oy}$  - коэффициент передачи объекта управления;  $K_{пер}$  - коэффициент передачи регулятора.

Анализ выражений показывает, что установившаяся ошибка в статической системе прямо пропорциональна входному возмущающему воздействию и зависит также от коэффициентов передачи объекта управления и регулятора. В частности, чем больше коэффициент передачи  $k$  разомкнутой системы, тем меньше установившаяся ошибка.

На рис. 3.31, б зависимость (прямая) 1 соответствует статической СУ, а зависимость 2 - астатической. Относительная величина установившейся ошибки или коэффициент статизма системы по каналу задающего воздействия в этом случае составит

$$S=1/(1+k), \quad (3.54)$$

а по каналу возмущающего воздействия

$$S = K_{oy} / (1+ k_{пер} \cdot K_{oy}). \quad (3.55)$$

Графики переходных характеристик по каналу возмущающего воздействия в статической системе при аperiodическом и колебательном переходных процессах приведены на рис. 3.32, по которым можно определить установившуюся ошибку  $\Delta_0$ . Для сравнения на рис. 3.33 приведены аналогичные графики для астатической системы, при работе которой установившаяся ошиб-

ка  $\Delta_0$  отсутствует.

Из графиков (рис. 3.32) можно определить общую статическую погрешность регулирования, характеризующую точность работы САУ в установившемся режиме. Таким образом, для статической системы общая погрешность будет включать статическую ошибку  $\Delta_0$  и зону допустимых отклонений  $\Delta$ , а для астатических систем общая погрешность определяется только величиной  $\pm\Delta$ .

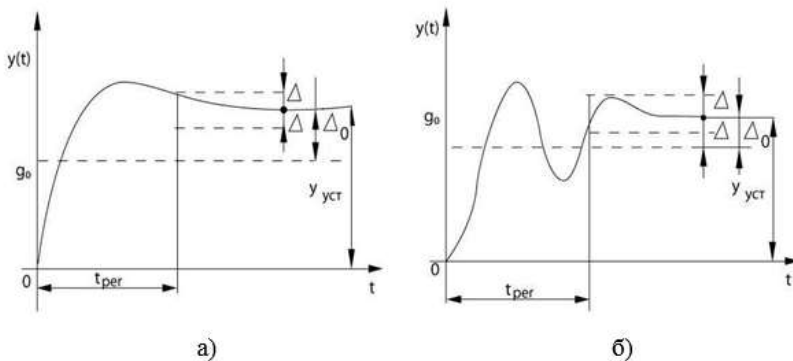


Рис. 3.32. Переходные процессы в статической САУ:

при аperiодическом (а) и колебательном (б) процессах

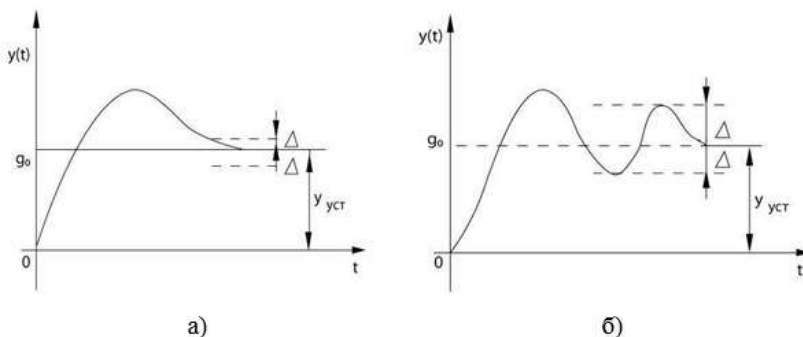


Рис. 3.33. Переходные процессы в астатической САУ:

при аperiодическом (а) и колебательном (б) процессах

Наряду с отдельными показателями для оценки качества регулирования САУ используются интегральные оценки качества, в основу определения которых положено вычисление площади между кривой переходного процесса  $Y(t)$  и линией, проведенной на уровне установившегося значения  $Y_{уст}$  (рис. 3.34). Анализ при-

веденных зависимостей позволяет отметить, что при уменьшении заштрихованной на графиках площади быстрее затухает переходный процесс и формируется меньшее значение отклонения регулируемой координаты от заданного.

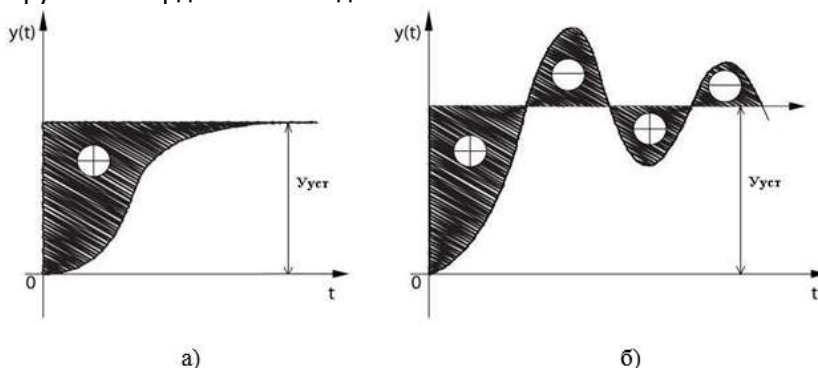


Рис. 3.34. Представление интегральных критериев качества регулирования для аperiodического

(а) и колебательного (б) переходных процессов

Для того чтобы знак отклонения управляемой величины от уровня  $U_{уст}$  не сказывался на величине оценки, что имеет место в режиме колебательного переходного процесса (рис. 3.34,б) в электроприводе, используют квадратичную интегральную оценку в соответствии с выражением

$$J_2 = \int_0^{\infty} (Y(t) - U_{уст})^2 dt. \quad (3.56)$$

Тогда, согласно уравнению (3.56), рассматриваемая САУ, интеграл  $J_2$  которой может принимать минимальное значение, характеризуется высоким качеством управления.

Следует отметить, что при разработке САУ в зависимости от наличия или отсутствия в них перерегулирования  $\sigma$ , а также от значения этого показателя различают три типовых переходных процесса, используемых при выборе автоматических регуляторов: аperiodический процесс, процесс с 20% - ым перерегулированием и процесс с минимумом значения интеграла  $J_2$ . При реализации в САУ первого процесса управляемый параметр  $U$  после отклонения за счет внешнего воздействия плавно возвращается к заданной величине (рис. 3.32, а и рис. 3.33, а). Процесс обеспечивает минимальное время регулирования, но допускает макси-

мальное динамическое отклонение при показателе «колебательности» данного переходного процесса  $M = 1,3$ . Во втором процессе, по сравнению с апериодическим, имеет место меньше динамическое отклонение, но больше время регулирования. В третьем процессе регулирования минимизируется квадратичная интегральная оценка  $J_2$ , что дает наименьшее динамическое отклонение, но время регулирования оказывается наибольшим (рис. 3.34, б), причем показатель «колебательности» ( $M$ ) в этом случае увеличивается до значения равного 2,1. Следует отметить, задача минимизации интегралов (функционалов) по (3.56) решается вариационными методами или методами динамического программирования, теоретические обоснования и применение которых приведены в [9,77].

**Реализацию качественного регулирования координат** в системе П-ДПТ рассмотрим с использованием принципа подчиненного регулирования координат (рис. 3.35), когда регулирование каждой координаты осуществляется с помощью своего отдельного регулятора и соответствующей обратной связи. При этом регулирование каждой координаты происходит в своем замкнутом контуре, а необходимые характеристики ЭП в статике и динамике формируются за счет выбора схемы, параметров регулятора этой координаты и цепи ее обратной связи. В то же время управление внутренним контуром с помощью выходного сигнала внешнего контура определяет еще одно ценное свойство таких систем - возможность ограничивать любую регулируемую координату, например, ток (момент) на заданном уровне при ограничении сигнала, поступающего с внешнего контура. Так в схеме (рис. 3.35) с подчиненным регулированием выходной регулируемой координатой является скорость. Управляющая часть схемы состоит из двух замкнутых контуров регулирования:

- контура тока (момента), содержащего регулятор тока РТ и датчик тока ДТ,
- контура скорости, состоящего из регулятора скорости РС и датчика скорости - тахогенератора ТГ.

В большинстве схем таких ЭП РТ и РС выполняются на базе операционных усилителей (ОУ), охваченных определенными ОС [66, 67]. Так включение в цепи РС задающего сигнала скорости  $U_{зс}$  и его обратной связи - резисторов  $R_1$  и  $R_{oc1}$  обеспечивает целесообразное (пропорциональное) П-регулирование (усиление или ослабление) этого сигнала, определяемое коэффициентом  $k_1 = R_{oc1}/R_1$ . Изменение сигнала обратной связи по скорости  $U_{oc}$  осуществляется ОУ аналогично с коэффициентом  $k_2 = R_{oc1}/R_2$ .

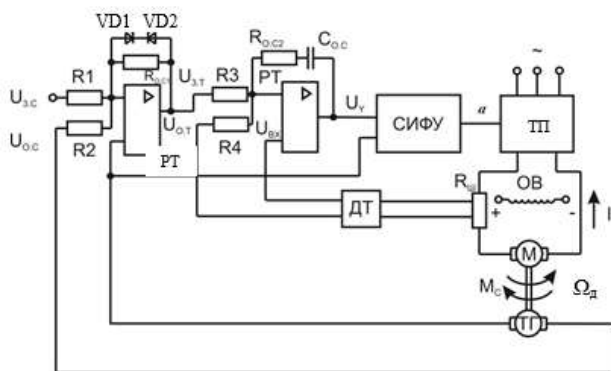


Рис. 3.35. Схема электропривода с подчиненным регулированием

Функциональные возможности ОУ по преобразованию электрических сигналов изменяются с включением в цепи ОС конденсаторов. В схеме РТ включение в цепь обратной связи конденсатора  $C_{oc}$  (последовательно с резистором  $R_{oc2}$ ) позволяет получить сигнал  $U_y$  на выходе РТ в виде суммы двух составляющих:

$$U_y = K_3 \cdot U_{вх} + \frac{1}{T} \int U_{вх} dt, \quad (3.57)$$

т.е. сигнал  $U_y$  содержит пропорциональную и интегральную составляющие входного сигнала  $U_{вх}$ , а РТ является пропорционально-интегральным (ПИ) регулятором. Таким образом, схема на ОУ и параметры цепей ОС регулятора определяют и обеспечивают желаемый (заданный) характер переходных процессов при регулировании выходных координат. График с затухающими колебаниями (рис. 3.30) является приемлемым, поскольку позволяет обеспечить устойчивые переходные процессы (ПП) в ЭП при небольшой их длительности ( $t_{пп}$ ) и допустимых значениях параметра - перерегулирования  $\sigma$ , не превышающего 5% от установившегося уровня. Этому характеру ПП в ЭП соответствует настройка регуляторов на так называемый технический оптимум, при котором время переходного процесса  $t_{пп}$  составляет  $t_{пп} = (4 \dots 5) \cdot T_n$ , где  $T_n$  - электромагнитная постоянная времени установленного (ТП, ШИП) преобразователя, рассчитываемая по соотношению (3.12) или принимаемая равной 0,01 с. В теории электропривода [32, 76] разработаны методы расчета параметров цепей РС и РТ, обеспечивающих желаемый характер регулирования координат электропривода.

Таким образом, схема подчиненного регулирования координат позволяет простыми средствами ограничивать координаты электропривода на заданном уровне. В схеме (рис. 3.35) для ограничения тока и момента в цепь обратной связи РС включены стабилитроны VD1 и VD2. В результате этого выходное напряжение РС, являющееся входным задающим сигналом (уставкой) тока  $U_{з.Т}$ , ограничивается, и тем самым ток и момент двигателя не могут превысить заданного уровня.

Статические характеристики электропривода с подчиненным регулированием координат и настройкой на «технический оптимум» отличаются от характеристик (рис.3.29) большей крутизной участка II (ограничение тока и момента) и повышенной жесткостью участка I, определяемой соотношениями двух постоянных времени - электромеханической двигателя  $T_m$  и электромагнитной  $T_n$  преобразователя.

Другой критерий настройки регуляторов (симметричный оптимум) в схемах подчиненного регулирования позволяет обеспечить абсолютно жесткие статические характеристики на участке I (рис. 3.29), но переходные процессы в этом случае характеризуются большим перерегулированием (до 50%). При настройке на «симметричный оптимум» РС выполняется как ПИ-регулятор.

При регулировании положения вала двигателя схема (рис. 3.35) может быть дополнена контуром положения, включающим в себя регулятор положения и датчик положения вала двигателя. Большие функциональные возможности рассмотренных схем с подчиненным регулированием координат находят широкое применение в ЭП постоянного и переменного тока широкого круга МС, позволяют реализовать алгоритмы ресурсосберегающих режимов работы технологических машин.

Разработка высокопроизводительных, компактных и экономичных (по потребляемой энергии) систем управления является приоритетным направлением развития современной техники. Рост степени интеграции в микропроцессорной технике и переход от микропроцессоров к микроконтроллерам с встроенным набором специализированных периферийных устройств позволяют сегодня успешно развивать системы управления приводами МС, базирующихся на принципах прямого цифрового управления.

## Контрольные вопросы

1. По каким характерным параметрам классифицируют электроприводы МС?
2. Приведите основные параметры, характеризующие управляемые ЭП?
3. Перечислите и поясните виды преобразования электроэнергии, применяемые при проектировании ЭП МС?
4. Поясните особенности применения однофазных и многофазных тиристорных преобразователей в ЭП МС?
5. Назначение, принцип действия системы импульсно-фазового управления ТП?
6. Поясните принцип построения импульсных преобразователей с ШИМ?
7. Приведите особенности работы ключевых элементов ШИП в режимах симметричного и несимметричного управления?
8. Перечислите преимущества и недостатки симметричного способа управления ключами ШИП?
9. Поясните принцип формирования опорного напряжения  $U_{оп}$  для схем АИН?
10. Как изменяется режим работы АИН при установке в схему емкостного фильтра  $C_f$ ?
11. Поясните возможные подходы к формированию реурсосберегающих режимов в схеме ЭП с АИН-АД?
12. Приведите классификацию автоматических систем управления ЭП по уровням управления?
13. Поясните различие замкнутой и разомкнутой систем управления ЭП МС?
14. Поясните принципы, особенности построения одноканальной и многоканальной системам управления ЭП МС?
15. Приведите особенности работы системы управления ЭП с суммирующим усилителем?
16. Поясните влияние коэффициента усиления разомкнутой системы управления ЭП на статизм системы?
17. Какие особенности в работе системы управления ЭП с отсечкой по току?
18. Поясните особенности в работе системы управления ЭП МС с нелинейными обратными связями (по току, скорости)?
19. Изложите основные требования при оценке качества управления ЭП?
20. Поясните особенности применения интегральных критериев качества регулирования выходных координат ЭП МС?



## 4. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

### 4.1. Основные тенденции развития цифровых систем управления

Успешные разработки в силовой электронике и освоение промышленного производства таких силовых полупроводниковых приборов (СПП), как биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), силовые интеллектуальные модули (IPM) с встроенными средствами защиты ключей и интерфейсами для непосредственного подключения к микропроцессорным системам управления позволяют на их основе создавать современные полупроводниковые преобразователи различного назначения. Развитие новых технологий при производстве ключей IGBT большой мощности (IEGT- с увеличенной инжекцией, GCT, IGCT- тиристорные структуры с коммутацией тока в затвор управления [44]) в совокупности с управляющей частью - цифровой системой управления (ЦСУ) решает задачу преобразования и управления потоком энергии в электроприводной системе. ЦСУ также программно осуществляет функции сбора, обработки информации о состоянии и режимах преобразования электроэнергии, выполняет диагностику всей информационной системы.

Ведущие мировые фирмы-производители электроприводных систем в настоящее время придерживаются следующих **тенденций развития** указанной области:

- доля систем привода с двигателями переменного тока ежегодно увеличивается, а доля систем привода с двигателями постоянного тока уменьшается из-за низкой надежности коллекторного узла;

- преимущественное применение находят привода с короткозамкнутыми асинхронными двигателями (АД) из-за резкого удешевления статических преобразователей частоты, что позволяет увеличивать производство частотно-управляемых асинхронных электроприводов. В зависимости от назначения привода переменного тока, необходимого диапазона регулирования скорости и быстродействия могут быть использованы классические структуры скалярного или векторного управления. Переход к широкодиапазонным (до 1:10000) и быстродействующим приводам, например, роботов, станков и транспортных средств возможен только с при-

менением более сложных структур векторного управления;

- альтернативой коллекторным приводам постоянного тока являются приводы с вентильными - индукторными (электронно-коммутируемыми) двигателями (ВИД) с возбуждением от постоянных магнитов или с электромагнитным возбуждением. Освоение приводов на базе ВИД сегодня имеет определенную привлекательность;

- разработка приводов на базе вентильно-индукторного двигателя (ВИД) из-за простоты изготовления, технологичности, дешевизны производства собственно двигателя представляет интерес для фирм-производителей станочного оборудования, поскольку ВИД имеет пассивный ферромагнитный ротор без каких-либо обмоток или магнитов. Однако успешное управление ВИД в ЭП возможно только при применении развитой микропроцессорной системы управления в сочетании с современной силовой электроникой.

Для достижения указанных направлений в совершенствовании привода успешно развивается область цифровой управляющей электроники, относящаяся к встраиваемым микропроцессорным системам управления реального времени. Преимущества цифровых электроприводов обусловлены также применением современной элементной базы для построения силового канала (IGBT - ключи, интеллектуальные силовые модули IPM) и канала управления, основой которого являются высокопроизводительные микроконтроллерные системы прямого цифрового управления оборудованием.

Функции **прямого цифрового управления** в современных приводах реализуются за счет использования специализированных периферийных устройств, интегрированных непосредственно на кристалл микроконтроллера и не требующих дополнительных развитых средств сопряжения. Прямое цифровое управление обеспечивается также за счет высокопроизводительной архитектуры и системы команд центрального процессора, позволяющей решать большинство стандартных задач управления исполнительными двигателями (ИД) программным способом (преобразователи координат, наблюдатели; И, ПИ, ПИД - регуляторы и т.п.). Следует заметить, что при прямом цифровом управлении имеет место также непосредственное сопряжение с широкой номенклатурой датчиков обратных связей (положения, скорости, ускорения), а также с элементами дискретной автоматики (дискретными датчиками и дискретными исполнительными устройствами, например, станочной автоматикой). В настоящее время область

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

управления силовыми статическими преобразователями: управляемыми тиристорными выпрямителями (УТВ), широтно-импульсными преобразователями (ШИП), автономными инверторами напряжения (АИН, тока АИТ), и двигателями стала хорошим ориентиром и убедительным фактором успешного применения микропроцессорной техники для решения задач автоматизированного производства. Если рассматривать современные системы управления комплексами технологического оборудования (ГПС, РТК, РТС) и производство в целом, то следует упомянуть о компьютеризированной (промышленной) сети, обладающей всеми свойствами и отвечающей требованиям: соответствие архитектуры и оборудования, соответствие протоколов (правил) обмена информацией между участками (узлами) промышленной сети, организация человеко-машинного интерфейса и промышленные компьютеры - основные элементы верхнего уровня систем управления. Непосредственное же управление промышленным оборудованием (станками с ЧПУ и обрабатывающими модулями, ПР) возложено на промышленные контроллеры - основные элементы нижнего уровня систем управления, включая управление электроприводами (ЭП) обрабатывающих модулей, например, РТК. Через промышленную сеть контроллеры взаимодействуют с элементами верхнего уровня: рабочие станции, панельные и промышленные компьютеры. Широкое применение архитектуры IBM PC (построение и функционирование) современной промышленной сети (по уровню решаемых задач в автоматизированном производстве) можно расположить в последовательности [84]:

- мощные компьютеры, предназначенные для управления производственными и технологическими процессами в масштабах завода, цеха, участка, расположены на верхнем уровне иерархии IBM PC совместимых промышленных систем. Особенностью таких PC является то, что в место стандартной материнской платы установлена пассивная панель, в один из слотов которой вставляется процессорная плата. Для обеспечения связи с различными датчиками, исполнительными устройствами и каналами коммуникации применяются платы расширения до 12-14, в отличие от 6-8 в офисных моделях. Мощные компьютеры PC имеют прочные металлические корпуса, специальные устройства для повышения их виброустойчивости, дополнительные уплотнения от загрязнений. Обычно промышленные компьютеры снабжены источником питания большой мощности и имеют развитую систему воздушного охлаждения со сменными пылеулавливающими фильтрами. Производителями таких промышленных компьютеров являются фир-

мы Advantech, ICP, Intecolor, Texas Micro и другие. Находят применение также промышленные рабочие станции (Industrial Workstation), системный блок и дисплей которых размещены в одном защищенном корпусе, а клавиатура встроена непосредственно в переднюю панель.

Создание IBM архитектуры нового компьютера (на базе микропроцессора 8088 фирмой Intel) позволило ряду компаний в мире производить полностью совместимые изделия. Архитектура IBM PC занимает лидирующее положение в области автоматизации промышленности, заменяя миникомпьютеры и программируемые логические контроллеры. Разработка промышленной шины PCI с удвоенной тактовой частотой (до 66 МГц по предложению фирм IBM и Motorola) способствовала вытеснению шины ISA, которая широко используется в персональных компьютерах фирмы IBM и сегодня является стандартом de facto в отрасли, хотя не отвечает требованиям быстрого обмена информацией по системной магистрали;

- промышленные контроллеры семейства IBM PC и совместимых компьютеров серии MicroPC американской фирмы Octagon Systems, «встраиваемые» [84] непосредственно в промышленное оборудование, находят также применение в системе автоматизации нижнего уровня. Центром любого промышленного изделия серии MicroPC является плата различной вычислительной мощности (на базе процессоров - 8088/12 МГц до 5x86/133 МГц). В номенклатуре изделий фирмы Octagon Systems имеют место одноплатные контроллеры в формате MicroPC на базе процессоров 386SX, 8088 и другие. Одноплатные микроконтроллеры серии 6000 сочетают в себе мощь архитектуры PC и преимущества одноплатных промышленных контроллеров, оснащенных разнообразными средствами ввода/вывода сигналов, сигналов датчиков и обратных связей, широко используемых в приводных системах. Здесь необходимо отметить успешное применение в следящих приводах постоянного и переменного тока стандартного внешнего SERCOS -интерфейса (Serial Realtime Communication System), на базе которого можно строить сетевые многокоординатные системы. Каждая координатная ось при этом управляется прецизионно сформированными циклическими командами, генерируемыми интерполятором системы управления (ЧПУ). В каждом цикле значения переменных обновляются для каждого привода. В этом случае цифровой интерфейс выполняет синхронизацию циклов контроллера и следящих приводов с микросекундной точностью, осуществляя координацию приводов и одновременное выполне-

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

ние команд для любого числа приводов. Объединение следящих приводов по «входам» управления в «кольцо» в интерфейсе осуществляется посредством оптоволоконного кабеля, обеспечивающего электромагнитную совместимость силовых каналов (устройств преобразования электроэнергии) и микроэлектронной аппаратуры [66, 67]. Передача информации по «кольцу» выполняется со скоростями 2, 4, 8 и 16 Мбит/с. Создание интеллектуальных цифровых приводов позволяет обеспечить высокие скорость (до десятков метров в минуту) и точность (в пределах 1 мкм) с использованием SERCOS - интерфейса, возможности которого рассчитаны на подключение ЭП любой фирмы-производителя к промышленной сети. Упомянутый интерфейс в настоящее время является международным стандартом IEC 61491 (европейским стандартом EN 61491) для систем ЧПУ [78];

- внешние устройства;
- основные протоколы, предназначенные для промышленных систем автоматизации, специфическое программное обеспечение.

Из основных направлений развития встроенной периферии для управления ЭП на современном этапе следует отметить:

1. Применение наборов универсальных «счетчиков/таймеров» со встроенными каналами «сравнения/захвата» и многоканальных процессоров событий, где производится прецизионное формирование многоканальных последовательностей управляющих импульсов (в том числе для управления силовыми ключами в режиме ШИМ) - функция высокоскоростного вывода на частотах до 20-50 кГц. Прецизионная «временная» обработка входных многоканальных последовательностей импульсов для сопряжения с широким классом всевозможных датчиков обратных связей (импульсных, индуктивных, на элементах Холла и т.д.) - функция высокоскоростного ввода сигналов на частотах до 100 кГц и выше.

2. Внедрение специализированных периферийных устройств типа «квадратурных декодеров» для обработки сигналов наиболее распространенных датчиков обратных связей (в частности, оптических датчиков положения) - функция идентификации положения и скорости ротора двигателя. Сигналы с датчика вводятся непосредственно в контроллер и обрабатываются в блоке оценки положения, который может быть реализован на основе специального периферийного устройства - таймера с «квадратурным» режимом работы.

3. Использование унифицированных многоканальных ШИМ - генераторов со встроенными возможностями прямого цифрового управления силовыми полупроводниковыми приборами (СПП -

ключами) инверторов, активных выпрямителей и преобразователей постоянного напряжения в постоянное в режимах фоновой, синусоидальной (симметричной) центрированной и векторной ШИМ-модуляции - функция прямого управления силовыми ключами.

4. Интеграция процессора событий и многоканального ШИМ - генератора в одном универсальном устройстве - менеджере событий, а также создание микроконтроллеров со сдвоенными менеджерами событий для прямого цифрового управления двухдвигательными приводами.

5. Повышение быстродействия аналого-цифровых преобразователей (время преобразования до 100 нс на канал), автосинхронизация процессов запуска АЦП с работой других периферийных устройств, в частности, ШИМ - генераторов, автоконвейеризация процессов преобразования в АЦП (с разрешением не ниже 10-12 двоичных разрядов) по нескольким каналам (до 16).

6. Поддержка функций прямого токового управления и прямого управления моментом двигателя.

Переход к цифровым системам управления приводами на базе специализированных микроконтроллеров позволил обеспечить:

- быструю и качественную интеграцию привода в систему комплексной автоматизации производства с помощью унифицированных интерфейсов сопряжения с системами управления более высокого уровня и соответствующих средств программной поддержки (RS-232, RS-485, CAN). CAN-интерфейс постепенно становится стандартом для распределенных систем управления на электрическом транспорте, в автомобильной технике и робототехнике;

- резкое повышение надежности (фактическое время наработки на отказ достигает 100000 час и выше) и срока службы привода (до 10 лет и более);

- встроенный и удаленный (по сети) мониторинг состояния привода и раннее предупреждение аварийных ситуаций в технологическом оборудовании, возникающих вследствие срабатывания защит или идентификации отказов в приводе;

- интерактивный дружественный интерфейс с человеком - оператором на языке страны использования привода: отображение на встроенном дисплее информации о текущем состоянии привода и значениях наблюдаемых переменных; ввод команд оперативного управления со встроенной клавиатуры; настройка параметров привода и системы управления в процессе пусконаладочных работ с сохранением значений в энергонезависимой памяти;

интерактивная справочная система и система подсказок стратегии управления в реальном времени;

- конфигурирование структуры системы управления самим пользователем в процессе запуска привода в эксплуатацию для адаптации к конкретной технологии или специфике применения привода;

- встроенное управление средствами привода сопутствующей дискретной автоматикой без использования дополнительных промышленных программируемых контроллеров и управляющих ЭВМ;

- распределенное мультимикропроцессорное управление многоосевыми приводами МС (например, роботов, манипуляторов) с использованием локальных промышленных сетей, например, CAN, с широкими возможностями синхронизации, вплоть до систем электрического вала, распределенного позиционного и контурного управления;

- унификацию встроенных средств управления приводами (контроллеров, модулей ввода-вывода, пультов оперативного управления) независимо от типа исполнительного двигателя, структуры силового канала, типов используемых датчиков обратных связей;

- возможность использования самых современных структур и алгоритмов управления приводами на принципах частотного [79, 80], векторного управления двигателями переменного тока; прямого управления моментом; прямого частотно-токового управления; управления с элементами нечеткой логики (фаззи-логики) и интеллектуального управления [81, 82];

- местное и дистанционное управление.

Таким образом, под прямым цифровым управлением понимается не только непосредственное управление от микроконтроллера каждым ключом силового преобразователя (инвертора), но и обеспечение возможности прямого ввода в микроконтроллер сигналов различных обратных связей (независимо от типа сигнала: дискретный, аналоговый или импульсный) с последующей программно-аппаратной обработкой внутри микроконтроллера. Здесь задачи формирования аппаратного и программного обеспечения взаимосвязаны, поскольку требуемые производительность процессора, объем оперативной и постоянной памяти существенно зависят от сложности алгоритмов управления, а эффективность их программной реализации определяется системой команд выбранного микроконтроллера, его разрядностью и архитектурой [9, 83]. Естественно, система прямого цифрового управления ориентирована на отказ от значительного числа дополнительных ин-

терфейсных плат и создание одноплатных контроллеров управления приводами. В пределе «встроенная» [84] система управления проектируется как однокристалльная и, вместе с силовым преобразователем и исполнительным двигателем, конструктивно интегрируется в единое целое - мехатронный модуль движения целевого назначения.

## 4.2. Структура построения схемы однокординатной мехатронной системы

Широкое применение цифровых электроприводов (ЦЭП) мехатронных систем (МС) во многих отраслях техники обусловлено возможностью обеспечения требований высокой статической точности и оптимизации режимов работы электротехнического и технологического оборудования машин и механизмов широкого назначения. Управляющие ЭВМ в ЦЭП выполняют функции преобразования информации о желаемом и текущем состояниях объекта регулирования в регулирующее воздействие на силовые элементы сопряжения с объектом управления (ОУ), либо силовые исполнительные устройства (выводные устройства), непосредственно воздействующие на ОУ МС. ЦЭП характеризуется высоким быстродействием, повышенной надежностью, помехозащищенностью. ЭВМ в структуре схемы ЭП представляет собой дискретно действующее устройство и реализует некоторую систему алгоритмов цифрового управления. Реализация алгоритмов управления обеспечивается двумя взаимосвязанными компонентами – аппаратным и программным обеспечением управляющей ЭВМ.

Многообразие ЦЭП можно классифицировать:

- по сложности структуры, назначению и месту включения вычислительного устройства в системе, областью применения;
- по виду представляемой и обрабатываемой информации дискретные ЦЭП подразделяются на импульсные и цифроаналоговые.

В импульсных ЦЭП выходной вал в установившемся режиме находится в состоянии дискретного движения, а в качестве исполнительного устройства (ИУ) служит шаговый двигатель (ШД). Поскольку ШД непосредственно преобразует дискретную информацию в фиксированный угол поворота выходного вала (нагрузки), импульсные ЦЭП могут быть разомкнутыми и замкнутыми (в режиме «расшифровывающих» ЦЭП).



В цифро-аналоговых ЦЭП выходной вал в установившемся режиме находится в состоянии непрерывного движения. В следящих ЦЭП (СЦЭП) ввод задания осуществляется по информационному каналу в цифровой форме сигналов, а управление ИУ производится аналоговым сигналом в энергетическом канале. Наличие аналоговых и цифровых сигналов в ЭМС обуславливает применение преобразователей непрерывных сигналов в цифровые (АЦП) и наоборот (ЦАП). Поэтому любую цифро-аналоговую часть электропривода однокоординатной МС (технической системы ТС) всегда можно представить в виде цифровой АЗ и аналоговой АУ частей (рис. 4.1), образующих внутренний контур регулирования I (скорости) и внешний контур II (контур положения) регулирования координаты рабочего органа (РО) или исполнительного механизма (ИМ).

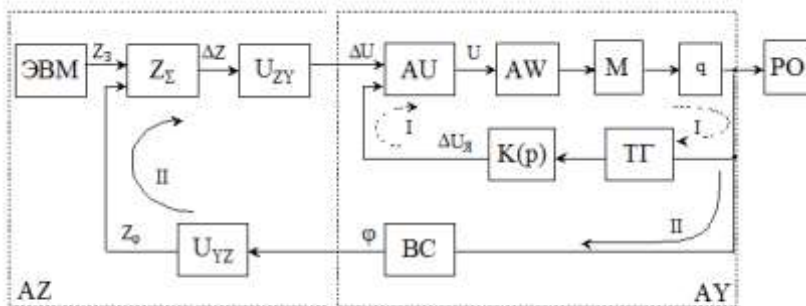


Рис. 4.1. Структурная схема цифро-аналогового управления ЭП

Сигнал рассогласования  $\Delta Z$  контура положения (II) формируется вычислительным устройством  $Z_{\Sigma}$  путем сложения кода задания  $Z_3$  и кода  $Z_{\phi}$  сигнала ОС контура II. Кодирование сигнала ОС по скорости осуществляется с помощью преобразователя  $U_{YZ}$ , а декодирование цифрового сигнала рассогласования  $\Delta Z$  выполняется посредством преобразователя  $U_{ZY}$ . Усиление аналогового сигнала  $\Delta U$  осуществляют усилители по напряжению  $AU$  и мощности  $AW$ , а отработку рассогласования реализует электродвигатель  $M$  с редуктором  $\phi$ . С помощью тахогенератора  $ТГ$  и последовательного корректирующего контура  $K(p)$  выполнена ОС по скорости с коррекцией частотной характеристики контура, а измерение координаты угла отработки  $\phi$  положения РО механизма осуществлено посредством датчика  $BC$ .

Цифро-аналоговые ЭП МС (ТС) сочетают положительные свойства как цифровых элементов (быстродействие, точность), так и аналоговых (хорошее качество переходных процессов). В

настоящее время ведутся разработки по объединению электродвигателя, механической передачи (кинематической цепи) и многочисленных датчиков в компактный электромеханический модуль МС (ТС) [38]. Такие электромеханические модули различных конструкций и назначений формируют новый класс устройств целевого назначения – электромеханические модули (ЭММ) движения МС (ТС).

Отличительной особенностью современных электромеханических модулей движения является дополнительное присоединение к ЭММ силовой электроники для управления потоком электроэнергии и специализированных средств вычислительной техники (СВТ) с интеллектуальными функциями управления в единый конструктивный узел – модуль. В этом случае СВТ выполняют узкоспециализированные задачи отработки сигналов задания, обратной связи и осуществляют управление исполнительным устройством в соответствии с установленным (принятым) критерием эффективности использования электромеханического модуля.

По принципу управления ЦЭП подразделяют на **разомкнутые, замкнутые и комбинированные**. В разомкнутых ЦЭП управляющий сигнал, преобразованный в двоичный код, обрабатывается исполнительным механизмом в виде пропорционального перемещения (поворота) РО. Но такие ЦЭП имеют существенный недостаток – отсутствие информации на входе системы об исполнении заданных команд, т.е. управление ведется «вслепую». Это подтверждается и при работе шаговых двигателей, цифровых «позиционеров», преобразующих дискретную информацию в угол поворота ( $\varphi$ ) или перемещение ( $\Delta l$ ). Наибольшее применение находят замкнутые ЦЭП, в которых информация об исполнении заданной команды подается на вход по каналу ОС с помощью цифрового датчика положения РО (или ОУ в целом). К комбинированным ЦЭП следует отнести системы, построенные с применением принципов самонастройки и адаптации.

По способу связи ЭВМ с ЦЭП и выполняемым задачам структурные схемы ЭП МС (рис. 4.2) подразделяются на автономные и неавтономные.

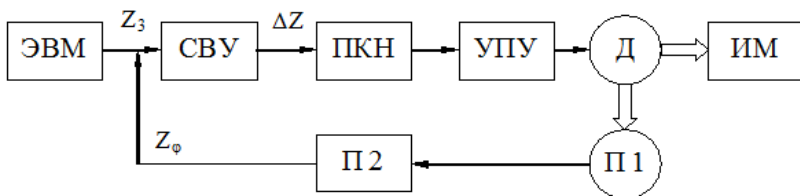


Рис. 4.2. Структурная схема электропривода с автономной ЭВМ

Для автономной структуры цифрового следящего привода (ЦСП) характерно, что ЭВМ выдает заданную (командную) информацию по углу поворота выходного вала  $\varphi$ , перемещению  $\Delta l$ , скорости движения  $\Omega$  РО МС в двоичном коде. С преобразователя П1 информация ( $\varphi_1, \Delta l_1, \Omega_1$ ) снимается в виде двоичного или иного кода, пропорционального истинному значению регулируемой величины. П2 – преобразователь, согласующий выходной сигнал с П1 и входом специализированного вычислительного устройства (СВУ) по уровню, знаку, разрядности. В СВУ, представляющим собой цифровое логическое устройство, определяется разность этих кодов, код ошибки  $\Delta Z$  поступает на преобразователь код-напряжение (ПКН) или цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), затем сигнал усиливается УПУ и поступает на двигатель Д.

Таким образом, в автономной структуре ЦСП ЭВМ является источником входной информации, а функции вычислителя ошибки и функции цифровой коррекции осуществляет СВУ (специализированный микропроцессорный вычислитель СМВ), работающий автономно по отношению к ЭВМ.

На рис. 4.3 приведена структура построения ЦСП с неавтономной ЭВМ.

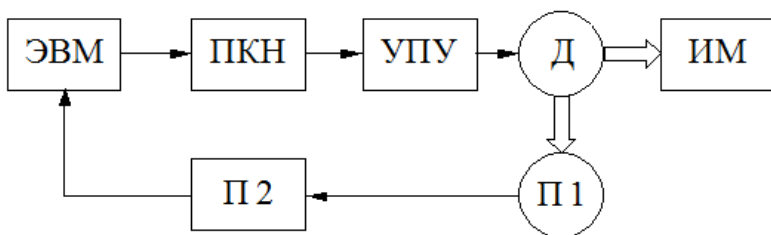


Рис. 4.3. Неавтономная структура ЦСП

В неавтономной структуре ЦСП сравнение задающего и обрабатываемого кодов происходит непосредственно в самой ЭВМ, выдающей управляющий сигнал на ПКН. Затем, сигнал усиливается усилительно-преобразовательным устройством (УПУ) и подается на электродвигатель Д.

Следовательно, неавтономная структура ЦСП формирует управляющий сигнал, ошибку (рассогласование), одновременно выполняет функции задающего устройства, сравнения и функции корректирующего устройства. Такое незначительное различие в построении функциональных схем автономных и неавтономных структур ЦСП МС существенно сказывается на динамических возможностях автономной и неавтономной структурах ЦСП. Различие заключается в том, что:

- в автономных структурах ЦСП частота сравнения кодов может быть в несколько раз больше частоты выдачи ЭВМ управляющих сигналов, т.е. обеспечивается устойчивая работа с высокой точностью сравнения кодов (по внутреннему контуру). Автономная система требует меньшего машинного времени, чем неавтономная система, что важно при выборе ЭВМ;

- в неавтономных структурах ЦСП не обеспечиваются удовлетворительные динамические качества при низкой частоте поступающей из ЭВМ информации, т.е. динамические свойства ЦСП зависят от частоты выдачи информации (быстродействия ЭВМ).

По принципу обмена информацией, соотношению частот следования различных импульсных сигналов управления ЦСП подразделяются на:

синхронные, многократные (различие в следовании частот в «n» раз); асинхронные (различные частоты следования импульсных сигналов).

По средствам коррекции ЦСП могут быть:

дискретные и непрерывные, линейные и нелинейные.

По виду коррекции – с параллельной, последовательной или формой подчиненного регулирования.

Технические характеристики ЦСП существенно зависят и определяются числом разрядов АЦП, СВУ, ЦАП, а также организацией связей между этими устройствами. Упрощенно функциональную схему разомкнутой структуры ЦСП можно представить в виде (рис. 4.4).

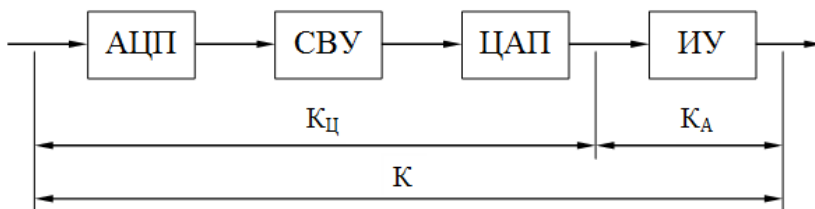


Рис. 4.4. Функциональная схема разомкнутой структуры ЦСП

Общий коэффициент передачи цифровой и аналоговой частей в функциональной схеме составит:

$$K = K_{Ц} \cdot K_{А} . \quad (4.1)$$

Для выполнения дальнейших суждений будем полагать, что разрядные сетки АЦП, СВУ, ЦАП согласованы со стороны младших разрядов (как показано на рис. 4.5) и передача данных осуществляется по направлению стрелок. Минимальная ошибка определяется при подаче единицы младшего разряда.

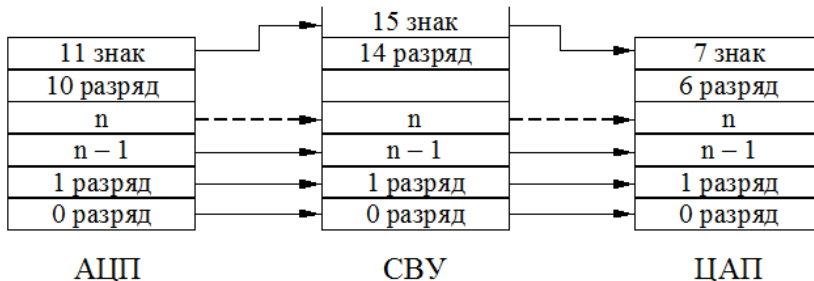


Рис. 4.5. Разрядные сетки АЦП, СВУ, ЦАП

Выражение (4.1) можно записать [3] также в виде:

$$K = K_{АЦП} \cdot K_{СВУ} \cdot K_{ЦАП} \cdot K_{Д} , \quad (4.2)$$

где коэффициент передачи  $K_{ЦАП}$  определяется выражением:

$$K_{АЦП} = \frac{2^{n_{АЦП}} - 1}{\varphi_{с\max}} , \quad (4.3)$$

где  $n_{АЦП}$  – число разрядов АЦП;  $\varphi_{с\max}$  – максимальный угол поворота выходного вала следящей системы, измеряемый АЦП. Изме-

нению угла от 0 до  $\phi_{с\max}$  соответствует изменение выходного кода АЦП от 0 до  $2^{n_{АЦП}} - 1$ .

Для ЦАП коэффициент передачи равен:

$$K_{ЦАП} = \frac{U_{оп}}{2^{n_{ЦАП}} - 1}, \quad (4.4)$$

где  $U_{оп}$  – уровень опорного напряжения ЦАП.

При проектировании ЭП МС начальное значение коэффициента передачи  $K_{СВУ}$  обычно принимают равным единице. Различие в разрядности АЦП, СВУ и ЦАП приводит к необходимости согласования разрядных сеток указанных устройств. Обычно число разрядов СВУ больше числа разрядов ЦАП. Неоднозначность разрядности при обмене данных между СВУ и ЦАП ликвидируется с применением специальных алгоритмов обработки информационных данных.

Таким образом, объединив в (4.2) из (4.3) и (4.4) значения соответствующих коэффициентов передачи, получим обобщенный коэффициент передачи  $K_{ц}$  цифровой части структуры ЦСП в виде:

$$K_{ц} = \frac{2^{n_{АЦП}} - 1}{\phi_{с\max}} \cdot \frac{U_{оп}}{2^{n_{ЦАП}} - 1} \approx \frac{U_{оп}}{\phi_{с\max}} \cdot 2^{n_{АЦП} - n_{ЦАП}} \quad (4.5)$$

В общем случае разомкнутую цифро-аналоговую структуру ЦСП со статическими характеристиками каждого блока можно представить в виде их последовательного соединения (рис. 4.6).

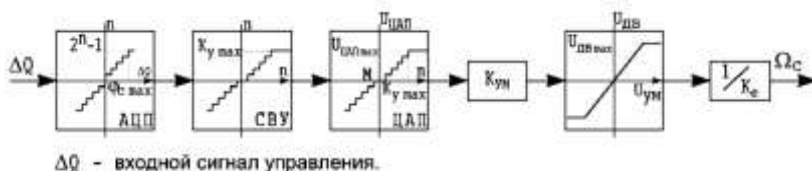


Рис. 4.6. Статические характеристики блоков разомкнутой структуры ЦСП

Для ЦСП (рис. 4.2) с ИУ, включающем усилитель мощности (УПУ), исполнительный двигатель (Д) постоянного тока и редуктор, статический коэффициент передачи аналоговой части определяют из соотношения:

$$K_A = \frac{K_{ум}}{K_e}, \quad (4.6)$$

где  $K_{ум}$  – коэффициент передачи УМ;  $K_e$  – коэффициент индуктированной противо-ЭДС двигателя, приведенный к выходному валу.

Произведем подстановку (4.6) и (4.5) в выражение (4.1), получим:

$$K = \frac{U_{он}}{\phi_{с\max}} \cdot \frac{K_{ум}}{K_e} \cdot 2^{n_{АЦП} - n_{ЦАП}} \quad (4.7)$$

Значение параметра  $K_{ум}$  следует выбирать из условия согласования статических характеристик ЦАП и ИД, т.е.  $U_{он\max}$  должно соответствовать  $U_{дв\max}$  на обмотке якоря ИД, т.е:

$$U_{он} \cdot K_{ум} = U_{дв\max} \quad (4.8)$$

Если учесть, что:

$$\frac{U_{дв\max}}{K_e} = \Omega_{xx} \quad (4.9)$$

и подставив (4.9) в (4.7), получим значение коэффициента передачи  $K$ :

$$K = \frac{\Omega_{xx}}{\phi_{с\max}} \cdot 2^{n_{АЦП} - n_{ЦАП}} \quad (4.10)$$

Анализ уравнения (4.10) показывает:

- значения  $\phi_{с\max}$ ,  $\Omega_{xx}$  определяются конструктивными параметрами ИД следящего привода;
- число разрядов АЦП ( $n_{АЦП}$ ) выбирается из условия обеспечения заданной статической точности ЦСП.

Очевидно, изменение параметра  $n_{ЦАП}$  на единицу приводит к изменению значения  $K$  в двое, что позволяет из соотношения  $K \approx K_{жел}$  предварительно оценить возможность обеспечения желаемого значения общего коэффициента передачи разомкнутой структуры ЦСП.

### 4.3. Сопряжение непрерывной и цифровой частей схемы электропривода

Выполнить сопряжение непрерывных (аналоговых) и цифровых (дискретных) устройств в ЦСП можно посредством электронных узлов АЦП и ЦАП. Задача сопряжения обычно решается исходя из требуемой точности ЦСП, обусловленной разрядностью ЦАП и АЦП, разрешающей способностью датчиков и преобразователей информационно-измерительной системы (ИИС), значениями линеаризованных коэффициентов передачи применяемых датчиков и преобразователей. Простейшим случаем согласования может быть совпадение числа разрядов ЦАП ( $n_{\text{ЦАП}}$ ) с количеством разрядов, применяемых в микроЭВМ для представления информации в формате с фиксированной запятой. Это возможно в схеме ЦСП относительно низкой точности с 8-разрядными микроконтроллерами. В настоящее время промышленностью выпускаются микроконтроллеры с внутренними и внешними ЦАП с разрядностью  $n_{\text{ЦАП}} = 8, 10, 12, 14, 16$ . При использовании микроЭВМ 16, - 24, - или 32 – разрядных и формировании управляющих воздействий в СУ необходимо ограничивать выводимое из микроЭВМ число с двоичным представлением, соответствующим числу разрядов ЦАП. Уменьшение разрядности передаваемой информации отрицательно влияет на динамические свойства ЦСП. Выбор значений параметров ЦАП при проектировании осуществляют исходя из минимально необходимого обеспечения заданного качества ЦСП с учетом условий [9, 82]:

- согласования максимального выходного сигнала ЦАП с расчетной максимальной скоростью перемещения (вращения) объекта регулирования;
- обеспечения заданного значения общего коэффициента усиления в контуре коррекции, полученного в результате синтеза корректирующего устройства;
- получения расчетного диапазона изменения скорости ОУ при заданном ограничении «неплавности» его движения с минимальной скоростью.

Подбор коэффициента усиления  $K_{\text{ум}}$  предварительного усилителя мощности (УМ) непрерывной (аналоговой) части ЦЭП МС (ТС), принимается таким, чтобы общий коэффициент передачи  $K_{\text{а}}$  неизменяемой части удовлетворял условию:



$$K_A = \frac{K_{\text{вМ}}}{K_{\Omega} \cdot i} = \frac{\Omega_{\text{МАХ}}}{U_{\text{оп.м}}}, \quad (4.11)$$

где  $K_{\Omega}$  - передаточный коэффициент по скорости исполнительного двигателя ИД;  $i$  – передаточное число механической передачи ( $i > 1$ ). Величина максимального значения  $U_{\text{оп.м}}$  связана с ценой  $\Delta_{\text{ЦАП}}$  единицы младшего разряда ЦАП и числом разрядов кода  $n_{\text{ЦАП}}$  на входе ЦАП соотношением:

$$U_{\text{оп.м}} = \Delta_{\text{ЦАП}} \left( 2^{n_{\text{цан}}} - 1 \right) \approx \Delta_{\text{ЦАП}} \cdot 2^{n_{\text{цан}}} \quad (4.12)$$

При значении целого числа  $M_{\text{ЦАП}}$  на входе напряжение на выходе ЦАП меняется дискретно соответственно выражению:

$$U_{\text{оп}} = \Delta_{\text{ЦАП}} \cdot M_{\text{ЦАП}} \quad (4.13)$$

Значение  $K_{\text{ЦАП}}$  должно удовлетворять условию обеспечения требуемого значения коэффициента усиления  $K$  разомкнутой ЦСП:

$$K_{\text{ЦАП}} = \frac{K}{K_n \cdot K_{\text{Ц.Д.}} \cdot K_A}, \quad (4.14)$$

где  $K_n$  – программно реализуемый коэффициент усиления алгоритма последовательной коррекции;  $K_{\text{Ц.Д.}}$  – коэффициент передачи цифрового датчика угла поворота ОУ. Обычно  $K_{\text{ЦАП}}$  принимают из условия, что единица младшего разряда ЦАП соответствует скорости  $\Omega_{\text{min}}$  движения ОУ. Тогда отношение  $\Omega_{\text{max}}/\Omega_{\text{min}}$ , т.е. диапазон регулирования скорости ОУ, можно принять за величину равную  $2^{n_{\text{цан}}}$ , что непосредственно определяет количество разрядов ЦАП. Следует отметить, что дискретизация сигналов в ЦСП по уровню иногда сопровождается периодическими и непериодическими колебаниями с различными частотами, ведущими к возникновению дополнительной составляющей ошибки обработки заданной скорости движения ОУ. Составляющая ошибки не должна превышать значения  $\Delta_{\Omega} = K_{\text{н.с.}} \cdot \Omega_{\text{min}}$ , где  $K_{\text{н.с.}}$  – допустимый коэффициент неплавности формирования скорости движения ( $K_{\text{н.с.}} < 1$ ). Если принять во внимание релейность функционирования ЦАП с уровнями выходных сигналов, равных  $\pm 0,5 \Delta_{\text{ЦАП}}$ , то искомая составляющая  $\Delta_{\Omega}$  будет пропорциональна половине цены единицы младшего разряда ЦАП и зависеть от коэффициента  $K_A$  передачи неизменяемой части ЦСП, т.е.  $\Delta_{\Omega} = 0,5 \cdot \Delta_{\text{ЦАП}} \cdot K_A$ . При предельно допустимом значении  $\Delta_{\Omega}$  выражение для выбора

максимально возможного значения цены младшего разряда ЦАП можно записать в виде:

$$\Delta_{\text{ЦАП}} = K_{\text{ЦАП}} = \frac{2K_{\text{н.с.}} \cdot \Omega_{\text{min}}}{K_A} \quad (4.15)$$

Для расчета минимально необходимого количества разрядов ЦАП с учетом выражения (4.12), удовлетворяющего условиям обеспечения плавности скорости движения ОУ и заданного диапазона регулирования скорости движения, применима формула [9]:

$$N_{\text{ЦАП}} = \text{int} \left[ \log_2 \left( \frac{\Omega_{\text{max}}}{2K_{\text{н.с.}} \Omega_{\text{min}}} \right) \right], \quad (4.16)$$

где  $\text{int}(x)$  – поиск наименьшего целого числа разрядов ЦАП, не меньше, чем число  $x$ , необходимого для получения скорости одного знака. Поступление еще одного (знакового) разряда на вход ЦАП от микроЭВМ сопровождается изменением полярности выходного напряжения ЦАП, подтверждающего выбранное направление движения ОУ МС.

#### **4.4. Дискретное представление дифференциальных уравнений непрерывных регуляторов электропривода**

Существуют различные методы синтеза цифровых регуляторов, основанные на теории z-преобразования и пространства состояний [1, 9, 28]. Воспользуемся одним из простых подходов, состоящем в предварительном синтезе непрерывных регуляторов известными методами теории автоматического регулирования для непрерывных систем и последующем переходе к цифровому регулятору, эквивалентному синтезированному аналоговому. Этим методом можно пользоваться только тогда, когда интервал  $T$  дискретизации по времени цифровой системы мал в сравнении с самой малой постоянной времени системы регулирования  $T_{\mu}$ . Согласно теореме Шеннона (Котельникова) [83] непрерывный сигнал достаточно точно восстанавливается по совокупности его дискретных значений, если  $T \leq 0,5T_{\mu}$ , где  $T_{\mu}$  - сумма малых постоянных времени, характеризующая некомпенсируемую часть

объекта регулирования в оптимизируемом контуре следящего привода. Обычно рекомендуется выбирать значение  $T$  в пределах  $(0,1 \div 0,2)T_u$ . Переход от непрерывных регуляторов к цифровым рассмотрим на примере формирования ПИД- регулятора, имеющего передаточную функцию типа:

$$W(p) = k_n + \frac{1}{T_u p} + T_D p, \quad (4.17)$$

где  $k_n$  — коэффициент передачи пропорциональной части регулятора;  $T_u$  — постоянная интегрирования;  $T_D$  — постоянная дифференцирования. Сигнал рассогласования на входе регулятора обозначим через  $e(t) = x_3(t) - x_{факт}(t)$ , а выходной сигнал регулятора — через  $u(t)$ . Тогда передаточной функции (4.17) будет соответствовать дифференциальное уравнение вида

$$U(t) = k_n \cdot e(t) + \frac{1}{T_u} \cdot \int_0^t e(t) dt + T_D \frac{d e(t)}{d t} \quad (4.18)$$

Дискретизация уравнения (4.18) заключается в непосредственной замене всех переменных их дискретными значениями, причем производная заменяется левой разностью первого порядка (рис.4.7, а), а интеграл — суммой, вычисленной по методу прямоугольников (рис.4.7, б) или трапеций (рис.4.7, в). В первом случае уравнение (4.18) приводится к виду

$$u(k) = k_n \cdot e(k) + \frac{T}{T_u} \cdot \sum_{i=0}^{(k-1)} e(i) + \frac{T_D}{T} \cdot [e(k) - e(k-1)] \quad (4.19)$$

Для второго случая реализации способа уравнение (4.18) позволяет записать

$$u(k) = k_n \cdot e(k) + \frac{T}{T_u} \cdot \left[ \frac{e(0) + e(k)}{2} + \sum_{i=1}^{(k-1)} e(i) \right] + \frac{T_D}{T} \cdot [e(k) - e(k-1)] \quad (4.20)$$

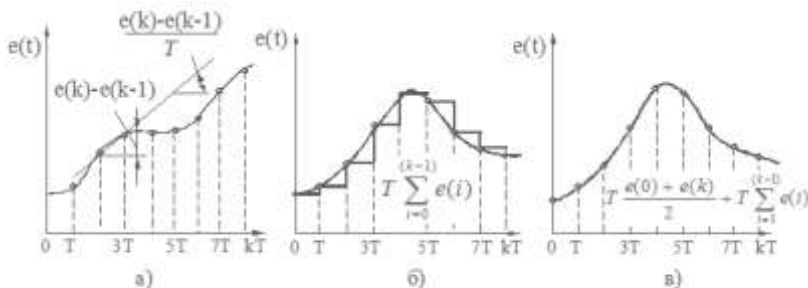


Рис. 4.7. Способы дискретизации уравнений непрерывных регуляторов

Полученные выражения (4.19) и (4.20) соответствуют так называемым «позиционным» алгоритмам вычисления управляющих воздействий, базирующихся на запоминании всех предыдущих значений сигналов рассогласования. При ограниченных вычислительных ресурсах микропроцессорных систем (МПС) целесообразно перейти от «позиционного» к «рекуррентному» алгоритму [50, 83], когда текущее значение управляющего воздействия  $u(k)$  вычисляется через значение управляющего воздействия на предыдущем такте управления  $u(k-1)$  и некоторую поправку  $\Delta u(k)$ :

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (4.21)$$

Для определения  $\Delta u(k)$  необходимо выполнить подстановку  $u(k-1)$  в (4.19) и (4.20) вместо  $u(k)$  вместо  $u(k-1)$ . Вычтем из  $u(k)$  выражение для  $u(k-1)$ . После преобразований для методов прямоугольников и трапеций соответственно получим:

$$\Delta u(k) = \left( k_n + \frac{T_D}{T} \right) \cdot e(k) - \left( k_n + 2 \frac{T_D}{T} - \frac{T}{T_u} \right) \cdot e(k-1) + \frac{T_D}{T} \cdot e(k-2); \quad (4.22)$$

$$\Delta u(k) = \left( k_n + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{2T_u} \right) \cdot e(k) - \left( k_n + 2 \frac{T_D}{T} - \frac{T}{2T_u} \right) \cdot e(k-1) + \frac{T_D}{T} \cdot e(k-2) \quad (4.23)$$

Таким образом, получен «скоростной» алгоритм вычисления управляющего воздействия, основанный на вычислении текущего значения приращения управляющего воздействия:

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= k_0 \cdot e(k) - k_1 \cdot e(k-1) + k_2 \cdot e(k-2); \\ u(k) &= u(k-1) + \Delta u(k), \end{aligned} \quad (4.24)$$

где коэффициенты  $k_0$ ,  $k_1$  и  $k_2$  зависят от параметров регулятора

и выбранного интервала дискретизации.

Для реализации упомянутого алгоритма необходимо располагать лишь тремя последними значениями сигнала рассогласования  $e(k)$ ,  $e(k-1)$  и  $e(k-2)$ , что позволяет определить приращение управляющего воздействия и рассчитать его с учетом значения управляющего воздействия на предыдущем такте. При втором способе дискретизации уравнения (4.18) производится его дифференцирование с целью исключения интеграла и последующей замене первой производной левой разностью второго порядка, т.е.:

$$\frac{du(t)}{dt} = k_n \cdot \frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_u} \cdot e(t) + T_d \cdot \frac{d^2 e(t)}{dt^2}, \quad (4.25)$$

откуда

$$\frac{u(k) - u(k-1)}{T} = k_n \cdot \frac{u(k) - e(k-1)}{T} + \frac{1}{T_u} \cdot e(k) + T_d \cdot \frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T^2},$$

или после преобразований полученные выражения можно записать

$$\Delta u(k) = \left( k_n + \frac{T}{T_u} + \frac{T_d}{T} \right) \cdot e(k) - \left( k_n + 2 \frac{T_d}{T} \right) \cdot e(k-1) + \frac{T_d}{T} \cdot e(k-2) \quad (4.26)$$

Уравнение (4.26) может быть найдено также после представления (4.25) системой дифференциальных уравнений первого порядка, записанных в форме Коши:

$$\left. \begin{aligned} \frac{du(t)}{dt} &= k_n \cdot \dot{e}(t) + \frac{1}{T_u} \cdot e(t) + T_d \cdot \ddot{e}(t); \\ \frac{de(t)}{dt} &= \dot{e}(t); \\ \frac{d\dot{e}(t)}{dt} &= \ddot{e}(t). \end{aligned} \right\} \quad (4.27)$$

При решении систем дифференциальных уравнений непрерывных регуляторов в микропроцессорных управляющих устройствах рекомендуется использовать численные методы интегрирования дифференциальных уравнений. Точность расчета обычно сопровождается усложнением алгоритма, обусловленного увеличением интервала квантования по времени  $T$ , зависящего от длительности расчетов.

## 4.5. Цифровое управление тиристорным электроприводом

Принципиальная электрическая схема **тиристорного электропривода (ТЭП) с микропроцессорным управлением (МПУ)** и связующими аналогово-цифровыми узлами представлена на рис. 4.8. Двигатель постоянного тока (ДПТ) М питается от реверсивного преобразователя (ТП) на тиристорах VS1—VS6 и VS7—VS12 и связан с рабочим органом (РО), тахогенератором ТГ и датчиком положения ДП. Контроль тока якоря осуществляется датчиком тока ДТ. ЭП с МПУ построен по принципу подчиненного регулирования координат РО, имеет обратные связи по скорости (ТГ и регулятор скорости РС) и току (ДТ и регулятор тока РТ). Стабилитроны VD1, VD2 обеспечивают ограничение тока и момента ДПТ.

Микропроцессорная система включает микропроцессор МП, устройства памяти ОЗУ и ПЗУ, устройства сопряжения УС1—УС3, цифровой датчик положения ДП, цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, обеспечивающий выходной сигнал задания скорости. Сигнал задания положения РО подается с терминала положения Т через УС3. Оптимальный график движения ЭП записывается в ПЗУ и определяет работу цифрового регулятора. Выходное напряжение управления  $U_u$  регулятора тока (РТ) поступает на систему импульсно-фазового управления СИФУ, которая определяет уровень напряжения на выходе тиристорного преобразователя (ТП) и скорость вращения двигателя М. В качестве МП - системы используются серийные микроЭВМ, либо программируемые контроллеры. Исполнительский уровень МС представляет собой многоконтурную систему управления, каждый отдельный контур которой является цифровым следящим приводом (ЦСП) и имеет в общем случае структуру, приведенную на рис. 4.8. Цифровую часть привода составляет микроЭВМ или специализированный микропроцессорный контроллер (МК) в зависимости от выбранной общей структуры реализации МС. При этом микроЭВМ (или МК) выполняет функции:

- задающего устройства, связанные с формированием законов движения привода;
- чувствительного элемента привода, связанные с определением рассогласования между заданием на привод и его текущим положением;
- цифрового регулятора (ЦР) положения или скорости, связан-

ные с вычислением управляющего сигнала, обеспечивающего отработку приводом заданного ему движения.

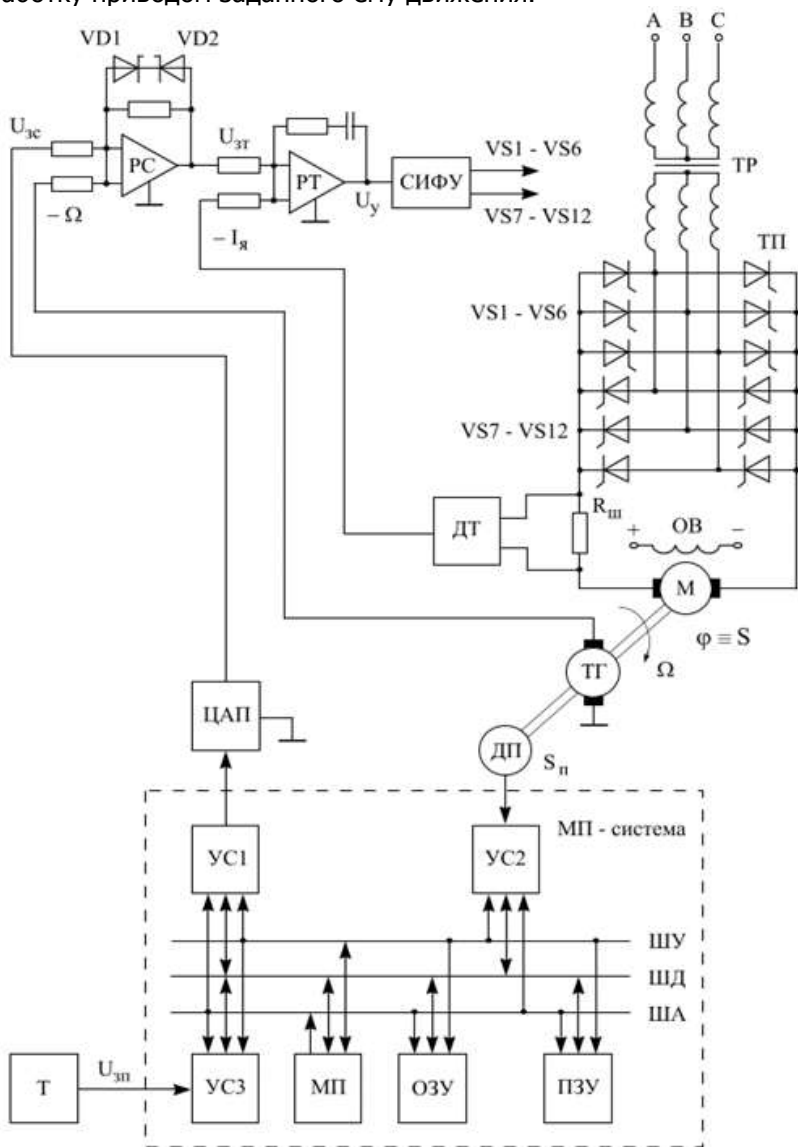


Рис. 4.8. Схема ЭП с МПУ и аналогово-цифровыми узлами сопряжения

Аналоговая часть привода включает в себя усилительно-преобразовательное устройство (УПУ), датчик главной обратной связи (ТГ) по скорости ( $D_{oc}$ ) и датчик положения ДП. С помощью тахогенератора, устанавливаемого на валу исполнительного двигателя М, образуется местная демпфирующая обратная связь по скорости, формирующая также устойчивость непрерывной части привода. Сопряжение управляющей микроЭВМ (или МК) с аналоговой частью цифрового привода осуществляется в прямом контуре (рис.4.9) с помощью преобразователя «код-аналог» (ПКА), а в контуре обратной связи – с помощью преобразователя аналог-код (ПАК). В зависимости от сложности схемы и примененного УПУ в качестве ПКА наиболее часто используются:

- цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), выполняющие преобразование цифрового кода управляющего сигнала в аналоговое напряжение соответствующей величины и полярности;
- преобразователи «код-ШИМ», осуществляющие формирование импульсного сигнала с постоянной амплитудой и частотой, модулированного по длительности в зависимости от кода входного сигнала;
- преобразователи «код-чим», формирующие на выходе импульсные сигналы постоянной амплитуды, частота следования которых определяется значением входного цифрового кода.

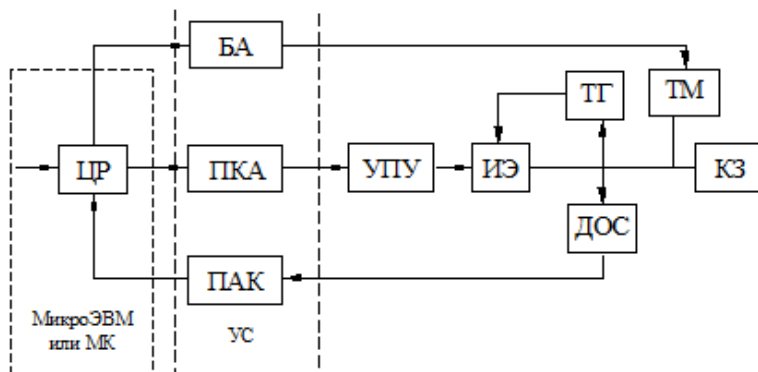


Рис. 4.9. Структурная схема цифрового привода

Преобразователь «аналог-код» необходим лишь в случае использования в приводе аналогового датчика главной обратной связи. Наибольшее распространение среди аналоговых датчиков получили индукционные, фазовращательные и потенциометрические. Физическая реализация ПАК связана часто с определением



сдвига между фазами аналоговых сигналов, поступающих с датчика в зависимости от угла поворота вала ИЭ, и преобразованием его в унитарный или цифровой код. В других случаях применяют аналого-цифровые преобразователи (АЦП), преобразующие напряжение, снимаемое с потенциометра, в соответствующий цифровой код.

В настоящее время в качестве  $D_{oc}$  в ЭП МС (ТС), в частности, ПР, часто используют датчики дискретного типа (импульсные и кодовые), исключающие необходимость применения ПАК в системе управления. Это не означает, однако, что полностью отпадает необходимость в устройствах сопряжения  $D_{oc}$  с управляющей микроЭВМ. В этом случае они должны осуществлять согласование параметров сигналов с  $D_{oc}$  со стандартом шины микроЭВМ (или МК) и при необходимости выполнять буферизацию данных, поступающих от датчиков  $D_{oc}$ . Установка на выходных валах приводов ПР тормозных муфт (ТМ) позволяет жестко фиксировать положение выходного вала ЭП при торможении. Управление такими муфтами осуществляется дискретными сигналами с помощью специального блока электроавтоматики (БА). Наиболее существенной особенностью рассматриваемого ЭП является наличие в его контурах управления информации как аналогового, так и цифрового вида. Это приводит к необходимости применения специального математического аппарата для описания и наглядного структурного представления следящего привода с МПУ, отличающегося от описания традиционных автоматических систем непрерывного действия. Если рассмотреть структурное построение ТЭП, то можно отметить, что к линейной модели системы управления ЭП следует отнести непрерывную часть, описываемую системой обыкновенных дифференциальных уравнений, а к нелинейной части - цифровые регуляторы, описываемые разностными уравнениями. Известно также [83], что единое представление этих частей линейной моделью может быть получено с помощью модифицированного аппарата  $Z$  - преобразования и условно-разностного перехода к временным функциям, называемого операторно - рекуррентным методом (или ОР - методом) [85].

При проектировании ЭП МС (ТС) со встроенными микропроцессорами приходится учитывать такие специфические эффекты, как:

- квантование сигналов по времени и по уровню, что обуславливает появление нелинейности в цифровой части системы управления приводом;

- появление запаздывания в системе, вызванное конечным

временем вычислений, производимых в микропроцессорном устройстве. Возможно также, что в цифровой части различные сигналы управления обрабатываются с разной скоростью. Такую цифровую систему необходимо рассматривать как многочастотную [9, 17, 18], т.е. имеющую цифровые контуры, функционирующие с различными периодами дискретности. В любом случае в ЦР (микроЭВМ) датчик номинальных значений, точка сравнения сигналов и регулятор реализуются в виде программных алгоритмов, а устройство сбора и регистрации измеренных величин и выдачи управляющих сигналов - в виде программируемого функционального устройства [85].

#### **4.6. Структурные преобразования цифровых систем прямого управления**

В общем случае появление микропроцессорных устройств управления ЭП МС и их внедрение в промышленное производство можно рассматривать, как результат эволюционного преобразования релейно-контакторных систем управления (РКСУ), дискретно-логических систем управления (ДЛСУ) [17, 63, 64] и специализации силовых электронных устройств (преобразователей) электроэнергии [61, 62] в приводах. Поэтапное усовершенствование электронных узлов (АЦП, ЦАП, элементной базы силовой электроники и силовых полупроводниковых преобразователей широкого назначения), успешное развитие и постоянное их обновление, улучшение технических характеристик и повышение возможностей микропроцессорных устройств позволили создать (за последнее десятилетие) современные системы управления ЭП, позволяющие реализовать качественно сложные технологические процессы в различных сферах производственной деятельности человека.

Под термином «релейно-контакторные системы управления» (РКСУ) понимаются логические системы управления, построенные на релейно-контакторной элементной базе и осуществляющие автоматизацию работы двигателей постоянного и переменного тока. В задачу РКСУ входит автоматизация таких операций, как: включение и отключение двигателя; выбор направления вращения и скорости; пуск и торможение двигателя; создание технологических временных пауз в движении ИМ; защитное отключение двигателя и остановка ИМ МС. Данные операции предусмотрены в процессе выполнения необходимого по технологическим

условиям движения рабочего органа механизма. В таких схемах непосредственным объектом управления для РКСУ является двигатель, питаемый от сети. В этом случае ЭП представляет собой простой нерегулируемый электропривод общепромышленного применения (например, электропривод кранов, тихоходных лифтов, конвейеров, компрессоров, вентиляторов, насосов, транспортных устройств и т. п.).

Некоторые технические характеристики релейно-контакторной аппаратуры можно записать в виде [63]:

Быстродействие:

время срабатывания  $t_{ср}$ , с. 0,005...0,1;

число включений в час  $N$ :

600... 1200 для контакторов;

1200...3600 для реле;

40000 для герконов;

Масса  $m$ , кг 0,03...5;

Потребляемая мощность  $S_n$ , В·А:

5...50 для контакторов; 0,2...5 для реле;

Срок службы:

число включений 106... 107.

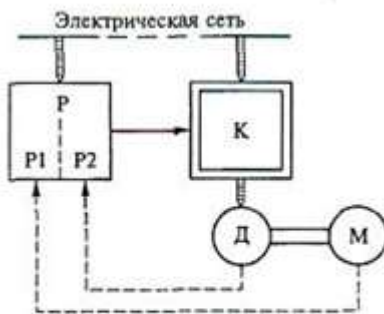


Рис. 4.10. Управляющая и исполнительная части РКСУ

К достоинствам РКСУ следует отнести: наличие гальванической развязки цепей; значительную коммутационную мощность; высокую помехоустойчивость; возможность использования единого источника питания для силовых и управляющих цепей.

Основными недостатками РКСУ являются: контактная коммутация, требующая соответствующего ухода за аппаратурой и огра-

ничающая срок ее службы; ограниченное быстродействие; повышенные массогабаритные показатели и энергопотребление.

По функциональному назначению в составе РКСУ можно выделить две части: управляющую, формирующую алгоритм управления (реле - Р), и исполнительную, непосредственно осуществляющую управляющие воздействия на двигатель (контакторы - К) (рис. 4.10). Управляющую часть можно подразделить на две составляющие: Р1 - формирующую общие команды на движение ИМ согласно технологическому режиму его работы (верхний уровень управления), и Р2 - формирующую необходимое качество движения (условно нижний уровень управления). Функционально разделенные части Р1 и Р2 конструктивно могут быть объединены или разделены в виде единого управляющего устройства (панели или стойки управления).

Через двигатели (Д) РКСУ управляют движением рабочего органа (РО) производственной установки с определенным технологическим назначением. Однако для выполнения разных технологических задач требуется набор некоторых одинаковых операций. В выполнении одной такой функции может участвовать не вся РКСУ, а только ее часть - типовый узел. Таким образом, в составе РКСУ всегда будут присутствовать те или иные типовые узлы (устройства) промышленного исполнения и комплектации. Последовательность работы узлов в составе РКСУ зависит от их электрических соединений, сложности решаемой задачи управления электрической схемой, от параметров настройки и режимов отладки ЭП.

Дискретные логические системы управления (ДЛСУ) ЭП МС имеют дискретную элементную базу, т.е. могут выполняться на контактной и бесконтактной аппаратуре с использованием реле, логических элементов, цифровых узлов, программируемых «логических» контроллеров. ДЛСУ осуществляет автоматизацию движения рабочих органов установки в технологических режимах: вырабатывает и подает команды на выполнение в определенной последовательности операций: осуществляет выбор направления и скорости движения ИМ, реализует режимы пуска и торможения двигателя, создания паузы и возобновления движения ИМ, а также защитного отключения ЭП и остановки рабочих органов в аварийных режимах работы МС. Установка может иметь несколько рабочих органов (РО), каждый из которых приводится в движение своим индивидуальным двигателем. Требуемый технологический режим таких установок осуществляется согласованной работой двигателей, которая обеспечивается также ДЛСУ. Следует отме-



тить, что в технологических режимах движения ИМ, перемещения РО часто конечны в пространстве и цикличны во времени. При цикловых перемещениях РО обычно наблюдается некоторая типовая диаграмма движения, которая может быть составной частью практически всех циклов. Для синтеза ДЛСУ часто используют исходный (заданный) технологический цикл движения РО, по которому составляется последовательность всех операций, необходимых для выполнения полного технологического процесса производства продукции.

Поэтапная замена функций управления в традиционной схеме ЭП на прямое управление от центрального микропроцессора рассмотрена ниже на примере тиристорного электропривода (рис. 4.11). Известно [75, 76], что структура упомянутого ЭП может быть различной в зависимости от технологического назначения и заложенных функций, выполняемых микропроцессором (МП) [85]. Микропроцессор, используемый в качестве задающего устройства в схеме, формирует необходимый закон изменения скорости (рис. 4.11, а) при наличии других согласующих электронных устройств в системе.

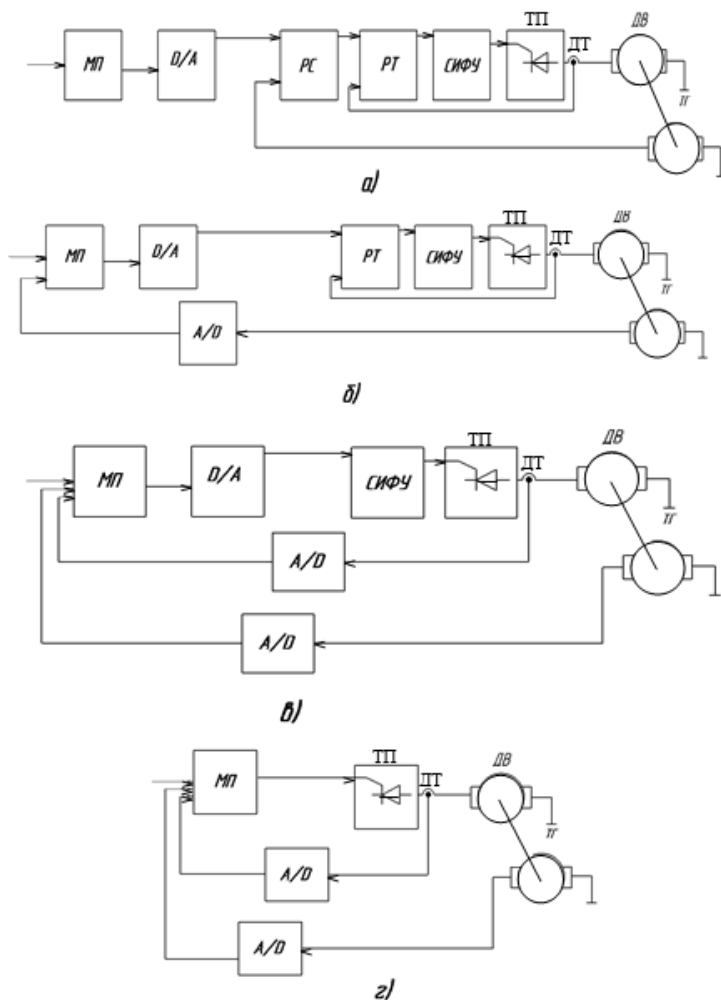


Рис. 4.11. Микропроцессор в структуре тиристорного электропривода:

- а - применение микропроцессора для формирования задающего сигнала,
- б - цифровая обратная связь по скорости с применением тахогенератора,
- в - цифровая обратная связь по скорости и току,
- г - цифровое управление тиристорным преобразователем.

Так цифровой сигнал, вырабатываемый микропроцессором (МП) через цифроаналоговый преобразователь (D/A), подается на регулятор скорости (РС) ЭП, который выполнен по традиционной схеме аналогового управления и с аналоговыми датчиками обратной связи. Микропроцессор в этом случае является задающим внешним устройством и не оказывает существенного влияния на характеристики электропривода.

На рис. 4.11, б приведена структура электропривода, в которой микропроцессор не только вырабатывает задающий сигнал, но и обрабатывает сигнал главной обратной связи по скорости, т. е. выполняет функции регулятора скорости (РС). Для согласования микропроцессора с аналоговой системой привода встроены цифроаналоговый D/A и аналого-цифровой A/D преобразователи, например, в схеме применен аналоговый датчик скорости — тахогенератор (ТГ). В схеме (рис. 4.11, в) ЭП микропроцессор выполняет функции РС и регулятора тока (РТ). В упомянутых схемах система импульсно-фазового управления (СИФУ) реализована аппаратным путем с помощью аналоговых элементов. При замене ТГ импульсным фотоэлектрическим датчиком, а датчика тока (ДТ) цифровым - структура ЭП значительно упрощается, необходимость в аналого-цифровом преобразовании сигналов отпадает (рис. 4.11, г). При этом полностью цифровое управление осуществляется от микропроцессора (МП) при выполнении функции СИФУ тем же МП (с подключением устройств развязки - драйверов) для формирования управляющих импульсов тиристорами ТП.

В электроприводах с прямым цифровым управлением микропроцессоры могут выполнять различные функции регуляторов, включая функцию распространенного пропорционально-интегрально-дифференциального ПИД- регулятора. В структуре тиристорного электропривода (рис. 4.11) поступающая на вход микропроцессора информация обрабатывается в дискретные моменты времени через равные интервалы (рис. 4.12). В результате вместо непрерывной функции  $x(t)$  получают последовательность чисел  $x_1, x_2, \dots, x_k, x_{k+1}$ , которую называют дискретной (или "решетчатой") функцией. В этом случае рассматриваются только фиксированные моменты времени, взятые через равные интервалы, причем, аргументом такой функции считают не время, а номер интервала -  $K$ . По значению интервала и его номеру можно определить, к какому моменту времени относится значение рассматриваемой функции. При вычислении решетчатой функции, например, для восьмого интервала, значение которого составляет  $0,5с$ , искомое значение функции будет соответствовать времени  $t$

= 4 с. Так и в аналоговом регуляторе пропорциональная составляющая выходного сигнала соответствует изменению величины входного сигнала в те же моменты времени:  $k x_k$ .

В цифровых регуляторах интеграл от непрерывной функции  $x(t)$  обычно заменяется суммой прямоугольников площадью  $x_k \cdot \Delta t$ . В результате получаем интегральную составляющую выходного сигнала для  $k$ -го интервала времени в виде:

$$\frac{\Delta t}{T_u} \cdot \sum_{i=1}^k x_i, \quad (4.28)$$

где  $T_u$  – постоянная времени интегрирования.

Дифференциальная составляющая в дискретной форме вычисляется приближенно, когда производная заменяется отношением конечных приращений соответственно:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{\Delta x}{\Delta t}. \quad (4.29)$$

Приращение функции  $\Delta x_k$  (или конечная разность) представляет собой разность двух соседних значений рашетчатой функции, т.е:

$$\Delta x_k = x_k - x_{k-1}, \quad (4.30)$$

что позволяет вычислить дифференциальную составляющую выходного сигнала в виде:

$$\frac{T_D}{\Delta t} (x_k - x_{k-1}) \quad (4.31)$$

где параметр  $T_D$  представляет собой постоянную времени дифференцирования. Для поиска точного значения производной по (4.31) необходимо делать промежуток времени  $\Delta t$  достаточно малым. Суммируя все три составляющие, можно получить формулу выходного сигнала ПИД-регулятора в виде:

$$y_k = k \cdot x_k + \frac{\Delta t}{T_u} \cdot \sum_{i=1}^k x_i + \frac{T_D}{\Delta t} (x_k - x_{k-1}), \quad (4.32)$$

что представляет собой позиционный алгоритм работы ПИД-регулятора. При реализации алгоритма необходимо в памяти МП хранить все значения входного сигнала  $x_k$  и, каждый раз, вычисляя выходное воздействие, все их суммировать, что связано со



значительным машинным временем. Существует ряд алгоритмов, отличающихся от приведенного: с их помощью находят ту же самую передаточную функцию, но существенно меньшее машинное время, что увеличивает быстродействие цифровой системы.

Рассмотрим формирование сигнала обратной связи по скорости в электроприводе с цифровым управлением и с применением импульсного фотоэлектрического датчика (рис. 4.13).

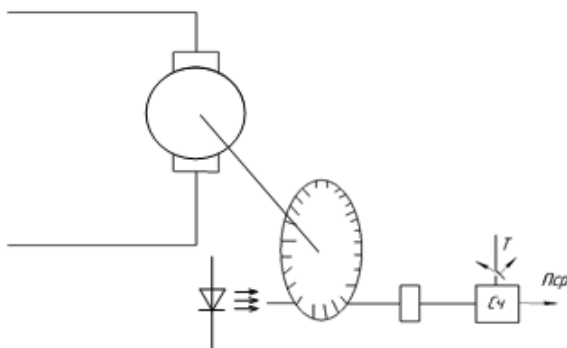


Рис. 4.13. Схема обратной связи по скорости в приводе с цифровым управлением с применением импульсного датчика

Чаще всего в цифровом приводе измеряют среднюю частоту вращения за определенное время - интервал квантования  $T$ (с). Для этого подсчитывают количество импульсов  $N_{и}$ , поступающее от фотоэлектрического датчика. Среднюю частоту вращения  $n_{ср}$  за время  $T$  определяют по формуле:

$$n_{ср} = N_{и} / (Z \cdot T), \quad (4.33)$$

где  $Z$  - общее количество импульсов, поступающих от фотоэлектрического датчика за один оборот вала. Импульсы фотоэлектрического датчика поступают в счетчик и преобразуются в код. Код скорости переносится в оперативную память и используется для управления приводом в следующий интервал квантования. Такой датчик скорости работает циклически и выдает информацию с запаздыванием на один такт.

Фотоэлектрические датчики скорости хорошо работают при высокой частоте вращения двигателя, когда за один интервал квантования на счетчик поступает большое количество импуль-

сов. Абсолютная ошибка  $\Delta$  измерения связана с пропуском одного импульса, а относительная ошибка обратно пропорциональна их общему числу (рис. 4.13). Импульсы фотоэлектрического датчика поступают в счетчик и преобразуются в код. Код скорости переносится в оперативную память и используется для управления приводом в следующий интервал квантования. Такой датчик скорости работает циклически и выдает информацию с запаздыванием на один такт. Известно [17, 63], фотоэлектрические датчики скорости хорошо работают при высокой частоте вращения двигателя, когда за один интервал квантования на счетчик поступает большое количество импульсов. Абсолютная ошибка  $\Delta$  измерения связана с пропуском одного импульса, а относительная ошибка обратно пропорциональна их общему числу (рис. 4.13). Рассмотрим пример. Пусть в приводе используется фотоэлектрический датчик, который выдает  $Z = 1000$  импульсов за один оборот. Период квантования  $T = 0.01$  с. При частоте вращения  $n_{cp} = 1000$  об/мин за время  $T = 0.01$  с на счётчик поступает:

$$N_{и} = n_{cp} \cdot Z \cdot T / 60 \approx 167 \text{ импульсов} \quad (4.34)$$

Ошибка в измерении на 1 импульс дает относительную ошибку измерения скорости:

$$\delta = \frac{1}{N_{и}} \cdot 100 = 0.6 \% \quad (4.35)$$

Точность измерения скорости будет очень высокой. Однако уже при частоте вращения  $n_{cp} = 10$  об/мин на счётчик поступит только один импульс, измерение станет неточным, так как погрешность составит 50 – 60%.

Для повышения точности отсчёта создаются специальные измерительные системы, существенно повышающие количество импульсов, поступающих от датчика в пределах одного оборота. Однако такое решение неизбежно и связано с усложнением схемотехнического решения, конструкции датчика и повышением его стоимости.

## 4.7. Особенности выбора микроконтроллера электропривода

При проектировании ЭП с МПУ необходимо выбрать конкретный тип микропроцессора с необходимыми техническими характеристиками, оценить потребности в объемах памяти для хране-

ния данных и программ и подобрать соответствующие элементы постоянной и оперативной памяти. Важнейшим фактором является организация интерфейсных связей для подключения к микропроцессорному модулю внешних устройств (исполнительных элементов привода, датчиков обратной связи, концевых выключателей и т.п.) и для включения самого модуля в вычислительную систему, в целом реализующую СУ МС (ТС). Особую значимость приобретает создание и отладка программного обеспечения микропроцессорного модуля, соответствующее выбранным алгоритмам управления приводом.

Таким образом, функционирование следящего привода с микропроцессорным управлением сводится к решению комплексной задачи, в которой можно выделить следующие этапы:

- выбор законов управления приводом и определение структуры ЦСП;
- исследование динамических показателей привода и расчет параметров выбранной структуры ЦСП в соответствии с требованиями к динамике привода;
- разработка алгоритма прямого цифрового управления приводом на основе выбранных законов управления и с учетом всех задач, возлагаемых на микроЭВМ (или МК) на исполнительском уровне СУ МС (ТС);
- определение архитектуры микроконтроллера при реализации исполнительского уровня с помощью автономных микропроцессорных модулей;
- создание и отладка программного обеспечения управляющей микроЭВМ.

Следует отметить, что системы управления ЦСП МС, построенные на основе микропроцессорной техники (МТ), могут легко перенастраиваться с реализации одной функции на другую при наличии занесенной в память (МК) новой программы режимов работы ЭП в соответствии с заданием по выполнению технологического процесса.

Несмотря на то, что средства реализации управления программным путем обычно сложнее, но имеют целый ряд достоинств, важнейшее из которых - переменный алгоритм управления, реализуемый микропроцессорными устройствами и различными контроллерами. Микропроцессоры (микроконтроллеры, PIC- контроллеры) позволяют сегодня проектировать (создавать) адаптивные, самонастраивающиеся и оптимальные системы управления ЭП, которые самостоятельно находят и отрабатывают наилучший (в определенном смысле) алгоритм. Развитие цифро-

вых электроприводов (ЦЭП) с использованием микропроцессоров (микроЭВМ) обусловлено также и тем, что СУ ЭП хорошо согласуются с системами программного управления выпускаемых металлообрабатывающих модулей (ГПС), технологическими и производственными процессами на основе широкого использования ЭВМ станками с ЧПУ и позволяет создать общее многоуровневое управление станочными комплексами. Упомянутые возможности успешно реализуются при соответствующем выборе технических характеристик микроЭВМ (микроконтроллера, PIC -контроллера) для решения конкретных производственных (технологических) задач. Здесь следует упомянуть, что в этих случаях микроконтроллер принимает на себя «функции контроля за определенными действиями и управления» при заниженной вычислительной собственной мощности в сравнении с компьютером или микропроцессором.

В настоящее время созданы и выпускаются фирмами-производителями на мировой рынок тысячи микроконтроллеров на основе одного микропроцессорного ядра в виде 8, 16 или 32 - разрядной машины, но с разными периферийными устройствами и объемом памяти при фиксированной системе команд. Программирование таких микроконтроллеров осуществляется с помощью языка Ассемблера, поскольку этот язык дает максимально тесный контакт с аппаратным обеспечением микроконтроллера. Из производителей микроконтроллеров ведущее положение занимают такие фирмы как: Atmel, AMD, Intel, Motorola, NEC, Philips Semiconductors, Texas Instruments, Infineon, Hitachi и др. Производимые микроконтроллеры, как правило, имеют большое число портов ввода/вывода, встроенные многоканальные АЦП, программируемые таймеры/счетчики, каналы последовательной связи. Применительно к системам управления автоматизированным оборудованием в производственных условиях особое значение имеет развитая периферия МК, так как основные функции формирования управляющих сигналов и обработки сигналов обратных связей решаются на аппаратном уровне. В ряде случаев различные семейства микроконтроллеров имеют близкие технические характеристики и основные отличия их заключаются в архитектуре вычислительного ядра и системе команд. Микропроцессорные средства, предназначенные для управления электродвигателями, имеют специальное название «Motor Control». С учетом тенденций развития ЭП в настоящее время особое внимание уделяется разработке специализированных микроконтроллеров, предназначенных для управления приводами переменного тока, в

частности, частотно-регулируемыми электроприводами. К таким микроконтроллерам следует отнести [64]: MC68HC705M4, MC68HC708MP16 (Motorola), 8XC8196MC, 8XC8196MD, 8XC8196MH (Intel), C167CR (Infineon), TMS320F241 (Texas Instruments). К микроконтроллерам общего назначения, которые по свойствам своей периферии близки к группе «Motor Control», можно отнести и микроконтроллеры AVR фирмы Atmel. В рамках единой базовой архитектуры AVR-микроконтроллеры подразделяются на три семейства: «tiny», «classic», «mega». Микроконтроллеры этой серии достаточно популярны из-за доступности программно-аппаратных средств поддержки и свободно распространяемым программным обеспечением. В настоящее время в номенклатуру выпускаемых микроконтроллеров семейства AVR введены микроконтроллеры ATmega8515, ATmega8535 взамен микроконтроллеров AT90S8515, AT90S8535 семейства «classic» и другие представители семейств, по своим потребительским свойствам нашедших другие сферы применения. Особенности упомянутых контроллеров являются: в 2 раза увеличено быстродействие, увеличен ресурс памяти команд (Flash) до 10000 циклов перезаписи на страницу и добавлена возможность ее перепрограммирования встроенными средствами микроконтроллера. Также добавлены новые периферийные узлы: аппаратный умножитель  $8 \times 8$  (команда умножения выполняется за 2 такта); периферийный интерфейс TWI (I2C); интерфейс JTAG для внутрисхемной отладки и программирования; контроллер символьного ЖКИ (контроллер ATmega169L/V – без аналогов); система контроля напряжения питания. Усложнение структур управления приводами потребовало резкого увеличения производительности центрального процессора и перехода к специализированным процессорам с объектно-ориентированной системой команд, адаптированной к решению задач цифрового регулирования в реальном времени. Ряд фирм (Intel, Texas Instruments, Analog Devices и др.) выпустили на рынок новые микроконтроллеры для управления двигателями на базе процессоров для обработки сигналов: DSP-микроконтроллеры. К таким микроконтроллерам можно отнести серию процессоров фирмы MicroChip dsPIC30, однокристалльный чип Intel 87C196KR, микроконтроллер ADMC331 фирмы Analog Devices и т.д. Они не только обеспечивают требуемую производительность центрального процессора (более 20 млн.оп./с), но и содержат ряд встроенных периферийных устройств, предназначенных для оптимального сопряжения контроллера с инверторами и датчиками обратных связей. Среди встроенной периферии особое место занимают уни-

версальные генераторы периодических сигналов, обеспечивающие самые современные алгоритмы управления инверторами, в частности, алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции, используемые при формировании импульсов напряжения, например, для питания двигателя (ВИД) вентильно-индукторного привода (ВИП). В этом случае задачи по управлению ВИП в центральном микроконтроллере могут быть разделены на конкретные функции, реализуемые при построении **цифровых систем** реального времени:

- систем управления электродвигателями различных типов,
- систем питания различных типов,
- следящих систем,
- систем управления и синхронизации энергетических объектов,
- систем сбора и обработки информации,
- распределенных систем управления и т.д.

Для выполнения задач управления ЦСП в реальном времени управляющий микроконтроллер должен обладать производительностью, достаточно высокой с целью реализации всех алгоритмов за отведенное время цикла управления, содержать программируемые таймеры, развитую многоуровневую систему прерываний с программной установкой приоритетов, различные встроенные устройства для связи с измерительными и исполнительными устройствами ЦСП.

Учитывая объемы информации, особенности реализации схемы блока управления ВИП, содержащей входной преобразователь для регулирования и стабилизации напряжения и многофазный инвертор для распределения токов по фазам ВИД, целесообразно использовать двухпроцессорную систему управления.

На первый процессор (EM167-1x АО "Каскод"), входящий в состав центрального контроллера, возлагаются задачи управления входным преобразователем, обеспечения функций защиты, диагностики, связи с системой дистанционного управления и с микроконтроллером блока управления инвертором. Контроллеры серии EM167-1x, разработанные на базе 16-ти разрядных микроконтроллеров фирм Siemens (Infineon) C167 и STMicroelectronics (Thomson) ST10R167, предназначены для построения цифровых систем реального времени. Программное обеспечение, поставляемое в составе с контроллером, позволяет разрабатывать и отлаживать программы в интерактивном режиме без использования дополнительно отладочного оборудования (внешние программаторы, эмуляторы, и т.д.). Контроллер подключается к РС компью-

теру через интерфейс RS232, а полноэкранный интерактивный отладчик контроллера позволяет использовать различные режимы отладки с полным отображением состояния микроконтроллера на экране РС компьютера.

Микроконтроллер управления инвертором должен обеспечить формирование и распределение импульсов в соответствии с заданным режимом работы и текущей частотой вращения двигателя. В качестве микроконтроллера инвертора используется однокристалльный ЧИП серии 87C196KR фирмы Intel, который обладает достаточно развитой для поставленных задач периферией, встроенной памятью и расширенным (до 105С°) диапазоном рабочих температур.

Структурная схема контроллера приведена на рис. 4.14. Центральный процессор – 16-разрядный процессор, с шестнадцатью 16-разрядными регистрами общего назначения (GPR). В оперативном запоминающем устройстве располагаются:

- системный стек;
- регистры CPU и внешних устройств;
- область битовых переменных.

Контроллер прерываний поддерживает 56 векторов прерываний. Каждое из устройств, способных генерировать запрос прерывания, имеет управляющий регистр с 4 глобальными и 2 групповыми битами уровня прерывания, битом запроса прерывания и разрешения прерывания. С контроллером прерываний объединен контроллер периферийных событий (PEC). Кроме этого имеется вход немаскируемого прерывания NMI.

Контроллер шины обеспечивает режимы работы внешней шины, различные по временным параметрам и наличию сигналов записи, чтения и готовности шины. Из технических характеристик контроллера следует отметить:

- время выполнения команды – 100 (80) нс (пересылка типа регистр-регистр);
- максимальное время выполнения команд умножения 16 бит\*16 бит с результатом 32бита – 500 (400) нс;
- максимальное время выполнения команд деления 32бита\*16бит с результатом 32бита – 1000 (800) нс;
- операции умножения и деления прерываемы;
- объем ПЗУ (FLASH или EPROM) – до 512 Кбайт;
- объем ОЗУ – 256 Кбайт, внутренней памяти - 2 КБайта;
- векторов прерываний – 56;
- типовое время реакции на прерывание – 300 нс;
- 8-канальный блок PEC для пересылок типа память-память,

память-порт, память - последовательный порт;

- асинхронный последовательный канал RS232 со скоростью передачи до 625 Кбит/с;

- CAN интерфейс (спецификация 2.0) со скоростью передачи до 1 Мбит/с;

- девять 16-разрядных таймеров-счетчиков с делителями и возможностью каскадирования до 32 разрядов;

- 28 каналов обработки и формирования цифровых сигналов с разрешением 400 нс, из них 8 каналов могут использоваться в режиме быстрого прерывания – 50 нс;

- 4-х канальный блок формирования ШИМ с разрешением 50 нс;

- 16 каналов 10-разрядного аналого-цифрового преобразователя (АЦП), которые могут использоваться как входы цифрового ввода. Время преобразования для одного канала АЦП – 9,75 мкс (при тактовой частоте процессора 20 МГц);

- сторожевой 16-разрядный таймер (WatchDog);

- супервизор питания (сохранение параметров в ОЗУ и часовом таймере при выключении питания);

- часовой таймер (секунды, минуты, часы, дни, месяцы, годы) с разрешением 1с;

- стартовый загрузчик. Позволяет работать с ОЗУ, программировать Flash прямо на контроллере. Для загрузки программы используется канал RS232;

- 16-разрядный шинный интерфейс, позволяющий подключать различные модули;

- диапазон рабочих температур: от 0°C до +70°C (стандартный) или от -40°C до +85°C (по заказу).

Примечание: числовые значения указаны для тактовой частоты процессора 20 МГц, а значения в скобках приведены для частоты 25 МГц.



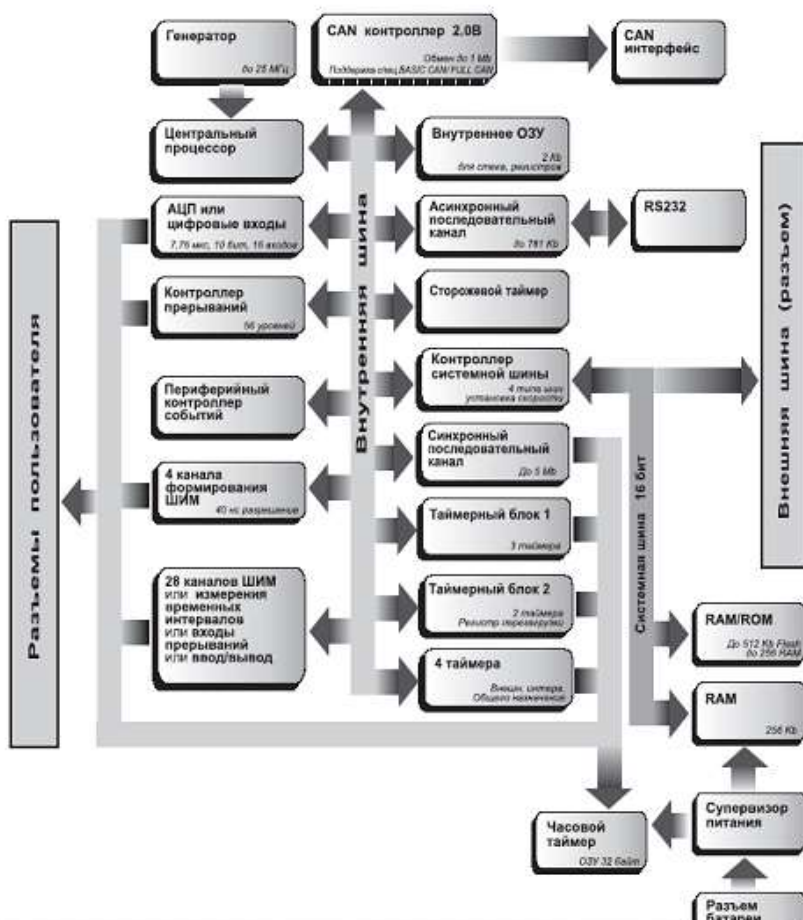


Рис. 4.14. Структурная схема контроллера EM167-1

Сторожевой таймер контроллера с изменяемым контрольным периодом предназначен для восстановления работоспособности системы. Четырехканальный 50 наносекундный блок формирования ШИМ может работать в следующих режимах:

- режим стандартного генератора ШИМ;
- режим генератора симметричного ШИМ;
- режим модуляции одного канала другим;
- режим программного формирования одиночного импульса.

**Микроконтроллер управления инвертором** должен обес-

печивать формирование и распределение импульсов в соответствии с заданным режимом работы и текущей частотой вращения двигателя. В качестве микроконтроллера инвертора установлен однокристалльный ЧИП серии 87C196KR фирмы Intel, обладающий следующими параметрами:

- объем памяти (EPROM/ОТПРОМ/ROM) – 16КБайт;
- объем стека – 512 байт;
- число выводов под вход/выход – 56;
- число синхронных/асинхронных портов – 3;
- число каналов АЦП – 8;
- число выводов под внешние прерывания – 2;
- диапазон рабочих температур - 0°С до 105°С.

**Система управления электроприводом** выполняет следующие функции:

- формирование импульсов управления силовыми транзисторами входного преобразователя;
- формирование импульсов управления силовыми транзисторами инвертора;
- стабилизация частоты вращения двигателя на заданном уровне;
- обеспечение пускового режима с плавным разгоном двигателя и ограничением фазных токов;
- «самотестирование и контроль» за рабочим состоянием электропривода;
- защита от аварийных состояний и отработка аварийных алгоритмов.

Все аналоговые сигналы в системе управления проходят предварительную обработку, которая заключается в выделении на нагрузочных резисторах сигналов (от датчиков и «задатчиков» частоты вращения двигателя) и фильтрации этих сигналов при помощи низкочастотных RC-фильтров. Обработанные сигналы поступают на входы АЦП центрального микроконтроллера (ЦМК), а сигнал о значении напряжения на выходе преобразователя  $U_d$  дополнительно подается на вход АЦП микроконтроллера инвертора (МКИ). Температура блока управления контролируется при помощи программируемых термодатчиков «ТЕМП», размещенных в точках наибольшего нагрева модулей блока управления, и подключенных к портам ввода/вывода ЦМК. Для чтения информации с этих датчиков процессор на данных разрядах портов имитирует последовательные двухпроводные линии связи.

Дискретные сигналы, к которым относятся сигналы от датчика положения ротора, от командных устройств управления

приводом (как местного, так и дистанционного), от драйверов силовых IGBT-транзисторов, вводятся в микроконтроллеры через устройства гальванической развязки, необходимых для предохранения входов микросхем блока управления от наведенного статического электричества и от замыканий во внешних цепях.

Сигналы от датчика положения ротора, драйверов IGBT-транзисторов инвертора поступают на входы прерывания центрального микроконтроллера и на порт ввода/вывода микроконтроллера инвертора.

Для обеспечения качественного управления преобразователем напряжения микроконтроллер EM167-1 имеет наивысший приоритет по вычислению, формированию управляющего воздействия и синхронизирован с тактом работы силового оборудования преобразователя, принятым равным периоду ШИМ IGBT-транзисторов преобразователя. Сигналы управления «ПУСК ВПЕРЁД», «ПУСК НАЗАД» и «СТОП» от системы автоматики поступают на порт ввода/вывода микроконтроллера EM167-1. На входы аналого-цифрового преобразователя через схему согласования по уровню от «задатчиков» приходят сигналы задания скорости вращения двигателя ( $V_{задМ}$  - местное управление и  $V_{задД}$  - дистанционное управление), входное напряжение  $U_c$  и входной ток  $I_c$  преобразователя, выходное напряжение  $U_d$  и выходной ток  $I_{max}$  преобразователя. Для определения скорости вращения двигателя  $V$  на входы прерываний INTA, INTB, INTC, INTD и INTE микроконтроллера EM167-1 сигналы от датчиков положения подаются через схему гальванической развязки ДПР ИД.

Процесс управления двигателем начинается после вычисления скорости вращения двигателя  $V$  по прерываниям от ДПР и выделения максимального сигнала  $V_{зад}$  из сигналов задания  $V_{задМ}$  (или  $V_{задД}$ ) для определения рассогласования:

$$\Delta V = V_{зад} - V. \quad (4.36)$$

Полученное значение обрабатывается в соответствии с ПИ-законом регулирования и вычисляется заданное значение напряжения  $U_3$  на выходе преобразователя по выражению:

$$U_3 = K_{II} \cdot \Delta V \cdot [n \cdot T] + K_{II} \cdot \sum_{i=1}^{i=n} \Delta V [i \cdot T], \quad (4.37)$$

где  $K_{II}$  – коэффициент при пропорциональной составляющей регулятора;

$K_i$  – коэффициент при интегральной составляющей регулятора;  $n$  – номер интервала повторения вычислений;  $T$  – длительность в секундах интервала повторения вычислений.

В этом случае разница между заданным и истинным (введенным с датчика) значениями выходного напряжения преобразователя составит:

$$\Delta U = U_{зад} - U_d. \quad (4.38)$$

Значение напряжения  $\Delta U$  поступает на задатчик интенсивности (ЗИ), который осуществляет повышение выходного напряжения с интенсивностью  $1\% \cdot U_{dmax}$  за 0,15 с. Полученная величина вводится в ПИ-регулятор, вычисляющий фазу ШИМ -  $\alpha_{p1}$ , в соответствии с выражением (4.37). Для учета быстрого изменения входного напряжения  $U_c$  фаза ШИМ корректируется по формуле:

$$\alpha_p = \alpha_{p1} + \alpha_{p2}, \quad (4.39)$$

где  $\alpha_{p2}$  – выходное значение дифференциального Д- регулятора, на вход которого поступает сигнал от датчика входного напряжения преобразователя. При этом Д-закон регулирования вычисляется как первая разность в соответствии с выражением:

$$\alpha_{p2} = K_d \cdot \{Uc[n \cdot T] - Uc[(n-1) \cdot T]\}, \quad (4.40)$$

где  $K_d$  – коэффициент при дифференциальной составляющей регулятора;  $n$  – номер интервала повторения вычислений;  $T$  – длительность в секундах интервала повторения вычислений. Вычисленная фаза ШИМ поступает на программный распределитель, запускающий 4 канала блока формирования ШИМ, где выходные сигналы усиливаются и поступают на соответствующие транзисторные ключи преобразователя.

При выявлении системой диагностики блока управления нарушений в работе ЭП на индикаторах отображается «код ошибки», характеризующий вид неисправности или других нарушений в работе, (например, перегрев блока управления). Причем эта информация выдается в виде «мигающего», с частотой около 0,5 Гц, числа. Если поступил сигнал «СТОП» в работе ЭП, то контроллер выполняет начальную установку и выводит через порт ввода/вывода сигнал «СТОП ДВИГАТЕЛЯ».

## 4.8. Многокоординатная структура цифрового следящего электропривода

В практике управления МС применяют ЦСП однокоординатных объектов регулирования, так и комплексы ЦСП, управляющие многокоординатными объектами. Для многокоординатных объектов более сложной структуры (с несколькими ЦСП) для управления часто используют несколько управляющих ЭВМ. Примерами таких систем могут быть исполнительные приводные системы многокоординатных опорно-поворотных устройств локаторов, промышленных роботов и различных технологических объектов. В этих случаях задача воспроизведения требуемого закона движения многокоординатного объекта решается с помощью ЭВМ верхнего уровня управления посредством согласования движений по разным координатам нижнего уровня. При этом ЭВМ распределяет входные воздействия между ЭП, образующими единую многокоординатную систему управления движением МС.

В зависимости от решаемых задач и сложности алгоритма управления помимо ЭВМ верхнего уровня могут использоваться локальные ЭВМ, осуществляющие управление и цифровую коррекцию ЦСП. От характера взаимодействия аппаратуры ЦСП с ЭВМ верхнего уровня управления и количества локальных ЭВМ зависит выбор структуры ЦСП: с централизованным или децентрализованным управлением. Выбор принципа управления группой ЦСП основывается на учете следующих факторов. При централизованном управлении одна ЭВМ выполняет функции управления всеми ЦСП комплекса. Вычислительная нагрузка в этом случае на ЭВМ значительно выше, чем на локальную ЭВМ, обеспечивающую управление одним ЦСП. При этом возможно снижение максимальной скорости вычислительных процедур по реализации соответствующих алгоритмов управления МС с целью обеспечения желаемых процессов регулирования выходных координат ЭП в реальном времени. Реализация же принципа децентрализованного управления позволяет обеспечить распараллеливание вычислений, за счет этого можно повысить частоту квантования, реализовать при необходимости усложненные алгоритмы, что положительно влияет на качество функционирования отдельного ЦСП и всей системы управления движением многокоординатной МС. Указанный фактор является решающим при разработке и проектировании современного ЦСП на базе локальной микроЭВМ (или микроконтроллера). С увеличением числа управляющих мик-

роконтроллеров в СУ возрастает ее совокупная стоимость, усложняется процесс обмена данными и снижается надежность из-за увеличения количества связей между элементами (структурными узлами) системы. При управлении сложным многокоординатным динамическим объектом обычно требуется учитывать в одном алгоритме информацию обо всех текущих координатах, что возможно только при использовании единой ЭВМ с достаточно высокой производительностью вычислений.

В настоящее время при проектировании ЦСП часто прибегают к компромиссным вариантам формирования структуры системы управления с приемлемыми сочетаниями надежности, стойкости и производительности. На рис. 4.15 приведена структура компромиссного варианта с комбинацией принципов централизованного и децентрализованного управления.

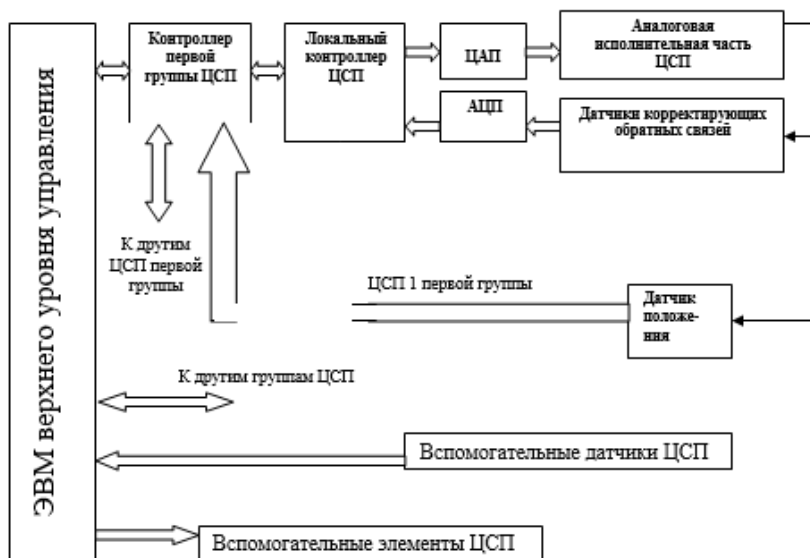


Рис. 4.15. Комбинационная структура принципов централизованного и децентрализованного управления ЦСП

ЭВМ верхнего уровня управления решает задачи формирования управляющих воздействий (управлений) по разным координатам в соответствии с принципами децентрализованного управления, а связь с локальными контроллерами групп ЦСП осуществляется через высокопроизводительные контроллеры групп ЦСП, которые могут также взаимодействовать с несколькими локальными

контроллерами. В общем случае, имеет место каскадное включение управляющих цифровых устройств, к которым могут быть присоединены датчики главных обратных связей, например, датчик положения. Осуществить управление несколькими ЦСП от одного контроллера позволяет высокая производительность современных цифровых сигнальных процессоров.

Таким образом, особенностью формирования таких структур является подключение датчиков главных обратных связей к контроллерам групп, реализующим функции регулирования положения всех связанных с ним ЦСП и обеспечивающим по отношению к ним централизованное управление.

Приведенная иерархическая, комбинированная структура управления комплексом ЦСП с каскадным включением процессоров широко применяется на практике и представляется наиболее перспективной на ближайшее десятилетие. Хорошо зарекомендовали себя также структуры ЦСП (рис. 4.16) с тремя взаимодействующими друг с другом микроЭВМ, образующими три контура обратных связей: по положению, скорости и ускорению (току) [9, 18, 63].

При таком решении каждая из ЭВМ реализует примерно одинаковый по затратам времени и памяти алгоритм управления при уменьшенной нагрузке на один процессор за счет распараллеливания вычислительных процедур, что обуславливает увеличение частоты квантования. В этом случае синхронизация взаимодействия процессов в структуре осуществляется посредством одного и того же таймера. Преимуществом такой структуры управления ЦСП является возможность использования недорогих микроЭВМ и невысокой производительности. Одновременно наблюдается усложнение аппаратуры контроллера привода, снижение надежности из-за возрастания количества элементов схемы и внешних соединений, что является существенным недостатком такого технического решения при разработке структуры ЦСП.

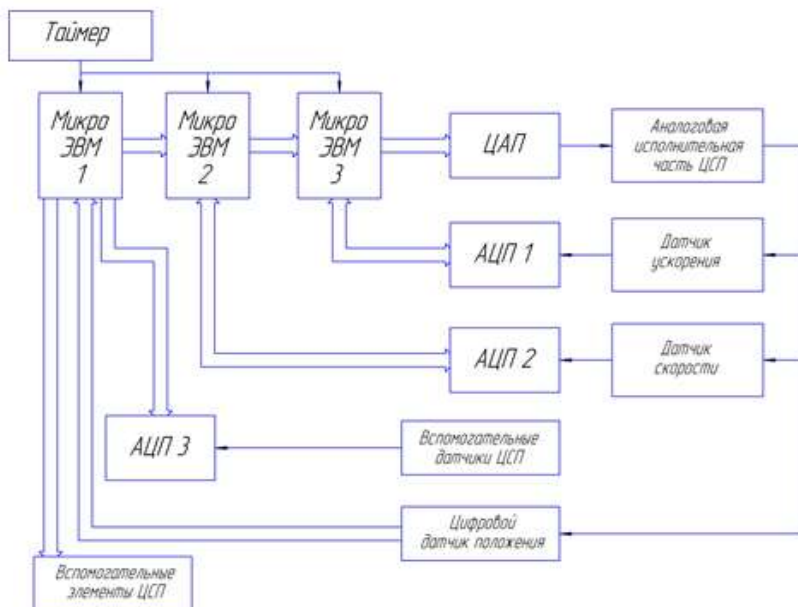


Рис. 4.16. Структура ЦСП на базе нескольких микроЭВМ

Управляющая ЭВМ в составе ЦСП реализует три основные группы функций:

- группу функций управления силовой частью ЦСП;
- группу функций оперативного контроля и реакции ЦСП в аварийных ситуациях;
- группу функций диагностики, настройки и самонастройки ЦСП, включая взаимодействие с оператором.

Управление ЦСП включает выполнение следующих операций:

- ввод управляющих воздействий по обеспечению желаемых положений объекта управления от ЭВМ верхнего уровня;
- прием сигналов датчиков обратных связей;
- формирование закона и вывод через ЦАП на усилитель мощности ЦСП соответствующего воздействия, обеспечивающего достижение цели управления по минимизации ошибки ЦСП согласно разработанному закону управления с учетом программируемого режима работы ЦСП;
- вывод на ЭВМ верхнего уровня системы управления информации о положении объекта управления, текущем значении ошибки ЦСП.

Указанные функции включаются и реализуются соответствующим образом.



щими алгоритмами с помощью программного обеспечения (ПО) и аппаратной части структурной схемы. Под программным обеспечением следует понимать совокупность программ, записанных в память микроЭВМ (микроконтроллеров) в машинных кодах и построенных в системе команд применяемой управляющей ЭВМ ЦСП. Реализация программы сопровождается необходимым взаимодействием аппаратуры указанных микроЭВМ<sub>1,2,3</sub> с аналоговой частью структуры ЦСП, приемом и цифровой обработкой сигналов информационно-измерительных устройств (ИИУ) в сигналы управления (регулирования), поступающие на исполнительные устройства ЦСП для обеспечения заданных выходных координат движения ИМ МС.

### Контрольные вопросы

1. Поясните основные положения и тенденции развития ЦСП?
2. Дайте классификацию промышленных сетей (по уровню решаемых задач) с использованием ЦСП автоматизированного производства?
3. Поясните принцип и основы прямого управления ЦСП МС?
4. Поясните необходимость установки АЦП и ЦАП в схеме управления ЦСП?
5. Назовите и поясните особенности работы микроЭВМ СУ ЦСП в автономном и неавтономном режимах?
6. Каковы особенности применения Z - преобразования при анализе и синтезе СУ ЦСП?
7. Перечислите основные преимущества применения цифровых датчиков скорости, положения и др. (в сравнении с аналоговыми) в ЦСП?
8. Поясните основные функциональные замены электронных узлов в ЭП при преобразовании структурной схемы для перехода к прямому цифровому управлению ЦСП?
9. Каковы особенности работы систем управления ЭП с использованием решений на базе РКСУ и ДЛСУ?
10. Перечислите и поясните основные требования при выборе микроконтроллера ЦСП?
11. Назовите особенности выбора микроконтроллера и построения структуры ЦСП с несколькими микроЭВМ?

## 5. ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ПРИВОДЫ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ

### 5.1. Рабочие среды и их влияние на показатели привода

В приводах мехатронных систем в качестве источников энергии применяют электрическую энергию для электрического привода, энергию сжатого газа для пневматического или газового привода [1,3,4]. Для гидравлического привода обычно механическую энергию электрического двигателя, реже пневматического, преобразуют с помощью насоса в энергию потока жидкости [5, 12]. Из многих свойств рабочих сред, влияющих на различные показатели гидроприводов, выделим только те, которые существенно влияют на механические процессы в приводах МС.

Жидкость - физическое тело, способное под действием малых сил изменять свою форму, но в отличие от газов оставлять практически неизменным свой объем. Наиболее характерным свойством рабочей жидкости является ее текучесть, обусловленная подвижностью ее частиц. При расчете объемных гидроприводов в первом приближении принимают, что рабочая жидкость является идеальной: несжимаема и не расширяется под действием внешних факторов, в рабочей жидкости отсутствуют силы внутреннего трения.

Рабочая жидкость является одним из основных элементов структуры гидросистем, так как обеспечивает передачу энергии или управляет процессом ее передачи. Рабочая жидкость в гидросистемах является элементом гидромеханизма и одновременно смазывающей и антикоррозийной средой, поэтому при ее выборе для конкретного гидропривода следует учитывать ее физические и химические свойства. Комплекс требований, предъявляемых к рабочим жидкостям, весьма широк: малое изменение вязкости в широком диапазоне изменения температуры, большой модуль упругости, химическая стабильность в течение длительного времени эксплуатации, сопротивляемость вспениванию, малая способность к растворению воздуха, большая удельная теплоемкость и нетоксичность. В процессе работы рабочая жидкость подвергается различным воздействиям в широком диапазоне температур, давлений и скоростей, что неизбежно приводит к изменению ее свойств.

Достаточно высокий уровень отказов (до 75%) гидросистем

происходит из-за нарушения свойств рабочей жидкости в процессе эксплуатации.

Рабочая жидкость при проектировании гидроприводов выбирается по основным физико-химическим свойствам: плотности, вязкости, теплопроводности, сжимаемости и т.п. В особых случаях предъявляются требования к огнестойкости рабочей жидкости и пригодности ее к работе в широком диапазоне изменения температур. Тип рабочей жидкости определяет коэффициент полезного действия, надежность и долговечность, вес, мощность привода, его инерционность.

В качестве рабочих жидкостей в объемных гидроприводах и системах гидроавтоматики используют: минеральные масла, воду и водные эмульсии, синтетические рабочие жидкости, жидкие металлы и их смеси (например, 77% натрия и 23% калия). Свойства рабочих жидкостей корректируют добавлением специальных присадок. В отечественной промышленности нет единого правила на условные обозначения масел. Встречаются обозначения: МГ- масло гидравлическое, И – индустриальное, МГЕ – масло гидравлическое для мобильных объектов; АМГ – авиационное масло гидравлическое; ТП– турбинное масло; НГЖ, П20, ПГВ - синтетические рабочие жидкости (негорючие, водно-глицериновые).

Плотностью  $\rho$  (кг/м<sup>3</sup>) называют массу единицы объема рабочей жидкости. Для однородной жидкости  $\rho = m/V$ . Иногда встречается понятие удельный вес рабочей жидкости  $\gamma = \rho \cdot g$ , т.е. вес единицы объема рабочей жидкости. В практике иногда используют понятие относительной плотности или относительного удельного веса рабочей жидкости - отношение плотностей исследуемой жидкости к плотности дистиллированной воды при температуре 4° С и нормальном атмосферном давлении. Плотность минеральных масел  $\rho$  не постоянна и составляет 870 - 940 кг/м<sup>3</sup>. Плотность является мерой инерционности рабочей жидкости, так как она определяет сопротивление перемещению рабочей жидкости с различными ускорениями, а также значения ударных явлений в замкнутых объемах. Обычно плотность рабочей жидкости увеличивается с повышением давления и уменьшается с повышением температуры.

Вязкость - свойство рабочей жидкости сопротивляться деформации сдвига или скольжения ее слоев. Это важнейший параметр, используемый при расчете и проектировании гидроприводов. Механизм возникновения вязкости обусловлен тем, что при течении жидкости вдоль твердой стенки скорость ее слоев в результате торможения потока различна, вследствие чего между слоями возникает сила трения, которая в соответствии с законом вязкостного

трения Ньютона прямо пропорциональна скорости относительного движения слоев  $U$  и площади сопротивления  $S$  (рис. 5.1).

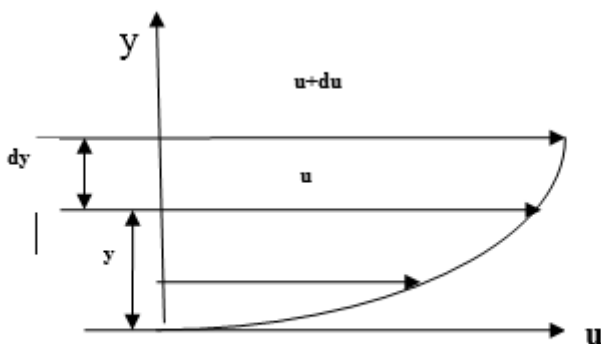


Рис. 5.1. Схема движения слоев рабочей жидкости

В соответствии с законом Ньютона  $T = \mu_0 S T = \mu_0 S \frac{dU}{dY}$ , где

$\mu_0$  - динамическая вязкость рабочей жидкости (коэффициент вязкости,  $\text{Н}\cdot\text{с}/\text{м}^2$ );  $dU$  - разность скоростей движения соседних соприкасающихся слоев рабочей жидкости в предположении, что они имеют бесконечно малую величину;  $dY$  - расстояние между осями соседних слоев жидкости. Следовательно,

$\mu_0 = \frac{T}{S(dU/dY)}$ , то есть динамическая вязкость равна силе тре-

ния, приходящейся на единицу поверхности соприкасающихся слоев жидкости, градиент скорости которых равен единице. Так как  $\text{Н}/\text{м}^2$  есть единица давления Па, то единицу динамической вязкости часто называют паскаль-секундой ( $\text{Па}\cdot\text{с}$ ). **При расчетах гидропривода применяется отношение динамической вязкости к плотности рабочей жидкости, которое называется кинематической вязкостью**  $\nu = \mu_0 / \rho$ , измеряемой в стоксах (Ст) или в сантистоксах сСт. Если  $1\text{Ст} = 1\text{ см}^2/\text{с}$ , то при использовании более мелкой единицы измерения кинематической вязкости (сСт) принимают  $1\text{сСт} = 0,01\text{Ст} = 1\text{ мм}^2/\text{с}$ . Основные параметры гидроприводов МС обычно определяют и характеризуют показатели привода при работе на минеральном масле вязкостью 30-35

сСт. В системе СИ кинематическую вязкость измеряют в  $\text{м}^2/\text{с}$ , а символ уточняют цифровым индексом значения температуры, при которой измерена вязкость (обычно при  $50\text{ }^\circ\text{C}$ ). Вязкость рабочей жидкости уменьшается с повышением температуры и увеличивается при повышении давления.

Сжимаемость рабочей жидкости - свойство изменять свой объем под действием давления - явление, как правило, отрицательное для гидросистем, так как снижает их коэффициент полезного действия и ухудшает режим работы. Капельная жидкость является упругим телом, подчиняющимся при некотором допущении закону Гука. Сжимаемость можно оценить коэффициентом объемного сжатия

$$\beta = \frac{1}{\Delta p} \frac{\Delta V}{V_0}, \quad (5.1)$$

где  $\Delta V/V_0$  - относительное изменение объема,  $\Delta p = p_0 - p_1$  - изменение давления. Величина обратная  $\beta$  называется объемным модулем упругости рабочей жидкости

$$E_{жс} = \frac{1}{\beta} = -V_0 \left( \frac{\Delta p}{\Delta V} \right); E_{жс} = 1350 \dots 1700 \text{ Мпа} \quad (5.2)$$

При отсутствии в масле растворенного воздуха модуль упругости  $E_{жс}$  принимается в пределах  $(1,4-17) \cdot 10^3$  МПа, а при наличии растворенного воздуха или нерастворенного в виде пузырьков модуль упругости может быть значительно меньше. Сжимаемость масла в гидроцилиндрах больших размеров при работе с малыми подачами обычно приводит к заметному запаздыванию начала движения исполнительного механизма и рывкам в направлении подачи при резком снятии нагрузки.

Объемный модуль упругости рабочей жидкости зависит от типа жидкости, действующих значений температуры и давления. Сжимаемость минерального масла более чем в 100 раз превышает сжимаемость металла (например, стали) и в целом влияет на качество работы гидропривода МС.

Тепловое расширение жидкости характеризует ее свойство изменять объем с повышением температуры и определяется коэффициентом объемного расширения жидкости ( $K^{-1}$ ):

$$\alpha = \frac{1}{V_0} \left( \frac{\Delta V}{\Delta T} \right), \quad (5.3)$$

где  $\Delta V$  - приращение объема,  $V_0$  - начальный объем,  $\Delta T$  - приращение температуры в К°. Для минеральных масел при давлении 0...15 МПа значение параметра  $\alpha$  принимается в расчетах равным  $(6...7)10^{-4} \text{ К}^{-1}$ .

Удельная теплоемкость жидкости - количество теплоты (Дж), необходимое для нагрева 1 кг жидкости на 1° К, которое можно учесть с помощью коэффициента удельной теплоемкости:

$$c = \frac{Q_t}{m\Delta T}, \quad (5.4)$$

где  $Q_t$  - количество теплоты,  $m$  - масса жидкости,  $\Delta T$  - разность температур °К.

Удельная теплоемкость минеральных масел при температуре 15 °С находится в пределах  $c = 1,88 \div 2,1 \text{ кДж / (кг·К)}$ , а их теплопроводность  $\lambda = 0,136 \text{ Вт/(м·°С)}$ .

**Температура застывания** – температура, при которой рабочая жидкость застывает настолько, что при наклоне пробирки на 45° ее уровень остается неизменным в течение одной минуты. Температура вспышки – температура, при которой пары рабочей жидкости образуют в смеси с воздухом горючую смесь.

**Растворимость воздуха в рабочей жидкости** - объем газа, который может раствориться в жидкости. Этот показатель зависит от давления, действующего на газожидкостную среду:

$$V_b = n_b V \left( \frac{p_0}{p_1} \right), \quad (5.5)$$

где  $V_b$  - объем растворившегося воздуха при атмосферном давлении и нулевой температуре,  $V$  - объем рабочей жидкости,  $p_0$  и  $p_1$  - начальное и конечное давление рабочей среды,  $n_b$  - коэффициент растворимости воздуха, который при 20 °С равен для: индустриальных масел - 0,076, трансформаторных масел - 0,083; жидкости (АМГ-10) - 0,104.

При проектировании гидроприводов МС обычно к рабочим средам предъявляют повышенные требования, предопределяющие качество работы и надежность сервоприводов (особенно в зоне малых сигналов и нестабильности эксплуатационных факторов), обеспечивающие стабильность и линейность характеристик разрабатываемого привода. Основные положения к выбору характеристик рабочей среды можно упрощенно представить в виде ряда требований:

1. Рабочая жидкость выбирается по требуемой вязкости (например, для гидросистем станков преимущественно применяют индустриальные масла марок ИГП-18, ИГП-30, ИГП-38; для гидросистем прессов – турбинные масла марок Т22, Т46, ТКП22, для гидросистем самолетов АМП 0).

2. Рабочая жидкость должна иметь высокие модуль упругости и значения температур вспышки и замерзания ( $t_{в} = 160...180\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $t_{з} = -15...-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), обладать антикоррозийными и смазывающими свойствами; быть не токсичной и дешевой.

С учетом указанных требований в гидроприводах широко применяются: минеральные масла, синтетические (искусственные) масла; водные эмульсии; жидкие металлы [5, 12, 16]. Таким образом, жидкость в гидроприводе является важнейшим элементом (рабочим телом) и выполняет множество функций, обеспечивая его работоспособность. Ошибки в выборе рабочей жидкости могут привести к аномальным режимам работы МС в процессе эксплуатации и выходу гидропривода из строя, сопровождаемому значительными экономическими потерями.

## 5.2. Принцип работы гидроприводов

В различных МС (промышленных роботах ПР, металлорежущих станках, автоматических линиях и других машинах, механизмах автоматизированного технологического оборудования) широко применяют гидроприводы объёмного действия. Принцип работы объёмного гидропривода базируется на объёмном вытеснении рабочей жидкости, высокой жёсткости жидкости и законе Паскаля. Известно [5, 9, 13], что движущаяся жидкость обладает тремя видами энергии: энергией положения, энергией давления и кинетической энергией скоростного напора.

Энергия положения (или потенциальная энергия), характеризующаяся уровнем (высотой) подъема массы жидкости, используется часто при создании гидроэлектростанций. Кинематическую энергию потока жидкости используют в гидродинамических передачах, в которых значительную роль играет скорость движения жидкости.

В гидравлических приводах объёмного действия применяют энергию давления жидкости, легко преобразуемую в механическую работу. Рассмотрим пример простейшей реализации объёмного гидравлического привода (рис. 5.2).

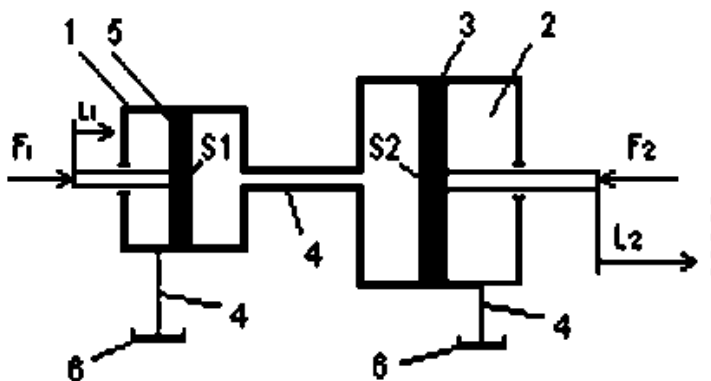


Рис. 5.2. Схема простейшего объемного гидропривода

В схеме гидропривода силовые агрегаты, узлы системы управления, элементы-гидроцилиндры 1 и 2 соединены трубопроводом 4. Для перемещения поршня 3 цилиндра 2 при воздействии силы  $F_2$  на шток поршня (на расстояние  $l_2$ ) необходимо выполнить работу  $A = F_2 \cdot l_2$ . При этом в левую полость гидроцилиндра 2 необходимо подать объем рабочей жидкости  $W = S_2 \cdot l_2$  под давлением  $p$ , вызванным действием силы  $F_2$ , т.е.  $p = F_2/S_2$ . Этот же объем жидкости совершит работу

$$A = p \cdot W = p \cdot S_2 \cdot l_2 = F_2 \cdot l_2. \quad (5.6)$$

Необходимый объем  $W$  жидкости при плотности  $\rho$  будет иметь массу  $m = \rho \cdot S_2 \cdot l_2$ . Разделив обозначенную работу  $A$  на массу жидкости, можно получить удельную энергию давления

$$A/m = p \cdot S_2 \cdot l_2 / (\rho \cdot S_2 \cdot l_2) = p / \rho \quad (5.7)$$

Для того, чтобы подать жидкость в гидроцилиндр 2, нужно привести в движение поршень 5 гидроцилиндра 1 под действием силы  $F_1$ , тогда жидкость из правой части гидроцилиндра 1 перетечёт в левую часть гидроцилиндра 2. Если принять нулевые утечки жидкости в штоковых и бесштоковых полостях гидросистемы, то поршень 5 гидроцилиндра 1 вытеснит объем жидкости при перемещении его на расстояние  $l_1$ :

$$W = S_1 \cdot l_1 = S_2 \cdot l_2 \quad (5.8)$$

Из выражения (5.8) видно, что ход поршня 3 гидроцилиндра 2 зависит от соотношения эффективных площадей  $S_1$  и  $S_2$  штоков гидроцилиндров, т.е.  $l_2 = S_1 \cdot l_1 / S_2$ .



По закону Паскаля давление  $p$  в гидроцилиндрах одинаково:

$$F_1 / S_1 = F_2 / S_2 = p \text{ и имеет место зависимость}$$

$$F_2 = F_1 * S_2 / S_1. \quad (5.9)$$

Если принять, что  $S_1 < S_2$ , то поршень 3 гидроцилиндра 2 может развивать усилие  $F_1 < F_2$ , что и используется как мультипликационный принцип в гидравлических усилителях, гидравлических пресах. Для оценки рассматриваемого эффекта пользуются понятием коэффициента мультипликации силы (момента сил) гидропривода, под которым подразумевают отношение силы (момента сил) на выходном звене гидродвигателя к силе (моменту сил) на входном звене гидродвигателя, т.е.

$$K_{м.с.} = F_2 / F_1 \quad (5.10)$$

Мощность  $N$  (кВт), развиваемая простейшим гидроприводом (без учета гидравлических потерь и утечек) за время  $t$  работы  $A$ , составит:

$$N = A/t = p * Q / 60, \quad (5.11)$$

где  $p$  - давление, МПа;  $Q$  - поток жидкости, л/мин.

Структура гидравлического привода (рис. 5.3.) для реализации принципа работы должна содержать:

- 1 - источник энергии (гидроцилиндр 1 в качестве насоса),
- 2 - потребитель энергии (гидроцилиндр-гидродвигатель 2), а также и другие элементы:
- бак для хранения и сбора жидкости;
- 4 - трубопровод, соединяющий «источник→приёмник→бак»;
- 7 - гидравлическая аппаратура.

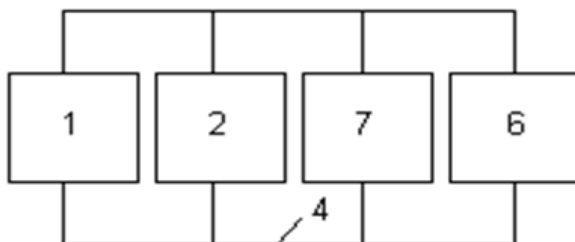


Рис. 5.3. Структура гидравлического привода объемного действия

Рассмотрим принцип действия объемного гидропривода по обобщенной схеме, приведенной на рис. 5.4.

Исполнительный двигатель выполнен в виде цилиндра 1 с поступательно перемещающимся в нём поршнем 2, шток которого служит выходным звеном. От источника энергопитания (ИЭ) ра

бочая среда (жидкость) поступает по напорной магистрали 3 к аппарату управления (АУ). При подаче сигнала управления (U) аппарат АУ соединяет напорную магистраль 3 с левой полостью (Л), а сливную магистраль 4 с правой полостью (П) цилиндра 1. Создаваемое ИЭ давление рабочей среды в напорной магистрали 3 больше, чем в сливной магистрали. Поэтому поршень 2 под действием силы начинает перемещаться в направлении (координата X), вынуждая движение штока исполнительного механизма (ИМ). При этом объем камеры Л увеличивается, камеры П - уменьшается, рабочая среда (жидкость) вытесняется в сливную магистраль 4. Если при помощи аппарата управления (АУ) соединение полостей (левой Л) и (правой П) гидроцилиндра изменить на обратное, направление движения поршня реверсируется в противоположном направлении.

С позиций математического моделирования особенности гидроприводов обусловлены рабочей средой, для описания взаимодействия с которой элементов привода следует учитывать не только уравнения механики твёрдого тела, но и уравнения механики жидкости, а также факторы передачи энергии в окружающую среду.

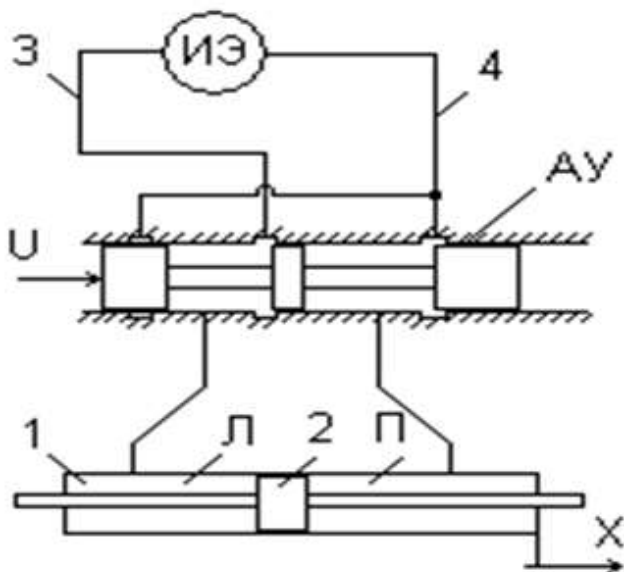


Рис. 5.4. Общая схема объемного гидропривода

Поэтому отличают идеальные силы (моменты сил) на входном звене насоса  $F_{1Н}$  и выходном звене объемного двигателя  $F_{2Н}$  от реальных (действительных) сил  $F_1$  и  $F_2$  с учётом сил трения в механизмах и рабочей среде. Выведем формулу для определения коэффициента мультипликации  $k_{м.с.}$ , представив выражение для силы (момента) на выходном звене насоса  $F_{1Н}$  и выходном звене гидродвигателя  $F_{2Д}$ :

$$F_{2Д} = q_H \cdot (p_H - \sigma_H \cdot p_B) / \eta_{Н.м}, \quad (5.12)$$

где  $p_H$  и  $p_B$  - давления в напорной и всасывающей полостях (насоса) компрессора;  $p_D$  и  $p_C$  - давления в напорной и сливной полостях объемного двигателя ОД;  $q_H$  - удельный рабочий объём машины, определяемый как  $q = \delta W / \delta l$ , где  $\delta W = S_1 \cdot \delta l$ , а значение  $\delta l$  ( $\delta X$ ) - элементарное перемещение входного вала (штока) как звена объемной машины (по  $L, x, y$ );  $q_H$  - удельный объём {принадлежность к насосу (или компрессору)};  $q_D$  - удельный объём (принадлежность к объёмному двигателю ОД). Тогда можно записать для выходного звена:

$$F_{2Д} = q_D \cdot (p_D - \sigma_D \cdot p_C) \cdot \eta_{Д.м.}, \quad (5.13)$$

где  $\sigma$  - коэффициент асимметрии полостей Л и П гидродвигателя, определяемый соотношением  $\sigma = \delta W_L / \delta W_P$ , а при проектировочных расчетах  $\sigma$  принимается равным 1;  $p_D$  и  $p_C$  - давления в напорной и сливной полостях ОД;  $\eta_{Д.м.}$  - частный механический КПД двигателя.

Действительная подача насоса (компрессора)  $Q_{Н.н.} = q_H \cdot V_H$ , где  $V_H$  - скорость выходного (входного) звена. Для двигателя:  $Q_{Д.н.} = q_D \cdot V_D$ . реальная (действительная) подача насоса и действительный расход в ОД отличаются от идеальных величин  $Q_{Н.н.}$  и  $Q_{Д.н.}$  объёмными потерями рабочей среды (утечками, перетечками, объёмной деформацией). Принято объёмные потери учитывать значениями объёмных КПД, т.е.  $\eta_{Д.о.}$  и  $\eta_{Н.о.}$ :

$$\eta_{Н.о.} = Q_H / Q_{Н.и.}, \quad \eta_{Д.о.} = Q_{Д.и.} / Q_D \quad (5.14)$$

Анализ выражений (5.14) позволяет записать расчетные формулы:

$$Q_H = q_H \cdot V_H \cdot \eta_{Н.о.} \quad Q_D = q_D \cdot V_D / \eta_{Д.о.} \quad (5.15)$$

Используемые частные параметры в формулах (5.14, 5.15) при проектировании принимаются в пределах [5, 12, 13]:

для насосов:  $\eta_{Н.м} = 0.80 - 0.94$ ,  $\eta_{Н.о} = 0.75 - 0.97$ .

для гидромоторов:  $\eta_{Д.м} = 0.75 - 0.95$ ,  $\eta_{Д.о} = 0.7 - 0.98$ .

для гидроцилиндров:  $\eta_{Д.м} = 0.94 - 0.97$ ,  $\eta_{Д.о} = 0.98 - 1.00$ .

Кроме перечисленных частных КПД объёмных машин при проектировании гидроприводов МС используют понятие общего КПД объёмной машины, определяемого по выражениям  $\dot{\eta}_H = N_{п.н.} / N_H$ ,

$\eta_p = N_d / N_{п.д.}$ . В качестве исходных значений параметров  $N_{п.н.}$  и  $N_{п.д.}$  в расчетах принимают результирующие мощности подводимого и отводимого потоков рабочей жидкости [12] у насоса и объемного двигателя, а  $N_n$  и  $N_d$  – эффективные мощности на входном звене насоса и выходном звене ОД.

### 5.3. Классификация и характеристики объемных приводов

Объемный гидропривод - сокращенно объемный привод (ОП) отличается от приводов других типов гидросистемой, в которую входит один или несколько объемных гидродвигателей. Механическая энергия в ОП передается рабочей средой под давлением. При этом объемный двигатель преобразовывает энергию потока рабочей среды в энергию выходного звена (штока или вала) в процессе попеременного заполнения рабочей камеры рабочей средой. В общем случае место ОП в МС, машине-автомате можно представить, как показано на рис. 5.5.

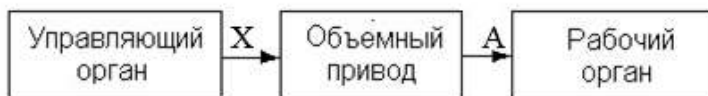


Рис. 5.5. Место привода в мехатронной системе

Режим работы объемного привода задает управляющий орган. Объемные приводы могут быть с ручным и автоматическим управлением. Управляющий сигнал «X» может быть механическим, электрическим, гидравлическим (или пневматическим).

В зависимости от задачи управления различают ОП: стабилизирующий, программный и следящий. В стабилизирующем ОП скорость  $\Omega$  движения выходного звена поддерживается постоянной, в программном – изменяется по определенному закону (заданной программе). У следящего привода регулируемый параметр выходного звена изменяется по определенному закону в зависимости от внешнего управляющего воздействия, которое заранее неизвестно. Энергия  $A$  к рабочему органу (РО) машины подается механическим узлом, который называется выходным звеном привода. По характеру движения выходного звена ОП разли-

чают: поступательного, поворотного или вращательного движения.

Между ОД и рабочим органом машины может быть дополнительно установлена механическая передача (зубчатая, рычажная, цепная и т.д.). Для преобразования механической энергии приводящего двигателя в энергию потока рабочей среды под давлением в ОП используют насос, подающий жидкость в систему под давлением. В некоторых случаях насос не включаются в перечень поставки (не входят в состав объемного привода), поэтому по источнику подачи рабочей среды ОП называют насосным, аккумуляторным или магистральным.

В аккумуляторном гидроприводе (ГП) рабочая среда подается в ОД из гидроаккумулятора, заряженного от внешнего источника.

В магистральном ГП, ПП рабочая среда поступает в ОД от гидромагистрали, не входящей в объемный привод.

От ОГ, (ОП) - двигателя рабочая среда (жидкость) может поступать в гидробак (окружающую среду) или на вход насоса.

Вспомогательные устройства (гидроаппараты) в ОП обеспечивают кондиционирование рабочей среды (очистку, охлаждение), предохраняют от поломок узлы и трубопроводы, контролируют процессы и эксплуатационные режимы. По управляющему признаку ОП подразделяют на ОП с дроссельным, машинным и машинно-дроссельным управлением. Под дроссельным управлением понимают управление движением выходного звена посредством регулирующего гидроаппарата.

Машинное управление возможно только регулируемым насосом в гидроприводе. Управление приводящим двигателем применимо к ОГП и заключается в управлении скоростью движения выходного звена путем изменения частоты вращения приводного двигателя.

В общем случае ОГ и ПП подразделяют по:

- характеру движения выходного звена (поступательное, вращательное, неполноповоротное, т.е. с углом поворота менее  $360^\circ$ , вращательное с неограниченным углом поворота);
- изменению сигнала на входе аппарата управления на непрерывное или дискретное;
- наличию обратной связи от выходного звена привода;
- способу регулирования исполнительного двигателя привода;
- виду энергоснабжения привода от централизованного или автономного источника питания рабочей средой.

Каждый из перечисленных признаков проявляется как в схеме, так и в конструкции гидропривода. Рассмотрим указанные при-

знаки в наиболее распространенных схемах приводов МС.

Упрощенно классификацию ОП можно представить в виде (рис. 5.6).

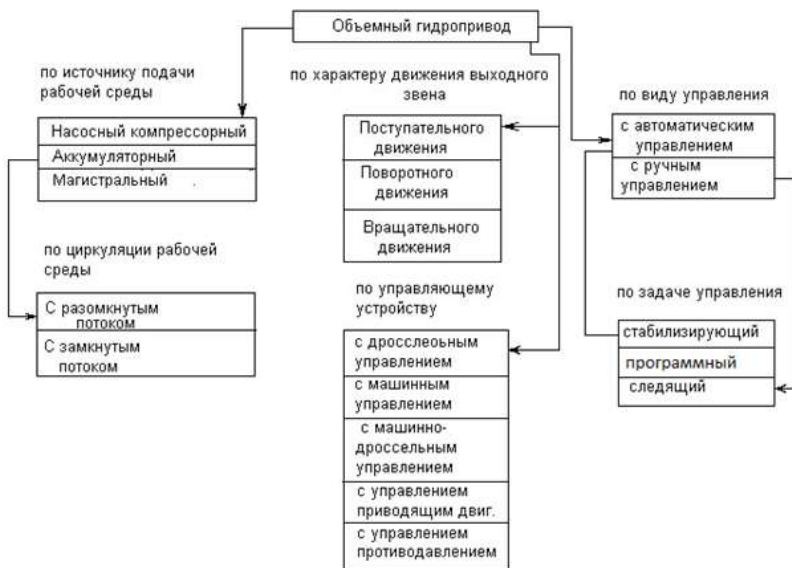


Рис. 5.6. Классификация объемных приводов

Для описания статических и динамических характеристик обычно используют общие буквенные обозначения кинематических, динамических и инерционных величин применительно к двум видам движения выходного звена: поступательного движения (п.д.), вращательного движения (в.д.).

Если  $y$  – обобщенное перемещение,  $l$  и  $\varphi$  – линейное и угловое перемещения;  $V$  – обобщенная скорость;  $v$  – и  $\Omega$  – линейная и угловая скорости.  $H$  – обобщенная динамическая величина;  $P$  – сила;  $M$  – момент силы;  $m$  – обобщенная гравитационная величина;  $M$  – масса;  $J$  – момент инерции;  $x$  – внешнее управляющее воздействие (механический, электрический, гидравлический или пневматический сигнал) на ОП, то представить функциональные зависимости между параметрами можно в виде

$$y = \begin{cases} l & \text{при п.д.} \\ \varphi & \text{при в.д.} \end{cases} \quad V = \begin{cases} v & \text{при п.д.} \\ \Omega & \text{при в.д.} \end{cases} \\
 H = \begin{cases} P & \text{при п.д.} \\ M & \text{при в.д.} \end{cases} \quad t = \begin{cases} M & \text{при п.д.} \\ J & \text{при в.д.} \end{cases} \quad (5.16)$$

В МС приводы получают питание часто от магистралей централизованного питания рабочей среды под давлением. Исполнительным двигателем (рис.5.7,а) служит гидроцилиндр 2 с поступательным перемещением штока 1.

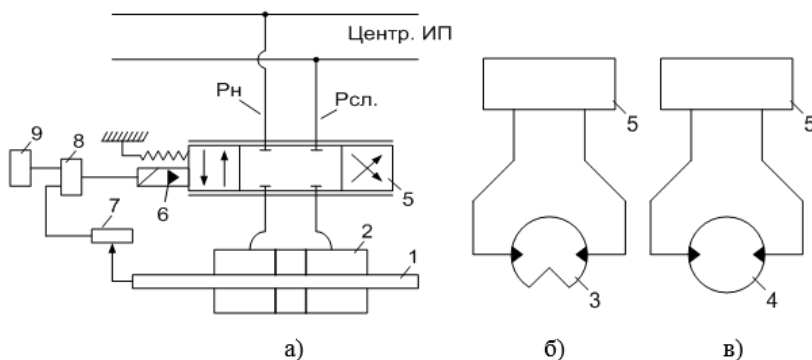


Рис. 5.7. Схемы приводов с поступательным перемещением (а), неполноповоротным (б) и неограниченным углом поворота (в) выходного звена МС

Неполноповоротным угловым перемещением (углом поворота) характеризуется гидроцилиндр 3 (рис. 5.7,б) с расположенным в нем шибером (лопастью), угол поворота которого  $< 360^\circ$ . Мотор 4 (рис. 5.7,в) - исполнительный двигатель с неограниченным углом поворота вала. Аппарат управления 5 исполнительным двигателем соединяет (переключает) напорную (давление питания  $p_H$ ) и сливную (давление  $p_{сл}$ ) магистраль с централизованным источником питания. Аналогичные аппараты управления (5) выполняют функции «переключателя» и в других схемах (рис. 5.7.б, в) в ручном или автоматическом режимах. Разность давлений в полостях двигателя обеспечивает движение РО двигателя (поршня, лопасти или ротора мотора) и связанного с ним выходного звена (штока, вала).

В аппаратах управления 5 (при смещении золотников распределителей в пределах своего полного хода) непрерывно изменяются проходные сечения каналов, соединяющих полости двигателя с напорной и сливной магистралями, что показано дополнительными, прямыми линиями и стрелками сверху вниз и снизу вверх. Аппарат 5 имеет вспомогательный усилитель 6, который за счет использования энергии рабочей среды повышает мощность сигнала управления, необходимого для смещения распределителя от среднего положения. Управление распределителем аппарата управления 5 может осуществляться вручную, посредством электромагнитов с пружинами, фиксирующими среднее положение распределителя. В высокоточных быстродействующих системах управления обычно используют следящие гидроприводы (с ОСС от выходного звена), как показано (поз.7) на рис. 5.7,а. Сигнал с датчика 7 поступает на электронный усилитель 8, на первый вход которого сигнал задания поступает от ЭВМ или чувствительного элемента 9 системы регулирования МС. Разность сигналов на входе усилителя 8 усиливается и подается на гидроусилитель 6. Вследствие перемещения выходного звена привода рассогласование (ошибка) между управляющим сигналом и сигналом ОС уменьшается до допустимого значения, при котором распределитель аппарата управления останавливает исполнительный двигатель привода.

Общим для указанных приводов является способ регулирования скорости исполнительного двигателя, основанный на дросселировании потока рабочей среды в распределителе аппарата управления [4, 5, 12], осуществляющего изменение проходных сечений каналов, соединяющих полости исполнительного двигателя с напорной и сливной магистралями.

#### **5.4. Источники питания гидравлических приводов**

К источникам гидравлической энергии относят обычно три типа источников питания: гидравлические насосы, гидравлические аккумуляторы, преобразователи давления. В структуре гидравлического привода обязательным элементом являются источники гидравлической энергии (гидромашины): гидравлические насосы объемного типа, основанные на принципе объемного вытеснения жидкости из рабочих камер насоса с помощью вытеснителей (поршня, пластины, зуба шестерни, кулачка). Некоторые гидромашины могут быть об



ратимыми, т.е. могут работать в режиме, как насоса, так и гидродвигателя. В общем случае объемные насосы представляют собой машины, преобразующие энергию движения ведущего звена (вала) в энергию потока рабочей жидкости путем периодического изменения объема их рабочих камер, герметично отделенных друг от друга и попеременно сообщающихся с входом и выходом насосов (с полостью всасывания и нагнетания). Классификация насосов по принципу действия и конструкции определяется нормативными документами (ГОСТ 17752-81, ГОСТ 16514-96, ГОСТ Р 52543-2006) в соответствии с характером движения ведущего звена и рабочих органов, требованиями безопасности применения.

Наибольшее распространение получили вращательные насосы, у которых ведущее звено совершает вращательное движение. По характеру **движения рабочих органов** насосы (независимо от вида движения ведущего звена) разделяют на нерегулируемые и регулируемые: пластинчатые, роторные и возвратно-поступательные, из которых наиболее распространены последние два.

**По виду рабочих органов** объемные насосы разделяют на: зубчатые, винтовые, шиберные, роторно-поршневые, диафрагменные и поршневые (плунжерные). Наиболее распространенными являются шестеренные насосы, пластинчатые (шиберные), радиально-поршневые и аксиально-поршневые насосы [12].

Рабочая жидкость в насосах перемещается посредством вытеснения ее из рабочих камер рабочими органами, так называемыми вытеснителями. В поршневых насосах вытеснителями являются поршни, в шестеренных - зубья шестерен, в шиберных - пластины. При работе насосом создается разрежение в рабочей камере, объем которой увеличивается, что приводит к всасыванию рабочей жидкости из емкости (бака) и заполнению этой камеры. Одновременно производится вытеснение рабочей жидкости под давлением из камеры с уменьшающимся объемом в напорную гидролинию. Основная задача насоса - создать давление рабочей жидкости на выходе из насоса (на входе в напорную линию) при определенной ее подаче в единицу времени.

Выбор гидропривода при проектировании МС обычно производится по результатам анализа основных технических характеристик насосов. Под рабочим объемом  $V_0$  насоса понимается разность наибольшего и наименьшего значений замкнутого объема за один оборот или один двойной ход рабочего органа насоса, т.е. объем жидкости, вытесняемый в гидросистему за один оборот вала. Чем больше рабочий объем, тем больший объем жидкости вытесняется насосом за один оборот приводного вала. Ряды номинальных рабо-

чих объемов ( $\text{см}^3$ ) регламентированы ГОСТ 13824-80.

**Объемной подачей** насоса  $Q$  ( $\text{м}^3/\text{с}$ ) называется отношение объема подаваемой рабочей жидкости к времени:

$$Q = V_0 n, \quad (5.17)$$

где  $n$  – частота вращения вала насоса,  $V_0$  – рабочий объем.

**Действительная подача** насоса  $Q_d$  несколько ниже теоретической из-за утечек жидкости (объемных потерь) через зазоры в конструкции, из рабочих камер обратно во всасывающую полость и частично наружу в дренажную гидролинию. Идеальная (теоретическая) подача характеризуется суммой действительной подачи насоса в гидросистему и объемных потерь.

**Номинальной частотой вращения**  $n$  называется наибольшая частота вращения в течение установленного ресурса с сохранением параметров в пределах установленных норм. Важными характеристиками являются давление на входе в насос и на выходе из него.

**Номинальным давлением** называется наибольшее избыточное давление, при котором насос должен работать в течение установленного срока службы с сохранением параметров в пределах установленных норм. Номинальные давления насосов на выходе регламентированы ГОСТ 12445-80.

**Характеристикой насоса** называется графическая зависимость основных технических показателей от давления при постоянных значениях частоты вращения, вязкости и плотности рабочей жидкости на входе насоса. При повышении давления подача уменьшается, что сопровождается увеличением утечек в насосе.

**Мощность** насоса  $N$  характеризуется как мощность, потребляемая насосом от приводного двигателя. **Полезная мощность** насоса  $N_n$  (Вт) определяется мощностью, сообщаемой насосом подаваемой жидкости, и выражается зависимостью  $N_n = Q \cdot p$ , где  $Q$  – номинальная подача насоса,  $\text{м}^3/\text{с}$ ;  $p$  – номинальное давление насоса, Па.

**Коэффициент полезного действия** насоса определяется как отношение полезной мощности к мощности насоса:  $\eta = N_n/N$ . Так как в процессе работы насоса возникают утечки жидкости, существует понятие «объемный» КПД насоса, представляющий отношение полезной мощности к сумме мощности, расходуемой на утечки, и полезной мощности:  $\eta = N_n/(N_n + N_{ут})$  или  $\eta = Q_d/(Q_d + Q_{ут})$ . Естественно, при увеличении по-

дачи насоса (из-за роста частоты его вращения) объемный КПД возрастает.

Кроме объемных потерь из-за утечек в насосах существуют и механические потери, которые вызываются трением подвижных частей насоса и вязкостным трением жидкости, перемещаемой по каналам насоса. Эти потери характеризуются соответственно механическим и гидравлическим КПД, которым в расчетах обычно пренебрегают.

**Механический** КПД насоса выражает относительную долю механических потерь в насосе, которые остаются приблизительно одинаковыми при изменении давления:  $\eta_{\text{мех}} = (N - N_{\text{мех}}) / N$ , где  $N_{\text{мех}}$  - потери мощности на механическое трение деталей. **Общий** КПД насоса можно определить как произведение объемного, механического и гидравлического КПД, т.е.  $\eta = \eta_v \eta_{\text{мех}} \eta_{\text{Г}}$ . Обычно значения механического КПД находятся в пределах 0,8...0,9; а объемного - 0,9...0,97.

На практике возникает необходимость определения потребляемой приводным электродвигателем мощности  $N_{\text{эл}} = N / \eta_{\text{эл}}$ , где  $\eta_{\text{эл}}$  - КПД приводного электродвигателя. Мощность  $N_{\text{эл}}$  (кВт) на валу насоса удобнее определять через номинальное давление  $p$  (МПа) и номинальную подачу  $Q$  (л/мин) насоса

$$N_{\text{эл}} = pQ / (60\eta), \quad \eta = \eta_{\text{Г}} \cdot \eta_{\text{м}} \cdot \eta_{\text{v}} \cdot \eta_{\text{эл}} \quad (5.18)$$

Наибольшее распространение в промышленности получили роторные насосы: шестеренные, пластинчатые, радиально-поршневые и аксиально-поршневые. Шестеренный - роторно-вращательный насос (типа Г11-2, БГ11-2), в котором рабочие органы выполнены в виде шестерен и перемещают рабочую жидкость в плоскости, перпендикулярной их оси вращения. По виду зацепления их разделяют на насосы с внешним и внутренним зацеплением. В процессе работы жидкость переносится по периферии вращающихся шестерен из камеры всасывания в камеру нагнетания. Зацепление между шестернями препятствует обратному потоку рабочей жидкости под действием давления нагнетания. Действительная подача (л/мин) насоса:  $Q = V_0 \cdot n \cdot \eta_v \cdot 10^{-3}$ , где  $V_0$  - рабочий объем шестеренного насоса, см<sup>3</sup>;  $n$  - частота вращения шестерен, об/мин. С учетом значения  $V_0$  действительная подача насоса составит:

$Q = 2\pi \cdot D_0 \cdot m \cdot b \cdot n \cdot \eta_0$ , где  $D_0$  - диаметр начальной окружности, мм;  $b$  - ширина шестерни, мм.

Пластинчатый - насос (типа Г12-2, БГ12-2) получил свое название от установленных в роторе насоса вытеснителей в форме пла-

стин, совершающих вращательное движение вместе с ротором и возвратно-поступательное движение в пазах ротора; а характер перемещения жидкости, как и у шестеренного насоса. В зависимости от числа циклов всасывания за один оборот ротора пластинчатые насосы разделяют на насосы однократного и многократного (двукратного) действия. У первых за один оборот ротора жидкость вытесняется один раз, а у вторых - два. Рабочий объем (см<sup>3</sup>) пластинчатого насоса однократного действия определяют по упрощенной формуле:  $V_0 = 2 e b (\pi \cdot D - s \cdot z) 10^{-3}$ , где  $e$  - эксцентриситет, мм;  $b$  - ширина пластины, мм;  $D$  - диаметр расточки статора, мм;  $z$  - число пластин. Рабочий объем пластинчатого насоса двукратного действия (без учета объема пластин):  $V_0 = 2pb(R_1^2 - R_2^2) \cdot 10^{-3}$ , где  $R_1$  - большая полуось статора,  $R_2$  - радиус ротора, мм.

Радиально-поршневой (типа НР) - насос с рабочими органами в виде плунжеров, перемещающихся в роторе, ось вращения которого перпендикулярна осям рабочих органов. При каждом обороте ротора каждый плунжер совершает двойной ход - выдвигается в зоне выше горизонтали и вдвигается в корпус ротора при дальнейшем повороте в зоне ниже горизонтали. При увеличении объема всасывающей камеры происходит всасывание рабочей жидкости из гидробака. В зоне нагнетания объем рабочей камеры уменьшается, и жидкость под давлением вытесняется в напорную гидролинию. При вращении ротора каждый поршень за один оборот совершает ход, равный  $2e$ , где  $e$  - эксцентриситет между осями ротора и статора. Рабочий объем (см<sup>3</sup>) радиально-поршневого насоса однократного действия определяется по выражению:

$$V_0 = 2 \frac{\pi d^2 10^{-3}}{4} z e h, \quad (5.19)$$

где  $d$  - диаметр поршня,  $z$  - число поршней (7 или 9),  $e$  - эксцентриситет,  $h$  - число рядов поршней. Подачу радиально-поршневого насоса можно регулировать, изменяя эксцентриситет. Радиально-поршневые насосы НР имеют четыре модификации [12, 13] по управлению: НРР и НРРШ – насосы с ручным управлением нереверсивные (исполнение НРРШ имеет встроенный шестеренный насос для питания вспомогательных механизмов гидросистемы); НРС и 2НРС- насосы со следящим гидравлическим управлением (НРС - нереверсивный, 2НРС - реверсивный); НРМ и НР4М - насосы с электрогидравлическим механизмом управления на две и четыре подачи (реверсивные); НРД - насосы с управлением по давлению (нереверсивные).

Аксиально-поршневые насосы состоят из аксиального роторно-поршневого агрегата и электрогидравлического механизма управления. Рабочие органы насоса выполнены в виде поршней, перемещающихся в роторе, ось вращения которого параллельна осям рабочих органов (или составляет с ними угол не более  $45^\circ$ ).

Аксиально-поршневые насосы подразделяют на две группы:

а) насосы с наклонным диском, у которых ведущее звено и ротор наклонного блока цилиндров расположены на одной оси;

б) насосы с наклонным блоком цилиндров, причем оси ведущего звена и ротора наклонного блока пересекаются, т.е. получается так называемая "изломанная" ось. Рабочий объем насоса определяется из выражения:

$$V_0 = 2 \frac{\pi d^2}{4} z R t g \gamma, \quad (5.20)$$

где  $d$  - диаметр поршней,  $z$  - число поршней,  $R$  - радиус расположения поршней,  $\gamma$  - угол наклона диска или блока цилиндров. Широко применяют в МС и секционные насосы (типа Г14, НС), на одном приводном валу которых находятся аксиально-поршневой и пластинчатый насосы.

## 5.5. Насосы подачи смазочно-охлаждающей жидкости гидроприводов

К источникам гидравлической энергии относят обычно три типа источников питания: гидравлические насосы, гидравлические аккумуляторы, преобразователи давления.

В машиностроительных гидроприводах МС (ПР, автоматические линии, металлорежущие станки, различные транспортирующие и поворотные устройства) применяют в основном гидравлические насосы объемного типа (генераторы рабочей среды под давлением), основанные на принципе объемного вытеснения жидкости из рабочих камер насоса с помощью вытеснителей. Рабочие камеры в таких насосах представляют собой замкнутое пространство, попеременно сообщаемое с полостью нагнетания или всасывания (разряжения) посредством гидрораспределителя (управляющего преобразователя). Для подачи смазочно-охлаждающей жидкости (СОЖ) к инструменту в технологическом оборудовании часто применяют насосы центробежного действия, как генераторы рабочей среды.

Однако насосы центробежного действия (динамические) в гид-

роприводе применяют ограниченно из-за их нежесткой статической напорной характеристики. Всасывающий трубопровод А (рис. 5.8.) заполняется рабочей жидкостью перед началом работы гидропривода.

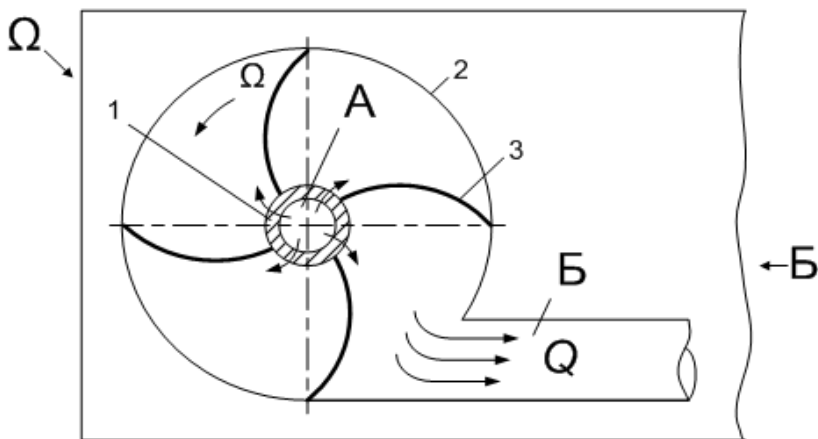


Рис. 5.8. Принцип действия центробежного насоса

При вращении ротора 1 (с лопастями) со скоростью  $\Omega$  под воздействием возникающей центробежной силы частицы СОЖ отбрасываются от центра к периферии (к стенкам статора 2). При этом во всасывающем трубопроводе (А) возникает разрежение. За счет разности давлений (атмосферного и разреженного), действующей в баке с СОЖ, рабочая жидкость поступает из бака в насос. Вращающимися лопастями 3 жидкость выбрасывается в напорный трубопровод Б с окружной скоростью  $\Omega$ , формируя напор  $H$  потока жидкости  $Q$ . Если представить напорно-поточные статические характеристики  $H = f(Q)$  центробежных насосов, то в координатах  $H, Q$  (рис. 5.9) можно определить две напорных точки  $M$  и  $N$ , соответствующие разным производительностям  $Q_1$  и  $Q_2$ . Наличие двух максимумов по напору  $H$  (т.т.  $M$  и  $N$ ) формируют неустойчивый режим работы, характеризующийся двумя разными значениями  $Q_1$  и  $Q_2$ . Характеристика 2 зависимости напора  $H$  от потока  $Q$  центробежного насоса является "нежесткой", что отрицательно сказывается на техниче-

ских характеристиках гидроприводных систем. Несмотря на большую производительность центробежные насосы не нашли широкого применения в приводах технологического оборудования.

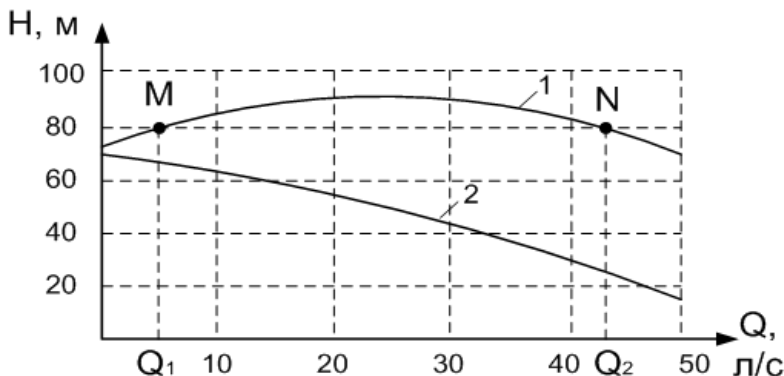


Рис. 5.9. Статические характеристики центробежных насосов

Насосы объемного типа могут быть постоянной и переменной подачи (производительности), нерегулируемые и регулируемые, реверсивные и нереверсивные.

Реверсивным называют такой насос, в котором возможен режим замены напорной полости на «всасывающую» и наоборот.

По способам преобразования энергии все объемные насосы можно разделить на три большие группы гидромашин: роторно-зубчатые, роторно-пластинчатые и роторно-поршневые [12, 13].

Основными параметрами и характеристиками насосов считают: подачу насоса, рабочий объем, вакууметрическую высоту всасывания, давление, крутящий момент, мощность, коэффициент подачи, полный гидравлический и механический КПД.

Роторно-зубчатые насосы объемного типа включают три группы насосов: шестеренные, винтовые, героторные.

Шестеренные насосы (рис. 5.10) отличаются простотой и надежностью конструкции, компактностью, большой энергоемкостью, малой массой на единицу кВт передаваемой мощности, технологичностью.

При вращении колес 2 и 3 по стрелке (например, насоса Г11-2) в полости А создается разрежение, так как зубья шестерен выходят из зацепления, объем камеры А увеличивается. Под разностью давления  $P_a - P_p = \Delta P$  рабочая жидкость поднимается по всасывающему трубопроводу 4 и заполняет камеру всасывания А,

включая впадины шестерен.

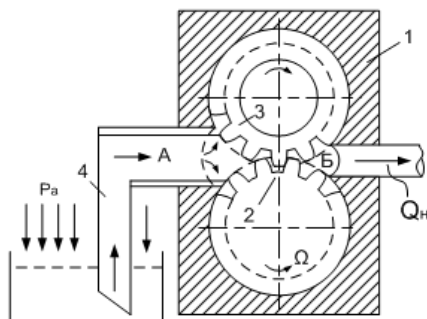


Рис. 5.10. Схема шестеренного насоса внешнего зацепления

Вращаясь, шестерни переносят рабочую жидкость во впадинах по периферии колес в полость Б, где зубья входят в зацепление. При этом зуб входит в зацепление (впадину) и вытесняет из впадины рабочую жидкость, формируя напор потока  $Q_H$ , т.е.:

$$Q_H = V_0 \cdot n, \quad (5.21)$$

где  $V_0$  - рабочий объем насоса,  $n$  - частота вращения приводного вала.

По конструктивным параметрам можно всегда определить рабочий объем насоса:

$$V_0 = b \cdot \pi \cdot D \cdot h \approx 2\pi m^2 z b, \quad (5.22)$$

где  $b$  - ширина шестерни,  $D$  - делительный диаметр шестерни,  $z$  - число зубцов шестерни,  $h = 2m$ , где  $m$  – модуль зацепления. Анализ выражений (5.21) и (5.22) позволяет сделать заключение, что поток  $Q_n$  можно регулировать за счет изменения частоты вращения  $n$  или за счет параметра  $b$  посредством осевого смещения ширины зацепления шестерен.

Более компактными в радиальном направлении и бесшумными являются шестеренные насосы внутреннего зацепления, описание которых хорошо представлено в [5, 13]. Насосы с внешним зацеплением работают при давлении до 30 МПа, а насосы с внутренним зацеплением – до 10 МПа. Упомянутые насосы обеспечивают подачу до 300 л/мин. при рабочем объеме  $3,5 \div 100 \text{ см}^3$  и частоте вращения приводного вала  $400 \div 4000 \text{ мин}^{-1}$ .



## 5.6. Исполнительные двигатели гидроприводов

Исполнительные двигатели гидроприводов являются механическими системами, снабжаемые энергией от внешних источников питания рабочей средой под давлением и отдающие энергию в окружающую среду при своей работе. Конструкции гидродвигателей в значительной мере зависят от назначения привода, технологии их изготовления, условий эксплуатации и во многом схожи с конструкциями пневмодвигателей. Различия, например, пневмоцилиндров в основном вызваны тем, что необходимо обеспечить работу уплотнений в отсутствии жидкой пленки, покрывающей внутренние поверхности гидроцилиндров и их штоков.

Известно также, что объемные гидродвигатели преобразуют энергию потока рабочей жидкости в энергию движения выходных звеньев исполнительных механизмов (ИМ) МС. **В зависимости от вида движения** выходного звена различают гидродвигатели с возвратно-поступательным движением (гидроцилиндры); с неограниченным вращательным движением (гидромоторы); с ограниченным поворотным движением (на угол менее  $360^\circ$ ). Требования к гидродвигателям исполнительных устройств МС, в частности, промышленных роботов, изложены в ГОСТ 26058-85.

**Гидроцилиндры** применяют в качестве гидродвигателей наиболее часто, так как их изготовление доступно и на неспециализированных предприятиях. Рабочим звеном гидроцилиндра может быть поршень, плунжер, мембрана, сильфон, соединенные со штоком и размещенные в корпусе. Поршневые, плунжерные, мембранные гидроцилиндры применяют обычно в силовых приводах, а сильфонные, телескопические - во вспомогательных устройствах и системах управления.

**По направлению действия рабочей среды** различают гидроцилиндры двухстороннего действия, у которых движение выходного звена под действием рабочей жидкости возможно в двух противоположных направлениях. В гидроцилиндрах одностороннего действия движение выходного звена под действием жидкости возможно только в одном направлении, причем возврат может быть осуществлен под действием пружины, силы тяжести звена подвижности механизма.

По характеру **хода выходного звена** цилиндры бывают одноступенчатые и телескопические. Основными параметрами цилиндров являются номинальное давление  $p$  (МПа), диаметр поршня  $D$  (мм), диаметр штока  $d$  (мм), ход поршня  $L$  (мм). Для линейных перемеще-

ний механизмов промышленных роботов выпускаются гидроцилиндры типа ЦРГ, которые работают при давлении до 16 МПа и скорости поршня до 1,5 м/с. Основные параметры гидроцилиндров: диаметр поршня составляет 25...56 мм, а ход поршня - 100...800 мм.

При разгоне гидроцилиндром массы  $m$  до скорости  $v$  возникает усилие:

$$F = F_{И} + F_{Тр1} + F_{Тр2} + F_{Пр}, \quad (5.23)$$

где  $F_{И}$  - сила инерции;  $F_{Тр1}$  - сила трения в рабочих органах в момент трогания;  $F_{Тр2}$  - сила трения в уплотнениях поршня и штока в момент трогания;  $F_{Пр}$  - сила противодействия, зависящая от сопротивления сливу жидкости из нерабочей полости цилиндра. Сила трения штока и поршня при установке резиновых манжет составляет:

$$F_{Тр2} = \mu \cdot p \cdot b \cdot d \cdot p_1 \cdot z, \quad (5.24)$$

где  $\mu$  - коэффициент трения,  $d$  - диаметр цилиндра или штока,  $b$  - ширина контактного пояса уплотнения,  $p_1$  - давление в зоне уплотнения,  $z$  - число уплотнений. Сила противодействия жидкости  $F_{Пр} = \Delta p \cdot S$ , где  $\Delta p$  - потери давления на трение жидкости,  $S$  - соответствующая площадь поршня.

Теоретическая скорость поршня определяется выражением  $V = Q/S$ , где параметр  $Q$  - подача жидкости в цилиндр.

В качестве *гидромоторов* в основном применяют радиально-поршневые и аксиально-поршневые гидромашины. В гидроприводах средней и большой мощности (более 10 кВт) преимущественно применяют роторно-поршневые гидромашины с номинальным давлением  $p_{ном}$ , равным 16, 20, 25 и 32 МПа. Упомянутые гидромашины отличаются от других гидромашин более высоким значением КПД (0,85...0,92) и приемлемыми массогабаритными показателями (0,5...10 кг/Вт). Частота вращения вала  $n$  гидромотора пропорциональна расходу жидкости  $Q$ , т.е.  $n = Q / V_0$ , где  $V_0$  - рабочий объем гидромотора.

По крутящему моменту и частоте вращения вала гидромоторы условно можно разделить на две группы: высокооборотные (низкомомментные); низкооборотные (высокомомментные). Главными свойствами гидромоторов, позволяющих применять их в приводах механизмов МС, (включая РТС, РТК) являются высокие динамические качества, жесткость характеристик (под нагрузкой), широкий диапазон частоты вращения.

К высокооборотным (**низкомомментным**) гидромоторам относится аксиально-поршневой с наклонным диском и неподвижным распределительным диском гидромотор типа Г 15-2, ранее поставлялся

заводами-производителями пяти типоразмеров с рабочим объемом 11,2...160 см<sup>3</sup>/об, частотой вращения 20...2400 об/мин. Номинальное рабочее давление в таких гидромоторах может подниматься до 6,3 МПа, создавая крутящий момент от 9,4 до 33 Нм. На базе гидромоторов Г 25-2...Н созданы регулируемые гидромоторы типа 2Г 18-3, которыми комплектуют гидроусилители крутящего момента типа ЭЗ2Г18-3. Особенностью гидромоторов типа 2Г18-3 является возможность ступенчатого регулирования рабочего объема.

**Высокомоментные низкооборотные** гидромоторы для приводов МС, (РТС, РТК) позволяют, в большинстве случаев, осуществлять непосредственное соединение их с рабочими органами (РО) без промежуточных передач. Выпускаемые радиально-поршневые гидромоторы типа МРФ и МР имеют рабочий объем до 400 см<sup>3</sup>, частоту вращения 4...960 об/мин при давлении жидкости до 32 МПа.

В качестве **поворотных (качательных) гидродвигателей** наибольшее распространение получили поршневые, шиберные и мембранные двигатели. Качательными называют такие движения, во время которых достигается конечный угол поворота, не превышающий нескольких оборотов вокруг оси, с последующим возвратом в исходное положение. Основными параметрами поворотных двигателей являются номинальное давление  $p$  (МПа), номинальный расход  $Q$  (л/мин), крутящий момент  $M$  (Нм) на валу, угол поворота  $\varphi$ . Крутящий момент на выходном валу поворотного шиберного гидродвигателя определяют как:

$$M_{KP} = (p_1 - p_2)b \frac{r_1^2 - r_2^2}{2}, \quad (5.25)$$

где  $p_1$  и  $p_2$  - рабочее давление и противодействие жидкости,  $b$  - ширина шибера,  $r_1$  и  $r_2$  - радиусы цилиндра и втулки. Угловую скорость выходного вала гидродвигателя можно определить как:

$$\Omega = \frac{2Q}{b(r_1^2 - r_2^2)}, \quad (5.26)$$

где  $Q$  - расход жидкости.

Для обеспечения неполноповоротных движений ИМ МС часто используют гидродвигатели типа ДПГ (гидродвигатель поворотный), которые работают при номинальных давлениях жидкости равных 16 МПа и крутящим моментом на выходном валу 125...7800 Н·м. Максимальная скорость поворота вала составляет 180 °/с, рабочий объем модели гидродвигателя при этом изменяется от 40 до 2500 см<sup>3</sup>, а угол поворота вала обеспечивается до 270°.

Значения крутящего момента и угловой скорости для поршневых

неполноповоротных гидродвигателей можно определить по следующим формулам:

$$M = (p_1 - p_2) \frac{\pi d^2}{4} \frac{D}{2}; \quad (5.27)$$

$$\Omega = \frac{8Q}{\pi d^2} D, \quad (5.28)$$

где  $p_1$  и  $p_2$  - рабочее давление и противодействие рабочей жидкости соответственно,  $d$  - диаметр цилиндра,  $D$  - диаметр делительной окружности шестерни.

В настоящее время созданы конструкции специальных гидроцилиндров с реечными и цепными передачами [1, 9, 13] для ИМ РТС, РТК, обеспечивающие достаточную стабильность передаточного отношения и возможность передачи вращательного движения на большие расстояния при высоком КПД.

## 5.7. Упрощенная математическая модель и структура следящего гидропривода

При ручном или автоматическом управлении МС (машиной-автоматом) часто возникает необходимость передачи движения руки человека или управляющего воздействия автоматического устройства рабочему органу (РО) машины *заданное положение* с многократным усилением мощности. При этом должно обеспечиваться также и контролируемое перемещение РО в любом промежуточном положении с требуемой точностью. Такие задачи успешно решаются посредством следящих приводов (СП). Входной величиной (управляющим воздействием, заданием)  $X$  в СП могут быть перемещение, давление рабочей среды или электрическое напряжение. Такие следящие приводы соответственно называют с механическим, гидравлическим, пневматическим и электрическим управлениями.

В общем случае функциональные свойства упомянутых следящих приводов можно выразить упрощенными зависимостями:

$$Y = k_x \cdot x \quad (5.29)$$

$$N_y = k_N \cdot N_x, \quad (5.30)$$

где  $y$  – перемещение выходного звена привода;  $k_x$  – коэффициент усиления следящего привода;  $N_y$  и  $N_x$  – мощности соответственно выходного и входного воздействий;  $k_N$  – коэффициент усиления мощности, для следящих гидро- и пневмоприводов может прини-

мать значения в пределах  $k_N = 10^2 \div 10^4$ , а у электрогидравлических следящих приводов  $k_N$  больше указанных значений, но не превышает  $(3-4) \cdot 10^5$ . Простейшая математическая модель СП может быть представлена в виде ряда уравнений:

$$x_c = k_b \cdot x - k_0 \cdot y; \quad V = k_k \cdot \Pi$$

$$\Pi = k_{\Pi} \cdot x_c; \quad y = (1/s) \cdot V, \quad (5.31)$$

где  $x_c$  – рассогласование (сигнал ошибки) операции сравнения;  $k_b$  и  $k_0$  – передаточные коэффициенты входного устройства и обратной связи.  $\Pi$  – поток (расход) рабочей среды через дросселирующий распределитель;  $k_{\Pi}$  – коэффициент пропорциональности регулирующего (дросселирующего) устройства;  $V$  – скорость движения выходного звена (ОУ);  $k_k$  – коэффициент рабочей объёмной камеры двигателя;  $1/s$  – оператор интегрирования. Коэффициент рабочей камеры ОД определяют из соотношения объёмного КПД двигателя и  $q_d$ , т.е.  $k_k = \eta_{до} / q_d$ , где  $q_d$  – удельный рабочий объём двигателя.

Анализ уравнений (5.31) показывает:

- первое уравнение отражает действие сравнивающего устройства, где управляющий сигнал  $x$  сравнивается (в дросселирующем распределителе) с выходным перемещением  $y$  с учётом передаточных коэффициентов звеньев и типом ОС.

- второе уравнение описывает возможность регулирования потока (расхода) рабочей среды ( $\Pi$ ) для случая постоянной нагрузки и установившегося движения выходного звена, т.е. определяет объёмный расход ( $Q$ ) жидкости через дросселирующую щель:

$$\Pi = \mu \cdot f \cdot \sqrt{(2/\rho) \cdot (p_H - p_D)}, \quad (5.32)$$

где  $\mu \cdot f = f_{\text{э}}$  – эффективная площадь проходного сечения дросселя.

При числе Рейнольдса ( $Re > 350$  из диапазона 10...2300) для ламинарного режима течения [1, 5] значение коэффициента расхода  $\mu$  при различных конструкциях гидродросселей золотникового типа принимают в пределах 0,4...0,6;  $p_H$  – давление рабочей жидкости насоса (в напорной линии);  $p_D$  – давление жидкости на входе двигателя. В наиболее простом виде связь между величинами  $f$  (проходное сечение дросселя) и  $x$  можно выразить через коэффициент "b", зависящий от конструкции запорно-регулирующего элемента дросселя, т.е.  $f = b \cdot x$ . Если принять  $b = \text{const}$ , то наблюдается желаемая линейная зависимость  $f$  от  $x$ . При конусной форме запорно-регулирующего элемента параметр  $b$  составит:

$$b = \pi \cdot d_3 \cdot \sin(\varphi_3/2), \quad (5.33)$$

где  $d_3$  – диаметр золотника;  $\varphi_3$  – угол конусности дросселирующего пояса.

В этом случае расход жидкости через регулируемый дроссель можно определить по выражению:

$$Q = \mu \cdot b \cdot x \cdot \sqrt{(2/\rho) \cdot (p_H - p_D)}, \quad (5.34)$$

где  $\rho$  – плотность рабочей среды.

Обычно действительная подача ( $Q$ ) насоса и фактический расход ( $Q$ ) в объемном двигателе отличаются за счёт объёмных потерь рабочей среды (утечек, перетечек, наличия объёмной деформации).

Уравнение сил на выходном звене объёмного двигателя можно записать:

$$F_d = q_d \cdot (p_d - \sigma_d \cdot p_H) \eta_{д.м.}, \quad (5.35)$$

где  $q_d$  – удельный рабочий объём двигателя;  $\sigma_d$  – коэффициент асимметрии полостей объёмной машины (двигателя) или соотношение эффективных площадей рабочих камер.  $\eta_{д.м.}$  – объёмный (механический) КПД двигателя.

Фактическая площадь  $f$  проходного сечения дросселя с учётом геометрических параметров золотника составит:

$$F = \pi \cdot d_3 \cdot \psi_{\pi} \cdot x_c, \quad (5.36)$$

где  $\psi_{\pi}$  – коэффициент использования периметра золотника.

Развёрнутое выражение для коэффициента пропорциональности дросселирующего устройства  $k_{\pi}$ , в частном случае [12], можно представить в виде:

$$K_{\pi} = \mu \cdot \pi \cdot d_3 \cdot \psi_{\pi} \cdot \sqrt{(2/\rho) \cdot [(1 - \sigma_d) \cdot p_H - H_c / (q_d \cdot \eta_{д.м.})]}, \quad (5.37)$$

где  $H_c$  – внешняя статическая нагрузка.

Упрощённая математическая модель движения звена и регулирования потока в СП представлена в виде структурной схемы на рис. 5.11.

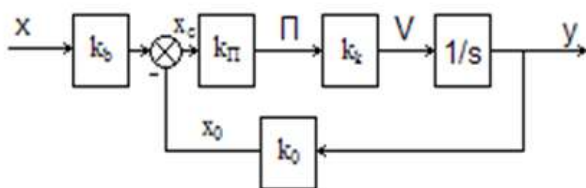


Рис. 5.11. Структурная схема упрощенной математической модели СП

Приведённая структурная одноконтурная схема имеет ГОС по выходной координате  $y$ . Коэффициент усиления разомкнутой системы (добротности СП) по скорости перемещения ОУ (РО) при последовательно соединённых звеньях находят в соответствии с выражением:

$$K_V = k_{\Gamma} \cdot k_{\kappa} \cdot k_0, \quad (5.38)$$

где  $k_{\Gamma}$ ,  $k_{\kappa}$ ,  $k_0$  – передаточные коэффициенты соответственно дроселирующего устройства, рабочей камеры ОД и контура главной обратной связи (ГОС).

Наиболее сложную структуру имеют электрогидравлические следящие приводы (рис. 5.12), где управляющим сигналом  $x$  и сигналом обратной связи  $x_0$  являются сигналы электрические.

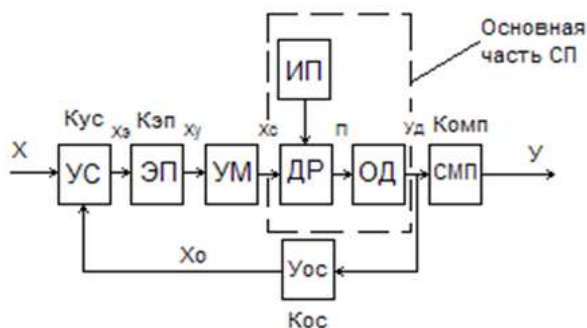


Рис. 5.12. Структурная схема гидропривода с дроссельным управлением

Основой следящего привода являются три составные части: источник питания (ИП), дросселирующий распределитель (ДР) и объёмный двигатель (ОД). Для согласования параметров движения исполнительного механизма ОУ и объёмного двигателя ОД служит силовая механическая передача (СМП). Сравнение, усиление и преобразование сигналов осуществляется в устройстве сравнения (УС), электромеханическом (управляющем) преобразователе (ЭП), дополнительном гидравлическом усилителе мощности (УМ). Основные функциональные части СП обычно охватываются отрицательными обратными связями (ООС) по контролируемому параметру через устройство ОС (Уос). Если величина сигнала ОС не зависит от времени, то такую ОС называют жесткой, а если зависит от времени, то – гибкой. Следует отметить, что жесткие ОС действуют в переходном и установившемся режимах работы системы, гибкие – в переходном режиме работы. Гибкие

ОС, основанные на формировании производных от выходных сигналов системы (элемента)  $dy/dt$  и  $d^2y/dt^2$  называют дифференцирующими. Такие ОС служат для ускорения или замедления процесса управления. Обратные связи (гибкие) основаны на получении интегралов от входных сигналов (элемента)  $\int \varepsilon dt$ , называют интегрирующими.

Для электрогидравлического СП (рис. 5.12) можно записать уравнения:

$$Y = K_{СМП} * U_d; x_c = K_{ОС} * U_d; x_э = (x - x_0) * K_{УС}; x_y = x_э * K_{ЭП}; x = K_{УМ} * x_y, \quad (5.39)$$

где  $K_{СМП}$ ,  $K_{УС}$ ,  $K_{ЭП}$ ,  $K_{УМ}$  - передаточные коэффициенты соответственно силовой передачи (СМП), устройства обратной связи (УОС), входное устройство сравнения (УС) (суммирующего усилителя), электромеханического преобразователя (ЭП), усилителя мощности (УМ).

Взаимосвязь ошибки слежения  $\Delta y$  в СП с дроссельным управлением при установившемся движении от смещения запорно-регулирующего элемента (золотника) относительно распределительно-коллекторного элемента (втулки)  $x_c$  в дросселирующем распределителе можно представить в виде:

$$y = k_x * x - \Delta y \quad (5.40)$$

Совместное решение уравнений (5.39) и сравнение с выражением (5.40) позволяют записать:

$$k_x = K_{УС} * K_{СМП} / K_{ОС}; \Delta y = [ K_{СМП} / (K_{ОС} * K_{УС} * K_{ЭП} * K_{УМ}) ] * x_c. \quad (5.41)$$

Анализ зависимости (5.41) показывает, что требуемый передаточный коэффициент  $k_x$  можно реализовать при соответствующих изменениях коэффициентов  $K_{УС}$ ,  $K_{ОС}$  для обеспечения заданного значения ошибки слежения  $\Delta y$ .

## 5.8. Следящий привод с электрическим управлением и дроссельным регулированием скорости

Структура следящих электрогидравлических приводов с электрическим управлением значительно сложнее, чем приводов с чисто механическим, гидравлическим управлением. Такое управление возможно при включении в контур управления электрогидравлических управляющих преобразователей, обеспечивающих преобразование информационного управляющего сигнала в силовой сигнал, способный изменить работу исполнительного двигателя (ИД). Принцип работы электрогидравлических преобразова-



телей заключается в преобразовании слабого электрического сигнала в механическое движение, приводящее в действие усиленное устройство, осуществляющее управление силовыми потоками гидродвигателей.

На рис. 5.13. приведена схема следящего гидропривода с электрическим управлением и дроссельным регулированием скорости.

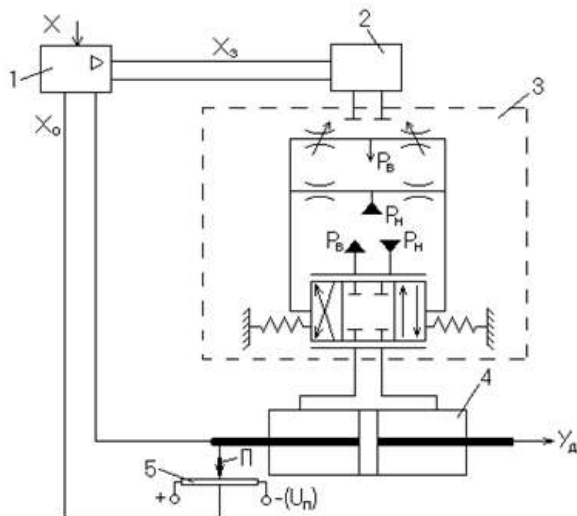


Рис. 5.13. Следящий гидропривод с электрическим управлением

На схеме СП выделены: электрический блок 1 (электронный усилитель), электромеханический управляемый преобразователь 2, двухкаскадный дросселирующий распределитель с усилителем мощности 3, объёмный двигатель (гидроцилиндр) 4 и потенциометр 5 с движком П. Электрический блок 1 содержит суммирующий (сравнивающий) усилитель мощности и корректирующий контур.

Расчёт параметров и выбор силовых агрегатов СП с электрическим управлением начинают с определения общего передаточного коэффициента  $K_x$  (коэффициент усиления) привода и коэффициента силовой механической передачи  $K_n$  (коэффициента пропорциональности дросселирующего устройства). Для случая позиционирования выходного звена от среднего (нейтрального) положения исходными данными являются:

- $\pm X_{\max}$  – максимальное напряжение управляющего сигнала,
- $\pm U_{\max}$  – максимальное перемещение рабочего механизма,

$\pm U_{д.мах}$  – максимальное перемещение выходного звена объёмного двигателя, зависящее от конструкции и условий расположения привода в МС (ПР).

Среднее значение передаточных коэффициентов силовой части:

$$K_x = U_{мах}/X_{мах}; \quad K_{с.п.} = U_{мах}/U_{д.мах}. \quad (5.42)$$

При перемещении ползуна П потенциометра 5 (рис. 5.13) на величину  $X_p$  от среднего положения и напряжении питания  $\pm U_p$  потенциометра коэффициент обратной связи СП составит:

$$K_{о.с.} = U_p/(2X_p) \quad (5.43)$$

Если суммирующий (сравнивающий) усилитель 1 работает на пределе линейной характеристики «вход-выход», то при значении входного передаточного коэффициента  $K_v$  усилителя 1 можно составить уравнение равновесия в виде:

$$K_v \cdot X_{мах} - K_{о.с.} \cdot U_{д.мах} = 0, \text{ тогда } K_v = K_{о.с.} \cdot U_{д.мах}/X_{мах} \quad (5.44)$$

Выходной каскад усилителя 1 соединён с управляющим (электромеханическим) преобразователем 2, входным сопротивлением которого является обмотка управления тягового электромагнита с индуктивностью  $L_\varepsilon$ , активным сопротивлением  $R_\varepsilon$ . Для коэффициента усиления  $K_{у.н.}$  усилителя 1 уровень выходного напряжения  $U_\varepsilon$  можно определить по выражению:

$$U_\varepsilon = K_{у.н.} (K_v \cdot X - K_{о.с.} \cdot U_d) \quad (5.45)$$

При управлении СП с предварительным усилением сигнала рассогласования в усилителе 1 необходимо учитывать индуктивный характер цепи нагрузки, что влияет на быстродействие системы управления, т. е.:

$$L_\varepsilon \cdot \frac{di_\varepsilon}{dt} + R_\varepsilon \cdot i_\varepsilon = U_\varepsilon, \quad (5.46)$$

где  $i_\varepsilon$  – сила тока в катушке электромагнита.

С учётом выражений (5.45) и (5.46) общее математическое описание уравнений равновесия напряжения в контуре электрического блока можно записать в виде:

$$T_\varepsilon \cdot i_\varepsilon + i_\varepsilon = K_{\varepsilon.б} (K_v \cdot X - K_{о.с.} \cdot U_d), \quad (5.47)$$

где  $T_\varepsilon = L_\varepsilon/R_\varepsilon$ ;  $K_{\varepsilon.б} = K_{у.н.}/R_\varepsilon$ ;  $T_\varepsilon$  – постоянная времени цепи управления электромагнитного преобразователя равная 0,001-0,006 с.

Преобразование по Лапласу выражения (5.47) при нулевых начальных условиях позволяет получить уравнение электрического равновесия электрического блока 1 (усилителя), обратной связи и нагружающей цепи в изображениях

$$i_{\text{э}}(s) = \frac{k_{\text{э.б.}} [k_{\text{э}} \cdot x(s) - k_{\text{о.с.}} \cdot y_{\text{д}}(s)]}{T_{\text{э}} \cdot s + 1} \quad (5.48)$$

Основными исходными параметрами для выбора типоразмера электрогидравлического усилителя служат: номинальное давление  $P_{\text{ном}}$  рабочей жидкости, эффективная площадь  $f_{\text{э}}$  проходного сечения дросселя в рабочем режиме, максимальный расход жидкости гидродвигателем, номинальная сила тока управления  $i_{\text{э}}$  и желаемые показатели статической точности, динамических свойств устройства.

Из двухкаскадных электрогидравлических усилителей находят применение усилители с расходом жидкости 10-200 л/мин и давлением 10-20 МПа, а при больших расходах жидкости (250-700 л/мин.) целесообразно использовать трёхкаскадные электрогидравлические усилители.

Для автоматизированного оборудования широкого применения промышленностью поставляются электрогидравлические усилители, эффективная номинальная площадь  $f_{\text{э.г.у.}}$  проходного сечения которых изменяется от 0,7 до 13,5 мм<sup>2</sup>, а выбор типоразмера электрогидравлического усилителя производится из условия  $f_{\text{э.г.у.}} \geq f_{\text{э}}$ .

В структурных схемах выбранный электрогидравлический усилитель мощности упрощённо описывают в виде передаточной функции [1, 12, 13] вида:

$$W_{\text{э.г.у.}}(s) = \frac{x_{\text{с}}(s)}{x_{\text{э}}(s)} = \frac{k_{\text{э.г.у.}}}{T_{2\text{у}}^2 \cdot s^2 + T_{1\text{у}} \cdot s + 1}, \quad (5.49)$$

где  $K_{\text{э.г.у.}}$  – передаточный коэффициент,  $T_{2\text{у}}$  и  $T_{1\text{у}}$  – постоянные времени электрогидравлического усилителя.

Значение коэффициента  $K_{\text{э.г.у.}}$  рассчитывают по величине  $X_{\text{э.ном}}$  и смещению  $X_{\text{с.ном}}$  золотника дросселирующего распределителя, т. е.:

$$K_{\text{э.г.у.}} = X_{\text{с.ном}} / X_{\text{э.ном}}, \quad (5.50)$$

где  $X_{\text{с.ном}}$  – смещение золотника от среднего (нейтрального) положения обычно принимают равным 0,5-1,0 мм;  $X_{\text{э.ном}}$  – номинальное значение входного сигнала управления.

Постоянные времени  $T_{2\text{у}}$  и  $T_{1\text{у}}$  определяются из уравнений:

$$T_{2\text{у}} = 1/\omega_2; T_{1\text{у}} = (1/\omega_1) - (1/\omega_2^2); \quad (5.51)$$

где  $\omega_1$  и  $\omega_2$  – частоты, соответствующие углам сдвига  $\psi_1 = -45^\circ$  и  $\psi_2 = -90^\circ$  на экспериментально снятой фазочастотной ха-

рактеристике электрогидравлического усилителя, аналогичное выражение которой, как для позиционного звена второго порядка, имеет вид:

$$\Psi(\omega) = -\arctg \frac{T_{1y} \cdot \omega}{1 - T_{2y}^2 \cdot \omega^2} \quad (5.52)$$

Анализ (5.52) показывает, что при  $T_{1y} < 2T_{2y}$  электрогидравлический усилитель можно представить колебательным звеном, а при  $T_{1y} \geq 2T_{2y}$  – апериодическим звеном второго порядка. Для электрогидравлического усилителя, например, типа УЭ-8-10/16 при  $X_{э.ном} = 80$  мА,  $\varphi_1 = -45^\circ$ ,  $\varphi_2 = -90^\circ$ ,  $X_{с.ном} = 0,8$  мм, частотах  $f_1 = 55$  Гц и  $f_2 = 120$  Гц можно получить искомые значения  $T_{2y} = 1,33 \cdot 10^{-3}$  с,  $T_{2y} = 2,29 \cdot 10^{-3}$  с, что позволяет рассматривать электрогидравлический усилитель как колебательное звено в структурной схеме при коэффициенте усиления  $K_{э.г.у} = 0,01$  м/А.

В современных управляющих устройствах вспомогательные ступени усиления сигналов часто применяют в сочетании с пропорциональными электромагнитами, развивающими силы и моменты, значения которых изменяются пропорционально проходящему через обмотки управления электрическому току намагничивания.

## 5.9. Линейная математическая модель следящего гидропривода с электрическим управлением

С помощью структурного представления математических моделей систем можно решить различные задачи динамики гидроприводов, объединяемые наличием в качестве рабочей среды жидкости. В тоже время, при проектировании МС с гидроприводами необходимо учитывать малую «сжимаемость» жидкости рабочей среды, что незначительно влияет на динамику приводов, их устойчивость. Однако силы трения, утечки и перетечки рабочей среды в устройствах гидроприводов влияют на демпфирование, недостаточное значение которого часто ведёт к неустойчивости в работе приводов. В таких случаях приходится уменьшать коэффициенты усиления разомкнутого контура привода или значения добротности, что снижает быстродействие привода и ухудшает качество управления МС.

Составной частью всех следящих гидроприводов с дроссельным управлением является исполнительный механизм (ИМ), со-

держаций дросселирующий распределитель и объёмный двигатель. Поскольку динамические свойства ИМ зависят от многих нелинейных факторов, то достоверные количественные результаты анализа переходных процессов можно ожидать только при использовании нелинейного математического описания СП. Однако нелинейную математическую модель часто применяют лишь на завершающей стадии проектирования СП при проверке выбранной схемы и важнейших параметров из-за сложности и трудоёмкости выполнения такого анализа.

Для предварительного выбора и качественной оценки параметров силовой части СП и корректирующих устройств необходима упрощённая линейная математическая модель, позволяющая выполнять аналитическую связь между параметрами привода и показателями быстродействия, устойчивости и точности обработки задающего сигнала управления.

Линейную математическую модель ИМ МС с нагрузкой удобно использовать при проектировочных расчётах в форме передаточной функции [1, 5, 16]. Соответствующие структурные схемы линейной математической модели исполнительного механизма с нагрузкой приведены на рис. 5.14.

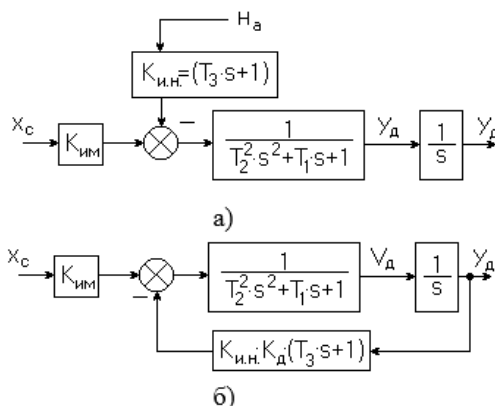


Рис. 5.14. Структурные схемы линейной математической модели ИМ с нагрузкой

Передаточные функции ИМ СП в общем случае по регулируемому  $X_c(t)$  и нагрузочному  $H_a(t)$  воздействиям можно записать в виде:

$$W_{И.М.}(s) = \frac{Y_D(s)}{X_C(s)} = \frac{K_{И.М.}}{s(T_2^2 \cdot s^2 + T_1 s + 1)}, \quad (5.53)$$

$$W_{И.Н.}(s) = \frac{Y_D(s)}{H_D(s)} = - \frac{K_{И.Н.} \cdot (T_3s + 1)}{s(T_2^2 \cdot s^2 + T_1s + 1)}. \quad (5.54)$$

Общий результат двух воздействий определяется по принципу суперпозиции:

$$Y_D(s) = W_{И.М.}(s) \cdot X_C(s) + W_{И.Н.}(s) \cdot H_D(s) \quad (5.55)$$

Передаточную функцию ИМ по регулируемому воздействию при позиционной нагрузке можно записать выражением:

$$W_{И.М.}(s) = \frac{Y_D(s)}{X_C(s)} = \frac{K_{И.М.}}{s(T_2^2 \cdot s^2 + T_1s + 1) + K_{И.Н.} \cdot K_a(T_3s + 1)}, \quad (5.56)$$

где  $K_{И.М.}$  – передаточный коэффициент ИМ по регулируемому воздействию,  $K_{И.Н.}$  – по нагрузочному воздействию. Расчётные значения  $K_{И.М.}$ ,  $K_{И.Н.}$  зависят от ряда параметров и могут быть определены по выражениям:

$$K_{И.М.} = \frac{K_P \cdot q_D}{K_D \cdot q_D + K_Y \cdot K_T}, \quad (5.57)$$

$$K_{И.Н.} = \frac{K_Y}{K_D \cdot q_D + K_Y \cdot K_T}$$

где  $K_P$  – обобщённый коэффициент перекрывания четырёхщелевого дросселирующего распределителя для параметров:  $V_0$ ,  $K_a \cdot p_H$  и вида перекрытия:

$$K_P = \begin{cases} b_0 \cdot K_a \cdot p_H & \text{при отрицательном перекрытии,} \\ 0.5 \cdot b_0 \cdot K_a \cdot p_H & \text{при нулевом перекрытии.} \end{cases} \quad (5.58)$$

В выражении (5.58) параметр  $b_0$  – коэффициенты линеаризации передаточных функций, причём  $b_0 = 1,2 / \sqrt{p_H - p_e}$  при течении жидкостей;  $K_a$  – коэффициент крутизны характеристики проводимости рабочей щели распределителя, определяемый из выражения:

$$\{K_a = \mu \cdot \pi \cdot d_3 \cdot \psi_H \cdot \sqrt{2/p} - \text{при течении жидкости} \quad (5.59)$$

В выражении (5.59) обозначены:  $\mu$  – коэффициент расхода,  $d_3$  – диаметр золотника,  $\psi_H$  – коэффициент использования параметра,  $p$  – плотность жидкости, а в (5.57): параметр  $q_D$  – удельный рабочий объём основной камеры объёмного двигателя, т. е.  $q_D = 1,5q_{D, \min}$ . Параметр  $K_D$  – обобщённая величина, значение её для

гидроприводов обычно при расчетах принимают:

$$K_d = q_d . \quad (5.60)$$

Параметр  $K_y$  – обобщённый коэффициент видоизменённого уравнения двухщелевого распределителя и дифференциального двигателя соответственно определяют по выражению [12].

$$K_y = \begin{cases} 2b_0 \cdot K_\alpha \cdot X_p + 2C_0 \cdot s & \text{для отрицательного перекрытия,} \\ 0,5 \cdot b_0 \cdot K_\alpha \cdot X_p + 2C_0 \cdot s & \text{при нулевом перекрытии.} \end{cases} \quad (5.61)$$

где  $X_p$  – рабочее смещение золотника относительно втулки. При допустимой ошибке  $\Delta Y_0$  слежения в основном режиме работы привода, принятых передаточных коэффициентах силовой механической передачи  $K_{c.n.}$  и цепи обратной связи  $K_{o.c.}$ , значение  $X_p$  составит:

$$X_p = (K_{o.c.} / K_{c.n.}) \cdot \Delta Y_0 . \quad (5.62)$$

Коэффициент линеаризации ПФ передаточных функций  $C_0$  [1, 5, 13] определяют с учётом утечек рабочей жидкости  $C_0 = 1$ , а параметр  $s$  – зазоры одинаковые попарно дросселирующего распределителя, т.е.  $s_1 = s_2 = s$ .

Параметр  $K_T$  соответствует коэффициенту вязкого трения:

$$K_T = K_{BT} + K_\varepsilon, \quad (5.63)$$

где  $K_{BT}$  – коэффициент вязкого трения, определяемый из выражения

$$K_\varepsilon = 4N_{к0} / (\pi \cdot U_a \cdot \omega_p) = 4N_{к0} / (\pi \cdot V_p), \quad (5.64)$$

где  $N_{к0}$  – постоянная по модулю сила (момент сил) контактного трения (начальное значение силы кинематического трения),  $U_a$  – заданная амплитуда и  $\omega_p$  – частота гармонического движения выходного звена привода,  $V_p$  – скорость гармонического движения выходного звена.

В формуле (5.57) через  $K_{и.н}$  обозначен передаточный коэффициент по нагрузочному воздействию:

$$K_{и.н.} = \frac{K_y}{K_d \cdot q_d + K_y \cdot K_T} , \quad (5.65)$$

а  $T_2$ ,  $T_1$ ,  $T_3$  – постоянные времени, значения которых можно определить как:

$$T_2^2 = \frac{m_c \cdot K_c}{K_d \cdot q_d + K_y \cdot K_T} , \quad (5.66)$$

где  $m_c$  – суммарная масса подвижных частей ИМ, а постоянная времени  $T_1$ :

$$T_1 = \frac{m_c \cdot K_y + K_C \cdot K_T}{K_D \cdot q_D + K_y \cdot K_T} \quad (5.67)$$

При проектировании гидроприводов [13, 16] иногда соотношения постоянных времени принимают как:

$$T_1 \approx 2 \cdot T_2 \cdot \xi, \quad (5.68)$$

где  $T_2$  – механическая постоянная времени,  $\xi$  – коэффициент демпфирования (затухания):

$$\xi = \frac{m_c \cdot K_y + K_C \cdot K_T}{2\sqrt{m_c \cdot K_C \cdot (K_D \cdot q_D + K_y \cdot K_T)}}. \quad (5.69)$$

Итак, с учётом выражений (5.53 - 5.68) для передаточного механизма (ИМ) СП, уравнение электрического блока, обратной связи и нагружающей цепи в изображениях (рис. 5.14) и зависимости  $Y(s) = K_{с.п} \cdot Y_d(s)$  можно составить структурную схему линейной математической модели СП с электрическим управлением в виде (рис. 5.15).

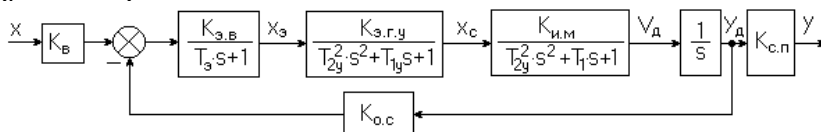


Рис. 5.15. Структурная схема линейной математической модели следящего гидропривода с электрическим управлением

Общую ПФ по управляющему воздействию с учётом коэффициентов передачи звеньев и их постоянных времени в окончательном варианте следует записать как:

$$W_x(s) = \frac{K_e \cdot K_{э.б.} \cdot K_{э.г.у.} \cdot K_{и.м.} \cdot K_{с.п.}}{(T_э \cdot s + 1)(T_{2y}^2 \cdot s^2 + T_{1y} \cdot s + 1)(T_2^2 \cdot s^2 + T_1 \cdot s + 1)s + K_{э.б.} \cdot K_{э.г.у.} \cdot K_{и.м.} \cdot K_{о.с.}} \quad (5.70)$$

К стандартной форме полученное выражение общей ПФ по управляющему воздействию можно привести в виде полиномов по степеням  $s$  с обобщёнными коэффициентами  $b_{10}$ ,  $a_6, \dots, a_0$  и записать в форме:

$$W_x(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{b_{10}}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (5.71)$$

где

$$\begin{aligned} b_{10} &= K_B \cdot K_{э.б.} \cdot K_{э.г.у.} \cdot K_{и.м.} \cdot K_{с.п.}; \\ a_6 &= T_э \cdot T_{2y}^2 \cdot T_2^2; \quad a_5 = T_э \cdot (T_{2y}^2 \cdot T_1 + T_2^2 \cdot T_{1y}) + T_{2y}^2 \cdot T_2^2; \quad a_4 = T_э \cdot (T_{2y}^2 + T_2^2 + T_{1y} T_1) + T_{2y}^2 \cdot T_{1y} + T_2^2 \cdot T_{1y}; \\ a_3 &= T_э \cdot (T_{1y} + T_1) + T_{2y}^2 + T_2^2 + T_{1y} T_1; \quad a_2 = T_э + T_{1y} + T_1; \quad a_1 = 1; \quad a_0 = K_{э.б.} \cdot K_{э.г.у.} \cdot K_{и.м.} \cdot K_{о.с.} \end{aligned}$$



Представленная на рис. 5.15 структурная схема линейной математической модели следящего гидропривода с электрическим управлением и полученная ПФ позволяют оценить динамические свойства проектируемого привода различными методами. В современных методах теории управления для расчётов на ЭВМ переходных процессов в гидроприводах технических систем применяют различные программы [1, 9, 16]. Одни из таких программ базируются на математических моделях, представленных в виде уравнений вход-выход, другие – на математических моделях, описывающих рассматриваемые системы в переменных состояниях. Однако при выполнении исследований по линейным математическим моделям входные воздействия не должны превышать предельных значений, т.е. размерные значения переменных могут принимать значения в пределах реально осуществимых для рассматриваемой физической системы. В случае применения безразмерных переменных и правильном выборе базовых величин при нормировании уравнений упомянутое условие автоматически выполняется. При этом целесообразно значения базовых величин согласовать между собой для исключения искусственного изменения коэффициента усиления разомкнутой системы.

В настоящее время особое внимание уделяется разработке автономных электрогидравлических приводов (АЭГП) с объемно-дроссельным регулированием посредством цифровых регуляторов [17]. Применение АЭГП целесообразно при использовании в системе управления небольшого количества приводов, значительно удаленных от общего источника энергии. Замена трубопроводов питания электрическими кабелями, в этом случае, не только существенно уменьшает массу, но и снижает эксплуатационные расходы МС, поскольку обслуживание сопряжено с одной энергетической системой – электрической, а сам привод можно рассматривать, как электромеханический. Такие системы находят широкое применение в летательных аппаратах широкого назначения, управление которыми осуществляется от встроенных цифровых контроллеров в позиционном контуре управления следящего сервопривода. При этом требования к точности изготовления гидравлических элементов снижаются при сохранении качества управления МС и стабильности характеристик сервопривода при изменении условий их эксплуатации.

## Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет рабочая среда в гидроприводах?
2. Каким требованиям должны удовлетворять рабочие жидкости гидрофицированного оборудования?
3. На каких основных принципах действия и видах энергии рабочей жидкости строятся гидроприводы МС?
4. На чем основан и где используется мультипликационный эффект объемного гидропривода?
5. Какие элементы необходимы для построения структуры гидропривода объемного действия?
6. Чем обусловлена разность действительной подачи насоса и реального расхода рабочей жидкости в объемном двигателе гидропривода?
7. Назовите виды объемных приводов в зависимости от задачи управления?
8. Приведите классификацию гидроприводов по характеру движения выходного звена.
9. Как подразделяются объемные насосы по виду рабочих органов?
10. Назовите основные технические параметры характеристик насосов.
11. Укажите основные особенности статических напорных характеристик центробежных насосов.
12. В чем основное отличие гидроцилиндров двухстороннего и одностороннего действия?
13. Какие факторы необходимо учитывать при математическом описании сил на выходном звене объемного привода?
14. Назовите три составных части следящего гидропривода.
15. Какие параметры следящего привода с дроссельным управлением позволяют уменьшить ошибку слежения?
16. Что определяет постоянная времени электрического блока управления следящего привода МС?
17. Для чего составляют приближенную линейную модель следящего привода с дроссельным управлением?
18. Каким типовым динамическим звеньям соответствует передаточная функция исполнительного механизма объемного привода?
19. Каковы преимущества автономного электрогидравлического привода с объемно-дроссельным регулятором и цифровым управлением?

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии «Электрические и гидравлические приводы мехатронных систем» изложены общие принципы построения приводов МС широкого назначения с системами аналогового и цифрового управления. Естественно предположить, что при проектировании приводов использование аналоговых устройств управления (УУ) по возможности следует ограничивать, обусловленное отсутствием гибкости, позволяющей расширять функциональные возможности системы управления без изменения аппаратного обеспечения. В то же время, технологическое оборудование (ТО) с аналоговыми системами управления сегодня находится в эксплуатации и постепенно заменяется на ТО с цифровыми системами управления. Такая двойственность подхода к изучению приводов МС и систем управления ими на текущем этапе научно-технического прогресса крайне необходима и полезна. В то же время успешное развитие силовой электроники и микроэлектроники позволяют создавать на их основе современные силовые преобразователи любой мощности, «совмещенные» электромеханические преобразователи, как вентильно-индукторная машина (ВИМ), вентильный двигатель (ВД) и их электронные компоненты, собранные в блочно-модульные конструкции (структуры). С появлением мощных компьютерных технологий моделированию таких модулей [1, 3, 7, 16, 17] в последние годы уделяется особое внимание. С помощью пакетов программ сегодня решаются задачи анализа, синтеза, расчета и конструирования отдельных элементов привода, так и МС в целом. Такими пакетами программ являются математическая система Mathcad 2015, MATLAB R2010a (математическая лаборатория) с пакетом расширения Simulink, которые могут помочь читателю визуально представить и исследовать любые переходные процессы в приводах при изменении режима их работы.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1.Лукинов А.П. Проектирование мехатронных и робототехнических устройств: Учеб. пособие. - СПб.: Издательство «Лань», 2012. - 608 с.

2.Введение в мехатронику: учеб. пособие. В 2 кн./ А.К.Тугенгольд, И.В.Богуславский, Е.А.Лукьянов и др.; Под ред. А.К. Тугенгольда. Кн. 1. – Ростов н/Д: ИЦ ДГТУ, 2010. – 255 с.

3.Карнаухов Н.Ф. Электромеханические и мехатронные системы. Учебное пособие. Ростов-на-Дону, «Феникс», 2006. – 320 с.

4.Трифонов О.Н. и др. Приводы автоматизированного оборудования. – М. Машиностроение, 1991. – 336 с.

5.Попов Д.Н. Механика гидро- и пневмоприводов: Учеб. для вузов. – М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 2001. – 320 с.

6. Флоренцев С.Н. Силовая электроника начала тысячелетия // Электротехника. – 2003 г. - № 6. – с. 3-9.

7.Карнаухов Н.Ф. Частотно - управляемый асинхронный электропривод мехатронных систем. Основы расчета и проектирования: учеб. пособие / Н.Ф. Карнаухов. - Ростов н/Д: ИЦ ДГТУ, 2009. - 229 с.

8.Загинайлов В.И., Шеповалова Л.Н. Основы автоматике. – М.: Колос, 2001.- 200 с.

9.Следящие приводы: В 3 т. 2-е изд., доп. и перераб./ Под ред. Б.К. Чемоданова. Т.1: Теория и проектирование следящих приводов/ Е.С. Блейз, А.В. Зимин, Е.С. Иванов и др. – М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 1999. – 904 с.

10.Ерофеев А.А. Теория автоматического управления: Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Политехника, 2001. – 302 с.

11.Юревич Е.И. Основы робототехники. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ- Петербург, 2005. - 416 с.

12.Навроцкий К.Л. Теория и проектирование гидро- и пневмоприводов: Учеб. для студентов вузов по специальности «Гидравлические машины, гидроприводы и гидропневмоавтоматика» – М.: Машиностроение, 1991. -384с.

13.Гидравлические и пневматические приводы промышленных роботов. //Сб. под ред. Крейнина Г.В. – М.: Машиностроение. - 1990.

14. Карнаухов Н.Ф., Сидоренко В.С., Чернавский В.А. Электро-

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

гидравлический следящий привод поворотной платформы (тезисы). -Иновационные и двойные технологии регионального производства: материалы IV межрегион. Научн. - практ. конф. - Ростов н/Д, 2003.

15.Богуславский И.В. Научно-методологические основы проектирования приводов технологических машин: монография / И.В. Богуславский, А.Т. Рыбак, В.А. Чернавский. - Ростов н/Д: ГОУ ДПО ИУИАП, 2010. – 278 с.

16.Редько П.Г. Повышение безотказности и улучшение характеристик электрогидравлических следящих приводов. М.: Янус-К; ИЦ МГТУ «Станкин», - 2002. - 232с.

17.Терехин В.В. Моделирование в системе MATLAB: Учебное пособие/ Кемеровский государственный университет. - Новокузнецк: Кузбассвуиздат, 2004. -376 с.

18. Структуры систем управления автоматизированным электроприводом / Под. ред. А.Г. Галкина. - Минск: Наука и техника, 1978. - 368 с.

19.Карнаухов Н.Ф. Электромеханические модули мехатронных систем. Основы расчета и проектирования. – Ростов н/Д: Издательский центр ДГТУ, 2001. -173 с.

20.Бор-Раменский А.Е., Ростов Н.В., Семенов И.М. Электроприводы роботов. Учебное пособие. - Л.: ЛПИ 1989. - 86 с.

21.Динамика машин и управление машинами: Справочник /В.К. Асташев, В.М. Бабицкий, И.И. Вульдсон и др.; Под ред. Г.В. Крейнина. – М. Машиностроение, 1988.

22.Филонов И.П., Анципович П.П., Акулич В.К. Теория механизмов, машин и манипуляторов. – Мн.: Дизайн ПРО, 1998. - 656 с.

23.Егоров О.Д., Подураев Ю.В. Мехатронные модули. Расчет и конструирование: Учебное пособие. - М.: МГТУ «Станкин», 2004. - 360 с.

24.Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. – М.: Энергоатомиздат, 1991. -256 с.

25.Шошиашвили М.Э., Круглова Т.Н. Проектирование робототехнических и мехатронных систем. Проектирование роботов и робототехнических систем. Часть I.: учебное пособие. /М.Э. Шошиашвили, Т.Н. Круглова. Новочеркасск, ЮРГТУ (НПИ) . 2012. - «Политехник», - 190 с.

26.Сафонов Ю.М. Электроприводы промышленных роботов – М.: Энергоатомиздат, 1990.- 176 с.

27.Кочергин В. В. Следящие системы с двигателем постоянного тока. –Л.: Энергоатомиздат, 1988. - 168 с.

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

28.Сафонов А.И. Электромеханические элементы и приводы роботов. Учебное пособие к выполнению курсовой работы. - М.: Изд-во МПИ, 1990, 80 с.

29.Поздняков О.И. Электропривод промышленных роботов: Учебное пособие. - М.: Издательство МПИ, 1990. - 116 с.

30.Кацман М.М. Электрический привод. 4-е издание. «Издательский центр «ACADEMA», 2011. -378 с.

31.Брускин Д.Э., Зарохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины и микромашины. М.: Высш. шк. 1990. - 528 с.

32.Михайлов О.П., Орлова Р.Т., Пальцев А.В. Гибкие производственные системы, промышленные роботы, робототехнические комплексы. Практик. пособие. В 14 -ти кн. Кн.14/ О.П. ,[Михайлов, Р.Т. Орлова, А.В. Пальцев. Современный электропривод станков с ЧПУ и промышленных роботов; Под ред. Б.И. Черпакова. - М.: Высш. шк., 1989. -111 с.

33.Сазонов А.А., Корнилов Р.В., Кохан Н.П. и др. Автоматизация технологического оборудования микроэлектроники / Под ред. А.А. Сазонова.- М.: «Высшая школа», 1991.- 332 с.

34.Карнаухов Н.Ф., Филимонов М.Н., Пудова Ю.В. Демпфирование колебаний захватного устройства промышленного робота в режиме двухтокового динамического торможения асинхронного двигателя при частотном управлении. Вестник ДГТУ, 2009. Том 9, №2 (41), с. 308 – 320.

35.Петрушин А.Д. Энергосберегающие вентильно-индукторные и асинхронные электроприводы для электроподвижного состава. Монография. Ростов-на-Дону.: издательство Северо-Кавказского научного центра высшей школы, 1999.- 72с.

36.Голландцев Ю.А. Вентильные индукторно-реактивные двигатели. -СПб.: ГНЦ РФ - ЦНИИ «Электроприбор», 2003. - 148 с.

37.Абрамкин Ю.В. Теория и расчет пондеромоторных и электродвижущих сил и преобразования энергии в электромагнитное поле. - М.: Изд-во МЭИ, 1997.-208 с.

38.Miller T.J.E. Switched reluctance motors and their control - Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993, 205 p.

39.Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. - М.: Высшая школа, 1989, 312 с.

40.Кузнецов В.А. Усилия, действующие на зубцы электрических машин. – Тр. МЭИ, вып. 656, 1992, с.3-11.41. Епифанов Е.П. Электромеханические преобразователи энергии. – СПб.: Издательство «Лань», 2004. - 208 с.

41.Карнаухов Н. Ф., Мартынов В. В., Статовой Д. А. О мини-

мальной индуктивности сглаживающего дросселя тиристорного электропривода в граничном режиме работы преобразователя. - Вестник. Дон. гос. техн. ун-та. - 2013. - № 7-8.

42. Карнаухов Н.Ф., Дзаян Г.В., Русин Н.В. Математическая модель вентильно-реактивного двигателя мехатронной системы при одноимпульсном питании. Математические методы в технике и технологиях. ММТТ-21. Сборник трудов XXI Международной научной кон-ференции. 27- 30 мая 2008 г. Том 7. Секция 9,14 с.147-149. Саратов, 2008.

43. Патент РФ № 2224350. Схема питания электропривода со сглаживающим дросселем в цепи постоянного тока // Карнаухов Н.Ф., Мироненко Р.С., Филимонов М.Н., - заявл. 10.09.2003. Бюл № 25. Оpubл. 20.02.2004. Бюл. № 5.

44. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп.: М.: Издательский дом «Додэка – XXI », 2005. - 384 с.

45. Карнаухов Н.Ф., Линьков А.А., Ястребов А.Ю. Проблемы электромагнитной совместимости применения преобразовательных устройств. Управление. Конкурентоспособность. Автоматизация. Сб. науч. тр. Ростов -н/Д.: Издательский дом «ИУИ АП». 2003. Вып.3.

46. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов. – М.: Солон – Р, 2001. – 321 с.

47. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). Учеб. пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1983. - 320 с.

48. Ермаков Е.Н. Прикладная оптоэлектроника. Москва: Техносфера, 2004. - 416с.

49. Смирнов А.Б. Мехатроника и робототехника. Системы микроперемещений с пьезоэлектрическими приводами: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПб ГПУ, 2003. -160 с.

50. Болтянский В.Г. Математические методы оптимального управления. Наука. 1966

51. Коваленко В.А., Орлов Г.А. Пьезоэлектрические двигатели вращения в автоматических системах. Конструкция и характеристики // Проблемы прочности и надежности машин. 1999. № 1.С. 53-59.

52. Sashida T. and Kenjo T. An Introduction to Ultrasonic Motors. Oxford: Clarendon Press. 1993.

53. Коваленко В.А., Орлов Г.А. Пьезоэлектрический двига-

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

тель вращения – мехатронный элемент автоматических систем // Мехатроника. 2000. № 2.

54. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учеб. пособие. - СПб.: КОРОНА принт, 2001. - 370 с.

55. Лопухина Е.Н., Семенчуков Г.А. Автоматизированное проектирование машин малой мощности: Учеб. пособие. - М.: Высш. шк., 2002. - 511 с.

56. Коломиец А.П., Кондратьева Н.П., Владыкин И.Р., Юран С.И. Электропривод и электрооборудование. – М.: Колос С, 2006. – 328 с.

57. Лихачев В.Л. Электротехника. Справочник. Том 2. Серия «Ремонт». Вып. 58. – М.: «Солон – Р», 2002. - 448 с.

58. Карнаухов Н.Ф., Прус В.А., Филимонов М.Н. Энергетические показатели электропривода при частотном способе управления асинхронным двигателем. - «Динамика технологических систем». Труды VIII Международной научно-технической конференции (ДГТУ, Ростов-на-Дону. 2007. Том III. - 219 с.

59. Евдокимов Ф.Е. Теоретические основы электротехники. – М.: Высш. школа, 1981. - 488 с.

60. Свечарник Д.В. Электрические машины непосредственного привода: Безредукторный электропривод. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 208 с.

61. Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. Общий курс электропривода: Учеб. для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 554с.

62. Патент РФ № 2278458 РФ. Устройство для запуска сетевого преобразователя напряжения // Карнаухов Н.Ф.(RU), Зинovieв Н.Д. (RU), Шошиашвили М.Э. (RU), Пяткин Г.А. (RU), - заявка № 2005101440 от 21.01.2005г, опубл. 20.06.2006, Бюл. № 17.

63. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. - 273 с.

64. Усынин Ю.С. Системы управления электроприводов: Учеб. пособие. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2001.

65. «Платан. Электронные компоненты». Каталог.- 382 с. WWW. platan. ru.

66. Телипалов В.Н., Схиртладзе А.Г., Гизатулин Н.Г. Волоконно-оптические системы в машиностроении. Учебное пособие. - М.: Славянская школа, 2003. -166 с.

67. Карнаухов Н.Ф. Оптоэлектроника систем передачи информации: учеб. пособие/ Н.Ф. Карнаухов. - Ростов н/Д: Издательский центр ДГТУ, 2012. - 209 с.



## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

68. Технологические основы гибких производственных систем: Учеб. для машиностроит. спец. вузов. / В.А. Медведев, В.П. Вороненко, В.Н. Брюханов и др.; Под ред. Ю.М. Соломенцова. - М.: Высш. шк., 2000. - 255 с.

69. Чудаков А.Д. Системы управления гибкими комплексами механообработки, - М.: Машиностроение, 1990. - 240 с.

70. Казмиренко В.Ф. и др. Системы следящих приводов/ В.Ф. Казмиренко, А.Г. Лесков, В.А. Введенский; Под ред. В.Ф. Казмиренко. - М.: Энергоатомиздат, 1993. - 304 с.

71. Колосов В.А. Электропитание стационарной РЭА. Теория и практика проектирования. - М.: « Радио и связь », 1992. - 160 с.

72. Электротехнический справочник. ВЭТ. Т3: в 2 кн. Кн.2 Использование электрической энергии. Под общ. ред. профессоров МЭИ: И.Н. Орлова (гл. ред.) и др. - М.: Энергоатомиздат, 1988, - 630 с.

75. Скаржепа В.А., Шелехов К.В. Цифровое управление тиристорными преобразователями. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984. - 160 с.

78. Сосонкин В.Л., Мартинов Г.Л. Архитектура цифровых следящих приводов подач технологических машин. - Мехатроника, автоматизация, управление. - 2005, № 10.

79. Карнаухов Н.Ф., Пудова Ю.В., Филимонов М.Н. Улучшение характеристик частотного электропривода технологических машин в зоне малой скорости движения исполнительного механизма. - Молодежь. Техника. Космос: тр. IV Общерос. молодеж. науч.-техн. конф. (с междунар. участием), 14-16 марта/ Балт. гос. техн. ун-т. - СПб., 2012. - (Б-ка журн. «ВОЕНМЕХ. Вестник БГТУ», № 15).

80. Карнаухов Н.Ф., Филимонов М.Н., Изюмов А. И. Особенности формирования циклических режимов частотного электропривода технологических машин в зоне малой скорости движения исполнительного механизма. - Вестник. Дон. гос. техн. ун-та. - 2012. - № 6 (67).

81. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzy TECH. - СПб.: БХВ - Петербург, 2005. - 736 с.

82. Карнаухов Н.Ф., Филимонов М.Н. Нечеткое управление температурным режимом работы асинхронного двигателя частотно-регулируемого электропривода мехатронной системы. Интеллектуальные системы: тр. Седьмого междунар. симп., г. Краснодар, 26-30 июня/ Кубан. ин-т информзащиты. - М., 2006.

83. Тим Уилмсхерт. Разработка встроенных систем с помощью микроконтроллеров PIC. Принципы и практические примеры:



Пер. с англ. К.: «МК- Пресс», СПб.: «КОРОНА-ВЕК», 2008. - 544 с.

84. Микропроцессорные системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие/ В.В. Солодовников, В.Г. Коньков, В.А. Суханов, О.В. Шевяков; Под ред. В.В. Солодовникова. - М.: Высш. шк., 1991. - 255 с.

85. Кангин В.В., Козлов В.Н. Аппаратные и программные средства систем управления. Промышленные сети и контроллеры. - М.: БИНОМ. Лаборатория знаний. 2010. - 418с.

86. Гибкие производственные системы, промышленные роботы, робототехнические комплексы. Практик. пособие. В 14-ти кн. Кн.14/ О.П. Михайлов, Р.Т. Орлова, А.В. Пальцев. Современный электропривод станков с ЧПУ и промышленных роботов; Под ред. Б.И. Черпакова. - М.: Высш. шк., - 1989. - 111 с.

87. Шипилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. - М.: Энергоатомиздат, 1991. - 312 с.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

Приложение

Проектирование электропривода звена подвижности робота

### *Предисловие*

Мехатронная система (МС) – это неразделимая совокупность механических, электромеханических и электронных узлов, в которых осуществляется преобразование и обмен энергии, информации. Силовой основой МС является привод (электропривод или гидропривод [1]), формирующий заданные силовые параметры (момент, силу, ускорение и т.д.) на выходном звене (рабочем органе РО) МС, в частности, захватном устройстве ЗУ робота. Для электроприводов характерна тесная взаимосвязь электромеханической части с энергетическим каналом питания и каналом управления, что обуславливает ожидаемые характеристики проектируемого устройства часто в равной степени всеми функциональными звеньями. Создание нового образца электропривода МС обычно сопровождается использованием в разнообразных вариантах гибких технологических решений. Разновидностью этого принципа является модульный подход. Модули могут легко соединяться, образуя сложные блочно-модульные конструкции МС (технических систем ТС), разъединяться, заменяться с целью формирования МС (ТС) другими компонентами и техническими характеристиками при необходимости модернизации их, ремонта, например, привода. В общем случае модуль привода характеризуется конструктивной и технологической завершенностью, обладает строго фиксированными параметрами (функциональными характеристиками, геометрическими размерами), принадлежащими заранее установленным параметрическим типоразмерным рядам. В настоящее время известны и широко используются методы проектирования приводов МС (ТС) с применением различных видов энергии [1, 2]. Для закрепления знаний и навыков, например, проектирования электроприводов (ЭП) МС (ТС), выполнения студентом самостоятельной или практической работы в «приложении» приведен пример расчета электропривода (по заданным характерным параметрам) промышленного робота ПР и предполагаемой его рабочей зоны.

					KPPM.521800.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		1

Электрические и гидравлические приводы мехатронных и  
робототехнических систем

## Содержание пояснительной записки (ПЗ)

Разработать электропривод (ЭП) - электромеханическую систему (ЭМС) звена подвижности промышленного робота (ПР) с исполнительным механизмом (ИМ) на базе тиристорного преобразователя (ТП) и двигателя постоянного тока (ДПТ), работающих по системе «ТП-ДПТ» с заданными характеристиками.

Предисловие .....	1
1. <i>Техническое задание</i> .....	3
2. Описание кинематической схемы исполнительного механизма.....	4
3. <i>Расчет сил трения и силового заклинивания в направляющих поступательного движения исполнительного механизма</i> .....	5
3.1. Определение сил трения в направляющих .....	5
3.2. Проверка механизма привода на отсутствие заклинивания .....	6
3.3. Расчет момента инерции нагрузки .....	8
3.4. Определение статического момента нагрузки .....	9
3.5. Выбор редуктора.....	11
4. <i>Расчет тиристорного преобразователя</i> ....	13
4.1. Расчет параметров силового трансформатора .....	13
4.2. Выбор тиристоров преобразователя .....	15
4.3. Определение эквивалентных параметров цепи якоря ДПТ .....	16
4.4. Расчет электромагнитной и электромеханической постоянных времени	17
5. <i>Статический расчет</i> .....	18
5.1. Выбор тахогенератора .....	18
5.2. Расчет и построение электромеханических характеристик ДПТ.....	18
5.3. Расчет коэффициентов усиления звеньев электропривода .....	22
6. <i>Динамический расчет приводной системы</i> .....	26
Заключение.....	32
Список литературы .....	33

					<i>РМПР.120000.000ПЗ</i>				
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	Проектирование электропривода звена подвижности промышленного робота Пояснительная записка				
Разраб.		Ковалев А.В.							
Провер.		Кармачева Н.Ф.							
Реценз.									
И Контр.		Кракуж П.Ю.							
Утверд.		Рябов К.Н.			Лит.	Лист	Листов		
							2	33	
						УМР31			

Электрические и гидравлические приводы мехатронных и  
 робототехнических систем

Исходные данные для проектирования привода звена подвижности ПР

1. Техническое задание

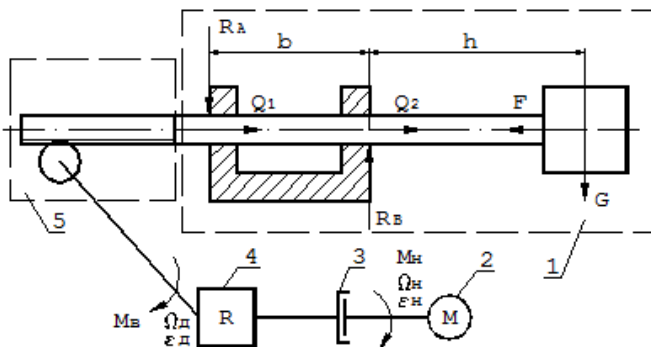
Разработать электропривод (ЭП) звена подвижности промышленного робота с исполнительным механизмом (ИМ) в соответствии с исходными данными по заданию. В качестве преобразователя движения использовать передаточный механизм «рейка-шестерня». Для рекомендованных режимов работы ДПП по заданию приняты следующие обозначения: С - следящий режим, К - кратковременный режим; ПК - повторно-кратковременный режим [3, 4].

**Исходные данные:**

- ход объекта манипулирования $h$ , м	1,5
- точность позиционирования, мм $\pm$ 0,01	
- масса объекта манипулирования $m$ , кг	35
- масса степени подвижности $M_{ст.}$ , кг	18
- технологическое усилие $F_{тех.}$ , Н	15
- максимальное ускорение $W$ , м/с <sup>2</sup>	1,3
- максимальная скорость $V$ , м/с	4,1
- время переходного процесса $t_{п.п.}$ , с	0,15
- режим работы	С

				<i>РМТР.120000.000ПЗ</i>				
Изм.	Лист	На докум.	Подпись	Дата	<b>Проектирование электропривода звена подвижности промышленного робота Пояснительная записка</b>	Лит.	Лист	Листов
Разраб.	Ковалев А.Вю						3	33
Провер.	Кварнаухов					<b>УМР31</b>		
Реценз.								
И Контр.	Краскин П.Ю.							
Утверд.	Рябов К.Н.							

## 2. Краткое описание кинематической схемы исполнительного механизма



1 – исполнительный механизм (конструкция направляющих перемещения),  
2 – исполнительный двигатель (ДПТ); 3 – муфта; 4 – редуктор; 5 – реечная пара

Рисунок 1 – Кинематическая схема привода исполнительного механизма

Развиваемый на валу момент вращения ДПТ (2) передается через соединительную муфту (механизм) (3) на входной вал редуктора R (4). Выходной вал редуктора соединен с зубчатым зацеплением - реечной парой (5). Редуктор необходим для получения расчетной (требуемой) частоты вращения шестерни, а реечная пара - для преобразования вращательного движения в поступательное движение звена подвижности (исполнительного механизма ИМ) промышленного робота в направляющих поверхностях [2, 5] конкретных конструктивных узлов, деталей ПР.

						РМРП.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			4

### 3. Расчет сил трения и силового заклинивания в направляющих поступательного движения исполнительного механизма

При расчете привода следует учитывать силы сопротивления движению исполнительного механизма. Величина сил трения зависит от величин нормальных реакций в опорах, определяемых весом подвижных частей, схемой приложенных внешних сил и конструкцией направляющих.

#### 3.1. Определение силы трения в направляющих

Силу трения в направляющих определяют по формуле [2]:

$$F_f = \sum_{i=1}^n F_i = F_z \cdot \mu, \quad (1)$$

где  $F_i$  – сила трения в  $i$ -ой опоре, Н;  $n$  – число опор;  
 $F_z$  – сумма модулей нормальных реакций в опорах, Н;  
 $\mu$  – коэффициент трения скольжения (или качения).

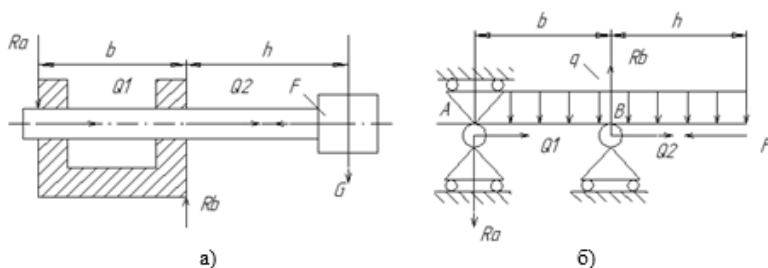


Рисунок 2 – Конструкция направляющих (а), расчетная схема (б)  
для механизма радиального перемещения звена ПР

Уравнение равновесия исполнительного органа можно записать в виде:

$$R_B = R_A + G + q \cdot (b + h), \quad (2)$$

$$R_{z,b} = G \cdot h + q \cdot \frac{(h^2 - b^2)}{2}, \quad (3)$$

где  $G$  – вес исполнительного органа с объектом манипулирования, т.е. вес ЗУ плюс вес заготовки (4), Н;

$q$  – распределенная нагрузка, создаваемая весом  $G_1$  направляющей (5);

$R_A$  – реакция в опоре А;

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

РМПР.120000.000ПЗ

Лист

5

$R_B$  – реакция в опоре В.

$$G = (M_{\text{ш}} + m) \cdot 9,8, \quad G = (35+18) \cdot 9,8 = 519,4Н. \quad (4)$$

$$q = \frac{G_1}{(h+b)}, \quad (5)$$

где  $G_1$  – вес направляющей (6), Н;

$b$  – расстояние между опорами, определяется по формуле (7).

$$G_1 = M_{\text{ш}} \cdot 9,8, \quad G_1 = 18 \cdot 9,8 = 176,4Н. \quad (6)$$

$$b = 0,3 \cdot h, \quad b = 0,3 \cdot 1,5 = 0,45. \quad (7)$$

$$q = \frac{176,4}{1,5+0,45} = 90,46 \frac{Н}{м}.$$

Из уравнений равновесия действующих сил можно определить реакции в опорах:

$$R_A = G \cdot \frac{h}{b} + q \cdot \left( \frac{h^2 - b^2}{2b} \right), \quad (8)$$

$$R_B = G \cdot \frac{h+b}{b} + q \cdot \frac{(h+b)^2}{2b}. \quad (9)$$

$$R_A = 519,4 \cdot \frac{1,5}{0,45} + 90,46 \cdot \left( \frac{1,5^2 - 0,45^2}{2 \cdot 0,45} \right) = 1937Н.$$

$$R_B = 519,4 \cdot \frac{1,5+0,45}{0,45} + 90,46 \cdot \frac{(1,5+0,45)^2}{2 \cdot 0,45} = 2633Н.$$

### 3.2. Проверка механизма привода на отсутствие заклинивания

Условие отсутствия заклинивания для механизма привода радиального перемещения определяют из выражения:

$$F = F_m + F_{\text{мех}} + F_{\text{зап}}, \quad (10)$$

где  $F_T$  – сила трения определяется по формуле (11).

$F_{\text{зап}}$  – запасное усилие, принимается как:  $F_{\text{зап}} = 10Н$ .

$$F_m = Q_1 + Q_2 = (R_A + R_B) \cdot \mu. \quad (11)$$

$$F_m = (1937 + 2633) \cdot 0,1 = 457Н.$$

$$F = 457 + 15 + 10 = 482Н.$$

Если принять  $\text{tg} \alpha = G/F = 1,08$ ;  $\beta = h/b = 3,33$ ,  $k = G_1/G = 0,34$ , условие заклинивания запишется выражением [2]:

					РМТП.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		6



$$\beta < \frac{1 - \mu \cdot \operatorname{tg} \alpha}{(2 + k) \cdot \mu \cdot \operatorname{tg} \alpha} \quad (12)$$

$$\beta < \frac{1 - 0,1 \cdot 1,08}{(2 + 0,34) \cdot 0,1 \cdot 1,08} = 3,54.$$

Анализ формулы (12) показывает, что наличие или отсутствие заклинивания зависит от ряда факторов:

- отношения весов подвижных частей исполнительного механизма;
- внешней нагрузки;
- принятых конструктивных параметров  $b$  и  $h$ .

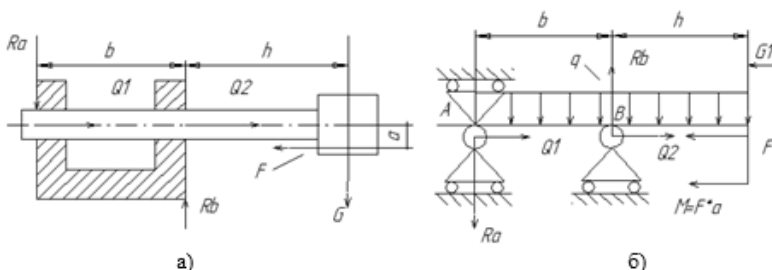


Рисунок 3 – Конструкция направляющих (а), расчетная схема (б) для механизма радиального перемещения звена ПР при приложении внешнего усилия к рабочему органу со смещением

Если внешнее усилие  $F$  приложено к рабочему органу не по центру, а со смещением  $a$  от оси направляющей, и действует параллельно оси, как показано на рисунке 3, то решение уравнений равновесия относительно реакций позволяет записать:

$$R_A = G \cdot \frac{h}{b} + q \cdot \left( \frac{h^2 - b^2}{2b} \right) + F \cdot \frac{a}{b}, \quad (13)$$

$$R_B = G \cdot \frac{h+b}{b} + q \cdot \frac{(h+b)^2}{2b} + F \cdot \frac{a}{b}, \quad (14)$$

Где параметр,  $a$  - определяется по следующей формуле:

$$a = 0,1 \cdot b. \quad (15)$$

$$a = 0,1 \cdot 0,45 = 0,045$$

$$R_A = 519,4 \cdot \frac{1,5}{0,45} + 90,46 \cdot \left( \frac{1,5^2 - 0,45^2}{2 \cdot 0,45} \right) + 482 \cdot \frac{0,045}{0,45} = 198 \text{ Н.}$$

					РМТР.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		7

$$R_2 = 519,4 \cdot \frac{1,5+0,45}{0,45} + 90,46 \cdot \frac{(1,5+0,45)^2}{2 \cdot 0,45} + 482 \cdot \frac{0,045}{0,45} = 268 \text{ Н.}$$

Для указанного вида приложения усилий и в соответствии с расчетной схемой, представленной на рисунке 2, решение уравнений равновесия для этого случая можно записать относительно усилия  $F$  в виде:

$$P > \left[ G \cdot \frac{2 \cdot h + b}{b} + G_1 \cdot \frac{h}{b} + 2 \cdot F \cdot \frac{a}{b} \right] \cdot \mu \quad (16)$$

Если принять параметр  $\gamma = a/b = 0,1$  и подставить ранее принятые соотношения  $\text{tg}\alpha$ ,  $k$ ,  $\beta$  в формулу (16), а полученное выражение упростить, то окончательное условие отсутствия заклинивания можно представить как:

$$\beta < \frac{1 - \mu \cdot (\text{tg}\alpha + 2 \cdot \gamma)}{(2 + k) \cdot \mu \cdot \text{tg}\alpha} \quad \beta < \frac{1 - 0,1 \cdot (1,08 + 2 \cdot 0,1)}{(2 + 0,34) \cdot 0,1 \cdot 1,08} = 3,46. \quad (17)$$

Требуемая мощность двигателя ЭП может быть определена по формуле:

$$P_2 = K_{\text{зап}} \cdot V_{\text{макс}} \cdot F, \quad (18)$$

где  $K_{\text{зап}}$  – коэффициент запаса, учитывающий возможное увеличение требуемой мощности для динамических режимов работы ДПП, принимают  $K_{\text{зап}} = 1,5$ ;  $V_{\text{макс}}$  – максимальная линейная скорость движения звена манипулятора,  $V_{\text{макс}} = 4,1$ .

$$P_2 = 1,5 \cdot 4,1 \cdot 482 = 2,96 \text{ кВт}$$

### 3.3. Расчет момента инерции нагрузки

Момент инерции нагрузки определяют с учетом преобразования вращательного движения шестерни в поступательное перемещение рейки по следующей формуле [3, 5]:

$$J_n = J_{\text{ш}} + (M_{\text{ш}} + m) \cdot \frac{(R_{\text{ш}} \cdot 2)^2}{4} \quad (19)$$

где  $J_{\text{ш}}$  – определяется по формуле (20);  $R_{\text{ш}}$  – радиус шестерни определяется по выражению (21):

$$J_{\text{ш}} = \gamma \cdot \frac{\pi}{32} \cdot b_1 \cdot R_{\text{ш}}^4, \quad (20)$$

где  $\gamma$  – плотность материала шестерни, плотность стали  $\gamma = 7800 \text{ кг/м}^3$ .  
 $b_1$  – ширина шестерни, определяется по формуле (22):

$$R_{\text{ш}} = \frac{0,1 \cdot h}{2}. \quad R_{\text{ш}} = \frac{0,1 \cdot 1,5}{2} = 0,075 \text{ м.} \quad (21)$$

					Лист
					8
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Да-	РМТР.120000.000ПЗ

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

$$b_1 = b_2 + 0,6 \cdot \sqrt{b_2}, \quad (22)$$

где  $b_2$  – ширина рейки, определяется по выражению (23):

$$b_2 = 2 \cdot \psi_{зд} \cdot R_{\omega}, \quad (23)$$

где  $\psi_{зд}$  – коэффициент ширины зубчатого венца,  $\psi_{зд} = 1$ , тогда:

$$b_2 = 2 \cdot 1 \cdot 0,075 = 0,15 \text{ м}$$

$$b_1 = 0,15 + 0,6 \cdot \sqrt{0,15} = 0,382 \text{ м}$$

$$J_{\omega} = 7800 \cdot \frac{3,14}{32} \cdot 0,382 \cdot 0,075 = 9,265 \cdot 10^{-3} \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

$$J_v = 9,265 \cdot 10^{-3} + (35 + 18) \cdot \frac{(0,075 \cdot 2)^2}{4} = 0,307 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

#### 3.4. Определение статического момента нагрузки

Статический момент нагрузки на валу двигателя определяют по формуле:

$$M_{\text{см}} = F \cdot R_{\omega}, \quad (24)$$

$$M_{\text{см}} = 482 \cdot 0,075 = 3615 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

Выбор ДПТ осуществляют по результатам расчета и сопоставления их с паспортными данными двигателей промышленного производства [4, 6], для согласования силомоментных и скоростных характеристик проектируемого узла число двигателей принимают 4-5, а характерные их параметры сводят в таблицу 1.

Таблица 1. Параметры двигателей постоянного тока

Тип двигателя	Мощность $P_{\text{ном}}$ , кВт	Частота вращения $n_{\text{ном}}$ , об/мин	Напряжение $U_{\text{ном}}$ , В	Ток якоря $I_a$ , А	Момент инерции якоря $J_a$ , кг*м <sup>2</sup>
ПЗ1	3,2	3000	220	17,6	0,085
П41	3,2	1500	220	18,4	0,0603
П51	3,2	1000	220	18,3	0,083
МШ-42	3,2	2500	110	36,3	0,0662
МШ-51	3,2	1500	220	17,1	0,0127

С помощью программы MathCAD 2014 строят механические и энергетические [4] характеристики выбранных двигателей, а также объекта управления (ОУ). Энергетическая характеристика ДПТ должна охватывать энергетическую характеристику ОУ с превышением на 10-20%, как показано на рис. 4.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	РМРП.120000.000ПЗ	Лист
						9

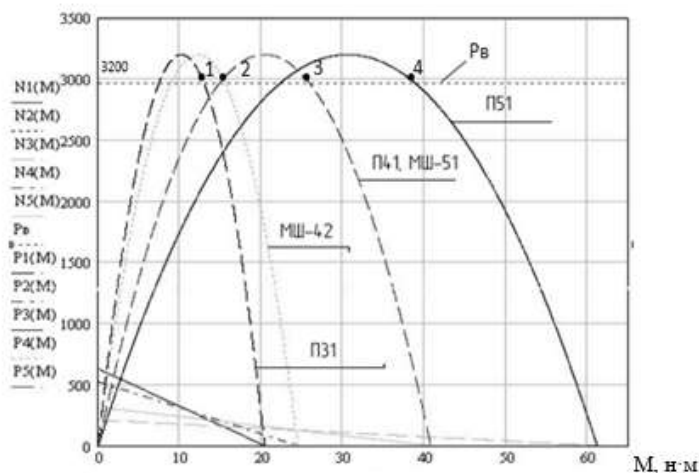


Рисунок 4 – Механические и энергетические характеристики двигателей,  
( $P_B$ ) - требуемая мощность для звена подвижности ПР

В точках пересечения (1, 2, 3, 4; рис. 4) энергетических характеристик (ДПТ и требуемой мощности  $P_B$ ) можно определить максимальные (граничные) значения моментов, формируемых на валах соответствующих двигателей, и обеспечивающих требуемую (расчетную) мощность, т.е.:

$$M_{в1} = 13,1 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

$$M_{в2} = 25,8 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

$$M_{в3} = 38,6 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

$$M_{в4} = 15,9 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

$$M_{в5} = 25,8 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

Развиваемый момент  $M_{в7}$  на 10-20% превышает значение номинального момента  $M_n$  ДПТ, указанного в паспорте на выбранный двигатель.

Требуемый момент для перемещения ИМ определяют по выражению:

$$M_{вч} = M_{вн} \cdot K_3, \quad (25)$$

					РМТР.120000.000ПЗ	Лист 10
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

где  $K_3$  - коэффициент запаса, в расчетах  $K_3$  [6] принимают в пределах (1,2 - 1,5), тогда требуемый момент составит:  $M_{\text{тв}} = 36,15 \cdot 1,4 = 50,61 \text{ Н} \cdot \text{м}$ .

Затем определяют пригодность выбранного двигателя по моменту (на перегрузку) [4, 5] согласно соотношению  $M_{\text{тв}}/M_{\text{тн}} \leq 2$ :

$$\frac{M_{\text{тв}}}{M_{\text{тн1}}} = 3,863,$$

$$\frac{M_{\text{тв}}}{M_{\text{тн2}}} = 1,962,$$

$$\frac{M_{\text{тв}}}{M_{\text{тн3}}} = 1,311,$$

$$\frac{M_{\text{тв}}}{M_{\text{тн4}}} = 3,183,$$

$$\frac{M_{\text{тв}}}{M_{\text{тн5}}} = 1,962.$$

Анализ полученных соотношений моментов позволяет выбрать третий двигатель, угловая скорость которого может быть определена по формуле:

$$\Omega_3 = \pi \cdot \frac{1000}{30}. \quad (26)$$

$$\Omega_3 = 3,14 \cdot \frac{1000}{30} = 104,72 \text{ рад/с}.$$

### 3.5. Выбор редуктора

С учетом заданной линейной скорости перемещения рабочего органа (РО или ЗУ) и расчетного значения радиуса шестерни  $R_{\text{ш}}$  (по 21) определяют требуемую частоту вращения выходного вала редуктора по формуле:

$$\Omega_{\text{в}} = \frac{V}{R_{\text{ш}}}. \quad (27)$$

$$\Omega_{\text{в}} = \frac{4,1}{0,075} = 54,67 \text{ рад/с}.$$

Соотношение между частотой вращения вала ДПП и необходимой частотой вращения выходного вала редуктора определяют по выражению:

$$\Omega_3 / \Omega_{\text{в}} = 104,72 / 54,67 = 1,916;$$

что позволяет выбрать редуктор или мотор-редуктор по справочнику [6, 7] с приемлемыми техническими характеристиками.

					<i>РМТР.120000.000ПЗ</i>	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		11

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

Следует также отметить, что в процессе проектирования ЭП МС, в частности, приводов ПР, возможны случаи возникновения «многовариантности» выбора окончательного решения. В любом варианте решения процесс выбора редуктора всегда осуществляется в три этапа:

- выбор редуктора,
- выбор габарита (типоразмера) редуктора и его характеристики;
- выполнение проверочного расчета

Кроме детального рассмотрения кинематической схемы привода следует учитывать и дополнительные факторы как:

1. *Уровень шума.*

Наиболее низкий уровень шума у червячных редукторов, повышенный шум возможен у цилиндрических и конических редукторов.

2. *Кэффициент полезного действия  $\eta$ .*

Наилучшие характеристики по  $\eta$  имеют планетарные и одноступенчатые цилиндрические редукторы. Например, цилиндрический одноступенчатый ЦЦ редуктор, с передаточным числом 2 для рассматриваемого примера проектирования ЭП ПР, имеет  $\eta = 0,99$ . Естественно, с увеличением ступеней передачи значение  $\eta$  уменьшается: 2-х ступенчатый редуктор имеет  $\eta = 0,99$ ; а 3-х ступенчатый редуктор -  $\eta = 0,98$ .

3. *Габариты.*

Указанный параметр зависит от варианта исполнения и монтажного положения редуктора в проектируемом модуле. В зависимости от примененного минерального или синтетического масла и продолжительности смазки (при условии защиты от загрязнения), а также рабочей температуры окружающей среды (от  $-40$  до  $+130^{\circ}\text{C}$ ) следует предусмотреть соответствующие удобства (для технического обслуживания редукторной передачи, редуктора) в процессе эксплуатации разработанного модуля МС в производственных условиях.

						Лист
						12
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	Р.М.ПР.120000.000ПЗ	

#### 4. Расчет тиристорного преобразователя

##### 4.1. Расчет параметров силового трансформатора

Расчет начинают с определения фазной ЭДС вторичной обмотки силового трансформатора [7, 10]:

$$E_2 = \frac{E_d \cdot K_c \cdot K_k \cdot K_\alpha}{K_{\text{ок}}}, \quad (28)$$

где  $E_d$  – противо-ЭДС двигателя,  $E_d \approx U_n = 220\text{В}$ .

$K_{\text{ок}}$  – коэффициент схемы выпрямления,  $K_{\text{ок}} = 2,34$ .

$K_c$  – коэффициент запаса по напряжению, учитывающий возможное снижение напряжения в сети,  $K_c = 1,2$ .

$K_k$  – коэффициент запаса, учитывающий падение напряжения на активном внутреннем сопротивлении преобразователя (в результате коммутации тиристоров) и сопротивлению нагрузки,  $K_k = 1,05$ .

$K_\alpha$  – коэффициент неполного открытия тиристора при максимальном управляющем сигнале,  $K_\alpha = 1,18$ .

$$E_2 = \frac{220 \cdot 1,2 \cdot 1,05 \cdot 1,18}{2,34} = 139,8\text{В}.$$

Определяют линейную ЭДС вторичной обмотки трансформатора:

$$\begin{aligned} E_{2,л} &= E_2 \cdot \sqrt{3}. \\ E_{2,л} &= 139,4 \cdot \sqrt{3} = 242,1\text{В}. \end{aligned} \quad (29)$$

Определяют коэффициент трансформации силового трансформатора:

$$K_m = \frac{E_{1,л}}{E_{2,л}}, \quad (30)$$

где  $E_{1,л}$  – линейная ЭДС первичной обмотки трансформатора,  $E_{1,л} = 380\text{В}$ .

$$K_m = \frac{380}{242,1} = 1,57.$$

Определяют действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_{2,д} = K_{12} \cdot I_d, \quad (31)$$

где  $K_{12}$  – схемный коэффициент вторичного тока,  $K_{12} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ .

$I_d$  – ток якоря двигателя номинальный,  $I_d = 18,3\text{А}$ .

					РМТП.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		13

$$I_{2\text{ног}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 18,3 = 14,94 \text{ А.}$$

Определяют действующее значение тока первичной обмотки трансформатора:

$$I_{1\text{ног}} = \frac{I_{2\text{ног}}}{K_{\text{тр}}}, \quad I_{1\text{ног}} = \frac{14,94}{1,57} = 9,52 \text{ А.} \quad (32)$$

Определяют наибольшее среднее значение выпрямленной ЭДС за период:

$$E_{d0} = \frac{E_d \cdot K_{\text{ex}}}{\sqrt{3}}, \quad E_{d0} = \frac{220 \cdot 2,34}{\sqrt{3}} = 297,2 \text{ В.} \quad (33)$$

Определяют типовую расчетную мощность трансформатора:

$$P_{\text{тв}} = K_{\text{тв}} \cdot E_{d0} \cdot I_d \cdot K_c \cdot K_v \cdot K_{\text{с}}, \quad (34)$$

где  $K_{\text{тв}}$  – коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора,  $K_{\text{тв}}=1,05$ .

$$P_{\text{тв}} = 1,05 \cdot 297,2 \cdot 18,3 \cdot 1,2 \cdot 1,05 \cdot 1,18 = 8491 \text{ Вт}$$

По справочнику [7, 10] можно выбрать силовой трансформатор ТС-10 со следующими параметрами:

- номинальная мощность трансформатора  $S_{1\text{н}}$ , кВА 10;
- мощность при коротком замыкании  $\Delta P_{\text{кз}}$ , % 3;
- номинальное линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора  $U_{2\text{н}}$ , В 230;
- напряжение короткого замыкания  $U_{\text{кз}}$ , % 4,5;
- ток холостого хода  $I_{\text{хх}}$ , А 0,91.

Определяют действующее значение тока фазы вторичной обмотки для выбранного трансформатора:

$$I_{2\phi} = \frac{S_{1\text{н}}}{\sqrt{3} \cdot U_{2\text{н}}}, \quad I_{2\phi} = \frac{10000}{\sqrt{3} \cdot 230} = 25,1 \text{ А.} \quad (35)$$

Определяют полное сопротивление фазы трансформатора:

$$Z_{\phi\text{ног}} = \frac{U_{\text{кз}} \cdot U_{2\text{н}}}{100 \cdot I_{2\phi} \cdot \sqrt{3}}, \quad (36)$$

$$Z_{\phi\text{ног}} = \frac{4,5 \cdot 230}{100 \cdot 25,1 \cdot \sqrt{3}} = 0,238 \text{ Ом.}$$

						РМТП.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			14



Определяют потери мощности в обмотках трансформатора в режиме короткого замыкания как:

$$P_{\Sigma} = \frac{S_{1\alpha} \cdot \Delta P_{\Sigma}}{100}, \quad P_{\Sigma} = \frac{10000 \cdot 3}{100} = 300 \text{ Вт} \quad (37)$$

Определяют активное сопротивление фазы трансформатора:

$$R_{\Sigma \text{ фаз}} = \frac{P_{\Sigma} \cdot U_{2\alpha}^2}{S_{1\alpha}^2}, \quad R_{\Sigma \text{ фаз}} = \frac{300 \cdot 230^2}{10000^2} = 0.159 \text{ Ом} \quad (38)$$

Определяют индуктивное сопротивление фазы трансформатора:

$$X_{\Sigma \text{ фаз}} = \sqrt{Z_{\Sigma \text{ фаз}}^2 - R_{\Sigma \text{ фаз}}^2}, \quad X_{\Sigma \text{ фаз}} = \sqrt{0.238^2 - 0.159^2} = 0.177 \text{ Ом} \quad (39)$$

Рассчитывают индуктивность фазы трансформатора:

$$L_{\Sigma \text{ фаз}} = \frac{X_{\Sigma \text{ фаз}}}{2 \cdot \pi \cdot f_c}, \quad (40)$$

где  $f_c$  – частота питающей сети,  $f_c = 50$  Гц.

$$L_{\Sigma \text{ фаз}} = \frac{0.177}{2 \cdot 3.14 \cdot 50} = 0.56 \text{ мГн.}$$

#### 4.2. Выбор тиристоров преобразователя

Класс тиристора для рассчитываемой схемы преобразователя определяется уровнем обратного максимального напряжения:

$$U_{T, \text{max}} = E_{20} \cdot K_1 \cdot K_u, \quad (41)$$

где  $K_1$  – коэффициент, определяемый эффективностью защиты при коммутационных режимах,  $K_1 = 1.25$ ;  $K_u$  – коэффициент использования тиристора по напряжению,  $K_u = 1.05$ .

$$U_{T, \text{max}} = 297.2 \cdot 1.25 \cdot 1.05 = 389.1 \text{ В.}$$

Среднее значение тока, протекающего через тиристор при номинальном значении момента электродвигателя, составит:

						РМТР.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			15



$$I_{Tcc} = \frac{I_{\Sigma}}{m}, \quad (42)$$

где  $m$  – число фаз вторичной обмотки ТС. Для трехфазной однотактной схемы выпрямления  $Y/Y_0$  значение  $m = 3$ , а для двухтактной (мостовой) схемы  $m = 6$ .

$$I_{Tcc} = \frac{18,3}{6} = 3,05 \text{ А.}$$

Определяют значение тока, протекающего через тиристор при возникновении короткого замыкания на стороне постоянного тока [7]:

$$I_{Tcc} = \frac{100 \cdot I_{\Sigma}}{U_{\Sigma}}, \quad I_{Tcc} = \frac{100 \cdot 18,3}{4,5} = 4066 \text{ А.} \quad (43)$$

С учетом  $I_{Tcr}$  и  $I_{Tca}$  выбирают тиристор из условия, что кратковременный допустимый ток через тиристор не должен превышать 15-кратного значения номинального тока тиристора, т.е.  $I_{Tcc} > \frac{I_{Tcr}}{15}$ . По полученным значениям расчетного тока [10] можно выбрать, например, тиристор КУ706В.

Параметры тиристора:  $I_{T(AV)}$  - допустимое среднее значение выпрямленного тока,  $I_{T(AV)} = 16 \text{ А}$ ;  $U_{ic \max}$  - максимальное обратное напряжение при выключенном состоянии тиристора,  $U_{ic \max} = 1000 \text{ В}$ ;  $U_y$  - напряжение управления,  $U_y \leq 40 \text{ В}$ .

#### 4.3. Определение эквивалентных параметров цепи якоря ДПТ

Расчет параметров цепи якоря ДПТ начинают с определения сопротивления обмотки якоря с учетом нагрева (ГОСТ 183-74, режимы работы S1 - S8):

$$R_{yt} = K_t \cdot R_{y0} \quad (44)$$

где  $K_t$  - коэффициент нагрева обмотки якоря, определяемый по соотношению:  $K_t = [1 + \alpha (T_t - t)]$ . Здесь  $T_t$  - температура обмотки якоря в нагретом состоянии (например,  $T_t = 80^\circ \text{ C}$ ),  $\alpha$  - температурный коэффициент сопротивления,  $1/^\circ \text{ C}$ ; для меди  $\alpha = 0,004$ ;  $R_{y0}$  - сопротивление обмотки якоря при  $t = 20^\circ \text{ C}$ ,  $R_{y0} = 1,07 \text{ Ом}$ .

$$\text{Следовательно, } R_{yt} = 1,2 \cdot 1,07 = 1,284 \text{ Ом.}$$

Определяют сопротивление, обусловленное коммутационными процессами в силовой цепи преобразователя:

$$R_{\pi\pi} = \frac{X_{\text{дв}} \cdot m}{2 \cdot \pi}, \quad R_{\pi\pi} = \frac{0,177 \cdot 6}{2 \cdot 3,14} = 0,169 \text{ Ом} \quad (45)$$

						РМТР.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			16

Определяют сопротивление щеточного контакта ДПТ:

$$R_{\omega} = \frac{2}{I_m}, \quad R_{\omega} = \frac{2}{18.3} = 0.109 \text{ Ом} \quad (46)$$

Определяют расчетное эквивалентное активное сопротивление цепи якоря:

$$R_{\Sigma} = R_m + 2 \cdot R_{\omega} + R_{\text{дрос}} + R_{\omega} + R_{\text{дрос}}, \quad (47)$$

где  $R_{\text{дрос}}$  – активное сопротивление сглаживающего дросселя,  $R_{\text{дрос}} = 0.01 \text{ Ом}$ .

$$R_{\Sigma} = 1.284 + 2 \cdot 0.159 + 0.169 + 0.109 + 0.01 = 1.89 \text{ Ом}$$

Определяют расчетную эквивалентную индуктивность цепи якоря:

$$L_{\Sigma} = L_j + L_{\text{дрос}}, \quad (48)$$

где  $L_j$  – индуктивность якоря, значение которой определяют по формуле (49).

$$L_j = \frac{30 \cdot U_n \cdot C_x}{\pi \cdot p \cdot n \cdot I_n}, \quad (49)$$

где  $C_x = 0,4$  – коэффициент для некомпенсированных и  $C_x = 0,15$  – для компенсированных МПТ,  $p$  – число пар полюсов ДПТ,  $p = 3$ .

$$L_j = \frac{30 \cdot 220 \cdot 0,4}{3,14 \cdot 3 \cdot 1000 \cdot 18,3} = 0,023 \text{ Гн}, \quad L_{\Sigma} = 0,023 + 0,000365 = 0,024 \text{ Гн}$$

#### 4.4. Расчет электромагнитной и электромеханической постоянных времени

Электромагнитную постоянную цепи якоря ДПТ определяют из соотношения:

$$\tau_x = L_{\Sigma} / R_{\Sigma} = 0,024 / 1,89 = 0,012 \text{ с}$$

Для расчета электромеханической постоянной времени ЭП необходимо располагать значением коэффициента противоЭДС, который определяют при номинальных значениях ДПТ как:

$$C = \frac{U_n - I_m \cdot R_m}{\Omega_n}, \quad (51)$$

Где  $\Omega_n$  – номинальная частота вращения двигателя,  $\Omega_n = 104,7 \text{ с}^{-1}$ .

$$C = \frac{220 - 18,3 \cdot 1,284}{104,7} = 1,876 \text{ В} \cdot \text{с}$$

Определяют электромеханическую постоянную времени объекта управления:

$$\tau_1 = \frac{J \cdot R_m}{C^2}, \text{ с} \quad \tau_m = \frac{0,307 \cdot 1,47}{1,876^2} = 0,165 \text{ с} \quad (52)$$

						РМТР.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			17

## 5. Статический расчет

## 5.1. Выбор тахогенератора

Выбор тахогенератора осуществляется исходя из следующих условий:

$$P_{ТГ} = (0.001...0.005) \cdot P_{дн} \quad (53)$$

$$P_{ТГ} = 0.005 \cdot 3200 = 16 \text{ Вт}$$

$$\Omega_{ТГ} \geq 1.5 \cdot \Omega_{дн} \quad (54)$$

$$\Omega_{ТГ} = 1.5 \cdot 104.72 = 157.08$$

$$J_{ТГ} \leq 0.1 \cdot J_{д} \quad (55)$$

$$J_{ТГ} = 0.1 \cdot 0.083 = 0.0083 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

Исходя из расчетов, выбирают тахогенератор ДПР-72НН-02 со следующими параметрами:

- номинальная мощность $P_{ном}$ , Вт	18,8
- скорость вращения $\Omega$ , рад/с	472
- номинальное напряжение $U_{ном}$ , В	27
- ток якоря $I_a$ , А	1
- сопротивление якоря $R_a$ , Ом	2,9
- момент инерции $J_a$ , кг*м <sup>2</sup>	7,8*10 <sup>-6</sup>

## 5.2. Расчет и построение электромеханических характеристик ДПТ

Электромеханической характеристикой ДПТ называют зависимость  $\Omega_\delta = f(I_a)$  при угле управления (регулирования) напряжения тиристорного преобразователя  $\alpha = \text{Const}$ . При изменении угла регулирования  $\alpha$  от 0 до  $\pi/2$  можно получить ряд электромеханических характеристик ДПТ при питании от ТП, которые являются зависимыми как  $\Omega_\delta = f(U_{ин})$  и определяются внешними характеристиками ТП. Известно [7, 8, 9], что внешняя характеристика имеет «зону непрерывных токов» (ЗНТ) и «зону «прерывистых токов» (ЗПТ), которые разделяются значениями граничных токов (или граничными ЭДС ТП). Значение граничной ЭДС тиристорного преобразователя можно определить по формуле [7, 8, 9]:

$$E_m = U_m \cdot \cos\theta \cdot \left( \frac{\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \theta\right) - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \theta\right) \cdot e^{-\frac{2\pi}{m\omega\Phi}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m\omega\Phi}}} \right) \quad (56)$$

											Лист
											18
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	РМТР.120000.000ПЗ						

где  $U_m$  – амплитуда линейного напряжения на входе тиристорного преобразователя ТП,  $U_m = 242,1$  В;  $\alpha$  – угол регулирования,  $\alpha = 0, \pi/6; \pi/3$ .  $\Theta$  – параметр нагрузки определяют по формуле (57).

$$\begin{aligned}\Theta &= \arctg(\omega \cdot \tau_a), \\ \Theta &= 1.374.\end{aligned}\quad (57)$$

Следовательно, расчетное значение  $E_{\text{тп}}$  по (56) составит соответственно:

$$\begin{aligned}E_{\text{тп}1} &= 231,1\text{В} \\ E_{\text{тп}2} &= 198\text{В} \\ E_{\text{тп}3} &= 111,9\text{В}\end{aligned}$$

Определяют граничное значение скорости:

$$\begin{aligned}\Omega_{\text{тп}}(E_{\text{тп}}(\alpha)) &= \frac{E_{\text{тп}}}{C}, \\ \Omega_{\text{тп}1} &= 1186\text{рад/с} \\ \Omega_{\text{тп}2} &= 1016\text{рад/с} \\ \Omega_{\text{тп}3} &= 57,4\text{рад/с}\end{aligned}\quad (58)$$

Определяют значение граничного тока:

$$\begin{aligned}I_{\text{тп}} &= \frac{U_m}{R_m} \cdot \frac{m}{2 \cdot \pi} \cdot \left( \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}\right) - \frac{E_{\text{тп}}}{U_m} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{m} \right), \\ I_{\text{тп}1} &= 0,011\text{А} \\ I_{\text{тп}2} &= 1,46\text{А} \\ I_{\text{тп}3} &= 2,53\text{А}.\end{aligned}\quad (59)$$

Изменяя угол проводимости тиристоров  $\lambda_T$  в пределах от 0 до  $2\pi/m$ , можно рассчитать необходимые параметры для построения электрохимических характеристик ДПП в «зонах прерывистых и непрерывных токов» якоря для углов  $\alpha = \pi/6$  и  $\pi/3$  по зависимостям:

$$E_{\text{тп}}(\lambda_m) = U_m \cdot \cos\Theta \cdot \left( \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \Theta\right) - \sin\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \lambda_m - \Theta\right) \cdot e^{-\frac{\lambda_m}{\tau_m \omega}}}{1 - e^{-\frac{\lambda_m}{\tau_m \omega}}} \right). \quad (60)$$

						Лист
						19
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	РМПР.120000.000ПЗ	

$$\Omega_{230}(\lambda_m) = \frac{E_{130}(\lambda_m)}{C}. \quad (61)$$

$$I_{230}(E_{230}, \lambda_m) = \frac{U_m}{R_{23}} \cdot \frac{m}{2 \cdot \pi} \cdot \left( \text{Cos}\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) - \text{Cos}\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}\right) - \frac{E_{230}(\lambda_m)}{U_m} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{m} \right). \quad (62)$$

$$E_{230}(\lambda_s) = U_m \cdot \text{Cos}\theta \cdot \left( \frac{\text{Sin}\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \theta\right) - \text{Sin}\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \lambda_s - \theta\right) \cdot e^{-\frac{\lambda_s}{\tau_{230}}}}{1 - e^{-\frac{\lambda_s}{\tau_{230}}}} \right). \quad (63)$$

$$\Omega_{260}(\lambda_m) = \frac{E_{160}(\lambda_m)}{C}. \quad (64)$$

$$I_{260}(E_{260}, \lambda_s) = \frac{U_m}{R_{26}} \cdot \frac{m}{2 \cdot \pi} \cdot \left( \text{Cos}\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) - \text{Cos}\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}\right) - \frac{E_{260}(\lambda_s)}{U_m} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{m} \right). \quad (65)$$

Естественные электромеханические характеристики привода для режимов работы ДПТ в «зонах прерывистого и непрерывного тока» якоря могут быть построены (по полученным данным) для соответствующих углов управления, как показано на рис. 5 и рис. 6.

$$I_s = 0,05 \cdot I_{s, \text{ном}} \quad (66)$$

$$\Omega_{\text{двиг}}(I_s) = \frac{U_m \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \text{Sin}\left(\frac{\pi}{m}\right) \cdot \text{Cos}\left(\frac{\pi}{3}\right) - I_s \cdot R_{23}}{C}. \quad (67)$$

$$\Omega_{\text{двиг}}(I_s) = \frac{U_m \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \text{Sin}\left(\frac{\pi}{m}\right) \cdot \text{Cos}\left(\frac{\pi}{6}\right) - I_s \cdot R_{26}}{C}. \quad (68)$$

						РМПП.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			20

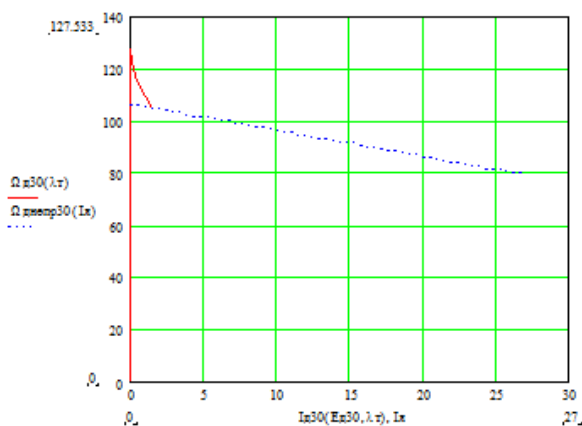


Рисунок 5 – Электромеханическая характеристика ДПТ в «зоне прерывистых и непрерывных токов» при угле управления  $\alpha = 30^\circ$

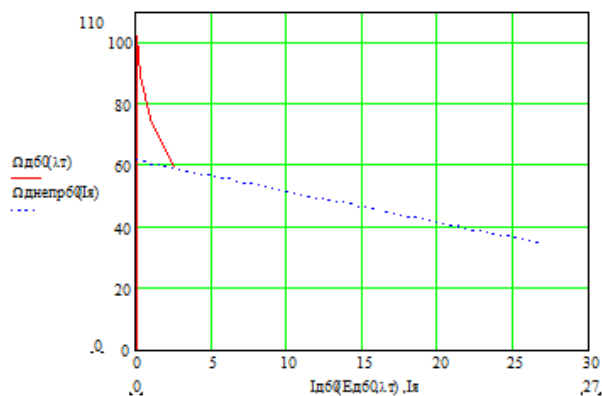


Рисунок 6 – Электромеханическая характеристика ДПТ в «зоне прерывистых и непрерывных токов» при угле управления  $\alpha = 60^\circ$ .

					РМТР.120000.000ПЗ	Лист 21
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

## Электрические и гидравлические приводы мехатронных и робототехнических систем

$\Omega_{д3}(\lambda, \tau) -$	$I_{д3}(\Omega_{д3}(\lambda, \tau) -$	$\Omega_{д6}(\lambda, \tau) -$	$I_{д6}(\Omega_{д6}(\lambda, \tau) -$
0	0	0	0
127.633	$6.108 \cdot 10^{-3}$	101.957	0.028
123.017	0.097	89.667	0.263
115.522	0.479	75.216	0.988
105.227	1.466	59.061	2.526

$\Omega_{днпр3}(\lambda) -$	$\Omega_{днпр6}(\lambda) -$
106.704	61.606
106.201	61.102
105.697	60.598
105.193	60.095
104.69	59.591
104.186	59.088
103.682	58.584
103.179	58.08
102.675	57.577
102.172	57.073
101.668	56.569
101.164	56.066
100.661	55.562
100.157	55.058
99.653	54.555
99.15	54.051

Рисунок 7 – Расчетные значения основных параметров ДПТ для режима работы в «зоне прерывистых и непрерывных токов»

Аналогичные данные для построения электромеханических характеристик ДПТ можно получить при любой дискретности шага изменения угла управления  $\alpha$  в пределах расчетного диапазона.

### 5.3. Расчет коэффициентов усилия звеньев электропривода

Определяют коэффициент усилия  $K_p$  разомкнутой системы «ТП-ДПТ»:

$$K_p = \frac{\Delta\Omega}{\Omega_{\text{max}}} \cdot \frac{D}{\delta} - 1, \quad (69)$$

где  $\Delta\Omega$  - изменение скорости (просадка), которое определяется по электромеханической характеристике при угле регулирования  $\alpha = \pi/3$  и номинальном токе (моменте), составляет  $\Delta\Omega = 59$  рад/с.  $D$  – диапазон регулирования, значение которого принимают при проектировании ЭП ПР в диапазоне 1000 - 5000;

$\delta$  - заданная статическая погрешность,  $\delta = 0.01$ . Следовательно, после подстановки принятых значений параметров в (69) коэффициент  $K_p$  составит:

												Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата								22

РМТР.120000.000ПЗ



$$K_p = \frac{59}{104.72} \cdot \frac{1000}{0.01} - 1 = 56340$$

Определяют коэффициент передачи двигателя:

$$K_d = \frac{\Omega_{ном}}{U_{ном} - I_{ном} \cdot R_x} \quad (70)$$

$$K_d = \frac{104.72}{220 - 18.3 \cdot 1.89} = 0.565$$

Определяют коэффициент передачи тахогенератора:

$$K_{ТГ} = \frac{U_{номТГ} + I_{яТГ} \cdot R_{яТГ}}{\Omega_{номТГ}} \cdot \frac{R_{ex}}{R_{ex} + R_{яТГ}}, \quad (71)$$

где  $U_{номТГ}$  – номинальное напряжение питания тахогенератора,  $U_{номТГ} = 27В$ ,  
 $I_{яТГ}$  – ток якоря тахогенератора,  $I_{яТГ} = 1А$ ;  
 $R_{яТГ}$  – сопротивление якоря тахогенератора,  $R_{яТГ} = 2,9 Ом$ ;  
 $\Omega_{номТГ}$  – скорость вращения тахогенератора,  $\Omega_{номТГ} = 472 рад/с$ ;  
 $R_{ex}$  – сопротивление входа операционного усилителя (ОУ),  $R_{ex} = 10 кОм$ .

$$K_{ТГ} = \frac{27 + 1 \cdot 2.9}{472} \cdot \frac{10000}{10000 + 2.9} = 0.063.$$

Для расчета коэффициента передачи тиристорного преобразователя необходимо определить значение напряжения управления  $U_{cy}$ , при подаче которого в систему импульсно-фазового управления (СИФУ), на выходе ТП формируется номинальное напряжение ДПП.

Чтобы определить ( $U_{cy}$ ), необходимо построить график  $U_{тн} = f(\alpha)$ . Изменяя  $\alpha$  от  $0^\circ$  до  $90^\circ$ , строят график  $U_{тн} = f(\alpha)$ . Предпочтительным расчетным диапазоном изменения угла  $\alpha$  (эл. град.) принимается значение  $\Delta\alpha = 90 - 20 = 70$  (эл. град.) при завышенном значении  $U_{ном}$  двигателя на 10% (рис. 8, кривая 1, точка а). Малому диапазону изменения  $\Delta\alpha$  соответствует (кривая 2, точка б) и завышенное вторичное напряжение на обмотках ТС. Необходимое значение  $U_{тн}$  определяют по соотношениям:

$$\alpha = 0, \frac{\pi}{12} \dots \frac{\pi}{2}. \quad U_{тн}(\alpha) = \frac{U_{2n}}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\alpha) \cdot K_{ex} \cdot \sqrt{2}. \quad (72)$$

$$U = U_{ном} \cdot \frac{1.1}{K_{ex} \cdot \sqrt{2}} \cdot \sqrt{3}. \quad U = 220 \cdot \frac{1.1}{2.34 \cdot \sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} = 126.7В. \quad (73)$$

$$U_{тн}(\alpha) = \frac{U}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\alpha) \cdot K_{ex} \cdot \sqrt{2}. \quad (74)$$

						РМТП.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			23

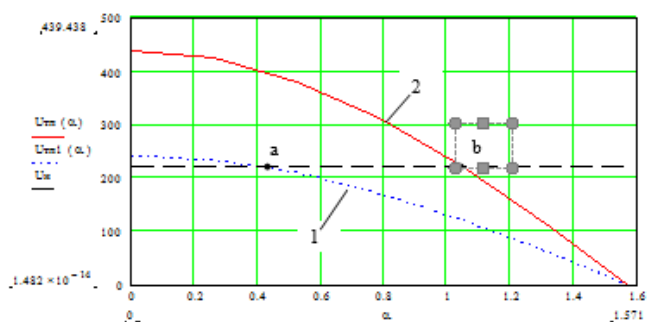


Рисунок 8 – График зависимости напряжения ТП от угла управления

$$\alpha = \arccos\left(\frac{U_{\text{ном}} \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot K_{\text{ст}} \cdot U}\right) \quad \alpha = \arccos\left(\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot 2.34 \cdot 126.7}\right) = 0.43. \quad (75)$$

$$\alpha_{\text{ном}} = \alpha \cdot \frac{180}{\pi}, \quad \alpha_{\text{ном}} = 0.43 \cdot \frac{180}{3.14} = 24.62^\circ \quad (76)$$

Далее по графику  $\alpha = f(U_{\text{св}})$  (рис. 9, точка С) определяют значение  $U_{\text{св}}$ .

$$U_{\text{св}} = 0,01 \dots 10 \text{ В.} \quad \alpha(U_{\text{св}}) = 90 \cdot \frac{(U_{\text{св}} - 10)}{(0 - 10)}. \quad (77)$$

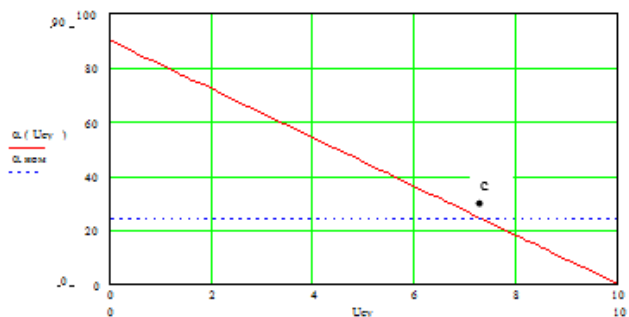


Рисунок 9 – График зависимости угла α от напряжения системы управления

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Да-	РМТП.120000.000ПЗ	Лист
						24

Электрические и гидравлические приводы мехатронных и  
робототехнических систем

$$U_{\text{сигнал}} = \frac{\alpha_{\text{ном}} \cdot (-10)}{90} + 10. \quad (78)$$

$$U_{\text{сигнал}} = \frac{24.62 \cdot (-10)}{90} + 10 = 7.264\text{В}$$

$$K_{\text{мс}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{сигнал}}} \quad (79)$$

$$K_{\text{мс}} = \frac{220}{7.264} = 30.284.$$

Определяют коэффициент усиления промежуточного усилителя:

$$K_{\text{в}} = \frac{K_{\text{г}}}{K_{\text{мс}} \cdot K_{\text{д}} \cdot K_{\text{IT}}} \quad (80)$$

$$K_{\text{в}} = \frac{56340}{38.284 \cdot 0.565 \cdot 0.063} = 52010$$

Исходя из условия, что коэффициенты усиления регулятора скорости и регулятора тока системы управления ЭП принимаются предварительно одинаковыми, их численные значения определяют по выражению:

$$K_{\text{гс}} = \sqrt{K_{\text{в}}} \quad (81)$$

$$K_{\text{гс}} = \sqrt{52010} = 228.06$$

что позволяет записать следующее соотношение:

$$K_{\text{гт}} = K_{\text{гс}} \quad (82)$$

Полученные расчетные коэффициенты усиления регулятора тока и скорости позволяют:

- составить динамическую модель, произвести предварительные исследования проектируемого ЭП, работающего по системе «ПП-ДПТ»;
- выполнить мероприятия по оценке устойчивости работы электропривода ПР в переходных режимах или смене технологического задания.

					<i>РМТР.120000.000ПЗ</i>	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Да-		25

### 6. Динамический расчет приводной системы

Динамическую модель разработанной приводной системы «ТП-ДПТ» условно можно представить, как показано на рисунке 10.

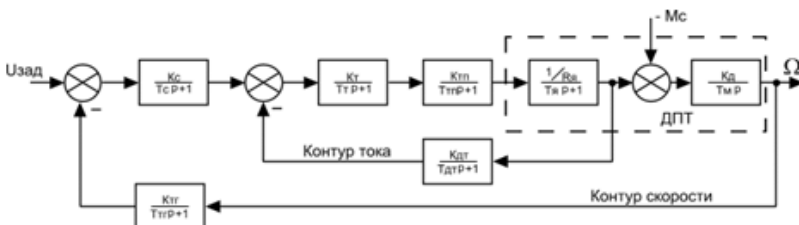


Рисунок 10 – Динамическая модель приводной системы

В системах электроприводов промышленных роботов при перепрограммировании на другой технологический процесс часто наблюдается изменение момента инерции нагрузки, а, следовательно, и механической постоянной времени  $\tau_m$ . Известно [7, 8, 12], при  $\tau_m < 4\tau_x$  корни характеристического полинома обычно комплексно-сопряженные и переходные процессы носят колебательный характер. При  $\tau_m > 4\tau_x$  корни действительны, что соответствует аperiodическим переходным процессам. При  $\tau_m > 10\tau_x$  влиянием  $\tau_x$  можно пренебречь, переходные процессы при этом близки к экспоненциальным.

Для анализа системы ЭП найдем отношение механической постоянной времени к электромагнитной постоянной, т.е.:

$$\frac{\tau_m}{\tau_x} = \frac{0.165}{0.012} = 13.26 \quad (83)$$

Если  $\tau_m > 10\tau_x$ , то двигатель можно представить как одно аperiodическое звено. Передаточную характеристику ДПТ в этом случае представляют следующим образом:

$$W_D = \frac{K_D}{(\tau_m \cdot p + 1)} \quad (84)$$

$$W_D = \frac{0.565}{(0.165p + 1)}$$

						Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дв.	РМТР.120000.000ПЗ	26

Передаточные функции других динамических звеньев рассматриваемой модели ЭП можно представить в виде:

$$W_1(p) = \frac{K_{2c}}{(T_{2c} \cdot p + 1)} \quad (85)$$

$$W_1(p) = \frac{228.06}{(0.165p + 1)}$$

$$W_2(p) = \frac{K_{2m}}{(T_{2m} \cdot p + 1)} \quad (86)$$

$$W_2(p) = \frac{228.06}{(0.002p + 1)}$$

$$W_3(p) = \frac{K_{2n}}{(T_{2n} \cdot p + 1)} \quad (87)$$

$$W_3(p) = \frac{38.284}{(0.01 \cdot p + 1)}$$

$$W_4(p) = \frac{K_{2d}}{(\tau_{2d} \cdot p + 1)} \quad (88)$$

$$W_4(p) = \frac{0.565}{(0.165 \cdot p + 1)}$$

$$W_5(p) = \frac{K_{2m}}{(T_{2m} \cdot p + 1)} \cdot \frac{\tau_{2d} \cdot p}{K_{2d}} \quad (89)$$

$$W_5(p) = \frac{1}{(0.003p + 1)} \cdot \frac{0.165p}{0.565}$$

$$W_6(p) = \frac{K_{2n}}{(T_{2n} \cdot p + 1)} \quad (90)$$

$$W_6(p) = \frac{0.063}{(0.002p + 1)}$$

Для определения устойчивости ЭП относительно задающего воздействия по критерию Найквиста необходимо разорвать цепь обратной связи по скорости и определить передаточную функцию динамической системы (рис. 11) в разомкнутом состоянии.

					РМТП.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		27

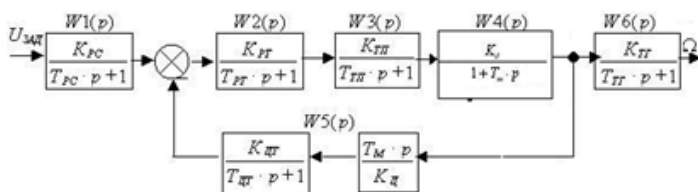


Рисунок 11 – Разомкнутая динамическая приводная система

Передаточную функцию разомкнутой системы представляют в виде:

$$W(p) = \frac{W_1(p) \cdot W_2(p) \cdot W_3(p) \cdot W_4(p) \cdot W_6(p)}{1 + W_5(p) \cdot W_2(p) \cdot W_3(p) \cdot W_4(p)} \quad (91)$$

Дальнейший расчет системы на устойчивость производят с помощью программы MathCAD 2014 и получают логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ) и логарифмическую фазо-частотную характеристику (ЛФЧХ), по которым и осуществляют оценку устойчивости рассматриваемой системы.

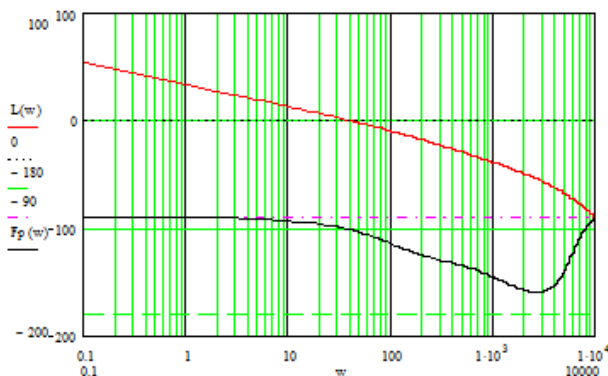


Рисунок 12 – ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

РМТР.120000.000ПЗ

Лист

28

Из графических зависимостей (рис. 12) следует, что данная система имеет значительный запас по амплитуде и запас по фазе, равный  $76^\circ$ , но имеет малое быстродействие. Для повышения быстродействия разрабатываемой системы обычно осуществляют ее коррекцию с целью получения желаемой частоты среза. Для этого в систему вводят корректирующее звено, строят желаемую ЛАЧХ и вычитают из нее ранее построенную ЛАЧХ разомкнутой (нескорректированной) системы.

Желаемую частоту среза находят по формуле [7, 9, 11, 13]:

$$\omega_{ср.ж} = \frac{b \cdot \pi}{T_m}, \quad (92)$$

где  $b$  – коэффициент, определяемый по номограмме Солодовникова [4, 5, 13] и зависящий от перерегулирования  $\sigma$ , соответствует значению  $b = 5$ ,  $\sigma \approx 35\%$

$$\omega_{ср.ж} = \frac{5 \cdot 3.14}{0.15} = 104.7 \text{ рад/с}.$$

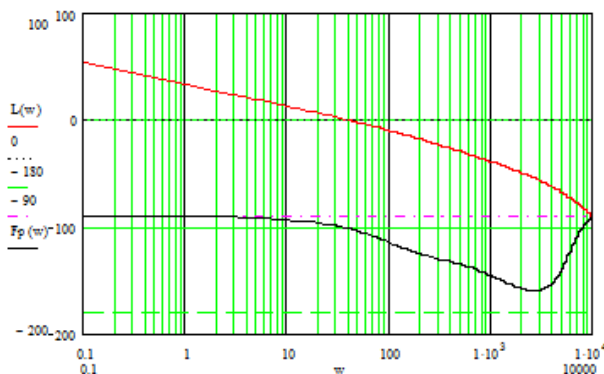


Рисунок 13 – Желаемая ЛАЧХ корректирующего звена

Анализ графических зависимостей показывает, что для обеспечения желаемой ЛАЧХ необходимо в схему модели ввести пропорционально-дифференциальный регулятор с коэффициентом усиления 10, схема которого приведена на рис. 14.

						РМТР.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			29

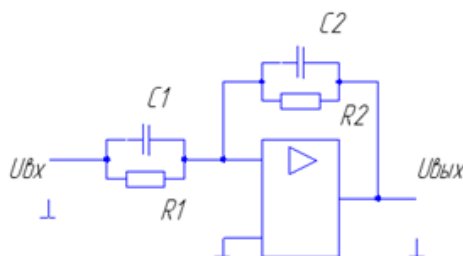


Рисунок 14 – Схема пропорционально-дифференцирующего звена

$$W_k(p) = K \cdot \frac{T_1 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p + 1}, \quad (93)$$

где  $K$  – коэффициент усиления пропорционально-дифференцирующего звена первого порядка, рассчитывается по формуле (94).  $T_1$  – постоянная времени, рассчитывается по формуле (95), а  $T_2$  – постоянная времени – по формуле (96).

$$K = \frac{R_2}{R_1}, \quad (94)$$

где  $R_1$  – 100 Ом  
 $R_2$  – 1000 Ом

$$K = \frac{1000}{100} = 10.$$

$$T_1 = R_1 \cdot C_1. \quad (95)$$

$$T_1 = 100 \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 0,0003 \text{ с.}$$

$$T_2 = R_2 \cdot C_2. \quad (96)$$

$$T_2 = 1000 \cdot 6 \cdot 10^{-7} = 0,0006 \text{ с.}$$

$$W_k(p) = 10 \cdot \frac{0,0003p + 1}{0,0006p + 1}.$$

Передаточная функция скорректированной системы будет иметь вид:

$$W_{\text{кор}}(p) = W(p) \cdot W_k(p). \quad (97)$$

Построенные по уравнению (97) ЛАЧХ и ЛФЧХ скорректированной системы (рис.15) значительно отличаются в сравнении с исходными (рис. 13), в частности:

- увеличилась частота среза ( $\omega_{\text{ср}}$ ) исходной системы с 42 рад/с до 241 рад/с,
- повысились добротность контура и требования к точности обработки сигнала управления;
- запас по амплитуде превышает (8-10) дБ, а по фазе – более 55 градусов.

					РМПП.120000.000ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		30



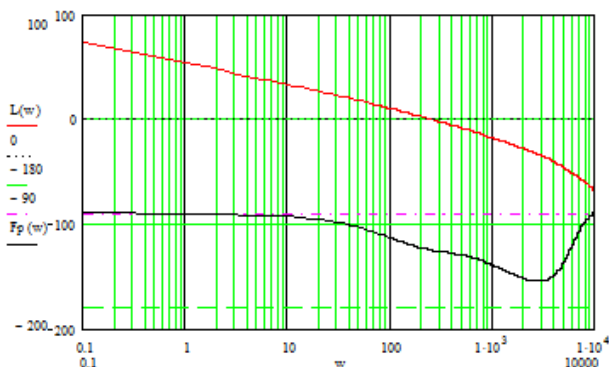


Рисунок 15 – ЛАЧХ и ЛФЧХ скорректированной системы

Следует отметить, что выбор частотных показателей качества - сложная задача, иногда связанная с компромиссными решениями [4, 7, 12] для получения положительного решения при исследовании приводных систем.

На завершающем этапе исследования проектируемой системы ЭП с помощью программы MathCAD 2014 строят переходной процесс скорректированной системы (рис.16). Анализ полученного переходного процесса в ЭП позволяет дать заключение о качестве управления МС при заданных параметрах.

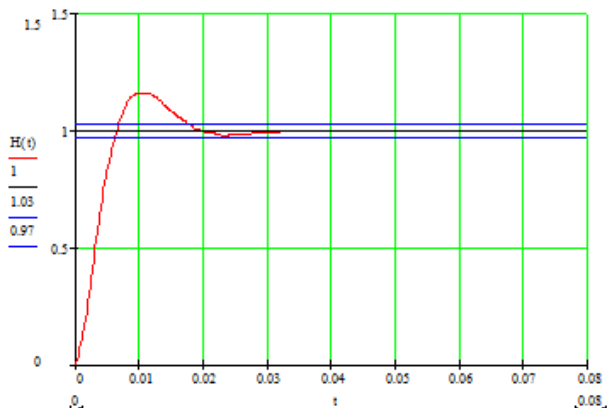


Рисунок 16 – Переходной процесс в системе «ТП-ДПТ»

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

РМТР.120000.000ПЗ

Лист

31



