

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ**  
**ХАРЬКОВСКАЯ НАЦИОНАЛЬНАЯ АКАДЕМИЯ ГОРОДСКОГО ХОЗЯЙСТВА**

**В.П. Андрейченко,**  
**В.Н. Фатеев**

**КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ**  
**по дисциплине**

**«ПРОЕКТИРОВАНИЕ**  
**ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ»**

*(для студентов 4 курса всех форм обучения направления подготовки 6.050702 (0922)  
«Электромеханика» по специальности «Электромеханические системы автоматизации и  
электропривод»)*

**Харьков ХНАГХ 2009**

Конспект лекций по дисциплине «Проектирование электромеханических устройств и систем» (для студентов 4 курса всех форм обучения направления подготовки 6.050702 (0922) «Электромеханика» по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод»). Авт: Андрейченко В.П., Фатеев В.Н.; Харьк. нац. акад. город. хоз-ва – Х.: ХНАГХ, 2009. – 96 с.

Авторы: В.П. Андрейченко,  
В.Н. Фатеев

Рецензент: доц., к.т.н. Н.И. Шпика

Рекомендовано кафедрой электрического транспорта,  
протокол № 2 от 09.09.2009 г.

## **ВВЕДЕНИЕ**

Алгоритм проектирования полупроводникового электропривода состоит из последовательного решения следующих задач:

- выбор типа и мощности исполнительной электрической машины и передаточного отношения редуктора;
- расчет эквивалентных параметров и температуры исполнительного двигателя;
- выбор типа и мощности преобразователя;
- определение или расчет электромагнитных и электромеханических параметров машины и преобразователя (параметров математической модели);
- математическое описание системы «полупроводниковый преобразователь – электрическая машина» по «гладкой» составляющей; структурный и параметрический синтез электропривода по «гладкой» составляющей;
- разработка функциональной модели преобразователя и синтез электропривода;
- разработка виртуальной модели электропривода;
- анализ динамических характеристик функционального или виртуального электропривода с последующим параметрическим синтезом регуляторов;
- расчет (если это продиктовано техническим заданием) механических и регулировочных характеристик электропривода;
- анализ энергетических характеристик электропривода, в котором рассчитываются квазистатические потери в исполнительной машине, квазистатические потери в полупроводниковом преобразователе и в источнике питания, гармонические составляющие на входе и выходе преобразователя, энергетические параметры системы такие, как коэффициент мощности, коэффициент полезного действия, коэффициент гармоник и др.;
- анализ динамических процессов в полупроводниковых элементах преобразователя и расчет динамических потерь в этих элементах с последующим синтезом демфирующих цепей, если такая необходимость появится.

## 1. Описание автоматизируемого технологического механизма и выбор электропривода по роду тока

Требования, предъявляемые к системе электропривода, определяются технологическими особенностями автоматизируемого механизма, конструктивным исполнением механического оборудования, специфическими условиями эксплуатации электрооборудования в данной отрасли промышленности. Первое, что необходимо сделать на основании этих требований, выбрать электропривод по роду тока.

Решение этого вопроса рассмотрим на примере системы электропривода для сложного производственного механизма – продольно-строгального станка.

Детальной разработке подлежит система автоматического управления главным электроприводом станка, которым является электропривод перемещения стола.

Диаграммы скорости движения стола  $V$ , тяговых усилий  $F$  и момента двигателя  $M$  за один двойной ход стола приведены на рис.1.1. Здесь  $t_1$  – время, в течение которого стол разгоняется до скорости входа  $V_{вх}$ . Величина  $V_{вх}$  выбирается такой, чтобы в процессе входа резца в изделие не сминался край изделия и не ломался резец;  $F_{тр.х.х.}$  – усилие трения стола о направляющие:

$$F_{тр.х.х.} = \mu g(m_c + m_g),$$

где  $\mu=0,05$  – коэффициент трения стола о направляющие;  $m_c$ ,  $m_g$  – масса стола и детали;  $g$  – ускорение силы тяжести.  $M_{доп}$  – максимально допустимый момент, который для двигателей постоянного тока равен  $M_{доп} \leq 2,5M_n$ ;  $M_n$  – номинальный момент двигателя;  $t_2$  – время, в течение которого стол движется с постоянной скоростью  $V_{вх}$ ;  $M_1$  – соответствующий момент, развиваемый двигателем:

$$M_1 = F_{тр.х.х.} \rho / \eta_n,$$

где  $\rho$  – радиус приведения механического передаточного устройства (МПУ) главного электропривода станка;  $\eta_n$  – к.п.д. МПУ, равный:

$$\eta_n = \eta_n^n,$$

где  $n$  – число ступеней передачи,  $\eta_n = 0,96 \div 0,98$  – номинальный к.п.д. зубчатой пары;  $t_3$  – время, в течение которого резец врежется в металл;  $F_{тяг} = F_{р\sigma} + F_{тр}$  –

тяговое усилие на столе, где  $F_{p\Sigma} = F_p(N_{cв} + N_{сг})$  – суммарное усилие резания, создаваемое вертикальным  $N_{св}$  и горизонтальными  $N_{сг}$  суппортами при усилии на один суппорт  $F_p$ ;  $F_{mp} = F_{mp.xx} + F_y$  – усилие трения с учетом вертикальной составляющей усилия резания  $F_y = 0,4 F_p N_{св}$ ;  $M_2$  – соответствующий момент двигателя:

$$M_2 = F_{тяг} \rho / \eta_n$$

$t_4$  – время, в течение которого стол разгоняется до скорости резания  $V_p$  при моменте двигателя, равном  $M_{дон}$ ;  $t_5$  – время, в течение которого стол движется со скоростью резания  $V_p$ . Нагрузка на привод определяется величиной  $F_{тяг}$ . Момент, развиваемый двигателем, равен  $M_2$ ;  $t_6$  – время, в течение которого скорость снижается до величины  $V_{блх}$ , что предотвращает скалывание кромки изделия при выходе резца. При этом двигатель работает в тормозном режиме с предельно допустимым моментом  $M_{дон}$ ;  $t_7$  – время выхода резца из металла. Нагрузка на привод определяется величиной  $F_{тяг}$ , а момент двигателя равен  $M_2$ ;  $t_8$  – время, в течение которого стол движется с постоянной скоростью  $V_{блх}$ . При этом нагрузка на привод определяется величиной  $F_{mp.xx}$ , а момент двигателя равен  $M_1$ ;  $t_9$  – время, в течение которого скорость стола снижается до нуля. Двигатель работает в тормозном режиме с предельно допустимым моментом  $M_{дон}$ ;  $t_{10}$  – время, в течение которого стол разгоняется до скорости обратного хода  $V_{б}$ . При переходе скорости через нулевое значение усилие  $F_{mp.xx}$  меняет свой знак. Двигатель продолжает работать с  $M_{дон}$ ;  $t_{11}$  – время, в течение которого стол движется с установившейся скоростью  $V_{б}$  при  $F = F_{mp.xx}$  и  $M = M_1$ ;  $t_{12}$  – время, в течение которого скорость стола уменьшается до нуля. При этом двигатель работает с предельно допустимым моментом  $M_{дон}$ . Далее цикл работы повторяется.

Выбор наиболее эффективных режимов резания при обработке различных материалов обеспечивается за счет регулирования скорости главного электропривода продольно-строгального станка. Диапазон регулирования скорости определяется как отношение максимальной скорости поступательного движения к его минимальной скорости, т.е. как отношение

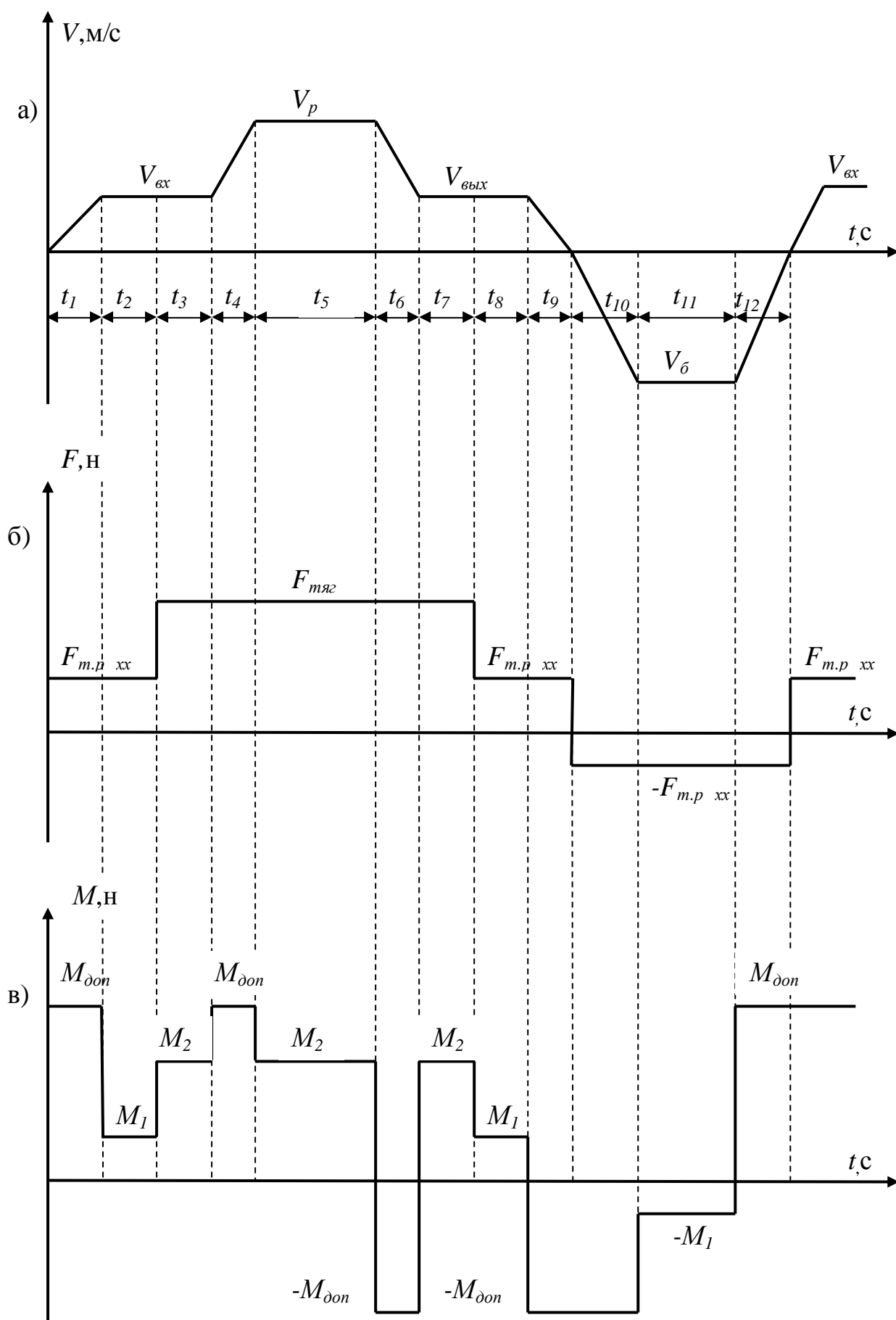


Рис. 1.1: а) тахограмма движения стола; б) диаграмма усилий;  
в) нагрузочная диаграмма двигателя

скорости  $V_{\delta}$  к скорости  $V_{\text{вх}}$ . Об общем случае наименьшая величина  $V_{\text{вх}}$  соответствует черновой обработке твердых металлов и равна  $0,067 \div 0,1 \text{ м/с}$ , а наибольшая величина  $V_{\delta}$  равна  $1,25 \div 2,0 \text{ м/с}$  [2]. Поэтому диапазон регулирования скорости главного привода лежит в пределах

$$D = \frac{V_{\delta}}{V_{\text{вх}}} = \frac{0,25 \div 2,0}{0,1 \div 0,067} = 12,5 \div 30.$$

Для повышения производительности станка, которая определяется работой главного привода не только в установившихся, но и в переходных режимах, скорость привода должна регулироваться электрическим способом. Поскольку  $D > 10$ , то необходимо применять двигатель постоянного тока [2].

## **2. Регулирование скорости электроприводов с двигателями постоянного тока**

### **2.1. Показатели, характеризующие процесс регулирования скорости**

В современной промышленности используется большое количество производственных механизмов, работающих с различной, изменяющейся скоростью.

Во всех этих механизмах, как и во многих других, для достижения высокой производительности и требуемого качества работы необходимо осуществлять регулирование скорости.

В настоящее время все большее применение находит электрическое регулирование скорости, которое имеет ряд преимуществ в отношении технических и экономических показателей.

Основными показателями, характеризующими различные способы регулирования скорости электроприводов, являются:

- 1) диапазон регулирования;
- 2) плавность;
- 3) экономичность;
- 4) стабильность скорости;

5) направление регулирования скорости (уменьшение или увеличение ее относительно основной скорости);

б) допустимая нагрузка при различных скоростях.

1. *Диапазон регулирования угловой скорости* определяется отношением возможных установившихся скоростей максимальной  $\omega_{max}$  к минимальной  $\omega_{min}$

$$D = \omega_{max} : \omega_{min}$$

при заданной точности регулирования (с заданным статическим падением скорости электропривода) для установленных пределов изменения момента нагрузки и других возмущений.

Обычно диапазон регулирования выражается в числах в виде отношения, например: 2:1, 4:1, 10:1, 20:1 и т.д. Современные системы автоматического регулирования электроприводов с обратными связями позволяют существенно расширить диапазон регулирования скорости.

Различные производственные машины требуют разных диапазонов регулирования. Например, главные механизмы металлорежущих станков в зависимости от их назначения работают с диапазонами регулирования  $D=(4:1) \div (100:1)$  и выше; для механизмов подачи универсальных станков требуется диапазон до 10000:1 и выше. При изготовлении бумаги для газет бумагоделательная машина работает с диапазоном регулирования  $D=3:1$ , а при изготовлении высших сортов бумаги  $D=20:1$ . Некоторые прокатные металлургические станы имеют диапазон регулирования  $D=(20:1) \div (25:1)$ .

2. *Плавность регулирования* характеризует скачок скорости при переходе от данной скорости к ближайшей возможной. Плавность тем выше, чем меньше этот скачок. Число скоростей, получаемых в данном диапазоне, определяется плавностью регулирования. Ее можно оценить коэффициентом плавности регулирования, который находится как отношение двух соседних значений угловых скоростей при регулировании

$$\varphi_{пл} = \omega_i / \omega_{i-1},$$

где  $\omega_i$  и  $\omega_{i-1}$  - угловые скорости соответственно на  $i$ -й и  $(i-1)$ -й ступенях регулирования.



При плавном регулировании  $\varphi_{пл} \rightarrow 1$ , а число скоростей  $z \rightarrow \infty$ . В случае ступенчатого регулирования коэффициент плавности регулирования может существенно отличаться от единицы. Число скоростей, диапазон регулирования  $D$  и коэффициент плавности регулирования при таком регулировании связаны между собой равенством

$$D = \varphi_{пл}^{z-1},$$

Плавность регулирования во многих случаях определяет качество продукции. В практике электропривода наименьшей плавностью регулирования обладают двухскоростные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором ( $\varphi_{пл} = 2$ ). Высокая плавность регулирования угловой скорости достигается, например, в двигателе постоянного тока независимого возбуждения при регулировании изменением потока или подводимого к якору двигателя напряжения.

3. *Экономичность регулирования* характеризуется затратами на сооружение и эксплуатацию электропривода.

Необходимо отметить, что экономически выгодным оказывается такой регулируемый электропривод, который обеспечивает большую производительность приводимого им в действие механизма при высоком качестве технологического процесса и сравнительно быстро окупается.

Потери мощности  $\Delta P$ , возникающие при регулировании скорости, определяют КПД привода:

$$\eta = P_2 / (P_2 + \Delta P),$$

где  $P_2$  – мощность на валу двигателя.

При работе двигателя на разных угловых скоростях следует подсчитывать так называемый средневзвешенный КПД за регулировочный цикл, состоящий из  $m$  ступеней, по выражению

$$\eta_p = \Sigma P_{2q} t_q / \Sigma (P_{2q} + \Delta P_q) t_q,$$

где  $P_{2q}$  и  $\Delta P_q$  – полезная мощность и потери на  $q$ -й ступени;

$t_q$  – время, в течение которого двигатель работает на  $q$ -й ступени.

Важным экономическим показателем электропривода является коэффициент мощности и потребление реактивной энергии за рабочий цикл. В случае двигателя переменного тока сдвиг фаз между током и напряжением сети обуславливается потреблением реактивной мощности, затрачиваемой на создание магнитного потока.

Зная потребляемые двигателем активную  $P_a$  и реактивную  $P_p$  мощности, можно определить коэффициент мощности, с которым в данный момент работает двигатель:

$$\cos \varphi = P_a / \sqrt{P_a^2 + P_p^2},$$

и средневзвешенный  $\cos \varphi_p$  при работе на разных угловых скоростях с разным временем и с различными нагрузками в течение цикла регулирования:

$$\cos \varphi_p = \Sigma P_{aq} t_q / \Sigma (\sqrt{P_{aq}^2 + P_{pq}^2}) t_q.$$

Номинальный коэффициент мощности для большинства двигателей составляет  $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,8 \div 0,9$  и зависит от мощности двигателя. С ростом мощности и номинальной угловой скорости двигателя повышается номинальный коэффициент мощности.

4. Стабильность угловой скорости характеризуется изменением угловой скорости при заданном отклонении момента нагрузки и зависит от жесткости механической характеристики; она тем выше, чем больше жесткость характеристики.

5. *Направление регулирования скорости*, т.е. уменьшение или увеличение ее по отношению к основной скорости, зависит от способов регулирования.

Различают однозонное регулирование вниз от основной скорости, однозонное регулирование вверх от основной скорости и двухзонное регулирование, когда имеется возможность получать характеристики выше и ниже естественной.

6. *Допустимая нагрузка двигателя*, т.е. наибольшее значение момента, который двигатель способен развивать длительно при работе на регулировочных характеристиках, определяется нагревом двигателя и для разных способов регулирования будет различной.

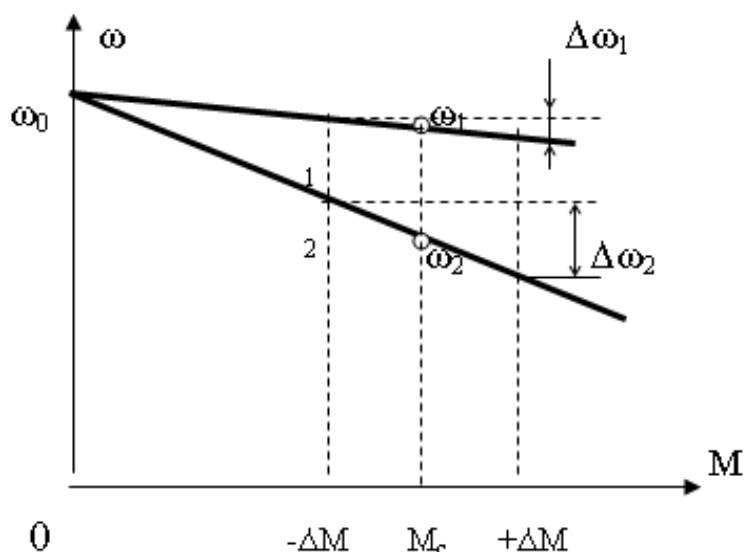


Рис.2.1 - Иллюстрация изменения угловой скорости для механических характеристик различной жесткости

Рассмотрим в качестве примера двигатель постоянного тока независимого возбуждения. Он может иметь две зоны регулирования, как это показано на рис. 2.2. Зона I отвечает регулированию с постоянным моментом. Действительно, если регулирование осуществляется изменением сопротивления или напряжения главной цепи при неизменном номинальном магнитном потоке двигателя, то при номинальном токе якоря допустимый момент будет постоянным:

$$M_{\text{доп}} = k\Phi I_{\text{ном}} = \text{const} = M_{\text{ном}}$$

Мощность на валу двигателя в этой зоне изменяется по линейному закону, так как она пропорциональна угловой скорости

$$P_2 = M\omega$$

Зона II отвечает регулированию с постоянной мощностью, когда оно производится изменением магнитного потока двигателя.

В этом случае при неизменном токе якоря, равном номинальному, магнитный поток с увеличением угловой скорости необходимо регулировать по закону гиперболы.

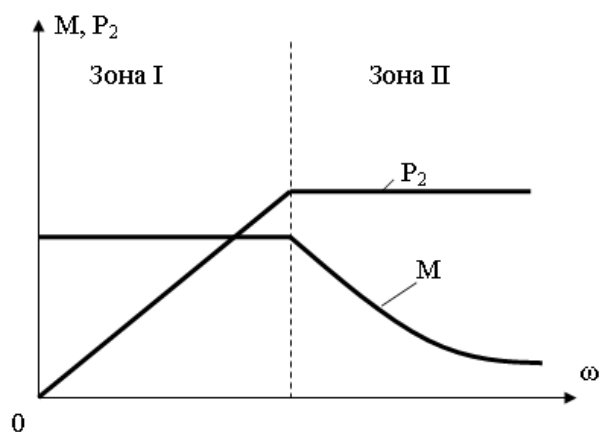


Рис.2.2 - Характеристики двух зон регулирования двигателя постоянного тока независимого возбуждения

## 2.2. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения изменением магнитного потока

Из уравнения для электромеханической характеристики

$$\omega = (U - IR) / k\Phi$$

вытекает, что возможны три принципиально различных способа регулирования угловой скорости двигателя:

- 1) изменением тока возбуждения (магнитного потока) двигателя;
- 2) изменением сопротивления цепи якоря посредством резисторов (реостатное);
- 3) изменением подводимого к якорю двигателя напряжения.

Регулирование угловой скорости двигателя изменением тока возбуждения является одним из наиболее простых и экономичных способов. Мощность, потребляемая обмоткой возбуждения двигателя, составляет примерно 2 – 2,5% мощности двигателя, поэтому этот способ находит широкое применение в современной практике электропривода.

Регулирование скорости в этом случае осуществляется вверх от основной, причем допустимый момент двигателя изменяется по закону гиперболы, а допустимая мощность остается неизменной. Так как допустимая нагрузка определяется током, равным номинальному, то мощность, развиваемая двигателем, постоянна ( $P = P_{ном} = \text{const}$ ).

Электромеханическим характеристикам  $\omega = f(I)$  при изменении тока возбуждения соответствуют различные значения угловой скорости идеального холостого хода, определяемые по:

$$\omega_0 = U/k\Phi$$

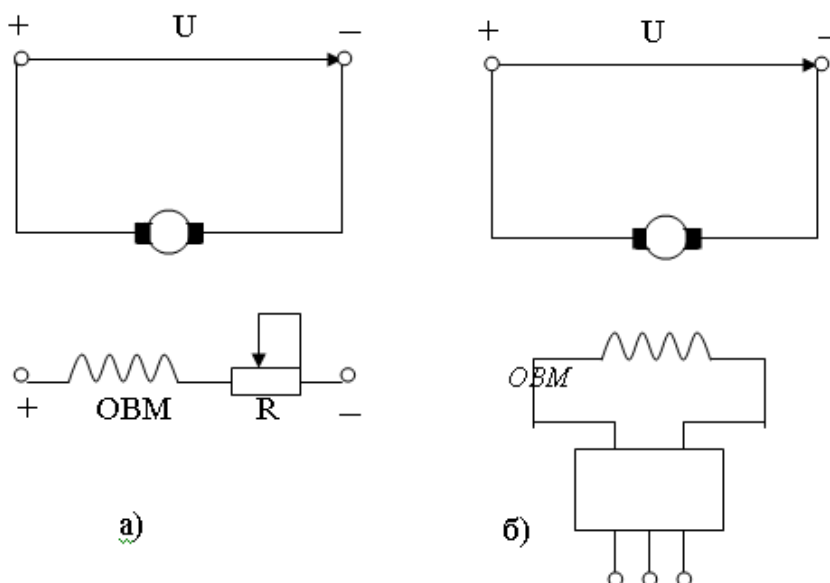


Рис. 2.3 - Принципиальные схемы электропривода при регулировании угловой скорости изменением магнитного потока с помощью резистора (а) и регулятора напряжения РН (б)

Последнее следует из того, что при  $\omega = 0$  уравнение для любой электромеханической характеристики имеет вид:

$$0 = (U - IR_{\text{я}})/k\Phi,$$

откуда определяется ток в якоре двигателя

$$I = U/R_{\text{я}} = I_{\text{к.з.}}$$

Механические характеристики, показанные на рис. 2.5, имеют те же значения угловых скоростей идеального холостого хода, что и для электромеханических характеристик.

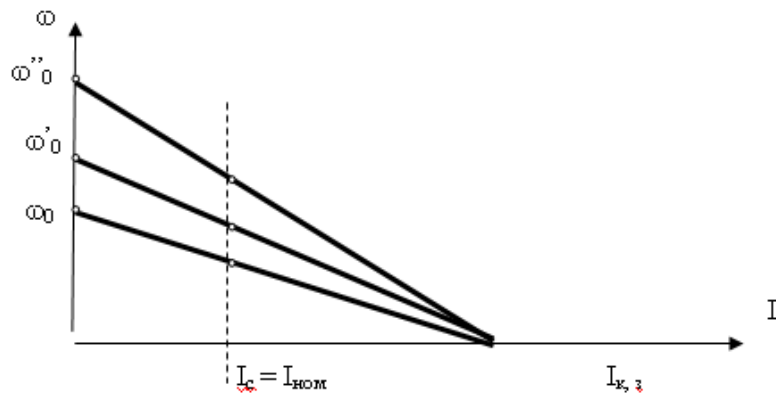


Рис. 2.4- Электромеханические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения при регулировании угловой скорости током возбуждения

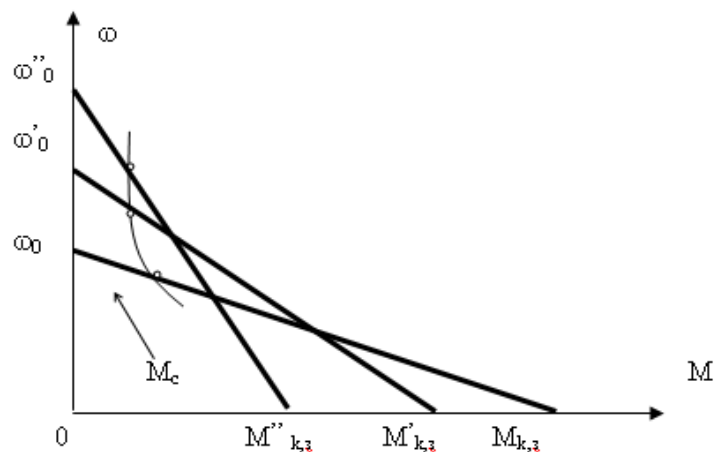


Рис.2.5 - Механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения при регулировании угловой скорости током возбуждения

Регулирование является экономичным при постоянной мощности: при этом потери мощности в цепи якоря при работе на регулировочных характеристиках будут такими же, как и на естественной характеристике, а потери на возбуждение – меньше.

Обычно регулируемые двигатели имеют диапазон регулирования от 2:1 до 5:1, в ряде случаев до  $(8 \div 10) : 1$ .

Диапазон регулирования ограничивается различными факторами. Главным из них является ухудшение условий коммутации с возрастанием угловой скорости, поскольку реактивная ЭДС, вызывающая искрение на

коллекторе, пропорциональна току и угловой скорости. Кроме того, при больших угловых скоростях требуется повышать механическую прочность якоря.

Стабильность угловой скорости при регулировании определяется относительным перепадом угловой скорости при изменении нагрузки и в данном случае при номинальном токе якоря как  $\Delta\omega_{\text{ном}}/\omega_0 = I_{\text{ном}}R_{\text{я}}/U$ .

### **2.3. Реостатное и импульсное параметрическое регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения**

При этом способе регулирования изменяется жесткость характеристики, а с ней и стабильность угловой скорости.

Если считать, что для любой угловой скорости допустимым является номинальный ток, т.е.  $I_{\text{доп}} = I_{\text{я,ном}}$ , а поток двигателя остается номинальным, то допустимый момент двигателя равен номинальному  $M_{\text{доп}} = k\Phi_{\text{ном}}I_{\text{я,ном}} = M_{\text{ном}}$ ; по мере снижения угловой скорости допустимая мощность двигателя уменьшается, так как  $P_{\text{доп}} = M_{\text{ном}}\omega$ .

В большинстве случаев реостатное регулирование угловой скорости производится с помощью контакторов, замыкающих отдельные ступени резисторов, т.е. скорость привода, изменяется дискретно, поэтому данный способ при контакторном управлении не обеспечивает плавного регулирования. Другим способом достижения плавного регулирования при введении резисторов в цепь якоря является использование (при небольшой мощности двигателя) импульсного параметрического регулирования угловой скорости.

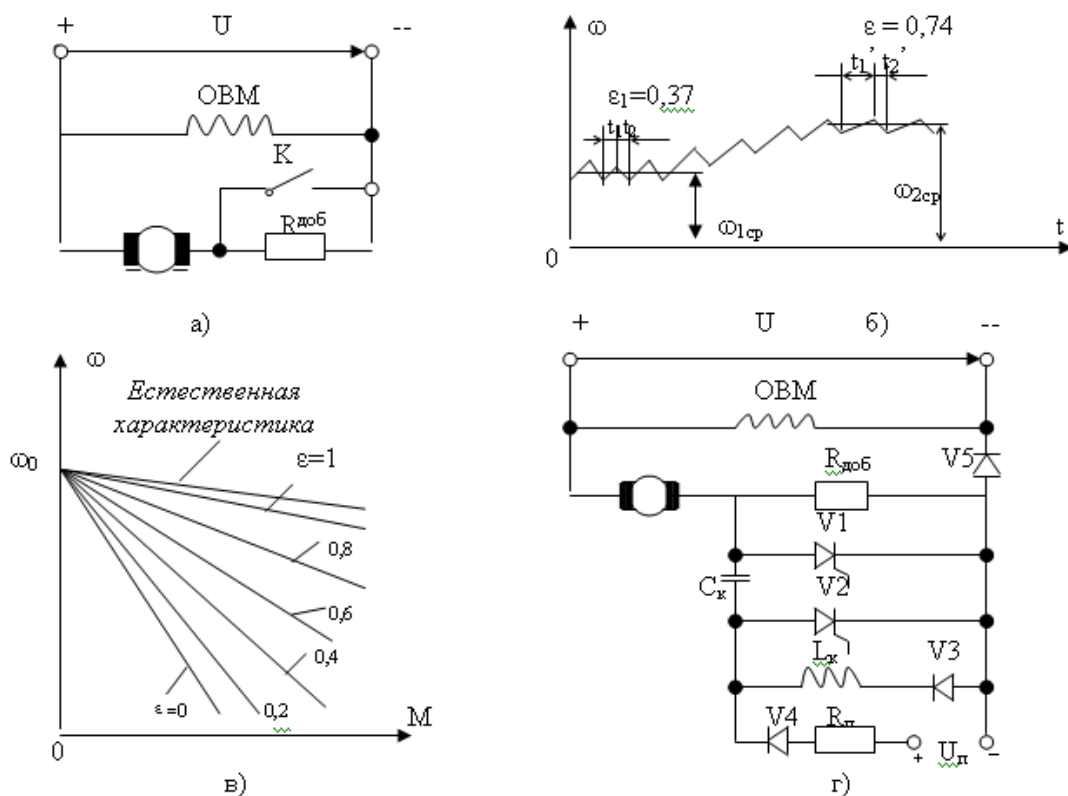


Рис.2.6 - Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения при импульсном регулировании добавочного сопротивления (а), график регулирования угловой скорости при изменении скважности  $\varepsilon$  замыкания контакта К (б), механические характеристики при импульсном регулировании сопротивления (в), схема тиристорного ключа (г)

Коммутация ключа К осуществляется периодически.

Соотношение длительностей  $t_1$  замкнутого и  $t_2$  разомкнутого состояния ключа К принято выражать в виде относительной величины

$$\varepsilon = t_1 / (t_1 + t_2),$$

называемой скважностью управляющих импульсов. При  $\varepsilon = 1$  двигатель будет работать на естественной характеристике (ключ К постоянно замкнут). При  $\varepsilon = 0$  двигатель будет работать на реостатной характеристике, соответствующей постоянно включенному резистору  $R_{доб}$  (ключ К разомкнут). При других значениях  $\varepsilon$  эквивалентное (усредненное) добавочное сопротивление в цепи якоря определяется соотношением

$$R_{доб.э} = R_{доб}(1 - \varepsilon).$$

Для реализации импульсного способа регулирования сопротивления (следовательно, и угловой скорости) применяются бесконтактные ключи,



выполненные на базе транзисторов (при токах до 15-20 А) или тиристоров (при токах до 100-150 А).

На рис. 2.6г показана схема тиристорного ключа. Роль ключа выполняет тиристор V1, шунтирующий резистор  $R_{доб}$  при подаче на него управляющего импульса. Выключается тиристор V1 с помощью вспомогательного тиристора V2, подключающего к тиристор V1 коммутирующий конденсатор  $C_k$ , предварительно заряженный через тиристор V4 и резистор  $R_n$  от маломощного источника  $U_n$ . Выключение тиристора V2 происходит по окончании перезаряда конденсатора  $C_k$  от напряжения цепи якоря (падение напряжения на  $R_{доб}$  при включенном тиристоре V1). При очередном включении тиристора V1 обратный колебательный перезаряд конденсатора  $C_k$  осуществляется через V1, диод V3 и реактор  $L_k$ .

Потери мощности в этой цепи пропорциональны потребляемой мощности и перепаду угловой скорости, выраженному в относительных единицах. Так, если момент нагрузки постоянен (следовательно, постоянна потребляемая мощность) и угловая скорость двигателя уменьшается вдвое, то примерно половина мощности, потребляемой из сети, будет рассеиваться в виде теплоты, выделяемой в реостате, т.е. данные способы регулирования (реостатный и импульсный параметрический) являются неэкономичными. При импульсном регулировании сопротивления энергетические показатели несколько хуже, чем при ступенчатом его изменении. Это обусловлено наличием в кривой тока якоря переменной составляющей, вызванной коммутациями ключа, что приводит к увеличению потерь энергии.

## **2.4. Регулирование скорости по системе генератор – двигатель**

Схема включения двигателя по системе генератор-двигатель приведена на рис. 2.7.

Генератор G с постоянной угловой скоростью приводится во вращение асинхронным или синхронным двигателем M1; питание цепей возбуждения

генератора G и исполнительного двигателя M осуществляется от независимого источника постоянного тока.

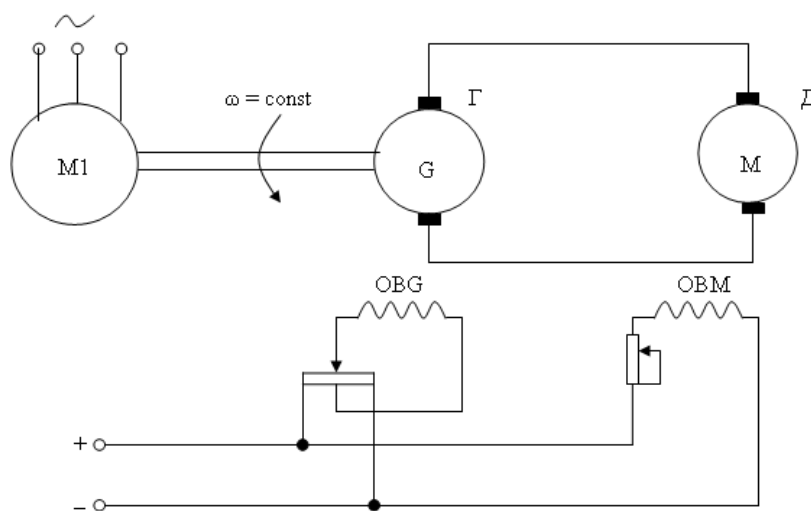


Рис.2.7 - Принципиальная схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения по системе Г-Д

Якорь двигателя M присоединяется к якорю генератора G непосредственно. Электродвижущая сила генератора определяется по формуле

$$E_{\Gamma} = \kappa_{\Gamma} \Phi_{\Gamma} \omega_{\Gamma},$$

где  $\kappa_{\Gamma}$  – коэффициент, зависящий от конструктивных данных генератора и определяемый по формуле

$$\kappa_{\Gamma} = P_{\Gamma} N_{\Gamma} / 2\pi a_{\Gamma},$$

где  $p_{\Gamma}$  – число пар полюсов;  $N_{\Gamma}$  – число активных проводников обмотки якоря;  $a_{\Gamma}$  – число параллельных ветвей обмотки якоря. Следовательно, при постоянной угловой скорости генератора  $\omega_{\Gamma}$  ЭДС его будет определяться магнитным потоком, который легко регулируется током возбуждения.

Пользуясь схемой замещения для рассматриваемого случая (рис. 2.9), можно составить уравнение равновесия ЭДС

$$E_2 - E = I(R_2 + R_0)$$

или

$$E_2 - k\Phi\omega = I(R_2 + R_0),$$

где  $E$  и  $I$  – ЭДС двигателя и ток якорной цепи машин;  $R_r$ ,  $R_d$  – соответственно сопротивление якоря генератора и двигателя.

Отсюда угловая скорость двигателя

$$\omega = E_e / k\Phi - I(R_e + R_d) / k\Phi.$$

Так как  $M = k\Phi I$ , то

$$\omega = E_e / k\Phi - M(R_e + R_d) / (k\Phi)^2.$$

При неизменном потоке двигателя

$$\omega = \omega_0 - BM,$$

где  $B = (R_r + R_d) / k\Phi$ .

Механические характеристики двигателя при неизменном потоке двигателя и изменении потока генератора (без учета реакции якоря) представляют собой семейство линейных характеристик, наклон которых остается постоянным и определяется общим сопротивлением якорной цепи. Скорость идеального холостого хода определяется по формуле  $\omega = E_r / k\Phi$  и может приобретать любое значение – от  $\omega_0 = E_r / k\Phi$  до  $-\omega_0 = -E_r / k\Phi$ ;

Отрицательное значение ЭДС генератора легко может быть получено при реверсировании тока возбуждения изменением полярности напряжения на обмотках возбуждения генератора.

Механические характеристики двигателя располагаются в четырех квадрантах; основным достоинством этой системы является плавность регулирования, которая осуществляется воздействием на цепи возбуждения.

Система Г-Д может обеспечить двухзонное регулирование угловой скорости – до основной скорости изменением ЭДС генератора при постоянном потоке двигателя, а выше основной регулированием тока возбуждения двигателя при постоянной, равной номинальному значению ЭДС генератора. Характеристики, соответствующие первой зоне регулирования, а второй зоне – штриховыми.

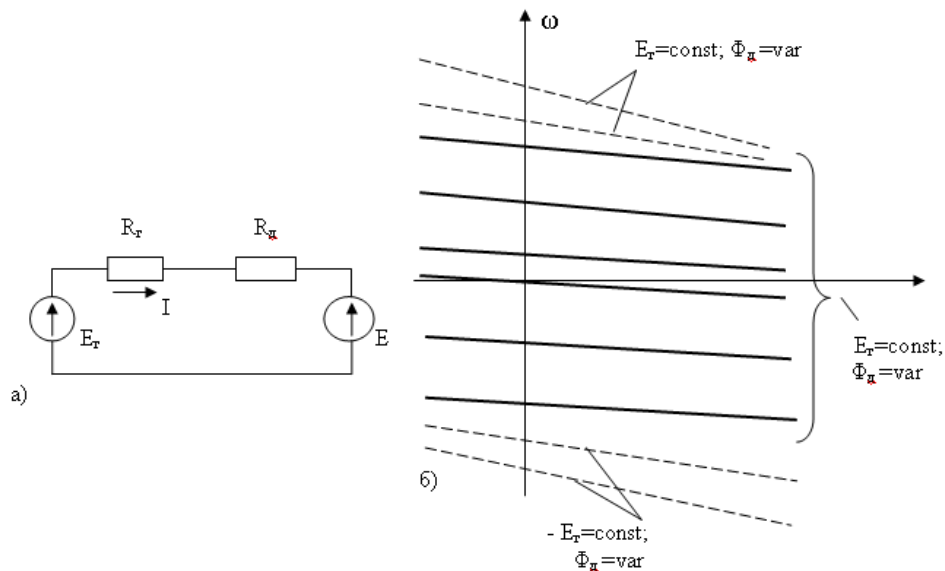


Рис. 2.8 - Схема замещения (а) и характеристики (б) при двухзонном регулировании угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения, включенного по системе Г – Д

Верхний предел угловой скорости при регулировании с постоянным потоком двигателя ограничивается номинальным значением ЭДС генератора и тем перепадом скорости, который обусловлен нагрузкой и сопротивлением якорной цепи. Нижний предел регулирования определяется заданным относительным перепадом угловой скорости при заданном изменении нагрузки; этот относительный перепад, называемый статизмом, определяется при минимальной угловой скорости для случая изменения момента нагрузки от нуля до  $M_{ном}$  как

$$\delta = \Delta\omega_{ном} / \omega_{0\min}$$

или

$$\delta = I_{ном} (R_z + R_d) \omega_{0\max} / E_{z, ном} \omega_{0\min}$$

Отсюда допустимый диапазон регулирования

$$D_{дон} = \omega_{0\max} / \omega_{0\min} = E_{z, ном} \delta / I_{ном} (R_z + R_d) = \delta / \Delta\omega_{ном},$$

где  $\Delta\omega_{ном}$  – относительный перепад угловой скорости при  $E_{z, ном}$ .

Если, например, для машин средней мощности относительный перепад принять равным  $\Delta\omega_{ном} = 0,1$ , то при допустимом статизме  $\delta = 0,2$  допустимый диапазон регулирования составит всего  $D = 2:1$ , если же задаться еще меньшим статизмом  $\delta \leq 0,1$ , то осуществлять регулирование нельзя, так как  $D \leq 1$ .

## **2.5. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения изменением напряжения на якоре с помощью управляемых тиристорных выпрямителей**

К недостаткам системы Г-Д относятся:

- 1) необходимость в двукратном преобразовании энергии (из электрической энергии переменного тока в механическую и из механической вновь в электрическую постоянного тока регулируемого напряжения), что приводит к значительному снижению КПД;
- 2) наличие двух машин в преобразовательном агрегате, установленная мощность каждой, если пренебречь потерями в машинах, равна установленной мощности регулируемого двигателя;
- 3) значительные габариты и масса установки, необходимость в фундаменте для преобразовательного агрегата;
- 4) высокие капитальные и эксплуатационные расходы.

Процессы в схеме с управляемым выпрямителем при учете индуктивности обмотки якоря двигателя и противо-ЭДС двигателя имеют свою особенность. В этом случае графики изменения во времени напряжения, и тока преобразователя имеют довольно сложный характер. Кривая выпрямленного напряжения состоит из положительных и отрицательных участков синусоид. Так может быть как непрерывным, так и прерывистым.

Выпрямленное напряжение (и выпрямленный ток) содержит постоянную  $U_d$  и переменную составляющие (последняя содержит ряд гармоник). Наличие пульсаций (переменной составляющей) выпрямленного напряжения и тока ухудшает условия коммутации двигателей постоянного тока и увеличивает потери в них. На выходе выпрямителя часто устанавливается индуктивный фильтр, представляющий собой реактор, включаемый последовательно с якорем двигателя и обладающий большим реактивным сопротивлением для переменной составляющей выпрямленного тока, которая значительно уменьшается, а падение напряжения от этой составляющей на активном

сопротивлении реактора незначительно. Другим средством уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения является использование многофазных схем выпрямления.

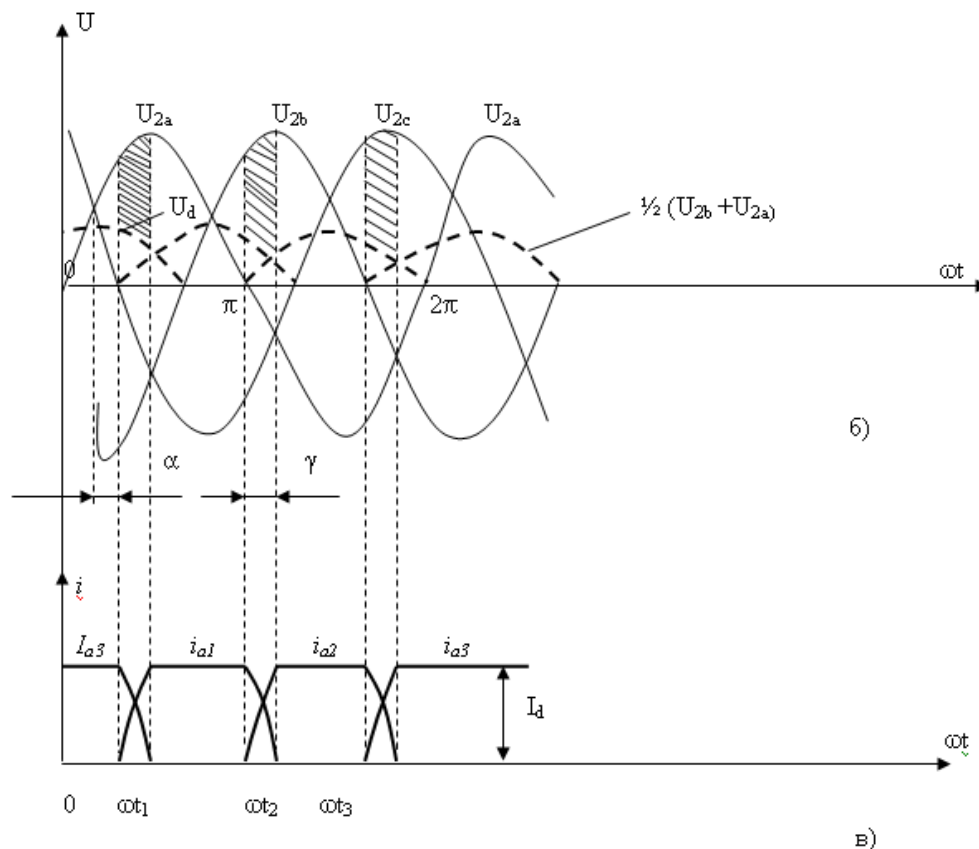


Рис. 2.9 - Регулирование напряжения при трехфазной нулевой схеме включения тиристоров: а – схема выпрямления; б – диаграмма напряжений; в – диаграмма токов

Рассмотрим форму напряжения и тока для трехфазной нулевой схемы включения тиристоров, показанной на рис. 2.9а, с учетом индуктивности рассеяния, приведенной к вторичной обмотке трансформатора, и значительной индуктивности сглаживающего реактора  $L_d$ , при которой ток можно считать идеально сглаженным.

Из-за индуктивности рассеяний вторичной обмотки трансформатора переход тока от одного тиристора к другому происходит не мгновенно, а в течение времени, которое соответствует так называемому углу коммутации. В интервале  $t_1 - t_2$  работает тиристор V1; в момент  $t_2$  начинается процесс

коммутации тока с тиристора V1 на V2, в течение которого работают оба тиристора. За счет ЭДС самоиндукции, наводимой в фазе  $u_{2a}$ , ток  $i_{2a}$  спадает не сразу, а из  $u_{2b}$  вычитается часть напряжения, соответствующая ЭДС самоиндукции, которая препятствует росту тока  $i_{2a}$  так, что сумма токов  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$  в момент коммутации остается равной выпрямленному току  $I_d$ . К концу коммутации (момент  $t_3$ ), обозначенной углом  $\lambda$ , ток в тиристоре V1 становится равным нулю, а в тиристоре V2 возрастает до значения  $I_d$ . В период коммутации выпрямленное напряжение становится меньшим и равным  $u_d = \frac{1}{2}(u_{2a} + u_{2b})$ ; оно изменяется так, как показано на рис.2.10б. К концу коммутации напряжение скачком возрастает до фазного напряжения  $u_{2b}$ . Следовательно, выпрямленное напряжение снижается из-за индуктивного падения напряжения, которое показано зашифрованной площадкой на рис. 2.9б. Среднее значение выпрямленного напряжения определяется соотношением (без учета падения напряжения на тиристоре):

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - I_d(x_T m / 2\pi + R_T + R_L),$$

где  $U_{d0} = m/\pi \sqrt{2} U \sin \pi/m$  – среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе выпрямителя и полностью открытых тиристорах;  $U$  – действующее значение переменного фазного напряжения;  $m$  – число фаз выпрямителя;  $x_T$ ,  $R_T$  – соответственно приведенные к вторичной обмотке индуктивное сопротивление рассеяния обмоток фазы трансформатора и их активное сопротивление;  $R_L$  – активное сопротивление сглаживающего реактора.

Форма кривой тока приведена на рис. 2.9в.

Уравнение электромеханической характеристики двигателя независимого возбуждения

$$\omega = (U_{d0} \cos \alpha - I R_\Sigma) / k\Phi,$$

а уравнение механической характеристики

$$\omega = U_{d0} \cos \alpha / k\Phi - M R_\Sigma / (k\Phi)^2,$$

где  $R_\Sigma = x_1 m / 2\pi + R_T + R_L + R_\Sigma$ .

Механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения, управляемого тиристорным выпрямителем приведены на рис. 2.10 и напоминают характеристики в системе Г-Д, однако они отличаются рядом особенностей.

Характеристики имеют меньшую жесткость за счет большего падения напряжения в якорной цепи; при различных углах включения наклон их остается постоянным. При конечных значениях индуктивности сглаживающего реактора и малых нагрузках наступает режим прерывистых токов, при котором имеет место резкий подъем характеристик. Чем больше угол включения тириستоров, тем больше зона прерывистых токов.

Явление прерывистых токов обусловлено тем, что с уменьшением нагрузки снижается количество энергии, запасенной в индуктивности  $L_d$ , и наступает момент, когда создаваемая ею ЭДС самоиндукции оказывается недостаточной для поддержания тока при отрицательных напряжениях на анодах тириستоров, что приводит к увеличению выпрямленного напряжения  $U_d$ , а следовательно, к возрастанию угловой скорости двигателя при холостом токе.

В схеме, приведенной на рис. 2.9а двигатель может работать в двигательном режиме и режиме торможения противовключением (за счет активного момента, например, груза) при неизменном направлении тока в якорной цепи. Когда возникает необходимость реверсирования двигателя, можно изменять полярность

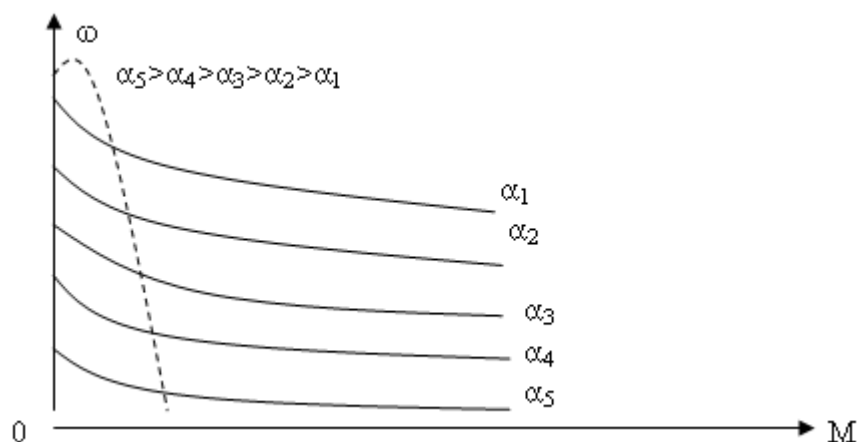


Рис. 2.10 - Механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения, питающегося от тиристорного управляемого выпрямителя



на выводах якоря при неизменном направлении тока возбуждения. На рис. 2.12 дана схема реверсирования с помощью реверсора в якорной цепи, на рис. 2.13 – трехфазная мостовая реверсивная схема выпрямителя и на рис.2.14 – реверсивная трехфазная нулевая схема выпрямителя.

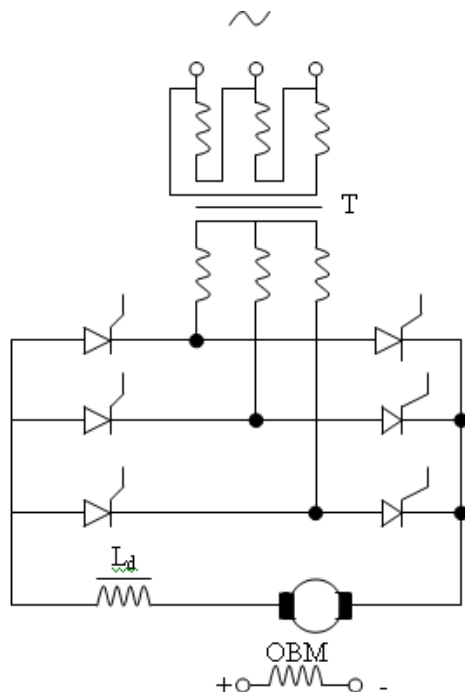


Рис. 2.11 - Схема нереверсивного электропривода постоянного тока по система УВ–Д при питании двигателя от трехфазного мостового тиристорного выпрямителя

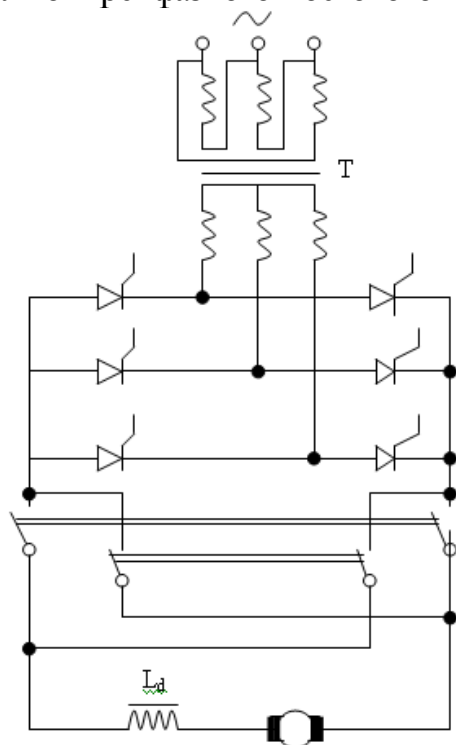


Рис. 2.12 - Схема реверсирования двигателя в системе УВ – Д с помощью реверсора в якорной цепи

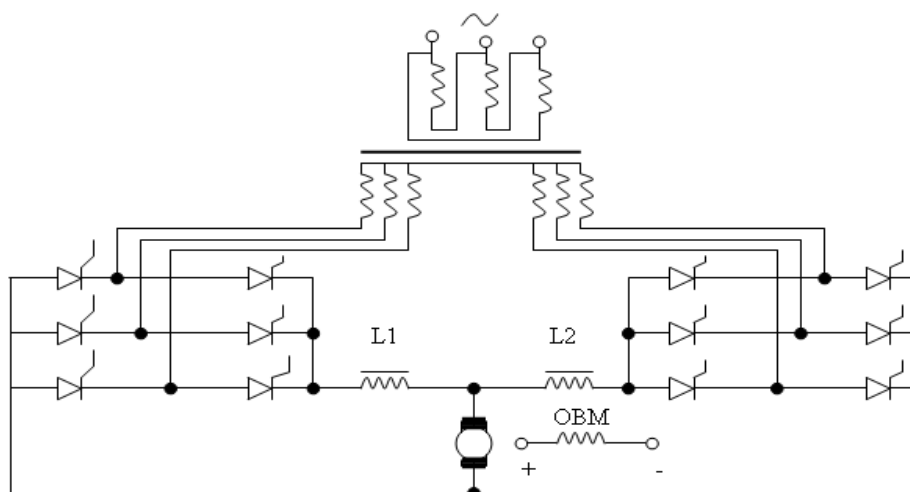


Рис. 2.13 - Трехфазная мостовая схема выпрямителя

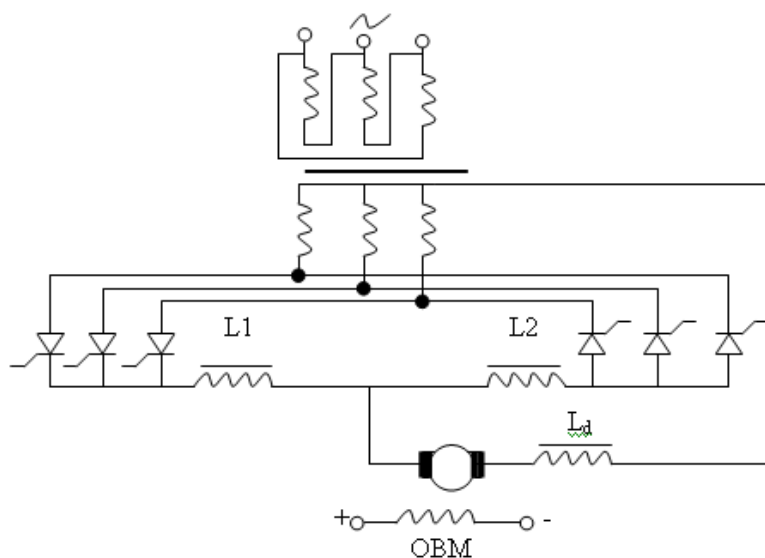


Рис. 2.14 - Трехфазная нулевая схема выпрямителя

Схема с реверсором (рис.2.12) наиболее проста, в ней отсутствуют уравнивающие реакторы и вдвое меньше тиристоров, чем в схеме на рис. 2.13. Но хотя переключение реверсора может производиться при отсутствии тока в якорной цепи, когда тиристоры закрыты, для мощных электроприводов аппаратура в силовой цепи оказывается громоздкой.

В схемах электропривода на рис. 2.12 – 2.14 двигатель может работать в двигательном режиме и режимах торможения противотключением и с отдачей энергии в сеть (рекуперативное торможение). В последнем режиме один из комплектов тиристоров, находящийся в это время в выпрямительном режиме, оказывается закрытым, так как ЭДС двигателя больше выпрямленного напряжения.

Возможность работы двигателя в режиме рекуперативного торможения и высокое быстродействие являются большим достоинством выпрямителей, включенных по реверсивной схеме.

Возможно изменение направления вращения двигателя в реверсивном приводе также за счет изменения направления тока в цепи возбуждения двигателя постоянного тока независимого возбуждения, когда в цепи якоря используется нереверсивный управляемый выпрямитель. Эта схема проще остальных и дешевле (и даже позволяет при определенном управлении осуществлять рекуперативное торможение), но уступает им по динамическим показателям из-за сравнительно большой постоянной времени обмоток возбуждения.

Коэффициент полезного действия тиристорного выпрямителя определяется произведением КПД трансформатора и вентилей. Коэффициент полезного действия трансформатора средней и большой мощности при номинальной нагрузке примерно равен 0,95 – 0,98. Коэффициент полезного действия трансформаторного выпрямителя определяется прямым падением напряжения на нем, которое для одного тиристора составляет всего 1-1,2 В, поэтому общий КПД выпрямителя при номинальной нагрузке для мощности 50-100 кВт составляет 0,9 – 0,92. С увеличением мощности КПД выпрямителя оказывается еще выше. Коэффициент мощности тиристорного выпрямителя определяется по формуле

$$\cos \varphi_s = \cos (\alpha + \pi/2),$$

откуда видно, что с увеличением угла включения тириستоров резко падает коэффициент мощности, что является существенным недостатком схем с тиристорным выпрямителем.

В системе ТП-Д так же, как и в системе Г-Д, возможно регулирование угловой скорости двигателя вверх от основной (при полностью открытых тиристорах) воздействием на поток двигателя и регулирование вниз – изменением угла включения тиристоров при неизменном магнитном потоке двигателя. В разомкнутой схеме ТП-Д диапазон регулирования невелик, примерно такой же, как в системе Г-Д.

## **2.6. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения изменением напряжения на якоре посредством импульсных регуляторов напряжения (широтно-импульсных преобразователей)**

Регулирование напряжения на якоре двигателя можно осуществить импульсным методом, когда двигатель периодически подключается к источнику питания и отключается от него. В период отключения электропривод продолжает работать за счет запасенной кинетической и электромагнитной энергии.

Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения при импульсном регулировании напряжения показана на рис. 2.15а. Диод  $V$ , шунтирующий якорь двигателя, создает цепь для протекания тока якоря под действием ЭДС самоиндукции, возникающей в индуктивности обмотки якоря в период разомкнутого состояния ключа  $K$ . Это создает условия для непрерывного протекания тока якоря, что существенно уменьшает его пульсации и устраняет коммутационные перенапряжения на ключе  $K$  и обмотке якоря.

Из всех известных видов импульсного регулирования для регулирования угловой скорости преимущественное применение нашло широтно-импульсное регулирование напряжения (ШИР), при котором период коммутации  $T_k$  (частота) остается постоянным, а изменяется время  $t_1$  замкнутого состояния ключа  $K$  – скважность  $\varepsilon = t_1/T_k$  (рис. 2.15б).

Среднее значение напряжения на якоре при ШИР равно:

$$U_{я, ср} = \varepsilon U,$$

где  $U$  – неизменное напряжение сети.

Диаграммы токов показаны на рис. 2.15в-д. Уравнение механической характеристики двигателя для средних значений угловой скорости и момента имеет вид:

$$\omega_{ср} = \varepsilon U / k\Phi - M_{ср} R_{я} / k\Phi^2.$$

Из уравнения следует, что угловую скорость можно регулировать в широких пределах, изменяя  $\epsilon$ , а жесткость механических характеристик при регулировании угловой скорости постоянна и равна жесткости естественной характеристики. Это является достоинством данного способа регулирования угловой скорости.

Однако высокая жесткость свойственна характеристикам лишь в области непрерывного тока якоря. Если же в период выключенного состояния ключа К ток якоря успевает снизиться до нуля и в кривой тока содержится пауза, то имеет место режим прерывистых токов, где жесткость механических характеристик (рис.2.15е) резко падает. Основным средством сужения зоны прерывистых токов, уменьшения пульсаций тока якоря (момента) и угловой скорости относительно среднего значения, и следовательно, дополнительных потерь в обмотках якоря является увеличение частоты коммутации ключа К. Увеличению ее препятствует рост потерь в ключе (транзисторе, тиристоре) и его предельные динамические параметры.

Для реализации рассмотренного способа регулирования напряжения могут быть использованы либо транзисторы, работающие в режиме ключа, либо тиристоры.

Схема электропривода с тиристорным ключом приведена на рис. 2.15ж. Этот ключ работает так же, как и в схеме на рис. 2.6г, но в данном случае нет необходимости в дополнительном источнике питания для предварительного заряда коммутирующего конденсатора  $C_k$ , который предварительно заряжается от сети через коммутирующий тиристор V2 и якорь двигателя. При включении тиристора V1 происходит подача напряжения на якорь двигателя, выключение тиристора V2 колебательный перезаряд конденсатора  $C_k$ , через реактор Lk, тиристор V1 и диод V3.

При включении двигателя по схемам на рис. 2.15а и 2.15ж, он может работать только в двигательном режиме и режиме динамического торможения (при активном характере момента), а реверс двигателя возможен только посредством реверса тока возбуждения (угловой скорости двигателя),

позволяющих двигателю работать во всех режимах (при питании от сети постоянного тока или от аккумуляторов) и осуществлять бесконтактное его реверсирование по цепи якоря.

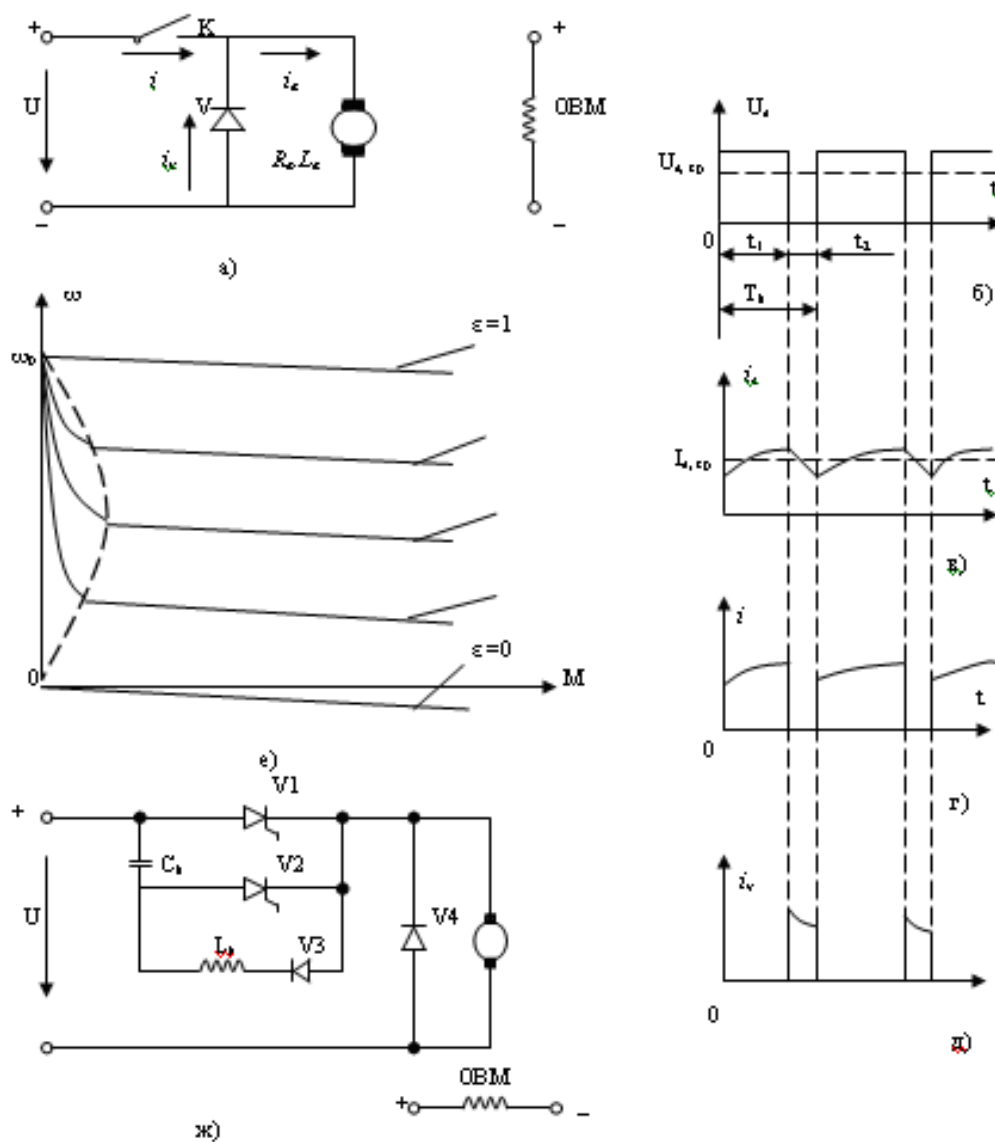


Рис.2.15 - Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения при импульсном регулировании напряжения на якоре двигателя (а), диаграммы напряжения (б), токов (в, г, д) и механические характеристики (е) при ШИР и схема тиристорного ключа (ж)

## 2.7. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения при шунтировании якоря

Для получения сравнительно жестких механических характеристик при малых скоростях применяют иногда шунтирование якоря резистором  $R_{ш}$  при обязательном включении последовательного резистора  $R_{п}$ , как это показано на рис.2.17. Резисторы  $R_{ш}$  и  $R_{п}$  представляют собой делитель напряжения. Правда, на работу этого делителя в значительной степени влияет нагрузка двигателя, так как потребляемый из сети ток  $I_{п}$ , а значит, и падение напряжения на последовательном резисторе  $R_{п}$  зависят от тока якоря  $I_{я}$  двигателя. При таком включении двигателя используются как бы одновременно два способа регулирования угловой скорости двигателя – изменением подводимого к якорю напряжения и реостатное, поэтому и получаемые регулировочные характеристики двигателя занимают промежуточное положение между характеристиками, свойственными указанным способам.

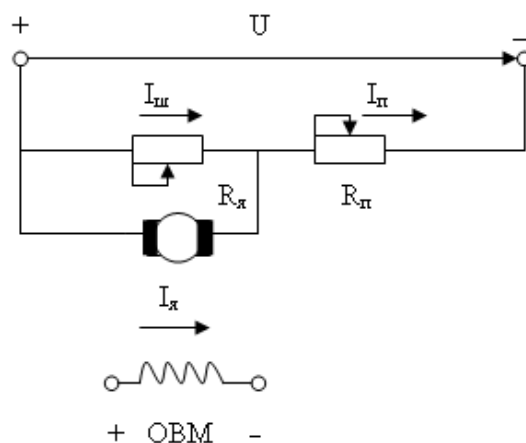


Рис. 2.16 - Схема шунтирования обмотки якоря двигателя постоянного тока независимого возбуждения

Уравнение механической характеристики двигателя в схеме, представленной на рис. 2.16, может быть получено на основании следующих соотношений:

$$U = E + I_{я}R_{я} + I_{п}R_{п} ;$$

$$U = I_{ш}R_{ш} + I_{п}R_{п} ;$$

$$I_{п} = I_{я} + I_{ш} .$$

Обозначения величин, входящих в соотношения, приведены на рис. 2.16.

После соответствующих преобразований получим:

$$E = U \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_n} - I_{я} \left( R_{я} + \frac{R_{ш} R_n}{R_{ш} + R_n} \right).$$

Обозначим через  $A$  отношение сопротивлений (коэффициент деления напряжения сети делителем  $R_{ш} + R_n$  при идеальном холостом ходе двигателя)

$$R_{ш} / (R_{ш} + R_n) = A.$$

Разделив левую и правую части равенства на коэффициент  $c$  и подставив, кроме того, величину  $A$ , получим уравнение электромеханической характеристики двигателя при шунтировании якоря:

$$\omega = A\omega_0 - I_{я} (R_{я} + AR_n) / c.$$

Уравнение для механической характеристики двигателя имеет вид:

$$\omega = A\omega_0 - M (R_{я} + AR_n) / c^2.$$

Из рассмотрения последнего уравнения видно, что механические характеристики двигателя в этом случае линейны. Кроме того, угловая скорость идеального холостого хода двигателя здесь будет меньше, чем при реостатном регулировании угловой скорости. Действительно, для  $M=0$  угловая скорость будет равна  $A\omega_0$ , причем всегда

$$A = R_{ш} / (R_{ш} + R_n) < 1.$$

Снижение угловой скорости идеального хода объясняется тем, что при отсутствии тока в цепи якоря приложенное к якору напряжение не будет равно напряжению сети  $U$ , как это имеет место при реостатном регулировании. В этом случае оно меньше напряжения сети на значение падения напряжения в последовательном сопротивлении, так как в нем будет проходить ток и при отсутствии тока в якоре.



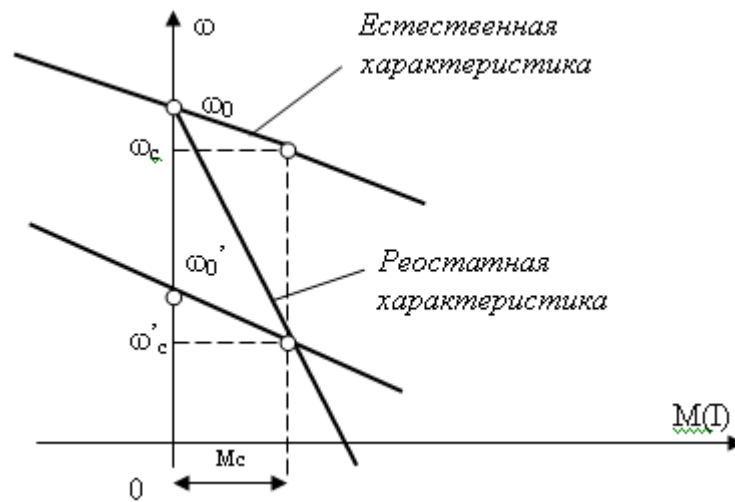


Рис. 2.17 - Механическая характеристика двигателя постоянного тока независимого возбуждения при шунтировании обмотки якоря

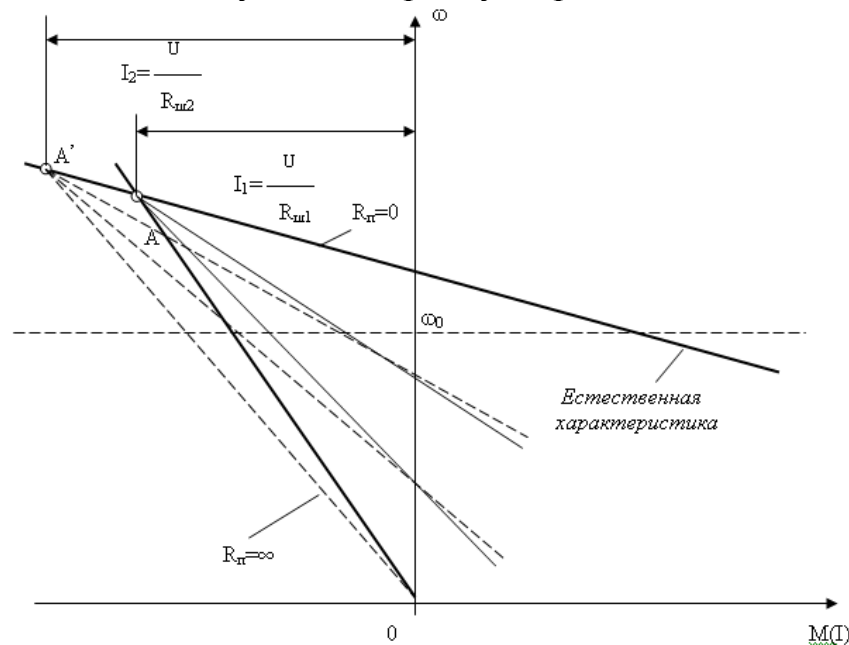


Рис. 2.18 - Семейство механических характеристик при неизменном сопротивлении шунтирующего резистора и различных сопротивлениях последовательного резистора

Однако из сравнения реостатной характеристики с характеристикой при шунтировании якоря видно, что последняя является значительно более жесткой и потому обеспечивающей при возможных отклонениях момента нагрузки более стабильное регулирование угловой скорости.

Жесткость механической характеристики и угловая скорость идеального холостого хода зависят от соотношения сопротивлений последовательного и

шунтирующего резисторов. Если изменить сопротивления этих резисторов, то можно получить другой наклон характеристики.

Можно построить и другое семейство характеристик (рис.2.19), соответствующих неизменному сопротивлению последовательного резистора при различных сопротивлениях шунтирующего резистора.

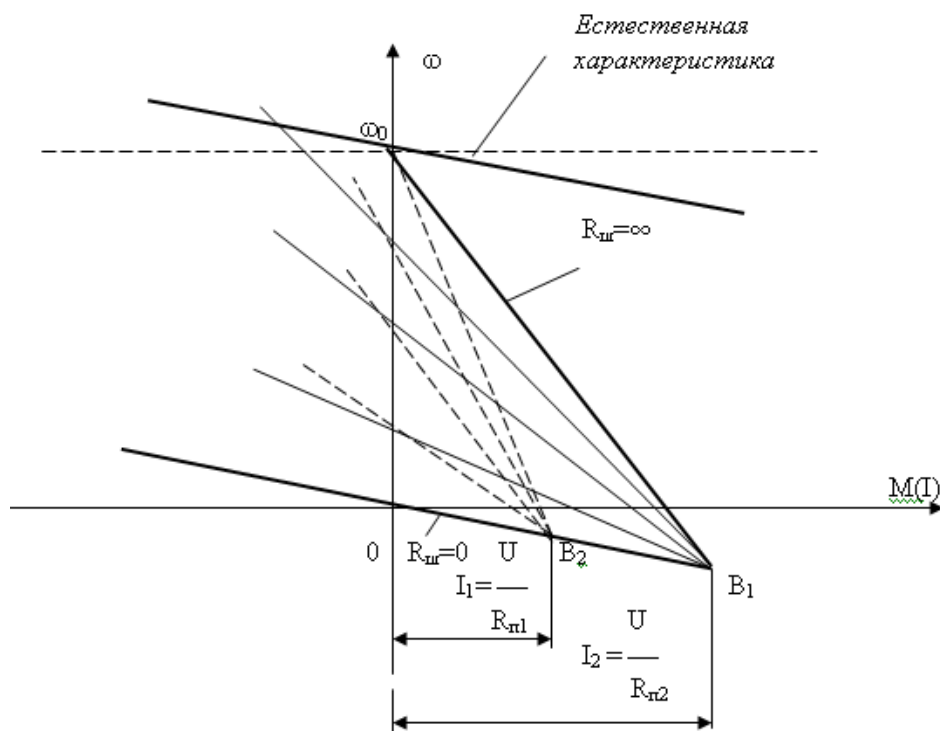


Рис.2.19 - Семейство механических характеристик при неизменном сопротивлении последовательного резистора и различных сопротивлениях шунтирующего резистора

Это семейство характеристик будет иметь общую точку  $B_1$ , где сопротивление шунтирующего резистора не будет оказывать влияния на ток якоря. Такое условие может быть осуществлено лишь при определенной отрицательной угловой скорости, когда

$$E = -I_{\text{я}}R_{\text{я}}.$$

В этом случае ток не проходит через шунтирующий резистор при любом значении сопротивления последнего, так как разность потенциалов между щетками якоря равна нулю. Двигатель будет потреблять ток

$$I_{\text{я}} = U/R_n.$$

## **2.8. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока последовательного возбуждения**

Для двигателя последовательного возбуждения, как и для двигателя независимого возбуждения, возможны три способа регулирования угловой скорости, а именно: 1) регулирование посредством резисторов, включенных в цепи якоря; 2) регулирование изменением тока возбуждения; 3) регулирование изменением подводимого напряжения.

Это вытекает из уравнения электромеханической характеристики двигателя

$$\omega = (U - IR) / k\Phi.$$

Регулирование угловой скорости изменением сопротивления резисторов в цепи якоря. Введением резисторов последовательно с обмоткой якоря двигателя можно ступенчато регулировать его угловую скорость вниз от основной. Жесткость характеристик при этом уменьшается по мере увеличения диапазона регулирования и зависит от момента сопротивления. Диапазон регулирования угловой скорости не превышает (2-: 2,5): 1 и зависит от нагрузки. Регулирование угловой скорости изменением сопротивления последовательно включенного резистора по условиям полного использования двигателя на всех угловых скоростях должно производиться при постоянном нагрузочном моменте, что соответствует работе двигателя с неизменным током якоря, равным номинальному. Как и в предыдущем случае, не учитывается ухудшение условий вентиляции при снижении угловой скорости. Несмотря на большие потери в резисторах, этот способ находит применение в крановых и тяговых установках, поскольку он является одним из простейших для двигателей последовательного возбуждения, применяемых в указанных приводах, а также потому, что работа этих установок происходит с перерывами.

Регулирование угловой скорости изменением тока возбуждения. Этот способ применяется в тех случаях, когда требуется расширить пределы регулирования за счет увеличения угловой скорости выше основной при

загрузке двигателя номинальным током. В этом случае приходится осуществлять изменение тока возбуждения при помощи шунтирования обмотки возбуждения двигателя.

Регулирование угловой скорости изменением подводимого напряжения. Регулирование может быть осуществлено с помощью отдельного генератора, тиристорного преобразователя либо последовательно-параллельным включением двигателей. При последовательно-параллельном включении двух двигателей можно получить две ступени угловой скорости благодаря изменению напряжения, подводимого к каждому из двигателей. Подобный способ регулирования осуществляется в том случае, если один производственный механизм приводится одновременно двумя двигателями половинной мощности. Применение двух двигателей вместо одного возможно по разным причинам, например: из-за необходимости сократить время пуска и торможения путем уменьшения суммарного момента инерции или по условиям большей надежности работы, если ее можно вести при пониженной мощности, т.е. с одним двигателем, или, наконец, по условиям удобства размещения двух двигателей меньших габаритов вместо одного большого. Такой привод находит применение, например, для мощных разливочных кранов, в транспортных устройствах, трамваях, в доменных подъемниках, мощных ножницах для разрезания металла и для других механизмов. В подобных механизмах два двигателя одинаковой мощности работают на один общий вал (многодвигательный электропривод).

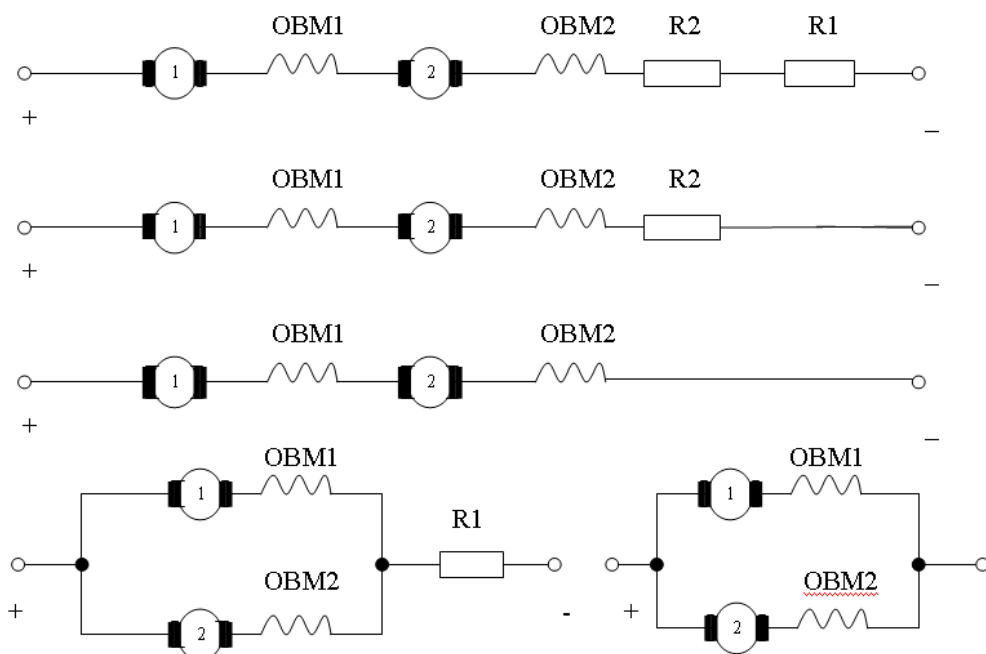


Рис. 2.20 - Последовательность переключений при регулировании угловой скорости двух одинаковых двигателей постоянного тока последовательного возбуждения

Применение последовательно-параллельного включения дает экономические выгоды. При последовательном включении на каждый из двигателей приходится половина напряжения сети. Когда двигатели переключаются на параллельную работы, каждый из них оказывается включенным на полное напряжение. Таким образом, получаются две ступени регулирования без бесполезной добавочной траты энергии. При снижении угловой скорости вдвое роль резистора, в котором должно теряться напряжение, играет второй двигатель, полезно использующий энергию. Для получения промежуточных ступеней регулирования в цепи якоря может быть введен добавочный резистор. На рис. 2.20. приведены принципиальные схемы переключений, согласно которым, получается пять ступеней регулирования, из них две без потерь в резисторах. В целях полного использования двигателей это регулирование может производиться при постоянном нагрузочном моменте (без учета ухудшения условий вентиляции).

Кроме указанных способов, находит применение и комбинированный способ регулирования угловой скорости – сочетание регулирования изменением подводимого к якорю напряжения и тока возбуждения с реостатным. Этот способ реализуется в схемы шунтирования обмотки якоря.

## 2.9. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока последовательного возбуждения шунтированием обмотки якоря или обмотки возбуждения

Регулирование угловой скорости двигателя вниз от основной может быть достигнуто шунтированием его обмоток при обязательном наличии в цепи последовательно включенного сопротивления в виде резистора или обмотки возбуждения (рис.2.21а, б).

Снижение угловой скорости двигателя по схеме, приведенной на рис.2.21а, вызывается падением напряжения на резисторе  $R_{\Pi}$ , в котором проходит ток  $I_{\Pi}$ , являющийся суммой тока якоря  $I_{\text{я}}$  и тока в шунте  $I_{\text{ш}}$ . Допустимой нагрузкой двигателя в этой схеме является номинальный момент. Однако при малых нагрузках характеристики по-прежнему асимптотически приближаются к оси ординат и, следовательно, имеют малую жесткость. Более благоприятные характеристики получаются при включении двигателя по схеме на рис. 2.21б. Снижение угловой скорости обусловлено здесь вследствие малого сопротивления обмотки возбуждения в основном возрастанием потока за счет увеличенного тока, проходящего по обмотке возбуждения. Ток возбуждения протекает по обмотке даже при нулевом токе якоря. В этом случае характеристики имеют конечные угловые скорости идеального холостого хода и пересекают ось ординат. Угловая скорость идеального холостого хода тем меньше, чем меньше сопротивление шунтирующего резистора  $R_{\text{ш}}$ . Вследствие этого угловые скорости при малых значениях нагрузки лежат значительно ниже, чем для обычных реостатных характеристик, и жесткость характеристик увеличивается.

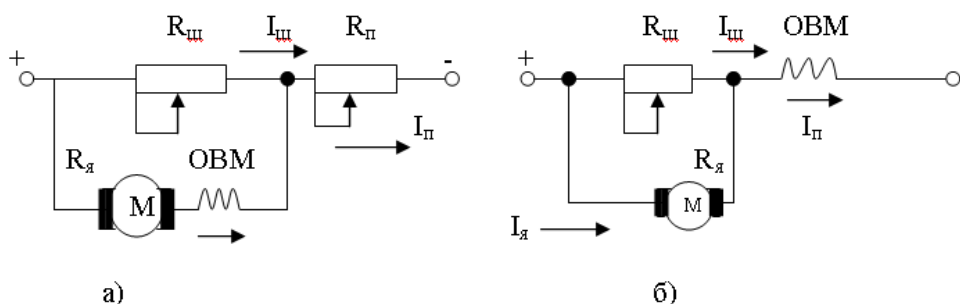


Рис. 2.21 - Схемы шунтирования обмоток двигателя постоянного тока последовательного возбуждения: а – шунтирование двигателя; б – шунтирование обмотки якоря.

Наибольшее кратковременное снижение угловой скорости здесь практически ограничивается насыщением двигателя при увеличении тока возбуждения, что является недостатком схемы. При длительной работе диапазон регулирования ограничивается нагревом обмотки возбуждения, поэтому длительная работа на регулировочных характеристиках возможна только при малых статических моментах, а при номинальном моменте нагрузки и продолжительном режиме работы использование этой схемы включения двигателя недопустимо.

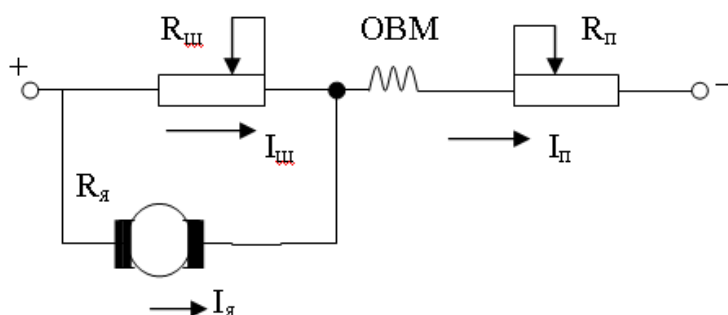


Рис. 2.22 - Схема регулирования угловой скорости двигателя постоянного тока последовательного возбуждения шунтированием обмотки якоря

В схеме, приведенной на рис. 2.22, сочетаются особенности двух предыдущих схем. Такая схема позволяет осуществить регулирование угловой скорости одновременно за счет снижения напряжения, подводимого к якору двигателя, изменения потока и реостатное. При заданном токе якоря  $I_я$  можно получить различные токи возбуждения  $I_п = I_я + I_ш$ , если изменять сопротивление резистора  $R_ш$ . Угловая скорость двигателя регулируется обычно ступенчато вниз от основной в достаточно широких пределах, которые зависят от соотношения сопротивлений  $R_ш$ , от насыщенности машины и нагрева ее обмотки возбуждения. В данном случае обеспечивается значительное снижение угловой скорости, и механические характеристики при этом обладают относительно большой жесткостью.

На рис. 2.23а, б показаны механические характеристики, полученные при этой схеме включения двигателя.

Подобно тому, как это было для двигателя постоянного тока независимого возбуждения при  $R_{\pi} = \text{const}$  и  $R_{\text{ш}} = \text{var}$  получается семейство характеристик, пересекающихся в одной точке, ограниченное двумя крайними линиями, как это показано на рис. 2.24а. В предельном случае, когда  $R_{\text{ш}} = \infty$ , характеристика становится такой, как и для обычного включения, в цепь якоря последовательного резистора с сопротивлением  $R_{\pi}$ , и жесткость ее уменьшается.

Если  $R_{\text{ш}} = 0$ , то напряжение на якоре равно нулю и характеристика представляет собой прямую, проходящую через начало координат. Это условие соответствует работе двигателя независимого возбуждения в режиме динамического торможения без внешнего резистора.

Семейство характеристик для  $R_{\text{ш}} = \text{const}$  и  $R_{\pi} = \text{var}$  приведено на рис. 2.23 б. При  $R_{\pi} = \infty$  двигатель оказывается отключенным от сети и не развивает момента. Если  $R_{\pi} = 0$ , то характеристика отвечает схеме, приведенной на рис. 2.21б.

При переходе угловой скорости в область отрицательных моментов двигатель не отдает энергии в сеть, но работает генератором на шунтирующий резистор, так как и в этой схеме ЭДС двигателя последовательного возбуждения

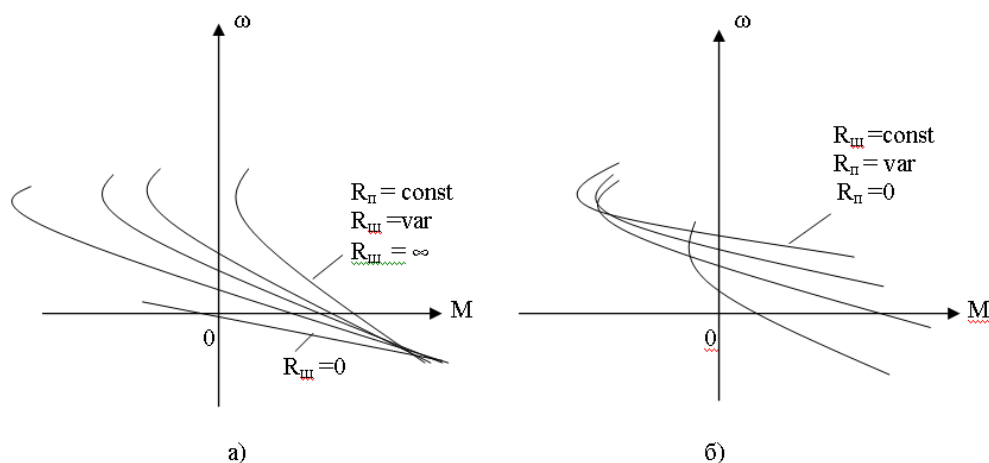


Рис. 2.23 - Семейство механических характеристик двигателя постоянного тока последовательного возбуждения при шунтировании обмотки якоря по схеме на рис. 2.22

не может быть больше приложенного напряжения сети. В этом режиме механическая характеристика машины имеет максимум момента. Объясняется это тем, что возрастание ЭДС вызовет уменьшение тока в обмотке возбуждения. Вначале, когда машина насыщена, поток ее мало изменяется и



момент с возрастанием угловой скорости и тока якоря продолжает расти, но, начиная с некоторой угловой скорости, поток машины резко уменьшается вследствие перехода из насыщенного состояния машины в ненасыщенное; это ведет к уменьшению момента, который при дальнейшем росте угловой скорости стремится к нулю. При номинальном моменте нагрузки и продолжительном режиме работы использование этой схемы включения двигателя также недопустимо.

Регулирование шунтированием обмотки якоря двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, так же как и в случае независимого возбуждения, является неэкономичным, поскольку потери в резисторах значительны. И по остальным показателям оно близко к регулированию шунтированием обмотки якоря двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Существенное различие состоит в значении допустимого момента нагрузки.

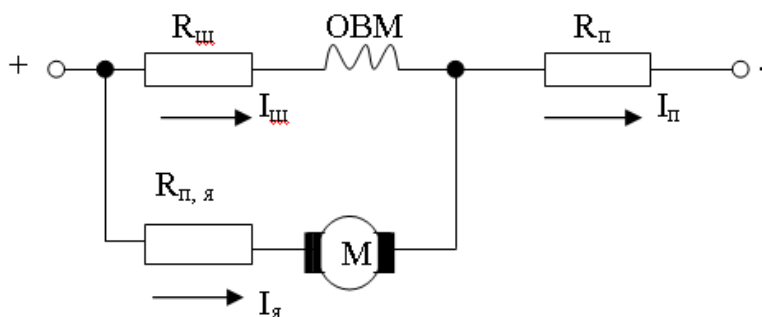


Рис. 2.24 - Схема шунтирования якоря двигателя постоянного тока последовательного возбуждения с включением обмотки возбуждения в цепь шунтирующего резистора  
(параллельное соединение якоря и обмотки возбуждения)

По условиям полной загрузки двигателя по току при длительной работе уменьшение угловой скорости в схемах на рис. 2.21а,б и 2.22 должно сопровождаться снижением допустимого момента нагрузки таким образом, чтобы ток возбуждения не превосходил номинального. Поэтому эти схемы обычно используются для кратковременного снижения угловой скорости. Схема на рис. 2.22 обеспечивает пределы регулирования до  $(2,5 \div 3) : 1$ .

В крановых подъемных механизмах находит применение еще одна схема шунтирования якоря двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, в которой обмотка возбуждения включена в цепь шунтирующего резистора (рис. 2.24). Не останавливаясь подробно на свойствах характеристик двигателя, приведенных на рис. 2.25а,б, отметим только, что получаемые в этой схеме характеристики целесообразно использовать, например, для спуска грузов при малых моментах в двигательном режиме и при больших и средних моментах в генераторном режиме динамического торможения (в частности, при  $R_{\pi} = \infty$  с самовозбуждением без каких-либо переключений обмоток двигателя) и в генераторном режиме параллельно с сетью при  $R_{\pi} = 0$ . В последнем случае двигатель последовательного возбуждения включен как двигатель с независимым возбуждением.

Механические характеристики имеют максимум момента, но в режиме торможения противовключением, где с ростом тока якоря из-за усиливающегося падения напряжения на резисторе  $R_{\pi}$  уменьшается ток возбуждения. По этой же причине в двигательном режиме при низких угловых скоростях жесткость механических характеристик относительно мала, что ограничивает диапазон регулирования. В режиме динамического торможения с ростом тока якоря падение напряжения на резисторе  $R_{\pi}$  уменьшается ( $I_{\pi} = I_{\text{ш}} - I_{\text{я}}$ ) и ток возбуждения увеличивается; при низких угловых скоростях жесткость механических характеристик больше, чем при высоких, что значительно расширяет диапазон регулирования угловой скорости в этом режиме, например, при спуске груза (для реализации этого режима для спуска груза нужно переключить одну из обмоток двигателя так, чтобы угловые скорости идеального холостого хода были отрицательными). В рассматриваемой схеме не всегда удастся полностью использовать двигатель, так как токи в якоре и обмотке возбуждения не совпадают друг с другом, в связи с чем при номинальном токе в одной обмотке ток в другой может быть меньше, а значит будет меньше допустимый момент двигателя.

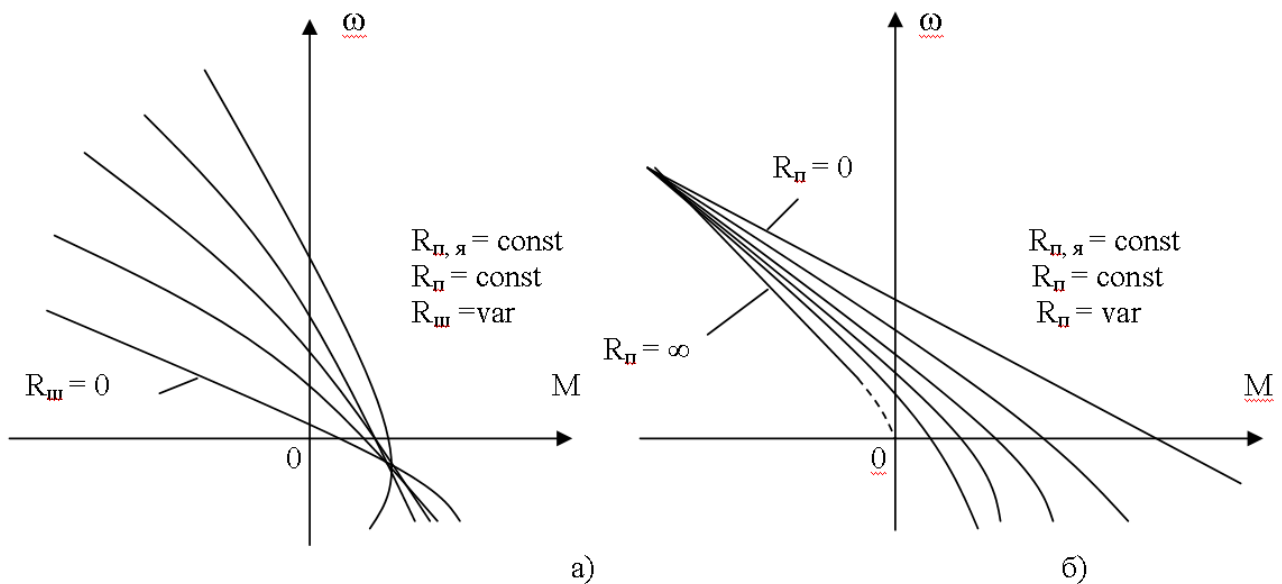


Рис. 2.25 - Семейство механических характеристик двигателя при шунтировании якоря по схеме на рис. 4.27: а – при изменении  $R_{ш}$ ; б - при изменении  $R_{\pi}$ .

Регулирование угловой скорости шунтированием обмотки возбуждения осуществляется по схеме на рис. 2.26. Здесь регулирование угловой скорости производится изменением магнитного потока двигателя, поскольку при заданном токе якоря  $I_{я}$  можно с помощью резистора  $R_{ш}$  изменять ток возбуждения  $I_{в} = I_{я} - I_{ш}$ . Регулирование осуществляется вверх от основной угловой скорости вследствие уменьшения магнитного потока. Оно является экономичным, так как потери в резисторе будут примерно такими же, что и при регулировании ослаблением потока двигателя независимого возбуждения. Объясняется это тем, что сопротивление обмотки возбуждения относительно мало, следовательно, и сопротивление шунтирующего резистора должно быть также малым.

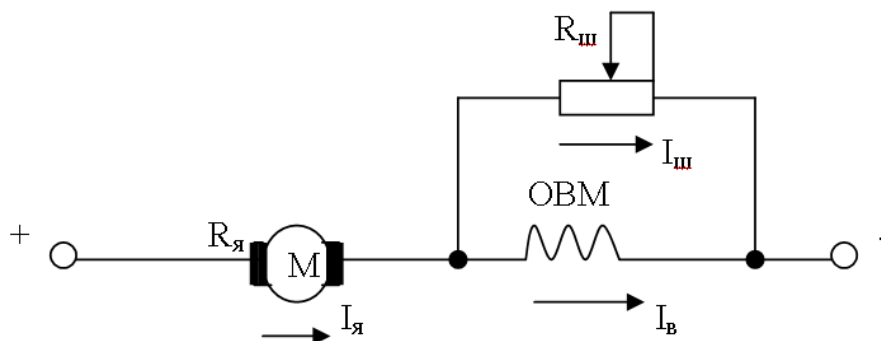


Рис. 2.26 - Схема регулирования угловой скорости двигателя постоянного тока последовательного возбуждения шунтированием обмотки возбуждения

Пределы регулирования угловой скорости двигателя здесь обычно не превышают 2:1 при условии постоянства мощности нагрузки. Стабильность угловой скорости достаточно высокая (не хуже, чем на естественной характеристике). Плавное регулирование здесь получить трудно из-за большого тока обмотки возбуждения. Поэтому обычно используется ступенчатое регулирование. Этот способ регулирования угловой скорости находит применение в электроприводах механизмов, требующих увеличения скорости при малых нагрузках, например, в безмаховиковых ножницах блюминга, запускаемых для каждого пореза металла.

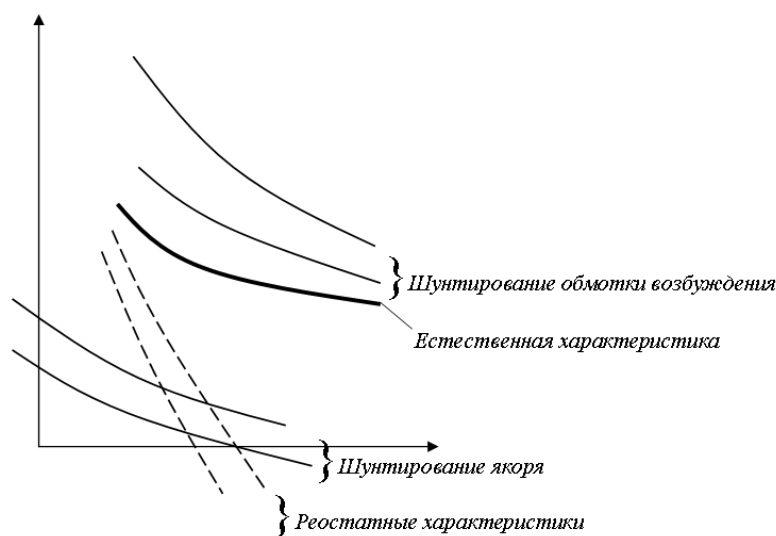


Рис. 2.27 - Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения при различных способах регулирования его угловой скорости

На рис. 2.27 в верхней его части приведены механические характеристики при шунтировании обмотки возбуждения. В нижней части даны характеристики, соответствующие шунтированию обмотки якоря. На этом же рисунке утолщенной линией показаны естественная характеристика двигателя и штриховой линией — характеристики при регулировании изменением сопротивления последовательного резистора, включенного в цепь якоря.

### 3. Определение функциональной схемы электропривода

Функциональную схему системы управления электроприводом при заданном диапазоне регулирования скорости выбирают из условий обеспечения требуемой точности регулирования в установившихся режимах.

В [2] отмечается, что в установившихся режимах статизм механических характеристик главного электропривода продольно-строгального станка  $Z_{xz}$  во всем диапазоне регулирования скорости не должен превышать 5% при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной. С учетом того, что электропривод должен обеспечивать достаточно широкий диапазон регулирования скорости, указанное требование к точности регулирования может быть выполнено только лишь в результате применения замкнутой системы «управляемый преобразователь – двигатель» (П-Д) скорости [4].

Схема включения двигателя в системе П-Д, построенной по разомкнутому принципу, приведена на рис. 3.1а. Якорь двигателя М питается от управляемого источника (преобразователя) П, в качестве которого могут использоваться различные устройства: электромашинные, электромагнитные или полупроводниковые преобразователи. Независимо от принципа действия любое из названных устройств осуществляет, во-первых, преобразование напряжения переменного тока  $U_c$  в напряжение постоянного тока  $U$  (выпрямление), и, во-вторых, обеспечивает возможность плавного регулирования выпрямленного напряжения. Статическая характеристика реверсивного преобразователя приведена на рис. 1б. При изменении входного управляющего сигнала от значения  $+U_{yn}$  до  $-U_{yn}$  ЭДС преобразователя  $E_n$  изменяется от  $+E_{nn}$  до  $-E_{nn}$ . Расположение точки номинального режима на статической характеристике таково, что при  $U_y > U_{yn}$  ЭДС преобразователя может на 30÷40% превышать номинальное значение.

Обмотка возбуждения двигателя ЛМ питается от отдельного источника. Величина тока в ней  $I_e$  регулируется с помощью резистора  $R_e$ .

Схема замещения для якорной цепи системы П-Д приведена на рис. 1в. Кроме упоминавшихся ранее элементов на ней обозначены индуктивности

преобразователя  $L_n$  и  $L_{я}$ , активное сопротивление якоря  $R_{я}$  и ЭДС вращения  $E$ , наводимая в обмотке якоря  $M$ , активное сопротивление преобразователя  $R_n$ .

Уравнение равновесия ЭДС для установившегося режима в якорной цепи двигателя ( $dI/dt=0$ ) будет иметь вид:

$$E_n = IR_{я} + IR_n + E.$$

Величина ЭДС вращения определяется как

$$E = k\Phi\omega,$$

где  $k$  – конструктивный коэффициент;  $\Phi$  – магнитный поток;  $\omega$  – скорость вращения двигателя.

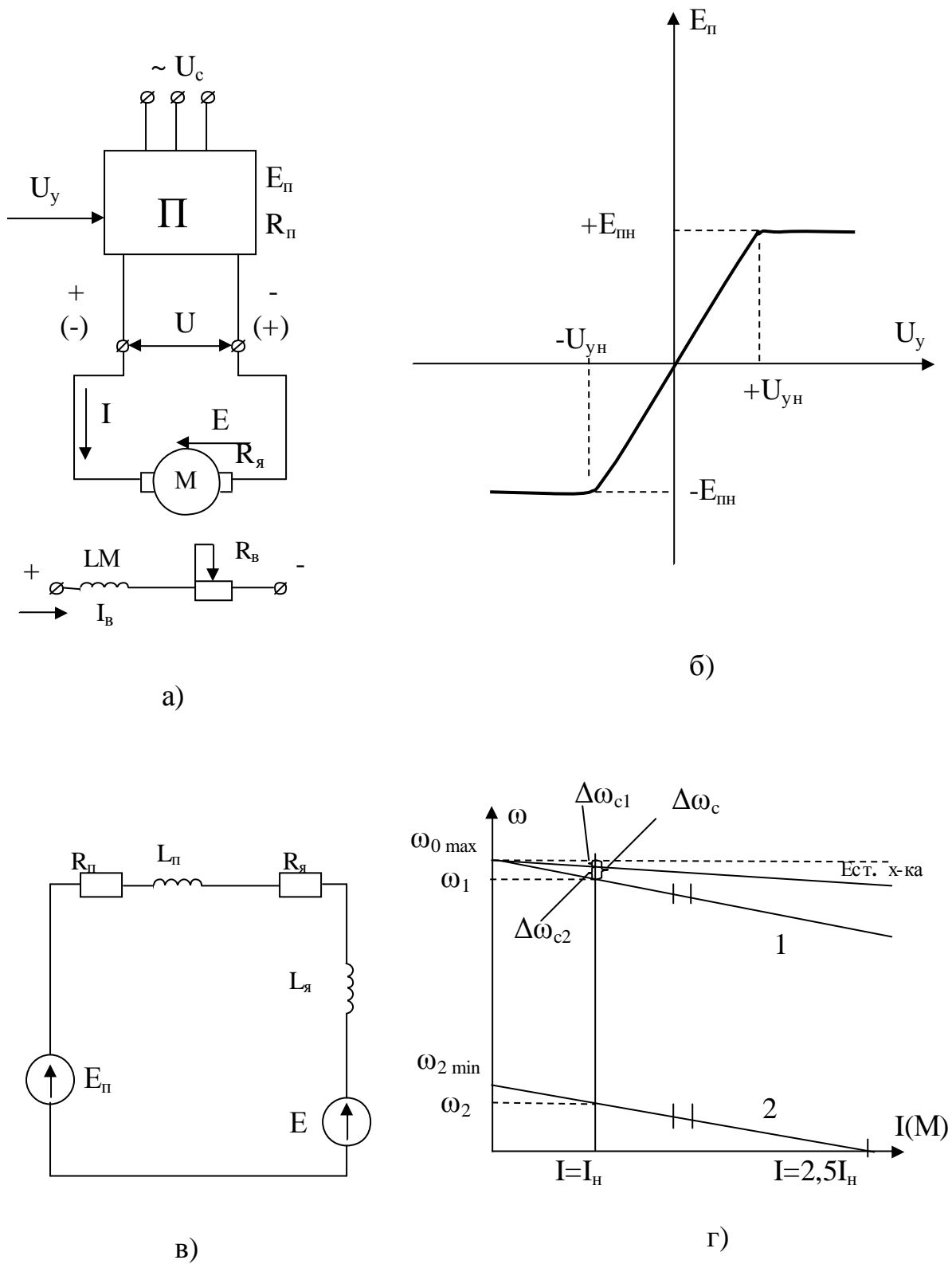


Рис. 3.1: а) схема включения двигателя;  
 б) статическая характеристика преобразователя;  
 в) схема замещения;  
 г) характеристики двигателя

Подставив в уравнение равновесия ЭДС выражение для  $E$  и решив его относительно  $\omega$ , получим уравнение электромеханической характеристики двигателя  $\omega=f(I)$ :

$$\omega = \frac{E_n}{k\Phi} - \frac{IR_{\text{я}}}{k\Phi} - \frac{IR_n}{k\Phi} = \omega_0 - \Delta\omega_{c1} - \Delta\omega_{c2},$$

где  $\omega_0$  – скорость идеального холостого хода;  $\Delta\omega_{c1}$ ,  $\Delta\omega_{c2}$  – составляющие статического падения скорости.

$$\Delta\omega = \Delta\omega_{c1} + \Delta\omega_{c2}.$$

Из уравнения следует, что электромеханическая характеристика двигателя в системе П-Д – прямая линия. На рис. 3.1г она построена в первом квадранте и обозначена цифрой 1.

Так как вращающий момент  $M$  двигателя прямопропорционально зависит от тока якоря  $M=k\Phi I$ , то механическая характеристика двигателя  $\omega=f(M)$  будет иметь такой же вид и отличаться от электромеханической только масштабом по оси абсцисс.

Наклон характеристики к оси абсцисс больше, чем у приведенной там же естественной характеристики, так как из-за падения напряжения от якорного тока на внутреннем активном сопротивлении преобразователя при одном и том же токе якоря (моменте сопротивления) к статическому падению скорости на естественной характеристике  $\Delta\omega_{c1}=IR_{\text{я}}/k\Phi$  добавляется составляющая  $\Delta\omega_{c2}=IR_n/k\Phi$ .

При изменении управляющего сигнала  $U_y$  изменяется величина  $E_n$ , что в свою очередь ведет к изменению скорости идеального холостого хода  $\omega_0$ . Обе составляющие статического падения скорости от величины  $E_n$  не зависят и поэтому при изменении  $E_n$  остаются постоянными. Следовательно, при изменении управляющего сигнала от  $U_{yn}$  до нуля искусственные характеристики двигателя получаются параллельным переносом вниз прямой 1. Тем самым обеспечивается плавное регулирование скорости двигателя вниз от основной.



Диапазон регулирования скорости  $D$  в данном случае ограничен и не может превышать величины  $D=(8\div 10):1$ . Это связано, во-первых, с необходимостью сохранять перегрузочную способность двигателя. Для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением коэффициент перегрузки  $\kappa_n$ , определяемый как отношение допустимого тока  $I_{don}$  к номинальному току якоря  $I_n$ ,  $\kappa_n = I_{don} / I_n \leq 2,5$ . Следовательно, характеристика 2 на рис.3.1г, получаемая при параллельном переносе характеристики 1, является последней, на которой сохраняется перегрузочная способность двигателя, а диапазон регулирования скорости, определяемый обычно при  $I_n$ , находится как  $D = \omega_1 / \omega_2$ .

Расширен диапазон регулирования скорости может быть только лишь за счет уменьшения наклона характеристик 1, 2, т.е. за счет уменьшения статического падения скорости  $\Delta\omega_c$ .

Второй причиной, ограничивающей диапазон регулирования скорости, является необходимость обеспечения заданной точности регулирования. Точность количественно оценивается статизмом механических характеристик двигателя  $S_x$ , который показывает на сколько процентов от скорости идеального холостого хода  $\omega_0$  уменьшится скорость двигателя  $\omega$  при увеличении нагрузки на двигатель от момента сопротивления холостого хода до номинального. Величина статизма определяется как

$$S_x = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \cdot 100\% ,$$

где  $\omega_0 - \omega = \Delta\omega_c$  – статическое падение скорости.

При рассматриваемом способе регулирования с уменьшением скорости двигателя величина  $\Delta\omega_c$  остается постоянной, поэтому статизм увеличивается, а точность регулирования ухудшается. Наибольшей величина статизма будет для характеристики 2. До требуемого значения она может быть уменьшена только лишь за счет уменьшения  $\Delta\omega_c$ .

Диапазон регулирования может быть несколько расширен за счет уменьшения с помощью дополнительного сопротивления  $R_g$  тока в обмотке

возбуждения  $LM$ . Из уравнения электромеханической характеристики следует, что с уменьшением потока  $\Phi$  двигателя одновременно увеличивается скорость идеального холостого хода  $\omega_0$  и обе составляющие статического падения скорости. Поэтому искусственные характеристики будут располагаться выше прямой 1 и иметь больший наклон к оси абсцисс. Тем самым обеспечивается плавное регулирование скорости двигателя вверх от основной.

Диапазон регулирования в данном случае не превышает отношения 5:1 и ограничивается ухудшением условий коммутации и механической прочностью якоря.

При изменении полярности управляющего сигнала характеристики двигателя, аналогичные рассмотренным, будут расположены в третьем квадранте.

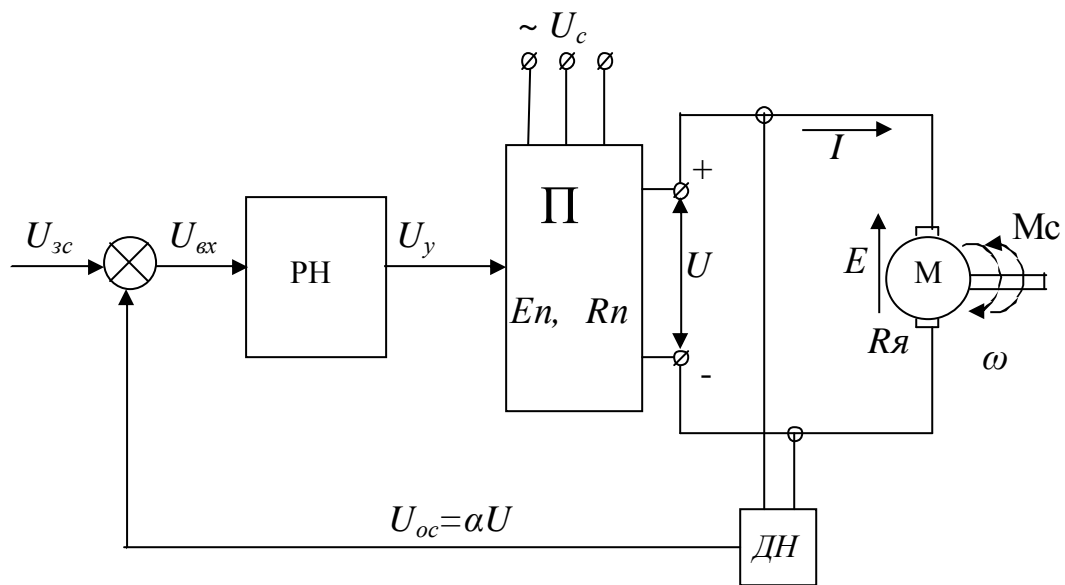
Уменьшение  $\Delta\omega_c$  достигается посредством применения системы П-Д, построенной по замкнутому принципу. В зависимости от требований к диапазону и точности регулирования применяются различные обратные связи. Если эти требования не очень жесткие, то возможно применение отрицательной обратной связи по напряжению преобразователя. Схема включения двигателя в такой системе приведена на рис.3.2а. Ее основу составляет разомкнутая система П-Д. Требуемая скорость вращения  $M$  определяется величиной сигнала задания  $U_{zc}$ . Выпрямленное напряжение преобразователя  $U$  контролируется датчиком напряжения ДН. Из-за наличия внутреннего активного сопротивления преобразователя  $R_n$  выпрямленное напряжение зависит от тока в якорной цепи  $M$ . В установившемся режиме  $U = E_n - IR_n$ . Выходной сигнал датчика  $U_{oc} = \alpha U$  является сигналом обратной связи по напряжению. Здесь  $\alpha$  – коэффициент передачи датчика напряжения.

В суммирующем устройстве сигнал обратной связи сравнивается с задающим сигналом  $U_{zc}$ , и их разность в виде сигнала ошибки  $U_{ex} = U_{zc} - U_{oc}$  подается на вход регулятора напряжения РН, который с коэффициентом  $\kappa_{рн}$  усиливает сигнал ошибки и подает его в виде сигнала управления  $U_y = \kappa_{рн} U_{ex}$  на вход преобразователя П.

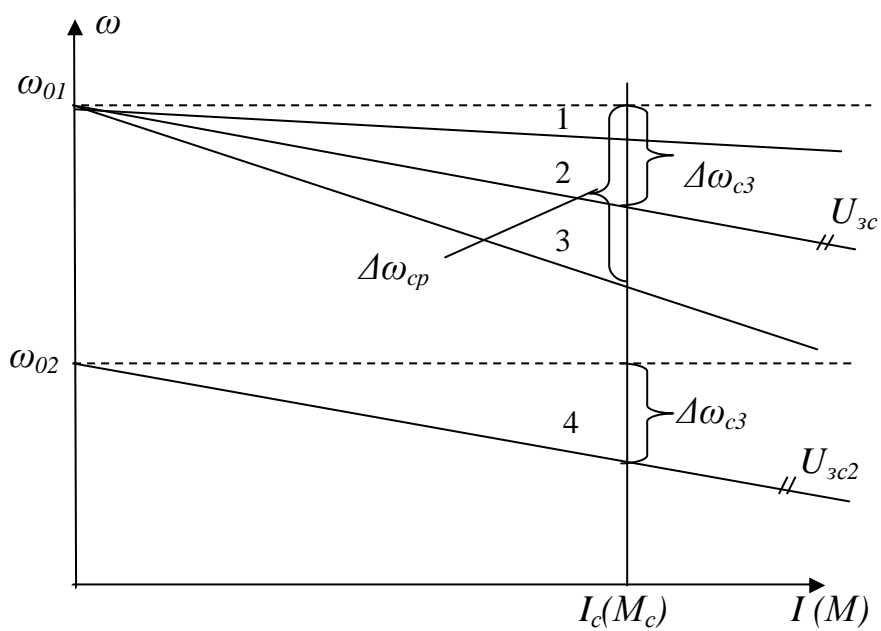
При увеличении  $M_c$  на валу двигателя уменьшается его скорость и поэтому увеличивается ток в якорной цепи I. За счет увеличения падения напряжения на активном сопротивлении преобразователя  $IR_n$  снижается напряжение на якоре M и уменьшается сигнал обратной связи  $U_{oc}$ . Это вызывает увеличение сигнала ошибки  $U_{ex}$  и сигнала управления  $U_y$ , что в свою очередь приведет к росту ЭДС преобразователя  $E_n$  и напряжения на якоре двигателя. Тем самым компенсируется составляющая статического падения скорости  $\Delta\omega_2$ , определяемая величиной  $IR_n$ . Поэтому прямая 2 на рис. 3.2б, отображающая характеристику двигателя в замкнутой системе, будет расположена выше прямой 3, отображающей характеристику двигателя в разомкнутой системе П-Д. Рассматриваемая система регулирования является статической, так как величина  $IR_n$  увеличением  $E_n$  компенсируется не полностью. Полная компенсация падения напряжения на активном сопротивлении преобразователя может быть достигнута в астатической системе регулирования напряжения. В этом случае можно предположить, что двигатель питается от преобразователя с нулевым внутренним сопротивлением. При  $U=U_n$  двигателя он будет работать на естественной характеристике, изображенной на рис. 3.2б прямой 1. Статическое падение скорости при работе двигателя на других характеристиках будет таким же, как и на естественной.

Прямая 4 на рис. 3.2б изображает характеристику двигателя в замкнутой системе при сигнале задания  $U_{zc2} < U_{zc1}$ .

Дальнейшее расширение диапазона и точности регулирования скорости связано с компенсацией составляющей  $\Delta\omega_{c1}$  статического падения скорости. В этом случае применяется система П-Д с главной отрицательной обратной связью по скорости двигателя. Схема включения двигателя в такой системе приведена на рис. 3.3а.



а)



б)

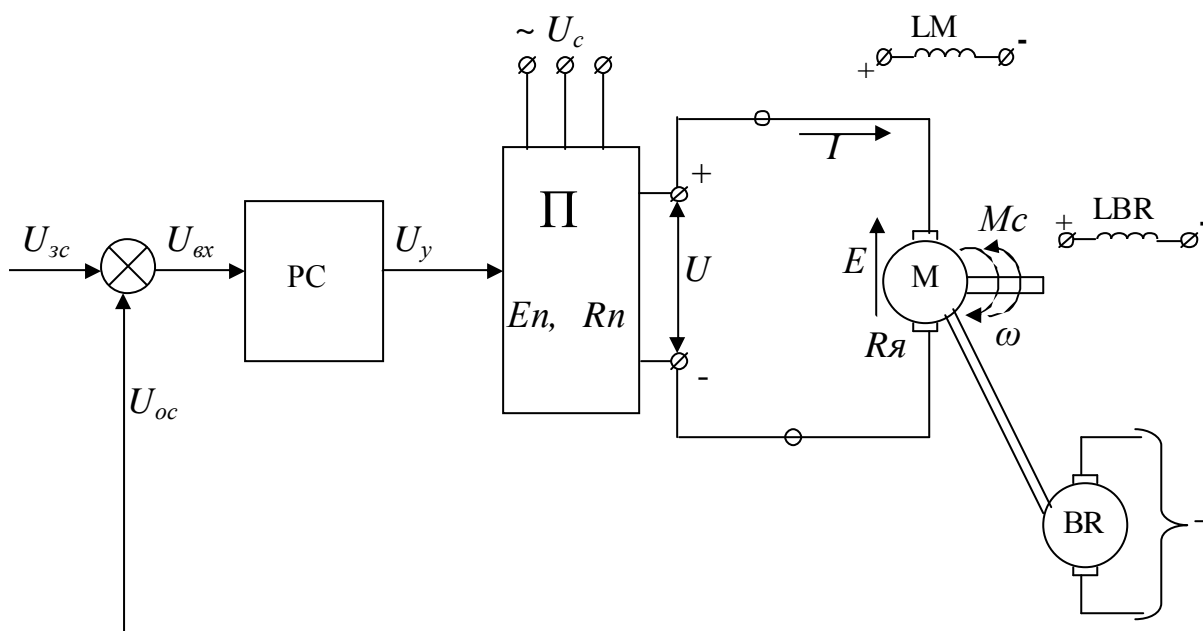
Рис. 3.2: а) схема включения двигателя в замкнутой системе П-Д с отрицательной обратной связью по напряжению;  
б) характеристики двигателя

Требуемая скорость вращения определяется величиной сигнала задания  $U_{zc}$ . Скорость двигателя  $\omega$  контролируется тахогенератором BR. Выходной сигнал тахогенератора  $U_{oc} = \beta_c \omega$  является сигналом обратной связи по скорости. Здесь  $\beta_c$  – коэффициент передачи тахогенератора. В суммирующем устройстве сигнал обратной связи сравнивается с задающим сигналом и их разность в виде сигнала ошибки  $U_y = \kappa_{pc} U_{вх}$  является сигналом управления для преобразователя П.

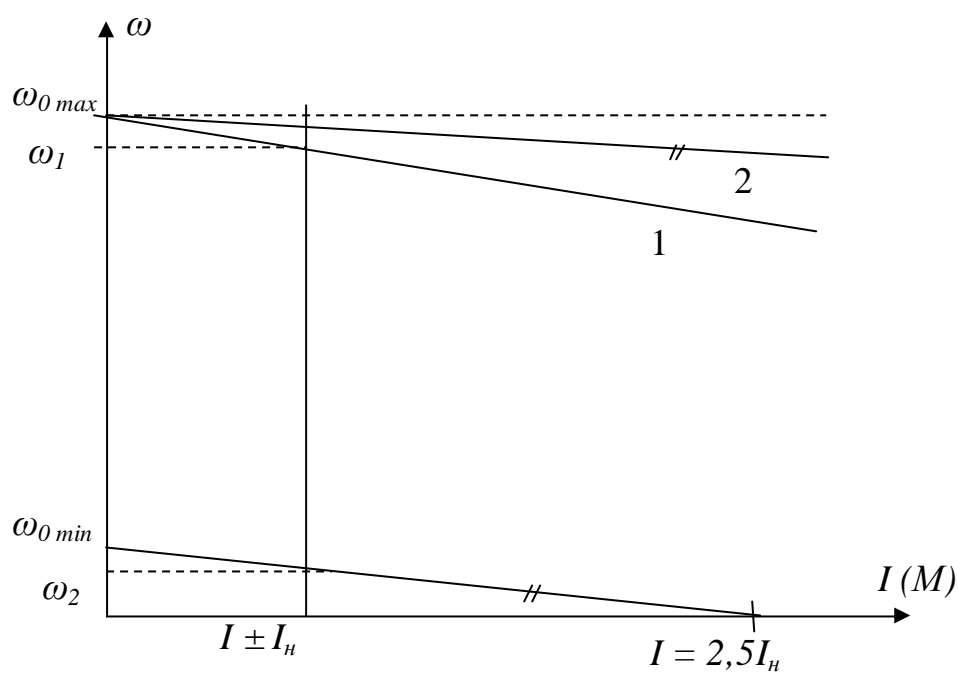
При увеличении момента сопротивления скорость двигателя и тахогенератора уменьшается. Уменьшается сигнал обратной связи  $U_{oc}$ . Это вызывает увеличение сигнала ошибки  $U_{вх}$  и сигнала управления  $U_y$ , что в свою очередь ведет к росту  $E_n$  и напряжения на якоре двигателя. Тем самым компенсируются обе составляющие  $\Delta\omega_c$ . При пропорциональном регуляторе  $\Delta\omega_{c2}$  компенсируется полностью, а  $\Delta\omega_{c1}$  – частично. Поэтому система регулирования скорости является статической, и прямая 2 на рис. 3.3б, отображающая характеристику двигателя в рассматриваемой системе, будет расположена выше прямой 1, отображающей естественную характеристику, но с наклоном к оси абсцисс.

Полная компенсация  $\Delta\omega_{c1}$ ,  $\Delta\omega_{c2}$  обеспечивается в случае использования интегро-пропорционального регулятора скорости. В такой системе характеристика двигателя параллельна оси абсцисс. Это позволяет расширить диапазон регулирования скорости до величины 10000:1 и более и осуществлять процесс регулирования при  $S_x = 0$ .

В рассмотренных замкнутых системах П-Д с помощью задержанной отрицательной обратной связи по току якоря можно обеспечить защиту двигателя от перегрузки, связанной с режимом работы двигателя «на упор».



а)



б)

Рис. 3.3: а) схема включения двигателя в замкнутой системе П-Д с отрицательной обратной связью по скорости;

б) характеристики двигателя

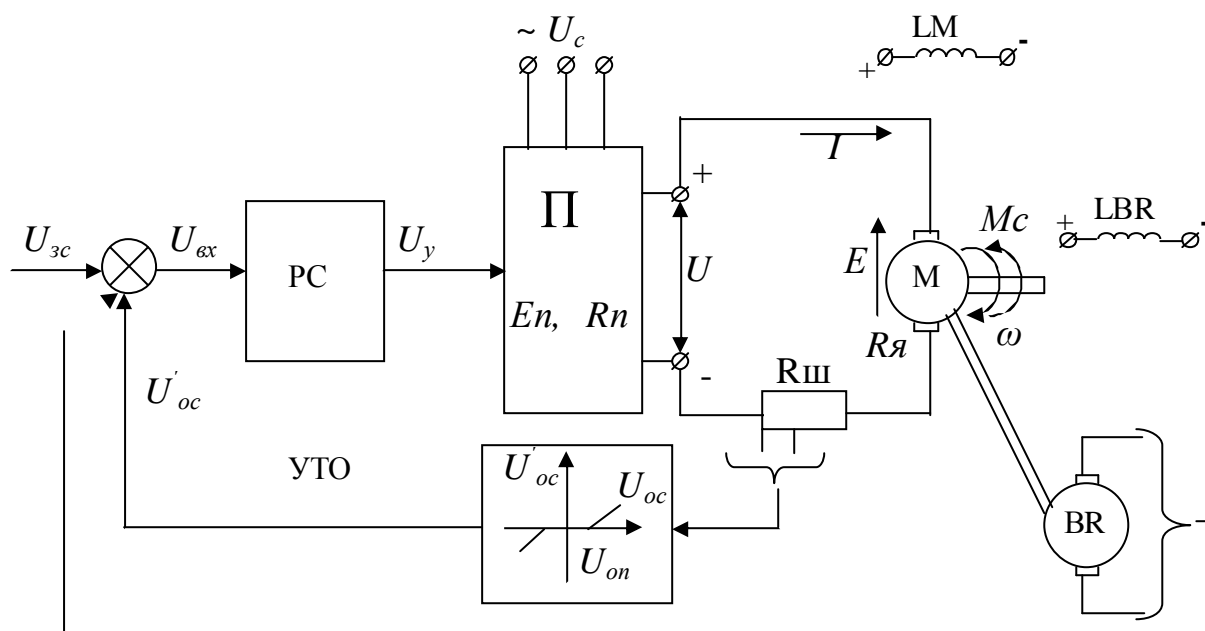
Работа «на упор» или механическое стопорение рабочего органа технологического механизма может возникать в электроприводе лебедки при подъеме примерзшего или заклиненного груза, в электроприводе подъема ковша экскаватора при черпании экскаватором скальной породы или смерзшегося грунта и др. В любом случае при работе «на упор» момент сопротивления неограниченно возрастает. Скорость двигателя снижается, уменьшается ЭДС вращения двигателя  $E$  и возрастают якорный ток, величина которого определяется как  $I=(U-E)/R_{я}$ , и момент двигателя  $M=k\Phi I$ . Когда двигатель остановится, ЭДС вращения будет равна 0. В якорной цепи будет протекать большой по величине ток короткого замыкания  $I_{кз}=U/R_{я}$  и двигатель будет развивать момент короткого замыкания  $M_{кз}$ . Это может привести как к поломке двигателя, так и рабочего органа технологической машины. Система электропривода должна ограничивать ток двигателя при работе «на упор» таким образом, чтобы при остановке кратность развиваемого двигателем момента, называемого моментом стопорения  $M_{ст}$ , по отношению к номинальному моменту не превосходила перегрузочной способности двигателя  $M_{ст} \leq 2,5 M_n$ .

Схема включения двигателя в замкнутой системе П-Д с обратной связью по скорости и задержанной обратной отрицательной связью по току якоря приведена на рис. 3.4а. Как и в предыдущем случае, ее основу составляет разомкнутая система П-Д, в которой требуемая скорость вращения двигателя определяется величиной сигнала задания  $U_{зс}$ . В качестве датчика тока используется включенный в якорную цепь двигателя шунт с сопротивлением  $R_{ш}$ . Падение напряжения на  $R_{ш}$  пропорционально току якоря  $I$ , поэтому сигнал обратной связи по току определяется как

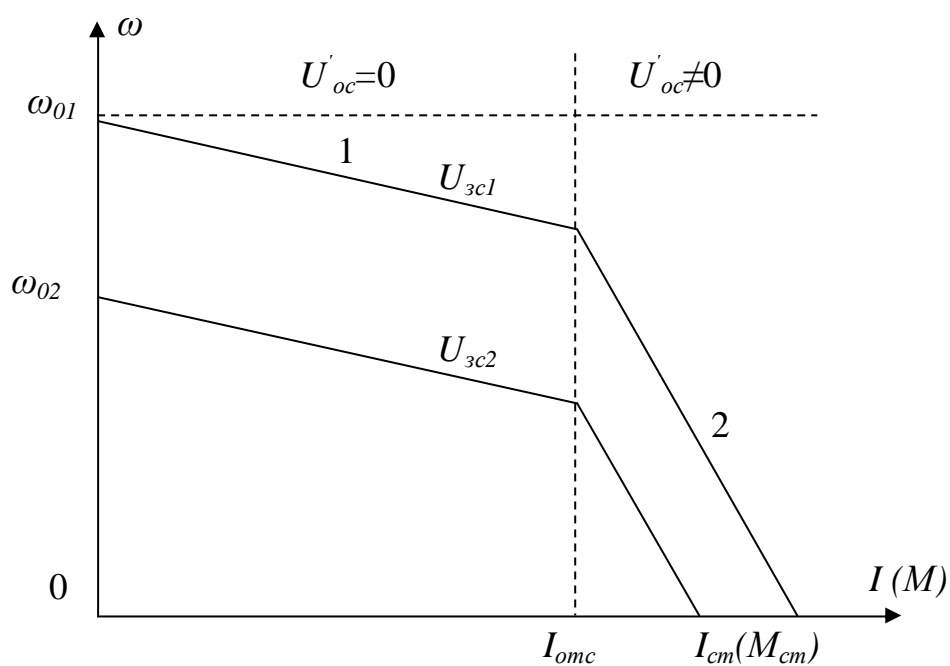
$$U_{oc} = \beta_m I,$$

где  $\beta_m$  – коэффициент передачи обратной связи по току.

В канале обратной связи по току включен узел токовой отсечки (УТО).



а)



б)

Рис. 3.4: а) схема включения двигателя в замкнутой системе П-Д с отрицательной обратной связью по скорости и задержанной по току; б) характеристики двигателя



Статическая характеристика УТО, показанная внутри изображающего его прямоугольника, имеет зону нечувствительности. Поэтому, до тех пор, пока сигнал обратной связи  $U_{oc}$  не превосходит по величине некоторого опорного сигнала  $U_{on}$ , сигнал  $U'_{oc}$  на выходе УТО равен 0. При  $U_{oc} > U_{on}$  на выходе УТО появляется сигнал отрицательной обратной связи  $U'_{oc}$ , который поступает на суммирующее устройство.

Величина  $U_{on}$  определяется величиной тока, с которой должно начинаться его ограничение. Этот ток называется током отсечки  $I_{отс}$ . Обычно  $I_{отс} \leq 1,5 I_n$ .

Электромеханические характеристики двигателя на рис. 3.4б имеют два участка: на первом  $U'_{oc}=0$ , система замкнута по скорости и разомкнута по току. Статизм характеристики небольшой и это способствует повышению производительности технологической машины.

На втором участке характеристики двигатель находится при возникновении режима работы «на упор». Ток якоря  $I$  превышает ток отсечки  $I_{отс}$ , на выходе УТО появляется сигнал  $U'_{oc}$  и система становится замкнутой по току. С ростом  $I$  увеличивается сигнал  $U'_{oc}$  и, следовательно, уменьшается сигнал на входе регулятора скорости  $U_{\omega} = U_{\omega c} - U_{oc} - U'_{oc}$ . Уменьшаются сигнал управления  $U_y = k_{pc} U_{\omega}$ , ЭДС и напряжение преобразователя  $U$ , что и приводит к дальнейшему ограничению роста тока и момента двигателя. Скорость двигателя резко уменьшается. Коэффициент передачи обратной связи по току  $\beta_m$  выбирается таким образом, чтобы при остановке двигателя  $M_{cm} \leq 0,5 M_n$ .

В настоящее время основным видом преобразователей систем П-Д постоянного тока являются тиристорные преобразователи (ТП). Динамические свойства таких систем можно корректировать различными способами. На рис. 3.5 а приведена функциональная схема замкнутой системы ТП-Д, в которой точность регулирования обеспечивается выбором соответствующей величины коэффициента усиления, а качество регулирования – с помощью последовательного корректирующего устройства (КУ), включаемого в прямой канал управления системы. Магнитный усилитель (МУ) осуществляет алгебраическое суммирование сигнала задания  $U_{\omega c}$  и сигнала обратной связи  $U_{oc}$ , а также усиливает сигнал ошибки регулирования  $\Delta U = U_{\omega c} - U_{oc}$ . Сигнал обратной связи  $U_{oc}$  снимается с выхода

тахогенератора BR. Резистор  $R_n$  служит для регулировки коэффициента передачи обратной связи, дроссель LR ограничивает пульсации выпрямленного тока ТП. На рис. 3.5а приведена функциональная схема системы подчиненного регулирования (СПР), в которой требуемые точность и качество регулирования обеспечиваются с помощью соответствующего выбора структуры и настроек регулятора тока AS и скорости AV. Сигнал обратной связи по току  $U_{дт}$  снимается с выхода датчика тока US.

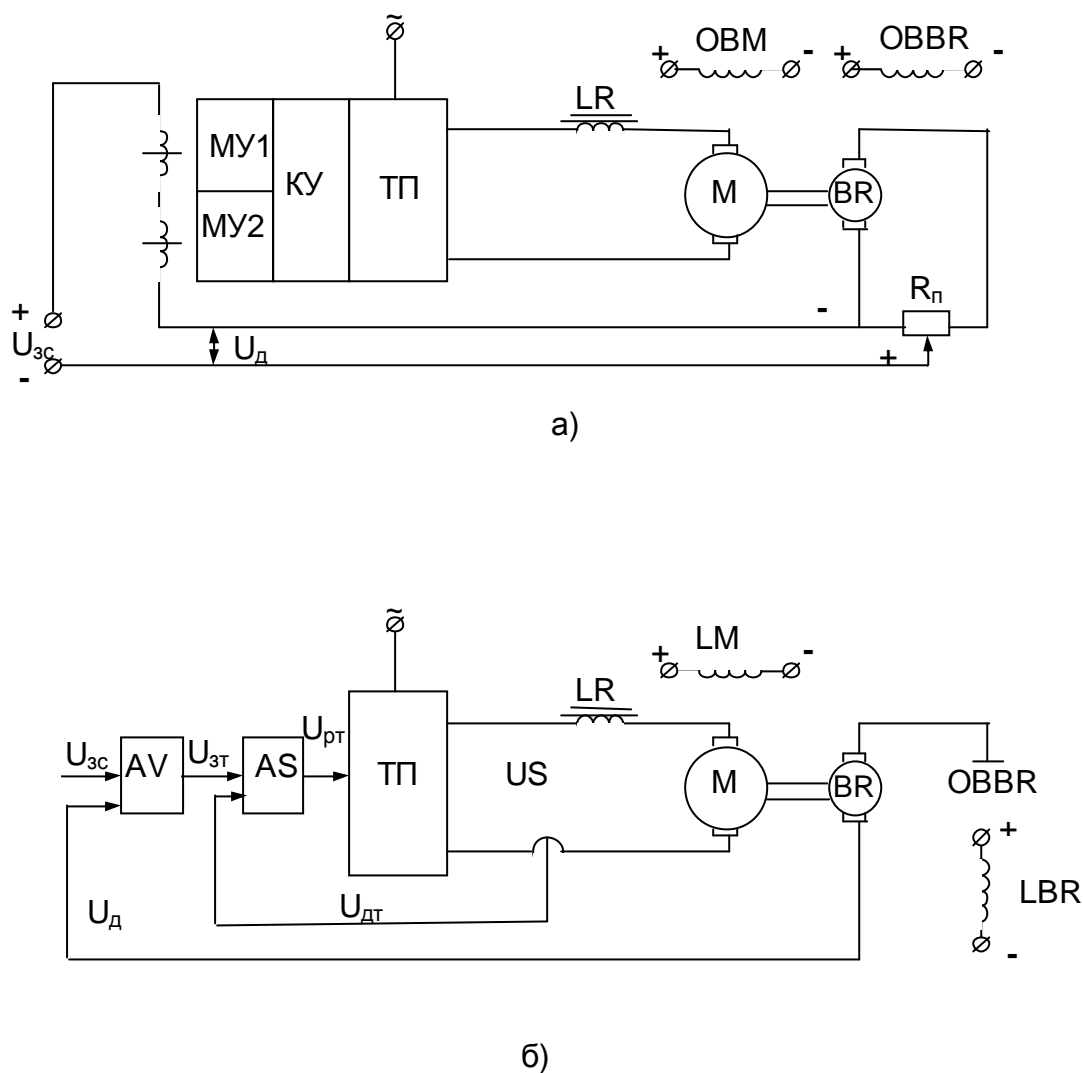


Рис. 3.5: а) система с последовательной коррекцией; б) система подчиненного регулирования.

#### **4. Выбор электродвигателя для системы автоматизированного электропривода**

Это важная и довольно сложная задача. От ее решения зависят технико-экономические показатели работы электропривода.

Выбор двигателя производится с учетом следующих показателей.

1. Род тока. Номинальные данные двигателя должны соответствовать возможностям сети переменного или постоянного тока данного предприятия.

2. Номинальная скорость электродвигателя. Ее выбор в безредукторном электроприводе производится по заданной скорости рабочего органа технологической машины. В редукторном электроприводе дополнительно учитывается передаточное число редуктора.

3. Конструктивное исполнение. Конструкция электропривода должна соответствовать условиям его компоновки с рабочим органом, т.к. выпускаемые электродвигатели имеют разнообразное конструктивное исполнение по расположению валов и способам крепления на рабочей машине.

4. Способ вентиляции и защиты от действия окружающей среды. По способу вентиляции различают двигатели с естественной вентиляцией, самовентиляцией и принудительной вентиляцией. По способам защиты от действия окружающей среды различают открытое, защищенное и герметичное исполнение электродвигателей. Для работы в особых условиях окружающей среды (тропики, химически активная среда, повышенная влажность, взрывоопасная среда) выпускаются специальные электродвигатели.

5. Основным требованием при выборе электродвигателя является соответствие его мощности условиям работы технологической машины. Применение электродвигателя недостаточной мощности может привести к нарушению заданного цикла, снижению производительности технологической машины. Кроме того, будет иметь место повышенный нагрев электродвигателя, ускоренное старение изоляции и выход электродвигателя из строя.

Применение электродвигателя завышенной мощности повышает первоначальную стоимость электропривода, увеличивает потери энергии за

счет снижения КПД двигателя, а для асинхронного двигателя снижается и коэффициент мощности.

Выбор электродвигателя по мощности производится обычно в следующей последовательности:

1. Расчет мощности и предварительный выбор электродвигателя;
2. Проверка выбранного электродвигателя по условиям перегрузки и пуска;
3. Проверка выбранного электродвигателя по нагреву.

Если выбранный в п. 1 двигатель удовлетворяет условиям проверки по п. 2 и п.3, то на этом выбор электродвигателя по мощности заканчивается. Если же условия п. 2 или п. 3 не выполняются, то выбирается электродвигатель большей мощности и проверки повторяются.

Рассмотрим более подробно этапы выбора электродвигателя по мощности для случая, когда механическое передаточное устройство уже выбрано, известны его  $i_{\max}$ ,  $\rho$  и КПД.

1. Расчет мощности и предварительный выбор электродвигателя.

Основой для расчета мощности и выбора электродвигателя являются нагрузочная диаграмма и диаграмма скорости (тахограмма) технологической машины.

Нагрузочной диаграммой называется зависимость  $M_{\text{CMO}}(t)$  момента сопротивления, создаваемого рабочего органа при движении от времени.

Диаграммой скорости или тахограммой называется зависимость скорости движения рабочего органа от времени  $V_{\text{н.о.}}(t)_{\min}$ ,  $\omega_{\text{н.о.}}(t)$ . Обе диаграммы рассчитываются на основании технологических данных, характеризующих работу ТМ. После выполнения операции приведения эти зависимости изображаются в виде графиков  $M_C(t)$  и  $\omega(t)$ . На рис. 4.1а,б приведены нагрузочная диаграмма и тахограмма. Они показывают, что данный рабочий орган создает при своем движении постоянный момент сопротивления  $M_C = \text{const}$ , а его движение состоит из участков разгона, движения с установившейся скоростью, торможения и паузы. Продолжительности этих

участков соответственно равны:  $t_p, t_y, t_T, t_o$ , а полное время цикла составляет  $t_u = t_p + t_y + t_T + t_o$ .

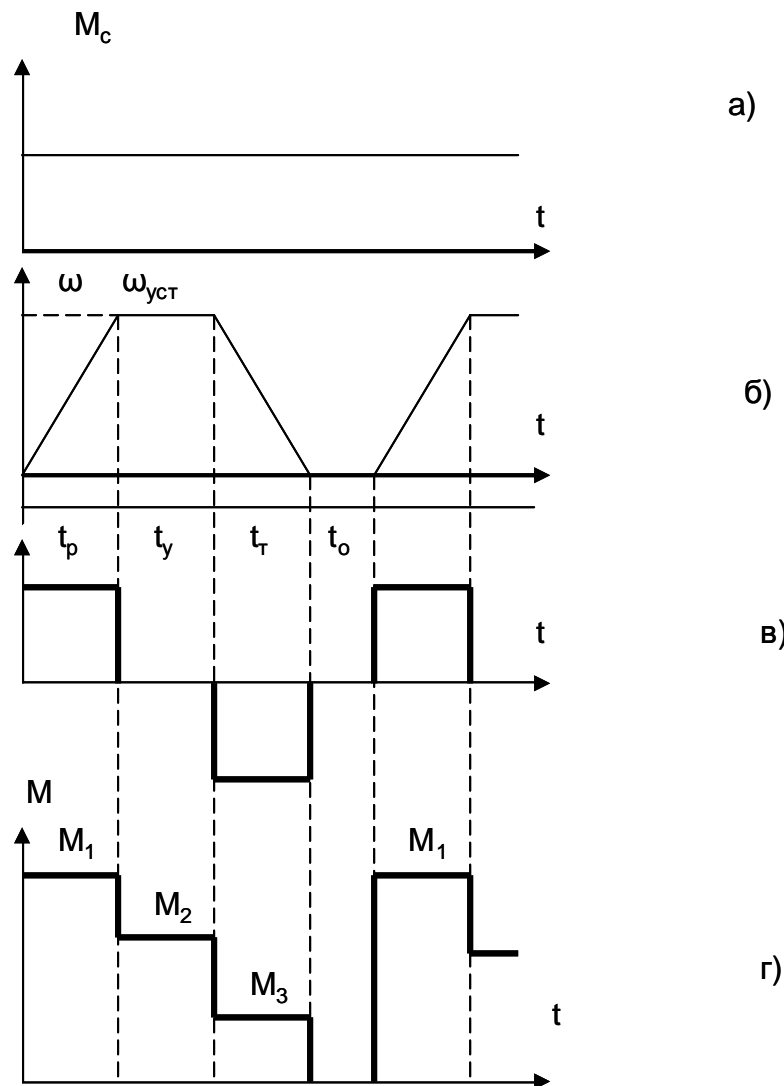


Рис. 4.1: а) нагрузочная диаграмма; б) тахограмма; в) диаграмма динамического момента; г) диаграмма момента двигателя

Расчетный номинальный момент электродвигателя можно определить как

$$M_{ном} \geq K_3 \cdot M_c,$$

где  $M_c$  – приведенный момент сопротивления;  $K_3 = 1,1 \div 1,3$  – коэффициент запаса, учитывающий динамические режимы электропривода, когда он работает с моментами, превышающими  $M_c$ . В нашем случае  $M_c = const$ . Если же  $M_c$  изменяется во времени и нагрузочная диаграмма имеет несколько участков,

то определяется значение эквивалентного момента сопротивления  $M_{с.э.}$ . Оно вычисляется как среднеквадратичная величина  $M_{с.э.} = \sqrt{\frac{1}{t_y} \sum_{i=1}^n M_{ci}^2 t_i}$ , где  $M_{ci}$ ,  $t_i$  – момент электродвигателя и длительность  $t_i$ -го участка нагрузочной диаграммы.

Расчетная номинальная скорость электродвигателя определяется на основании тахограммы. Если во время работы технологической машины скорость рабочего органа регулируется, то номинальная скорость электродвигателя  $\omega_n$  должна быть больше или равна максимальной скорости установившегося режима  $\omega_{уст. макс.}$ . Для рассматриваемого случая  $\omega_{ном} = \omega_{уст.}$

Расчетная номинальная мощность электродвигателя определяется как

$$P_{ном} = M_{ном} \cdot \omega_{ном} \geq K_z \cdot M_{с.э.} \cdot \omega_{уст.}$$

По полученным расчетным значениям  $P_{ном}$  и  $\omega_{ном}$  из каталога выбирается двигатель ближайшей большей мощности и скорости, имеющий индуктивное исполнение, соответствующее условиям работы технологической машины.

2. Проверка выбранного двигателя по условиям перегрузки и пуска осуществляется с помощью зависимости момента двигателя от времени  $M(t)$ . Она рассчитывается на основании уравнения движения электропривода, записанного в виде:

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt} = M_c + M_{дин.}$$

Здесь  $J$  – суммарный приведенный момент инерции электропривода; величина  $d\omega/dt$  на участках разгона и торможения определяется с помощью тахограммы  $\omega(t)$ . Зависимость  $M(t)$  приведена на рис. 4.1г. Выбранный двигатель проходит по перегрузочной способности в том случае, если максимальный допустимый момент двигателя  $M_{макс}$  будет больше или равен максимальному моменту зависимости  $M(t)$ . Для рассматриваемого случая  $M_{макс} \geq M_I$ . Выполнение этого соотношения означает, что электродвигатель обеспечит требуемое ускорение на участке разгона. В противном случае необходимо выбрать другой двигатель.

Для двигателя постоянного тока общепромышленного исполнения  $M_{\max}=M_{\text{доп}}\leq 2,5M_{\text{ном}}$ . Для асинхронного двигателя с фазным ротором он может быть принят равным критическому моменту  $M_{\text{кр}}$ .

При выборе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором электродвигатель должен быть проверен по условиям пуска, для чего его пусковой момент  $M_n$  сравнивается с моментом сопротивления при пуске  $M_{\text{сп}}$ . Должно выполняться условие  $M_n > M_{\text{сп}}$ .

## 2. Проверка электродвигателя по нагреву.

Нагрев электродвигателя определяется потерями мощности в нем, которые условно делятся на постоянные и переменные, т.е.

$$\Delta P_{\text{ог}} = K \cdot V.$$

Под постоянными потерями  $K$  подразумеваются потери мощности, не зависящие от токов двигателя. К ним относятся потери в стали магнитопровода, механические потери от трения в подшипниках и вентиляционные потери. Для синхронного двигателя и двигателя постоянного тока с независимым возбуждением к постоянным можно отнести потери в обмотках возбуждения.

Под переменными  $V$  подразумеваются потери, выделяемые в меди обмоток двигателя при протекании по ним изменяющегося тока нагрузки. Анализ теплового состояния электродвигателя позволяет оценить возможность соблюдения установленных ограничений по допустимой температуре нагрева.

Превышение допустимых температур ведет к преждевременному разрушению изоляции обмоток и сокращению срока службы электродвигателя. При проведении анализа теплового состояния электродвигателя необходимо учитывать класс применяемой в двигателях изоляции. При изготовлении современных электродвигателей основными классами изоляции являются классы В, F и H.

К изоляции класса В относятся слюда, асбест, стекловолокно и др. Допустимая предельная температура нагрева  $130^{\circ}\text{C}$ .

Изоляция класса F включает те же материалы, что и класс В, однако вместо связующих органического происхождения используются

синтетические связующие и пропитывающие составы. Изоляция класса F имеет допустимую предельную температуру нагрева  $155^{\circ}\text{C}$ .

Изоляция класса H. Материалы те же, но в сочетании с кремний – органическими связующими и пропиточными материалами. Допустимая предельная температура  $180^{\circ}\text{C}$ .

Происходит нагрев двигателя по экспоненциальному закону и характеризуется постоянной времени  $T_n$ . Кривая нагрева характеризует зависимость превышения температуры двигателя над температурой окружающей среды  $\tau$  от потерь  $\Delta P$  мощности в двигателе. Большим потерям мощности в двигателе соответствует большее значение установившегося превышения температуры. Практически процесс нагрева можно считать установившимся при  $t_{уст} = (3 \div 4)T_n$ , когда  $\tau_n = (0,95 \div 0,98)\tau_{уст}$ . Величина постоянной времени нагрева зависит от габаритов двигателя. Двигатели, имеющие большие габариты, имеют и большую постоянную времени нагрева. Величина ее лежит в пределах от нескольких минут до нескольких часов.

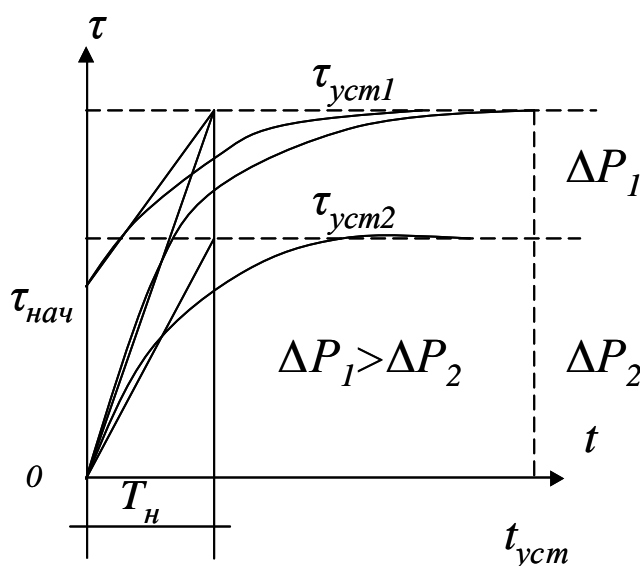


Рис. 4.2 - Зависимость превышения температуры от величины потерь



## Классификация режимов работы электродвигателей

При анализе теплового режима электродвигателя необходимо знать график изменения потерь мощности во времени, который, в свою очередь, обусловлен графиком изменения нагрузки электродвигателя. Существующая классификация предусматривает восемь режимов изменения нагрузки с условным обозначением от S1 до S8.

**Продолжительный номинальный режим работы S1** - это режим работы при неизменной нагрузке, продолжающейся столько времени, что превышение температуры всех частей электродвигателя достигает установившегося значения.

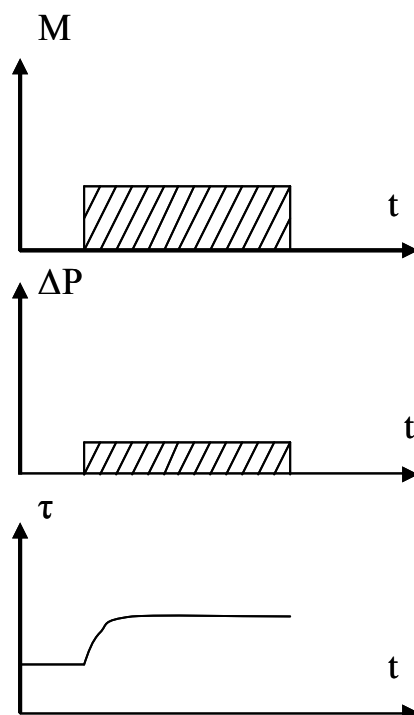


Рис. 4.3 - Диаграммы: момента, потерь, превышения температуры для продолжительного режима

**Повторно-кратковременный номинальный режим работы S3** – это режим, в котором кратковременные периоды неизменной нагрузки (рабочие периоды) чередуются с периодами отключения электродвигателя (паузами), причем как рабочие периоды, так и паузы не настолько длительны, чтобы

превышения температуры могли достигнуть установившихся значений. Максимальная продолжительность цикла этого режима принята равной 10 мин. Если же  $t_y > 10$  мин, электродвигатель считается работающим в продолжительном режиме S1. Режим характеризуется относительной продолжительностью включения, определяемой по формуле

$$ПВ\% = \frac{t_p}{t_p + t_o} 100\%.$$

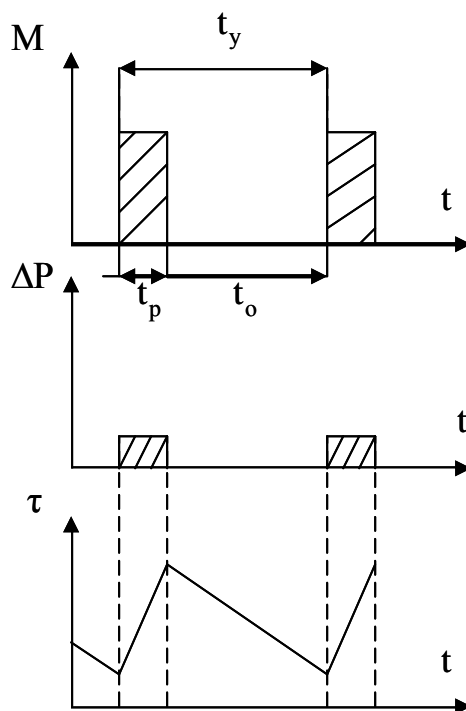


Рис. 4.4 - Диаграммы: момента, потерь, превышения температуры для повторно кратковременного режима

Стандартные значения, на которые рассчитываются и выпускаются электродвигатели для S3-режима составляют 15, 25, 40 и 60%.

### Проверка по нагреву двигателей, работающих в S1 режиме

Работа электродвигателя в режиме S1 может происходить с постоянной или переменной циклической нагрузкой. При постоянной нагрузке (график работы нами рассмотрен) двигатель выбирается по условию  $P \leq P_{ном}$ . При исправном двигателе выполняется и условие  $\Delta P \leq \Delta P_{ном}$  и, следовательно,  $\tau_{макс} = \tau_{уст} \leq \tau_{доп}$  где  $\tau_{доп}$  — допустимое превышение температуры электродвигателя. Проверка выполнения условия  $\tau_{макс} \leq \tau_{доп}$  и является оценкой нагрева электродвигателя.

При переменной циклической нагрузке также периодически будут изменяться и потери в электродвигателе и его температура. Проверка двигателя по нагреву, т.е. проверка выполнения условия  $\tau_{\max} \leq \tau_{\text{доп}}$  может быть сделана прямым и косвенным методами.

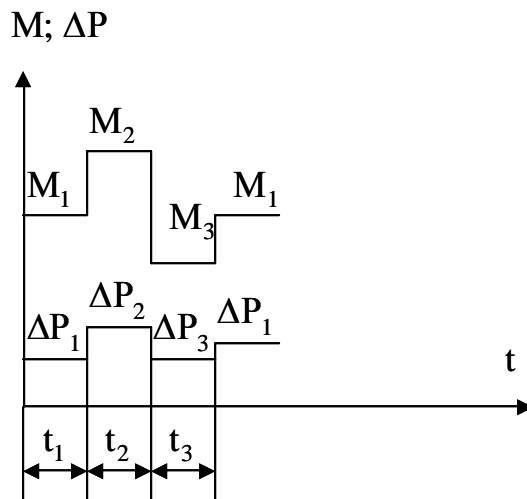


Рис. 4.5 - Диаграммы момента и потерь мощности для режима S1

**Прямой метод** предусматривает построение кривой нагрева  $\tau(t)$ , определение по ней  $\tau_{\max}$  и проверку условия  $\tau_{\max} \leq \tau_{\text{доп}}$ . Метод довольно точен, однако его практическое применение затруднено, т.к. в каталогах на электродвигатели, необходимые для построения кривой нагрева, данные не приводятся. Поэтому на практике проверку двигателей по нагреву проводят обычно с помощью косвенных методов. К ним относятся: метод средних потерь и методы эквивалентных величин – тока, момента и мощности. Эти методы используются при проверке двигателей по нагреву во всех режимах их работы.

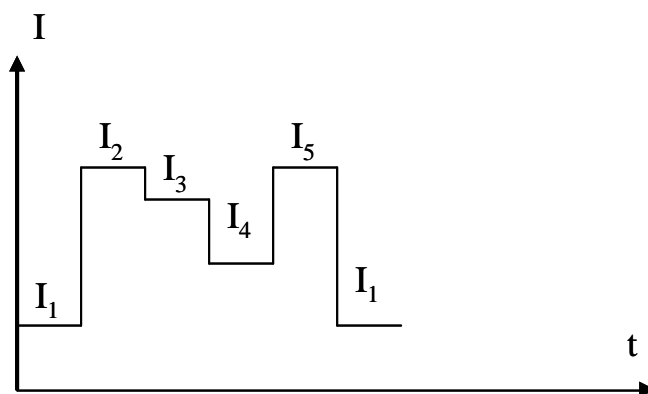


Рис. 4.6 - Диаграмма токов для режима S1

**Метод средних потерь.** Наиболее точный и универсальный из косвенных методов. Сущность его заключается в определении средних потерь мощности  $\Delta P_{cp}$  за цикл работы электродвигателя и сопоставлении их с номинальными потерями мощности  $\Delta P_{ном}$ . При этом рассматривается достаточно удлиненный цикл работы электродвигателя, в котором среднее значение превышения температуры  $\tau_{cp}$  не изменяется. Условие  $\tau_{cp} \leq \tau_{дон}$  выполняется в том случае, если  $\Delta P_{cp} \leq \Delta P_{ном}$ . Для рассматриваемой циклической диаграммы, когда на отдельных участках цикла момент нагрузки постоянен, средние потери определяются по формуле

$$\Delta P_{ном} = P_{ном} (1 - \eta_{ном}) / \eta_{ном}.$$

Погрешность метода состоит в том, что на отдельных участках цикла максимальный нагрев электродвигателя  $\tau_{макс}$  можно превышать  $\tau_{cp}$ . На этом методе базируются методы эквивалентных величин.

**Метод эквивалентного тока.** Используется в том случае, когда можно рассчитать или экспериментально определить график изменения тока двигателя во времени. При этом постоянные потери  $K$  за цикл работы не должны изменяться, как и сопротивление главных цепей двигателя.

При циклическом графике изменения тока двигателя определяется среднеквадратичное значение тока, эквивалентное изменяющемуся во времени току по условиям нагрева. Это значение тока и принято называть эквивалентным током  $I_{\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{t_{\vartheta}} \sum_{i=1}^5 I_i^2 t_i}$ . Условие проверки двигателя по нагреву в этом случае принимает вид  $I_{\vartheta} \leq I_{ном}$ .

**Метод эквивалентного момента.** Используется в том случае, когда известен график изменения момента двигателя во времени  $M(t)$ . В дополнение к условиям применения метода эквивалентного тока должно соблюдаться условие постоянного магнитного потока электродвигателя во всем цикле работы. Если предыдущее условие домножить на  $k\Phi_{ном}$ , то

$$I_{\vartheta} k\Phi_{ном} \leq I_{ном} k\Phi_{ном} \text{ если } M_{\vartheta} \leq M_{н}$$

Здесь  $M_{\text{э}}$  – эквивалентный по условиям нагрева момент электродвигателя определяется как среднеквадратичная величина за рабочий цикл.

**Метод эквивалентной мощности.** Наиболее частный метод, так как может использоваться при выполнении условия постоянства скорости двигателя на всех участках цикла. Допустим, что это условие выполняется и скорость двигателя на любом из участков цикла равна  $\omega_{\text{ном}}$ . Тогда, домножив обе части предыдущего условия на  $\omega_{\text{н}}$ , получим

$$M_{\text{э}} \cdot \omega_{\text{ном}} \leq M_{\text{н}} \cdot \omega_{\text{ном}} \text{ или } P_{\text{э}} \leq P_{\text{ном}},$$

где  $P_{\text{э}}$  – определяется как среднеквадратичная мощность двигателя за рабочий цикл.

Зависимости  $\Delta P(t)$ ,  $I(t)$ ,  $P(t)$  как и  $M(t)$  называют нагрузочными диаграммами электропривода.

**Проверка по нагреву двигателей, работающих в режиме S3.** В каталогах на такие двигатели указывается  $P_{\text{ном}}$  при нормативной ПВн=15, 25, 40, 60 и 100%. При этом  $t_{\text{н}} \leq 10$  мин. Если параметры нагрузочной диаграммы (мощность и ПВ) равны или близки к номинальной, то проверка электродвигателя по нагреву не требуется, так как работа при таких параметрах гарантируется заводом.

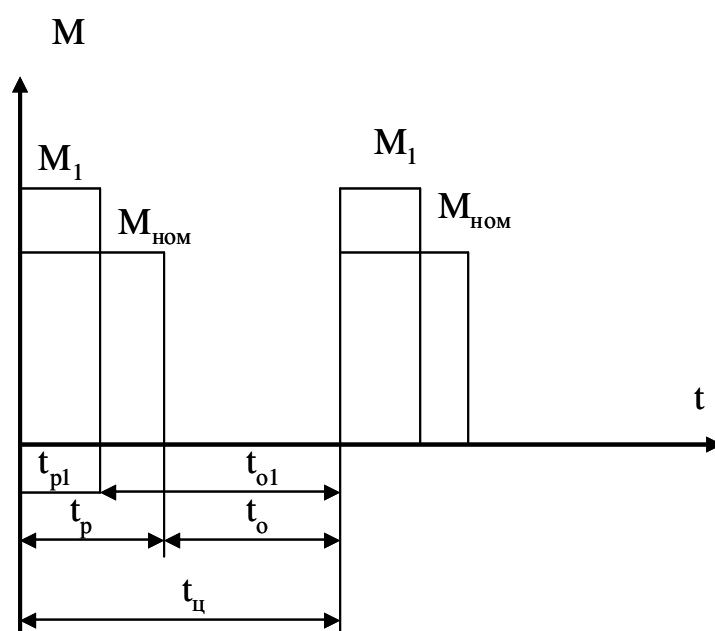


Рис. 4.7 - Диаграмма моментов для режима S3

Если же в реальном цикле  $PB_1$  отличается от  $PB_n$  и имеют место  $M_1$  и  $M_{ном}$ , то на основании метода средних потерь можно утверждать, что средние превышения температуры двигателя при его работе с  $M_1 \neq M_{ном}$  при  $PB_1 \neq PB_n$  не будет превышать допустимой температуры, если средние потери мощности за цикл при  $M_1$  и  $PB_1$  не будут превышать потери за тот же цикл при  $M_{ном}$  и  $PB_n$ , т.е. если

$$\frac{\Delta P_1 t_{p1}}{t_{p1} + t_{o1}} \leq \frac{\Delta P_{ном} t_p}{t_p + t_o} \text{ или } \Delta P_1 PB_1 \leq \Delta P_{ном} PB_n$$

Откуда  $\Delta P + \omega M \geq \Delta P_1 \cdot PB_1 / PB_n$ .

Проверка электродвигателя может быть произведена сопоставлением номинальных тока, момента и мощности двигателя с аналогичными эквивалентными величинами, определяемые по нагрузочным диаграммам. При этом двигатель проходит по нагреву, если

$$I_{ном} \geq I_1 \sqrt{PB_1 / PB_n}; \quad M_{ном} \geq M_1 \sqrt{PB_1 / PB_n}; \quad P_{ном} \geq P_1 \sqrt{PB_1 / PB_n}.$$

## 5. Выбор тиристорного преобразователя

Применение тиристорных преобразователей в электроприводах постоянного тока позволяет повысить быстродействие электропривода, расширить диапазон регулирования скорости до 1000:1 и более, улучшить энергетические показатели электропривода. В частности, к.п.д. системы «тиристорный преобразователь – двигатель» на 5-7 % выше к.п.д. системы «генератор – двигатель». Вместе с тем, тиристорный преобразователь имеет повышенную чувствительность к перегрузкам, а пульсирующий характер выпрямленного тока увеличивает потери в двигателе и уменьшает его коммутационную способность.

В реверсивном электроприводе для питания якоря двигателя необходимо использовать реверсивный тиристорный преобразователь. Изменение полярности напряжения на зажимах якоря работающего двигателя переводит

его в режим торможения противовключением, что обеспечивает минимальное время торможения. После остановки двигатель сразу же начинает разгон в противоположном направлении. Это обеспечивает минимально возможное время реверса и поэтому способствует повышению производительности технологической машины.

Функциональная схема реверсивного тиристорного преобразователя типа АТЕР приведена на рис. 5.1. Они выпускаются мощностью до 1150 кВт [5]. Преобразователи с номинальным выпрямленным напряжением 460 В подключаются непосредственно к сети с линейным напряжением 380 В, а преобразователи с номинальным выпрямленным напряжением 230 В подключаются к сети 380 В через согласующий трансформатор.

Схема выпрямления преобразователей трехфазная, мостовая полностью управляемая. Реверсивность обеспечивается встречно-параллельным включением двух трехфазных мостовых выпрямителей БТ1 и БТ2 с отдельным управлением каждым выпрямителем. Для этого импульсы управления тиристорами с выхода системы импульсно-фазового управления (СИФУ) подаются на ключ К, который по команде логического переключающего устройства Л в зависимости от необходимого направления вращения двигателя подает импульсы управления на один из выпрямителей.

Система импульсно-фазового управления выполняется по вертикальному принципу с линейным опорным напряжением. Сигнал управления  $U_y$  на вход СИФУ подается с выхода полупроводникового усилителя УП, который осуществляет алгебраическое суммирование входных сигналов и усиление результирующего сигнала.

Коррекция динамических характеристик электропривода и ограничение тока перегрузки осуществляется посредством устройств коррекции и токоограничения УКТ.

Защита силовых цепей от токов короткого замыкания осуществляется быстродействующими устройствами токовой защиты УТЗ, а защита тиристоров от перенапряжения - устройством УЗП.

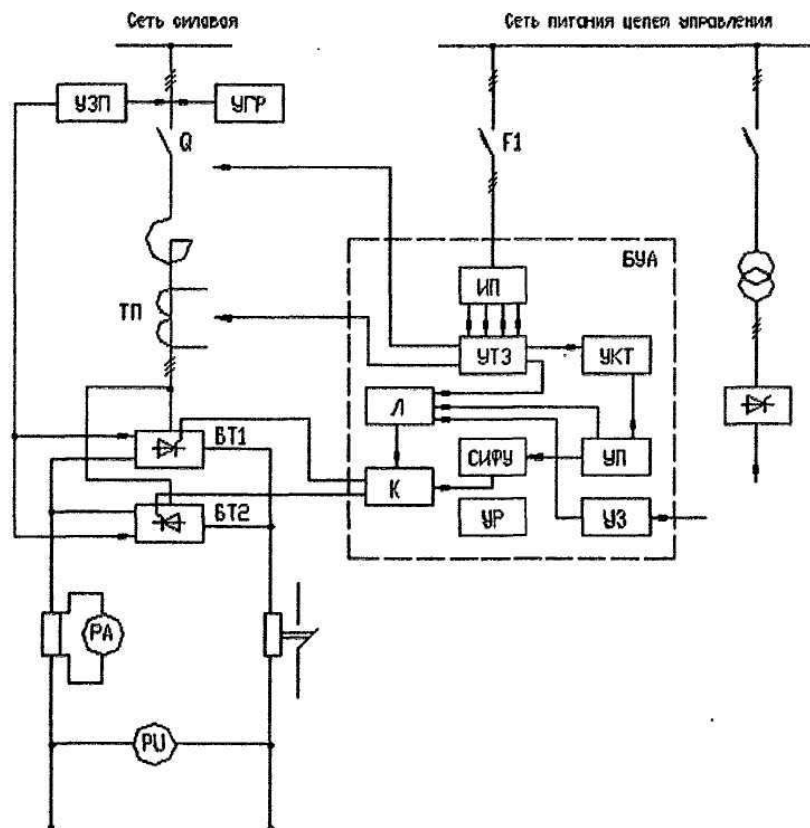


Рис.5.1 - Функциональная схема тиристорного преобразователя

Входным элементом системы управления ТП является узел задания УЗ. В нем определяется сигнал ошибки управления  $\Delta U = U_3 - U_{oc}$ .

Выбор тиристорного преобразователя производится по номинальному выпрямленному напряжению  $U_{тп.ном}$  и номинальному выпрямленному току  $I_{тп.ном}$ . Для двигателей с номинальным напряжением 220 В выбирается преобразователь с номинальным выпрямленным напряжением 230 В. Номинальный выпрямленный ток преобразователя должен быть ближайшим большим по отношению к номинальному току двигателя.

Преобразователь с безынерционной системой управления при отсутствии в канале управления апериодических звеньев практически эквивалентен звену чистого запаздывания с постоянной времени  $\tau = 1/(2mf_c)$ , т.е. его передаточная функция в зоне линейности регулировочной характеристики

$$W(p) = \Delta e_{Т.п.}(p) / \Delta u_y(p) = k_{Т.п.} e^{-p\tau},$$

где  $k_{Т.п.} = \Delta E_{Т.п.} / \Delta U_y$  – коэффициент усиления ТП по напряжению.



Для преобразователя с инерционной системой управления, имеющей постоянную времени  $T_{y,п} > 0,0064$  с, или при безынерционной системе управления, но со специально включенным звеном ограничения скорости нарастания входного сигнала ТП (апериодическим звеном с постоянной времени  $T_0 \geq 0,0064$  с), чистое запаздывание учитывать не нужно. Тогда передаточная функция преобразователя по каналу управляющего воздействия

$$W(p) = k_{T,П} / (T_{y,П} p + 1)$$

или

$$W(p) = k_{T,П} / (T_0 p + 1).$$

## **6. Принципы построения и оптимальной настройки системы автоматического управления электроприводом (САУ ЭП)**

САУ ЭП состоит из трёх функционально взаимосвязанных частей – объекта управления (ОУ), состоящего из двигателя и рабочего органа ТМ; преобразователя (П); автоматического управляющего устройства (АУУ).

ОУ не способен самостоятельно поддерживать заданные параметры на желаемом уровне при возмущающих воздействиях (изменения  $M_c$ ,  $U_c$  и др.), не может обеспечить необходимое качество регулирования (закон изменения параметров в переходном процессе). Для обеспечения этого требуется специальное воздействие на ОУ, которое оказывается П и вырабатывается АУУ.

Любая замкнутая АСУ ЭП должна удовлетворять следующим основным требованиям:

- 1) САУ ЭП должна быть устойчивой;
- 2) ошибка регулирования в установившемся режиме не должна превышать заданной;
- 3) должны обеспечивать необходимое качество переходного процесса (быстродействие, перерегулирование, число колебаний и др.).

Обеспечиваются названные требования введением в САУ ЭП корректирующих звеньев, которые могут быть включены или как внутренние обратные связи, охватывающие отдельные элементы САУ – *параллельная коррекция*, или в прямой канал управления последовательно с другими элементами САУ – *последовательная коррекция*. Возможно также совместное применение обоих способов коррекции – *смешанная коррекция*.

Параллельная и последовательная коррекция имеют свои достоинства и недостатки.

При параллельной коррекции стабильность характеристик системы повышается за счёт звеньев, охваченных обратной связью. Влияние помех на корректирующее устройство, включённое в цепь обратной связи, значительно меньше, чем при включении его в прямой канал, поскольку сигнал снимается с выхода системы, представляющей фильтр низких частот. Основной недостаток – сложность расчёта и большая трудоёмкость настройки, т.к. контур, оборудованный внутренней обратной связью, может сам по себе оказаться неустойчивым и поэтому потребуются перерасчёт и перестройка всей системы.

Системы с последовательной коррекцией в этом отношении более удобны, особенно при сложных структурах ОУ, большом числе регулируемых параметров и высоких требованиях к качеству регулирования. Они просты и удобны для расчета, вводятся в эксплуатацию методом последовательной настройки отдельных контуров САУ, позволяют ограничивать любой из регулируемых параметров на заданном уровне.

Широкое распространение САУ с последовательной коррекцией обеспечило появление практически безынерционных ТП и операционных усилителей, применяемых в качестве активных корректирующих звеньев.

САУ ЭП с последовательной коррекцией разбивается на ряд контуров, число которых равно числу регулируемых параметров системы. В ЭП постоянного тока может быть до 4 – 5 контуров: регулирование  $U_n$ ;  $I_a$ ;  $\omega$ ; угловое и линейное положение рабочего органа ТМ и др. Главным параметром регулирования является тот, который определяет основную цель

автоматического регулирования. Остальные параметры – вспомогательные, они подчинены главному параметру. Кроме того, вспомогательные параметры также находятся в подчинении один с другим. Поэтому САУ с последовательной коррекцией называются системами подчинённого регулирования (СПР).

### 6.1. Критерии настройки СПР. Модульный и симметричный оптимумы

Настройка многоконтурной СПР достигается последовательной оптимизацией контуров, начиная с внутреннего и кончая внешним. Под оптимизацией контура понимают такую его настройку, которая наилучшим образом отвечает поставленным требованиям. Эти требования должны быть разбиты на две основные группы:

- а) требования к динамике (поведение САУ в переходном процессе);
- б) требования к поведению САУ при изменении внешних возмущений.

Смысл требований к динамике: САУ должна быть как можно более гибкой, т.е. регулятор должен быть настроен так, чтобы первая регулируемая величина как можно быстрее и точнее следовала за изменением задания, а вторая также возможно меньше отклонялась от задания при воздействии возмущений. Отклонение регулируемой величины от заданного значения должны устраняться регулятором за кратчайшее время и с минимальным перерегулированием. Эти два требования – противоречивы.

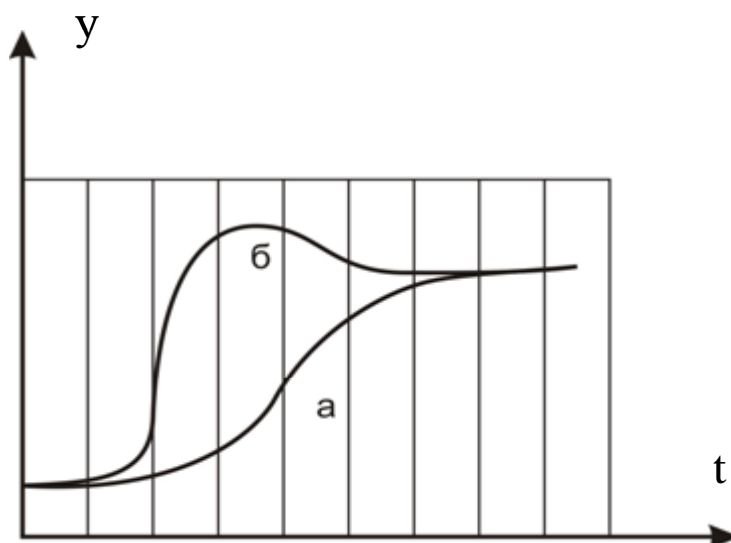


Рис. 6.1 - Графики переходных процессов при различных настройках регуляторов

На рис. 6.1 приведены осциллограммы, характеризующие поведение регулируемой величины при скачкообразном изменении задания и различных настройках регулятора. Из рис. 6.1 видно, что при отсутствии перерегулирования время достижения установившегося значения соответствует четырём отметкам. При перерегулировании  $\sigma = 30\%$  время первого достижения установившегося значения составляет  $1/2$  отметки, а время окончательного его достижения – также четыре отметки. Если при настройке контура не ставится задача получения минимального времени первого достижения установившегося значения при любом перерегулировании или, наоборот, не выдвигается требование полного отсутствия перерегулирования, то наилучшей можно считать настройку на рис. 6.2, при которой первый показатель  $3/4$  отметки, а  $t_p = 1 3/4$  отметки при

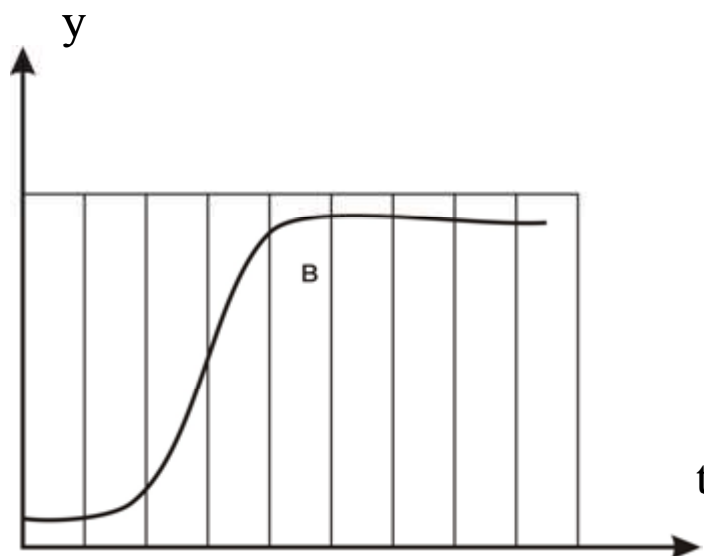


Рис. 6.2 - Переходный процесс при оптимальной настройке регулятора

перерегулировании  $\sigma = 4-5\%$ . В большинстве практических случаев такую настройку можно считать оптимальной.

Настройку контура, обеспечивающую переходный процесс на рис. 6.2, можно рассчитать, зная параметры ОУ – коэффициент передачи, большие и малые постоянные времени. В большинстве случаев ОУ в каждом из контуров СПР имеет одну большую постоянную времени. Другие, сумма которых не превышает большую, называются малыми постоянными времени.

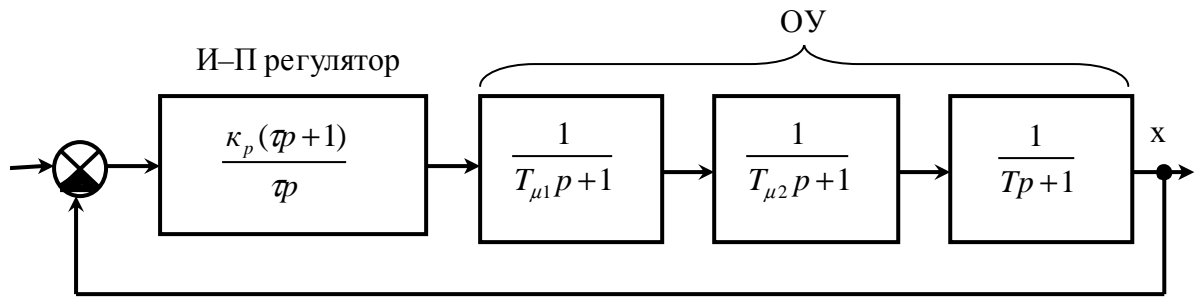


Рис. 6.3 - Структурная схема контура СР

Рассмотрим контур, ОУ в котором имеет коэффициент передачи  $K_o$ , большую  $T$  и два малые  $T_{\mu 1}$ ,  $T_{\mu 2}$  постоянные времени. При этом  $\sum T_{\mu} = (T_{\mu 1} + T_{\mu 2}) < T$ . Необходимо отыскать параметры регулятора, обеспечивающие переходный процесс на рис. 6.2.

Представив два апериодических звена с  $T_{\mu 1}$ ,  $T_{\mu 2}$  в виде эквивалентного звена с постоянной времени  $T_{\mu}$ :

$$\frac{1}{(T_{\mu 1} p + 1) \cdot (T_{\mu 2} p + 1)} = \frac{1}{T_{\mu 1} T_{\mu 2} p^2 + (T_{\mu 1} + T_{\mu 2}) p + 1}.$$

Выражением  $T_{\mu 1} T_{\mu 2} p^2$  можно пренебречь, как мало влияющим на переходный процесс замкнутого контура. Тогда

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

где  $T_{\mu} = T_{\mu 1} + T_{\mu 2}$ .

Передаточная функция ОУ

$$W_o(p) = \frac{K_o}{(T_{\mu} p + 1) \cdot (T p + 1)}.$$

В контур включён ИП регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{\kappa_p(\tau + 1)}{\tau},$$

где  $\kappa_p$  – коэффициент передачи регулятора;  $\tau$  – постоянная времени регулятора. Обе величины являются настроечными параметрами регулятора.

Примем  $\tau = T$ . Тогда передаточная функция разомкнутого контура  $W^p(p)$  будет равна

$$W^p(p) = W_p(p) \cdot W_0(p) = \frac{\kappa_o}{(T_\mu p + 1) \cdot (Tp + 1)} \cdot \frac{\kappa_p(\tau + 1)}{\tau} = \frac{\kappa_p \kappa_o}{T_p (T_\mu p + 1)},$$

а передаточная функция для замкнутого контура по формуле

$$W^3(p) = \frac{W^p(p)}{W^p(p) + 1} = \frac{1}{\frac{TT_\mu}{\kappa_p \kappa_o} p^2 + \frac{T}{\kappa_p \kappa_o} p + 1},$$

т.е. замкнутый контур – звено второго порядка.

Остановимся подробнее на свойствах системы второго порядка. В общем виде её  $W_{(p)}$  может быть представлена

$$W^3(p) = \frac{1}{\alpha p^2 + \beta p + 1}.$$

В зависимости от величины  $\alpha$  и  $\beta$  эта система может быть или апериодической, или колебательной. Для второго случая  $W^3(p)$  можно представить в более удобной для анализа форме

$$W^3(p) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_\Pi^2} p^2 + \frac{2\xi}{\omega_\Pi} p + 1},$$

где  $\omega_\Pi = \frac{1}{\sqrt{\alpha}}$  – частота недемпфированных колебаний;

$\xi = \frac{\beta}{2\sqrt{\alpha}}$  – коэффициент демпфирования (затухания) колебаний.

Частота недемпфированных колебаний  $\omega_n$  имеет физический смысл, когда  $\beta$  и соответственно  $\xi=0$ .

В этом случае в системе возникает незатухающие колебания с частотой  $\omega_n$ . С возрастанием  $\beta(\xi)$  угловая частота колебаний  $\omega$  уменьшается:

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}.$$

При  $\xi=1$   $\omega=0$ , т.е. система становится апериодической и остаётся такой при любых  $\xi>1$ .

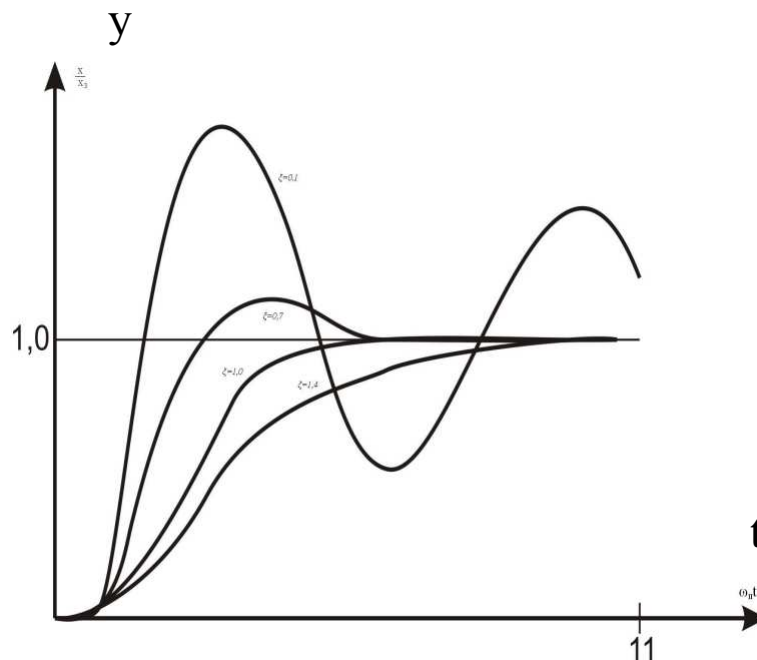


Рис. 6.4 - Переходные характеристики системы второго порядка

На рис. 6.4 приведены переходные функции  $y(t)$  для  $\xi=0,1;0,7;1,0;1,4$ . При  $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,707$  картина переходного процесса близка к принятой нами за оптимальную. Таким образом задача оптимизации контура регулирования сводится к отысканию  $\kappa_p$ , при котором  $\xi=0,707$  ( $\tau$  мы уже приняли равным  $T$ ). Сопоставляя уравнения для колебательного звена, имеем:

$$\frac{1}{\omega_{\Pi}^2} = \frac{TT_{\mu}}{\kappa_p \kappa_o} \text{ откуда } \omega_{\Pi} = \sqrt{\frac{\kappa_p \kappa_o}{TT_{\mu}}};$$

$$\frac{2\xi}{\omega_{\Pi}} = \frac{T}{\kappa_p \kappa_o} \text{ откуда } \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T}{\kappa_p \kappa_o T_{\mu}}}.$$

Приравнявая  $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ , получаем выражение для определения оптимального значения коэффициента передачи ИП-регулятора

$$\kappa_p = \frac{T}{\kappa_o 2T_{\mu}}.$$

Величина  $2T_{\mu}$  представляет собой постоянную интегрирования. Обозначим  $2T_{\mu} = B_o$ . Тогда

$$\kappa_p = \frac{T}{\kappa_o B_o}.$$

Подставив оптимальное значение  $\kappa_p = \frac{T}{\kappa_o 2T_{\mu}}$  в  $W^3(p)$  контура получим

$$W^3(p) = \frac{1}{T_{\mu} p^2 + 2T_{\mu} p + 1},$$

т.е. поведение замкнутого оптимизированного контура определяется лишь суммой малых постоянных времени  $T_{\mu}$ . При этом величина перерегулирования  $\sigma = 4,3\%$ , а время нарастания до установившегося значения  $t_n = 4,7T_{\mu}$ .

Таким образом, для оптимальной настройки контура, содержащего в ОУ 1 большую и 2 малые постоянные времени необходимо применить ИП-регулятор, компенсирующий большую постоянную времени, и выбрать значение его коэффициента передачи таким, чтобы в звене второго порядка обеспечивалось стандартное демпфирование  $\xi = 0,707$ .



Можно сформулировать общие правила для выбора регулятора и оптимальной настройки контура:

1. Каждому звену с большой постоянной времени в ОУ должно соответствовать звено с обратной передаточной функцией и с такой же постоянной времени в составе регулятора.

2.. Величина  $B_o$  должна выбираться как  $B_o = 2T_\mu$ .

Рассмотренный метод настройки контура можно назвать методом компенсации основных инерционностей ОУ. Принятый критерий настройки был впервые предложен Кесслером (ФРГ) и назван *модульным оптимумом*.

Необходимо подчеркнуть, что настройка по «модульному оптимуму» не является оптимальной ни по быстродействию, которое можно увеличить, повышая  $\tau$ , ни по перерегулированию  $\sigma$ , которое можно уменьшить, снижая быстродействие. В большинстве случаев она удовлетворяет требованиям ТМ, проста в реализации и поэтому является наиболее распространённым способом настройки контуров регуляторов.

Для настройки контура по модульному оптимуму обязательно наличие интегрирующего звена в прямом канале регулирования. В предыдущем случае оно входило в состав регулятора. Однако может входить и в состав ОУ. Пример такого контура дан на рис. 6.5:

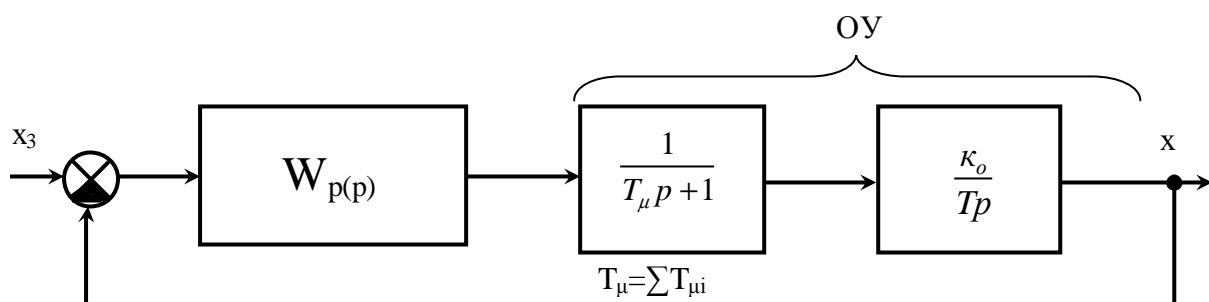


Рис. 6.5 - Структурная схема контура СПР с интегрирующим звеном в составе ОУ

Если регулятор П (пропорциональный) и  $W_p(p) = \kappa_p$ , то  $W^p(p)$  контура будет аналогична рассмотренной выше.

$$W_p^p(p) = \frac{\kappa_p \kappa_o}{T_p (T_\mu p + 1)},$$

Величина  $\kappa_p$  определяется как и ранее.

Существует и другой способ настройки такого контура. Если вместо П-регулятора применить ИП-регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{\kappa_p (\tau p + 1)}{\tau p}$$

и выбрать  $\tau = 4T_\mu$ ,  $\kappa_p = \frac{T}{\kappa_o 2T_\mu}$ , то передаточная функция замкнутого контура

$W^3(p)$  имеет вид:

$$W^3(p) = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^3 p^3 + 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1},$$

т.е. замкнутый контур будет вести себя как система третьего порядка. Поведение её определяется только величиной  $T_\mu$ . ЛАЧХ контура приведена на рис.6.6.

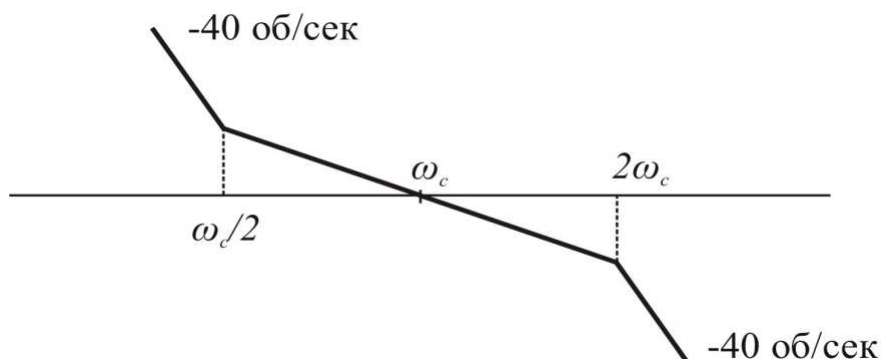


Рис. 6.6 - ЛАЧХ контура с ИП-регулятором

Характеристика симметрична относительно  $\omega_c$ , а частоты сопряжения равны  $\omega_c/2$  и  $2\omega_c$ . Благодаря этому способ настройки получил название *симметричного оптимума*.

Реакция настроенного по симметричному оптимуму контура на скачкообразные изменения управляющей величины изображена на рис. 6.7 (кривая 1)  $\sigma=43\%$ ;  $t_n=3,1T_\mu$ ;  $t_n=16,5T_\mu$ .

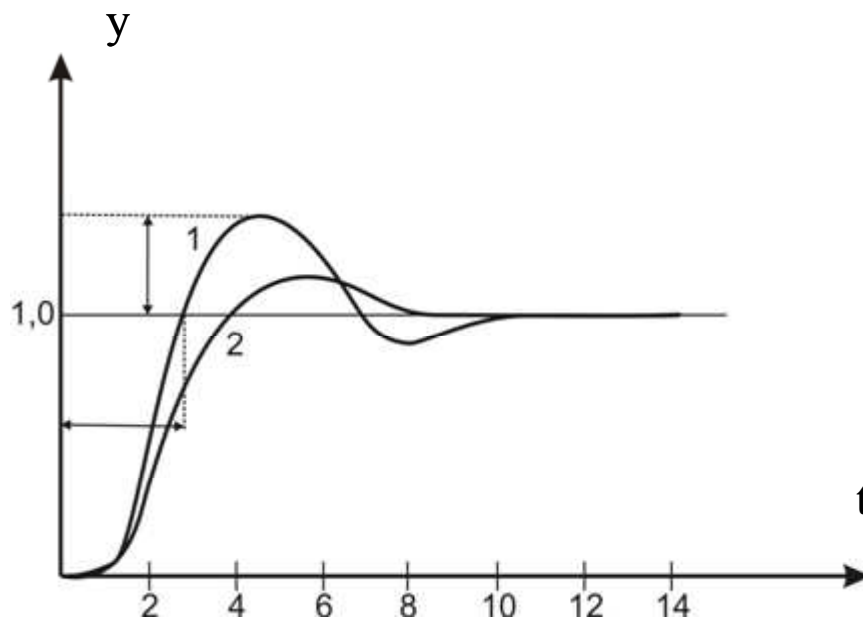


Рис. 6.7 - Переходные характеристики контура, настроенного по симметричному оптимуму

Причина большого  $\sigma$  – член  $(4T_\mu p + 1)$  в числителе  $W^3(p)$ . Переходный процесс контура далёк от рис. 6.2, однако  $\sigma$  можно уменьшить до 8%, установив в канале задания фильтр с  $T_\phi=4T_\mu$ . Тогда переходная функция будет кривая 2,  $t_n=7,6T_\mu$ ,  $t_n=13,3T_\mu$ .

В результате выбора ИП регулятора для контура, содержащего интегрирующее звено в ОУ и настройки контура по симметричному оптимуму получается *двукратно интегрирующая система*, характеризующаяся высоким быстродействием при отработке возмущений и отсутствием статической ошибки по возмущению.

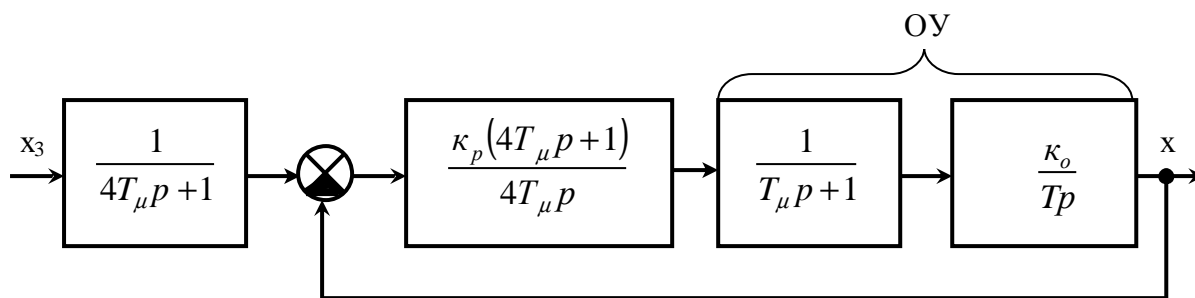


Рис. 6.8 - Структурная схема контура СПР с фильтром в канале задания

Настройку по симметричному оптимуму применяют и в том случае, если ОУ не содержит интегрирующего звена, а содержит инерционное звено с  $T$ .

Необходимо выбрать  $\tau = 4T_\mu$  и  $\kappa_p = \frac{T}{\kappa_o 2T_\mu}$ . При  $T = 4T_\mu$  такая настройка совпадает с настройкой по модульному оптимуму, а при  $T > 4T_\mu$  и наличии фильтра в канале задания качество регулирования будет выше чем при настройке по модульному оптимуму. Без фильтра  $\sigma$  изменяется в зависимости от величины отношения  $T/4T_\mu$  от 4% при  $T/4T_\mu = 1$  до 43% при больших величинах этого отношения.

## 6.2. Оптимизация контура регулирования тока якоря

Для большинства СПР ЭП постоянного тока контур регулирования тока якоря является внутренним. С него начинают расчёт и настройку СПР. Оптимизированный токовый контур есть составная часть ОУ в системе управления  $\omega$ . Результатами его настройки определяется быстродействие всей СПР и качество регулирования.

ОУ в контуре регулирования тока включает в себя преобразователь П, якорную цепь двигателя М и датчика тока ДТ.

Тип регулятора и способ оптимизации зависят от вида П и требований, предъявляемых к САУ ЭП. Рассмотрим в качестве примера контур регулирования тока якоря М, питающегося от ТП с быстродействующей СИФУ.



постоянными времени, одно из которых в прямом канале, другое – в канале обратной связи (ОС). В сумму малых постоянных времени входит также малая постоянная времени регулятора тока  $T_{\mu m}$ .

Сумма малых постоянных времени является некомпенсируемой постоянной времени токового контура  $T_{\mu m} = \sum T_{\mu}$ . При расчёте контура тока величина  $T_{\mu m}$  является «базовой». В зависимости от элементной базы, на которой реализуется СПР величина  $T_{\mu m} = 1 \div 10 \text{ мс}$ . При расчёте параметров регулятора тока рекомендуется выбирать  $T_{\mu m} \geq 1,5 \div 2 \text{ мс}$ .

Для определения типа регулятора, способа оптимизации и оптимальных параметров регулятора прежде всего определим  $T_{\mu m}$  по формуле

$$T_{\mu m} \approx \sum T_{\mu}.$$

В зависимости от величины соотношения  $T_{\text{я}}/T_{\mu m}$  рекомендуется:

- 1)  $\frac{T_{\text{я}}}{4T_{\mu m}} < 1$ , ( $T_{\text{я}} < 4T_{\mu m}$ ) применять ИП – регулятор и настройку по МО;
- 2) при  $\frac{T_{\text{я}}}{4T_{\mu m}} > 1$ , ( $T_{\text{я}} > 4T_{\mu m}$ ) применять ИП – регулятор и настройку по СО.

Это лишь рекомендуемые настройки. С учётом требований и конкретных условий ЭП возможны и другие настройки.

Остановимся на выборе оптимальных параметров РТ при настройке контура тока по МО. Условием оптимизации является применение ИП – регулятора с передаточной функцией

$$W_{p.m.}(p) = \frac{\kappa_{p.m.}(\tau_m p + 1)}{\tau_m p},$$

где  $\kappa_{p.m.}$  – коэффициент передачи;  $\tau_m$  – постоянная времени регулятора тока.

Параметры регулятора тока выбираются из соотношений

$$\tau_m = T_{\text{я}}; \quad \kappa_{p.m.} = \frac{T_{\text{я}}}{\kappa_{om} B_{om}},$$

где  $\kappa_{om} = \kappa_{mn} \kappa_{om} / R_{яц}$  – коэффициент передачи объекта управления контура тока;  $B_{om} = 2T_{\mu m}$  – постоянная интегрирования контура тока.

Принципиальная схема ИП-регулятора тока приведена на рис.6.11.

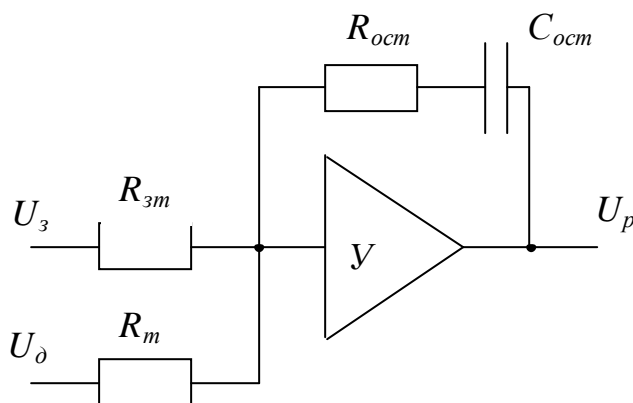


Рис. 6.11 - Принципиальная схема ИП-регулятора тока

Первое условие выполняется путем выбора величин  $R_{ост}$  и  $C_{ост}$  такими, что

$$R_{ост}C_{ост} = T_{я},$$

а второе условие – путем выбора величины

$$R_m = \frac{R_{ост}}{K_{pt}} = \frac{R_{ост} K_{mn} K_{dm} B_{om}}{T_{я} R_{яц}}.$$

Датчик тока якоря состоит из измерительного шунта и операционного усилителя. При этом шунт выбирается на 0,075В, а усилитель имеет фиксированный коэффициент усиления, равный 134. Наилучшая помехозащищенность канала измерения тока обеспечивается в том случае, когда ток шунта  $I_{ш} = I_{дн}$ . С учетом того, что выбранный двигатель допускает 2,5-кратную перегрузку по току, коэффициент передачи обратной связи по току  $K_{dm} = 134 * 0,075 / 2,5 I_{дн}$ .

При расчете параметров входных цепей и цепи обратной связи регулятора тока следует задаться величиной  $C_{ост}$ , поскольку шкала выпускаемых промышленностью конденсаторов имеет больший шаг, чем шкала резисторов. Обычно величина  $C_{ост}$  выбирается около 1÷2мкф. Величины  $R_m$  и  $R_{ост}$  должны находиться в пределах 10÷100кОм.

Сопротивление  $R_{zm}$  определяется из условия ограничения тока двигателя, осуществляемого за счет ограничения напряжения на выходе регулятора скорости  $U_{pc}$ , поскольку это напряжение является задающим для регулятора тока  $U_{pc} = U_{zm}$ . Обычно  $U_{pc} = U_{zm \max}$  ограничивается с помощью стабилизаторов на уровне 18-20В. Тогда величина  $R_{zm}$  определяется из соотношения

$$R_{zm} = U_{zm \max} R_m / \kappa_{dm} 2,5 I_{дн}.$$

Передаточная функция контура тока, оптимизированного по МО имеет вид:

$$W_m(P) = \frac{K_m}{2T_{\mu m}^2 P^2 + 2T_{\mu m} P + 1},$$

где  $\kappa_m = R_m / R_{zm} \kappa_{dm}$  – коэффициент передачи оптимизированного контура тока.

При настройке контура тока по СО расчет параметром ИП-регулятора осуществляют аналогично. Отличие состоит лишь в том, что величину произведения  $R_{ост} C_{ост}$  выбирают равной  $4T_{\mu m}$ . Передаточная функция контура тока, оптимизированного по СО, имеет вид

$$W_T(P) = \frac{K_T (4T_{\mu T} P + 1)}{8T_{\mu T}^3 P^3 + 8T_{\mu T}^2 P^2 + 4T_{\mu T} P + 1},$$

### 6.3. Оптимизация контура регулирования скорости (КРС)

Структурная схема приведена на рис. 6.12. Составными частями КРС являются РС и ОУ, в который входит оптимизированный токовый контур, механическая часть ЭП и датчика скорости ДС.

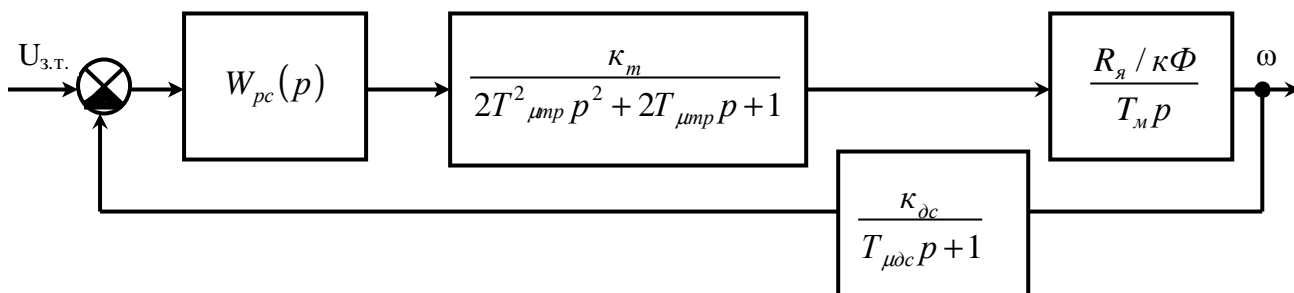


Рис. 6.12 - Структурная схема контура регулирования скорости



В зависимости от технологических требований к ЭП, КРС выполняется одно или двукратно интегрируемым.

Однократно интегрируемый КРС обладает астатизмом первого порядка (отсутствие рассогласования в статике и постоянное по величине рассогласование при линейном изменении задания на скорость). Реакция на возмущение характеризуется рассогласованием, пропорциональном величине приведенного момента сопротивления  $M_c$  электродвигателя. Однократно интегрирующий контур – астатический по заданию и статический по возмущению. Двукратно интегрирующий контур является астатическим как по заданию, так и по возмущению.

Системы регулирования с 1–интегрирующим контуром скорости применяют при отсутствии жёстких требований к точности поддержания  $\omega$ . САУ ЭП с 2–кратно интегрируемым КРС применяют при жёстких требованиях к точности поддержания  $\omega$  при изменении  $M_c$ , а также при необходимости контроля величины ускорения  $M$ .

Термины «1–интегрируемый» и «2–интегрируемый» характеризуют число интегрирующих звеньев в составе АУУ. В первом случае интегрирующее звено имеется только в регуляторе тока (РС–пропорциональный). Во втором случае интегрирующее звено имеется также и в РС (РС–ИП).

В состав объекта управления контура скорости входят: механическая часть электропривода, представляющая интегрирующее звено с коэффициентом передачи  $R_{яи}/k\Phi$  и большой постоянной времени  $T_m$ ; оптимизированный токовый контур, передаточная функция которого зависит от используемого критерия настройки; датчик скорости, представляющий собой инерционное звено с коэффициентом передачи  $K_{\partial c}$  и малой постоянной времени  $T_{\mu \partial c}$ , которая определяется постоянной времени фильтра на выходе датчика.

Тип регулятора скорости и способ его оптимизации, в отличие от регулятора тока, выбирают не на основании соотношения  $T_m$  и некомпенсированной постоянной времени контура скорости  $T_{\mu c}$ , а в зависимости от требований к точности поддержания заданного значения

скорости. Поскольку в прямом канале управления КРС имеется интегрирующее звено, входящее в состав объекта управления, то можно применять как П, так и ПИ-регулятор скорости. При этом в первом случае система регулирования скорости получается однократно интегрирующей, а во втором – двукратно интегрирующей.

Если требования к точности поддержания заданного значения скорости не очень жесткие передаточная функция П-регулятора будет иметь вид:

$$W_{pc}(P)=K_{pc},$$

где  $K_{pc}$  – коэффициент передачи регулятора скорости.

Оптимальной настройке КРС с П-регулятором соответствует

$$K_{pc}=T_m/K_{oc}B_{oc},$$

где  $K_{oc}=K_T K_{\partial c} R_{яц}/K\Phi$  – коэффициент передачи объекта управления контура скорости;  $B_{oc}=2T_{\mu c}$  – постоянная интегрирования КРС;  $T_{\mu c}=2T_{\mu c} T_{\mu \partial c}$ . Величина  $T_{\mu \partial c}$  равна 10÷12мс.

Принципиальная схема П-регулятора скорости приведена на рис.6.13.

Стабилитроны VD1, VD2 ограничивают величину  $U_{pc}$ . Условие оптимальной настройки выполняется путем выбора величин  $R_{occ}$  и  $R_c$  такими, что

$$\frac{R_{occ}}{R_c} = K_{pc} = \frac{T_m K_m K\Phi}{B_o K_{\partial c} R_{яц}},$$

где  $K_{\partial c}$  – коэффициент передачи обратной связи по скорости.

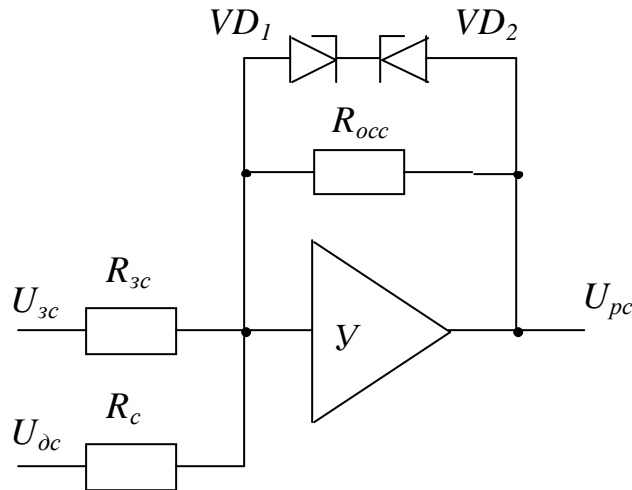


Рис. 6.13 - Принципиальная схема П-регулятора

$$K_{\partial c} = K_m R_{zc} / R_c.$$

Здесь  $K_m = U_{m2H} / \omega_{m2H}$  – передаточный коэффициент тахогенератора. Совместное решение двух последних уравнений дает

$$\frac{R_{occ}}{R_c} = \frac{T_m K_m K\Phi}{B_o K_{m2} R_{яц}}.$$

Отношение  $R_c$  и  $R_{zc}$  находится из уравнения  $U_{zc \max} = K_c \omega_{\max} = K_m R_{zc} \omega_{\max} / R_c$ , откуда

$$\frac{R_{zc}}{R_c} = \frac{U_{zc \max}}{K_m \omega_{\max}},$$

где  $\omega_{\max}$  – максимальная заданная величина скорости вращения двигателя. В нашем случае  $\omega_{\max} = \omega_{дн}$ ;  $U_{zc \max}$  – выходное напряжение устройства задания скорости, соответствующее  $\omega_{\max}$ .

Обычно задаются  $U_{zc \max} = 24В$ ,  $R_{zc} = 50 \div 100$  кОм и находят соответственно  $R_c$  и  $R_{occ}$ .

Передаточная функция оптимизированного контура скорости имеет вид:

$$W_c(P) = \frac{K_c}{2T_{\mu c}^2 P^2 + 2T_{\mu c} P + 1},$$

где  $K_c = R_c / R_{zc} K_{dc}$  – коэффициент передачи оптимизированного контура скорости.

Система с П-регулятором представляет собой статическую систему регулирования. Задание на входе регулятора тока возникает в результате наличия статической ошибки  $\Delta\omega_c$ , т.е. разности заданного  $\omega_z$  и фактического  $\omega$  значений скорости двигателя  $\Delta\omega_c = \omega_z - \omega$

$$U_{zm} = U_{pc} = K_{pc} K_{dc} \Delta\omega_c.$$

Величина тока якоря, соответствующая заданию, равна

$$I_a = K_m K_{dc} U_{zm}.$$

На основании полученных уравнений величина  $\Delta\omega_c$  определяется соотношением

$$\Delta\omega_c = \frac{I_a}{K_m K_{pc} K_{dc}} = \frac{I_a R_{яц}}{k\Phi} \frac{B_{oc}}{T_m}.$$

Полученное выражение показывает, что при П-регуляторе скорости возможности уменьшения статического падения скорости в разомкнутой системе  $\Delta\omega_{cp} = I_a R_{яц} / k\Phi$  ограничена отношением  $B_{oc} / T_m$ .

Поэтому при необходимости увеличения точности регулирования скорости следует применить ПИ-регулятор скорости.

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение .....	5
1. Описание автоматизируемого технологического механизма и выбор электропривода по роду тока ..	6
2. Регулирование скорости электроприводов с двигателями постоянного тока .....	9
2.1. Показатели характеризующие процесс регулирования скорости .	9
2.2. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения изменением магнитного потока .....	14
2.3. Реостатное и импульсное параметрическое регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения .....	17
2.4. Регулирование скорости по системе генератор-двигатель .....	19
2.5. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения изменением напряжения на якоре с помощью управляемых тиристорных выпрямителей .....	23
2.6. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения изменением напряжения на якоре посредством импульсных регуляторов напряжения (широтно-импульсных преобразователей) .....	30
2.7. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения при шунтировании якоря .....	33
2.8. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока последовательного возбуждения .....	38
2.9. Регулирование угловой скорости двигателя постоянного тока последовательного возбуждения шунтированием обмотки якоря или обмотки возбуждения .....	41
3. Определение функциональной схемы электропривода .....	48
4. Выбор электродвигателя для системы автоматизированного	63

электропривода .....	
5. Выбор тиристорного преобразователя .....	75
6. Принципы построения и оптимальной настройки системы автоматического управления электроприводом (САУ ЭП) .....	77
6.1. Критерии настройки СПР. Модульный и симметричный оптимумы .....	79
6.2. Оптимизация контура регулирования тока якоря .....	89
6.3. Оптимизация контура регулирования скорости (КРС) .....	93
Список литературы .....	98

## Список литературы

1. Капунцов Ю.Д., Елисеев В.А., Ильяшенко Л.А. Электрооборудование и электропривод промышленных установок. – М.: Высшая школа, 1979 – 359с.
2. Типовой электропривод промышленных установок/ Под. общ. ред. Волотковского С.А. - Киев: Высшая школа, 1983 – 312 с
3. Зимин Е.Н., Яковлев В.И. Автоматическое управление электроприводами. – М.: Высшая школа, 1979 – 318с.
4. Решеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе. М.: Энергия, 1967 – 471с.
5. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1986 – 416 с.
6. Справочник по преобразовательной технике /Под. ред. Чиженко И.М./ - Киев: Техніка, 1978 – 448 с.
7. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами /Под. ред. Круповича В.И., Барыбина Ю.Г., Самовера М.Л. - М.: Энергоатомиздат, 1982 – 400 с.
8. Справочник по автоматизированному электроприводу /Под. ред. Елисеева В.А., Шинянского А.В. - М.: Энергоатомиздат, 1983 – 616 с.
9. Гарнов В.К., Рабинович В.Б., Вишневецкий Л.М. Унифицированные системы управления электроприводом в металлургии. М.: Металлургия, 1971 – 216 с.
10. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2007. – 320 с., ил.

Навчальне видання

**Андрійченко** Володимир Павлович,

**Фатєєв** Віктор Миколайович

**«ПРОЕКТУВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ  
ТА СИСТЕМ»**

Конспект лекцій

для студентів 4 курсу всіх форм навчання напрямку підготовки  
6.050702 (0922) «Електромеханіка» спеціальності  
«Електромеханічні системи автоматизації і електроприводу».

(Рос. мовою)

Редактор З.І. Зайцева

Комп'ютерне верстання І.В. Волосожарова

План 2009, поз. 73 Л

---

Підп. до друку 30.03.10	Формат 60x84/16.	Папір офісний
Друк на ризографі	Ум. друк. арк.4,0	Зам. №
Тираж 50 пр.		

Видавець і виготовлювач:

Харківська національна академія міського господарства,

вул. Революції, 12, Харків 61002

Електронна адреса: [rectorat@ksame.kharkov.ua](mailto:rectorat@ksame.kharkov.ua)

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи: ДК № 731 від 19.12.2001