

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Гомельский государственный технический
университет имени П. О. Сухого»

Кафедра «Автоматизированный электропривод»

С. И. Захаренко

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

ПОСОБИЕ

**по одноименной дисциплине
для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»
дневной и заочной форм обучения**

В двух частях

Часть 2

Электронный аналог печатного издания

Гомель 2010

УДК 62-83(075.8)
ББК 31.291я73
3-38

*Рекомендовано к изданию научно-методическим советом
факультета автоматизированных и информационных систем ГГТУ им. П. О. Сухого
(протокол № 5 от 30.06.2008 г.)*

Рецензент: канд. техн. наук, доц. каф. «Промышленная электроника»
ГГТУ им. П. О. Сухого *В. А. Карпов*

Захаренко, С. И.
3-38 Теория электропривода : пособие по одной дисциплине для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» днев. и заоч. форм обучения : в 2 ч. Ч. 2 / С. И. Захаренко. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2010. – 87 с. – Систем. требования: PC не ниже Intel Celeron 300 МГц ; 32 Mb RAM ; свободное место на HDD 16 Mb ; Windows 98 и выше ; Adobe Acrobat Reader. – Режим доступа: <http://lib.gstu.local>. – Загл. с титул. экрана.
ISBN 978-985-420-876-3.

Излагаются основные вопросы отдельных глав теории электропривода: статические и динамические свойства разомкнутых и замкнутых электромеханических систем, принципы их построения и расчета.

Для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» дневной и заочной форм обучения.

**УДК 62-83(075.8)
ББК 31.291я73**

**ISBN 978-985-420-876-3 (ч. 2)
ISBN 978-985-420-855-8**

© Захаренко С. И., 2010
© Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого», 2010

5. РАЗОМКНУТАЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА

5.1. Уравнения и структурные схемы

Электромеханическая система (ЭМС), включающая электромеханический преобразователь и механическую часть, применяется в виде разомкнутого электропривода (ЭП) или объекта регулирования в автоматизированном электроприводе (АЭП).

Математическое описание ЭМС включает уравнение движения ЭП и уравнение механической характеристики электромеханического преобразователя. Если в качестве базовой принять двухмассовую механическую часть, то уравнение движения:

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{C1} &= J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{C2} &= J_2 p \omega_2; \\ p M_{12} &= c_{12} (\omega_1 - \omega_2), \end{aligned} \right\}$$

где $M_{12} = c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2)$ – момент упругого взаимодействия, определяемый жесткостью связи между 1-й и 2-й массами.

Рассмотрим представление системы с различными типами электродвигателей.

ЭМС с ДПТ НВ. Упрощенная схема представлена на рис. 5.1.

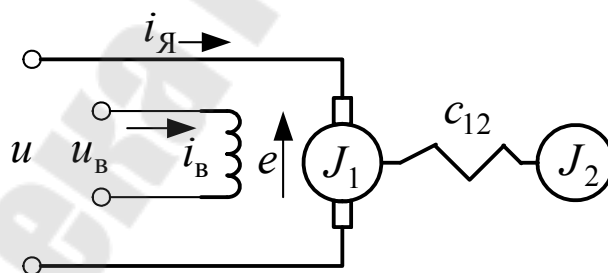


Рис. 5.1

Математическое описание системы:

$$\left. \begin{aligned}
 \Phi &= \frac{k_B / R_B}{T_B p + 1} u_B; \\
 i_{Я} &= \frac{1 / R_{Яд}}{T_{Яд} p + 1} (u - e); \\
 M - M_{12} - M_{C1} &= J_1 p \omega_1; \\
 M_{12} - M_{C2} &= J_2 p \omega_2; \\
 p M_{12} &= c_{12} (\omega_1 - \omega_2),
 \end{aligned} \right\} (5.1)$$

где $k_B = \Delta\Phi/\Delta I_B = \text{var}$ – коэффициент, определяемый по кривой намагничивания; $e = \mathcal{L}\{k\Phi\alpha\}$; $M = \mathcal{L}\{k\Phi i_{Я}\}$; $\mathcal{L}\{\}$ – изображение по Лапласу произведения переменных.

Полная структурная схема ЭМС изображена на рис. 5.2.

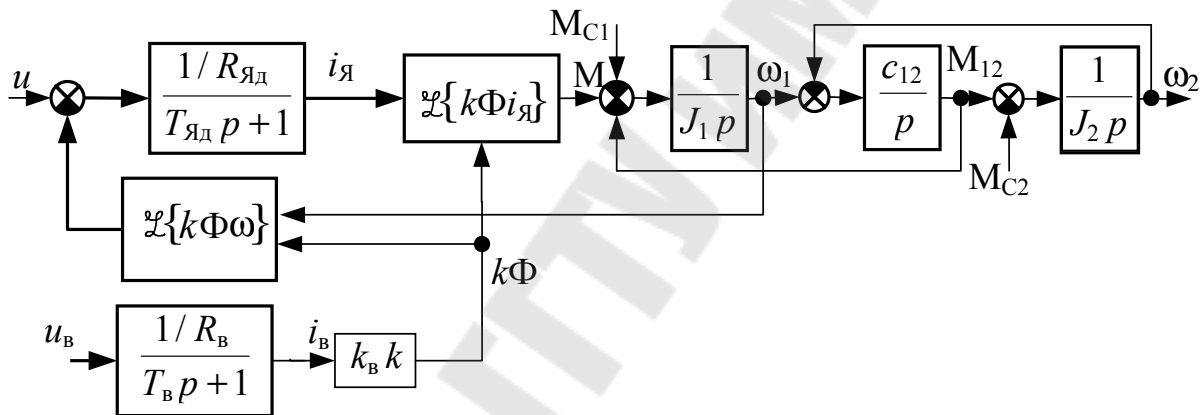


Рис. 5.2

При $\Phi = \text{var}$ система (5.1) нелинейна и при анализе динамики необходимо использовать ВТ или линеаризовать в окрестностях рабочей точки.

При $\Phi = \text{const}$ первое уравнение исключается и (5.1) становится линейной, а произведение $k\Phi$ выступает как постоянный коэффициент.

Для ЭМС с АД часто представляют механическую характеристику в координатной системе XU . При этом математическое описание в дифференциальной форме:

$$\left. \begin{aligned}
 \bar{u}_1 &= R_1 \bar{i}_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{0эл} \bar{\Psi}_1; \\
 0 &= R_2' \bar{i}_2' + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_{0эл} - \omega_{1эл}) \bar{\Psi}_2; \\
 p_d L_{12} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2'^*) - M_{C1} - M_{12} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\
 M_{12} - M_{C2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \\
 \frac{dM_{12}}{dt} &= c_{12}(\omega_1 - \omega_2),
 \end{aligned} \right\} (5.2)$$

где потокосцепление обмоток: $\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2'$; $\bar{\Psi}_2 = L_{12} \bar{i}_1 + L_2' \bar{i}_2'$.

Из-за наличия произведения переменных (5.2) также нелинейна, но может использоваться для анализа динамики в «большом». Если рассматриваются процессы на рабочем участке механической характеристики, то достаточно использовать ее линеаризованное представление: $M(T_\Delta p + 1) = \beta(\alpha_0 - \alpha_1)$.

ЭМС с СД при представлении уравнений механической характеристики в координатной системе dq , связанной с явнополюсным ротором, имеющим обмотку возбуждения, описывается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned}
 u_{1d} &= R_1 i_{1d} + \frac{d\Psi_{1d}}{dt} - \omega_{1эл} \Psi_{1q}; \\
 u_{1q} &= R_1 i_{1q} + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + \omega_{1эл} \Psi_{1d}; \\
 u_B &= R_B i_B + \frac{d\Psi_{2d}}{dt}; \\
 p_d (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}) + \beta(\omega_0 - \omega_1) - \\
 - M_{12} - M_{C1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\
 M_{12} - M_{C2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \\
 \frac{dM_{12}}{dt} &= c_{12}(\omega_1 - \omega_2).
 \end{aligned} \right\}$$

Потокоцепление обмоток:

$$\Psi_{1d} = L_{1d}i_{1d} - L_{12d}i_{2d}; \quad \Psi_{1q} = L_{1q}i_{1q}; \quad \Psi_{2d} = L_{2d}i_{2d} + L_{12d}i_{1d}.$$

$\beta(\alpha_0 - \alpha_1)$ – асинхронная составляющая момента, обусловленная действием пусковой или демпферной обмотки.

Вычислительная техника позволяет при анализе динамики использовать и более сложные описания. Например, необходимо учесть реальные формы токов и напряжений при питании АД от вентильного преобразователя. В этом случае используют модель ЭМС в фазных координатах ABC .

5.2. Обобщенная электромеханическая система с линеаризованной характеристикой

Для ДПТ НВ и АД при линеаризации механических характеристик на рабочих участках они описываются однотипным выражением: $M(T_{\Sigma}p + 1) = \beta(\omega_0 - \omega_1)$. Отличие заключается в определении T_{Σ} и β .

Теперь математическое описание ЭМС с линейной или линеаризованной характеристикой:

$$\left. \begin{aligned} M(T_{\Sigma}p + 1) &= \beta(\omega_0 - \omega_1); \\ M - M_{12} - M_{C1} &= J_1p\omega_1; \\ M_{12} - M_{C2} &= J_2p\omega_2; \\ pM_{12} &= c_{12}(\omega_1 - \omega_2). \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

Структурная схема ЭМС представлена на рис. 5.3:

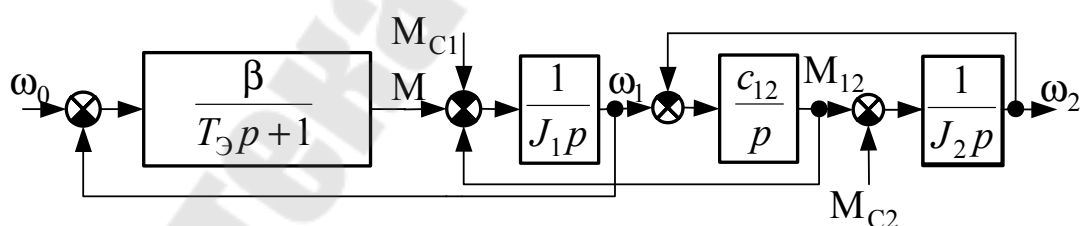


Рис. 5.3

Система уравнений (5.3) наиболее полно отвечает ДПТ НВ с компенсационной обмоткой. Для АД она может использоваться только на рабочем участке механической характеристики. Для ДПТ ПВ (5.3) можно применять при анализе свойств в окрестностях рабочей точки статического равновесия и с увеличением насыщения область соответствия объекту расширяется. Для СД первое уравнение в (5.3)

должно записываться с учетом суммы 2-х составляющих момента. При линейной аппроксимации угловой характеристики в виде

$$M = c_{ЭМ} \theta$$

уравнение механической характеристики:

$$M = \left(\frac{c_{ЭМ}}{p} + \beta \right) \cdot (\omega_0 - \omega_1).$$

В большинстве практических случаев влияние упругих колебаний на движение первой массы незначительно, т. е. для двигателя можно считать $c_{12} = \infty$, а механическую часть представить одномассовой схемой. При этом описание (система (5.4)) и структурная схема (рис. 5.4) следующие:

$$\left. \begin{aligned} M(T_{Э}p + 1) &= \beta(\alpha_0 - \alpha); \\ M - M_C &= Jp\omega. \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

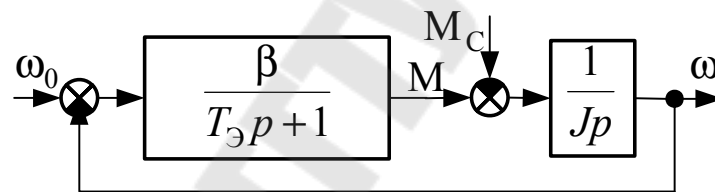


Рис. 5.4

Система уравнений (5.4) позволяет проводить анализ динамики большинства разомкнутых ЭП.

5.3. Динамические свойства электромеханической системы с линеаризованной характеристикой

На основании (5.4) передаточные функции для ЭМС:
– по управляющему воздействию:

$$W(p) = \frac{\alpha(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{T_M T_{Э} p^2 + T_M p + 1}; \quad (5.5)$$

– по возмущению:

$$W'(p) = \frac{\alpha(p)}{M_C(p)} = -\frac{T_{\Theta}p + 1}{\beta} \cdot \frac{1}{T_M T_{\Theta} p^2 + T_M p + 1}, \quad (5.6)$$

где $T_M = J/\beta$ – электромеханическая постоянная времени.

Характеристическое уравнение $T_M T_{\Theta} p^2 + T_M p + 1 = 0$ имеет корни:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{\Theta}} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_{\Theta}^2} - \frac{1}{T_M T_{\Theta}}} = \frac{1}{T_M} \left(-\frac{m}{2} \pm \sqrt{\frac{m^2}{4} - m} \right),$$

где $m = T_M/T_{\Theta}$ – коэффициент соотношения постоянных времени.

Рассмотрим влияние m на динамические свойства.

1. $m > 4$ ($T_M > 4T_{\Theta}$). Корни: $p_1 = -\alpha_1$, $p_2 = -\alpha_2$. Выражение (5.5) преобразовывается к виду:

$$W(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)},$$

где $T_1 = 1/\alpha_1$, $T_2 = 1/\alpha_2$.

Таким образом, при $T_M > 4T_{\Theta}$ ЭМС можно представить двумя последовательно соединенными аperiodическими звеньями. Логарифмические частотные характеристики изображены на рис. 5.5.

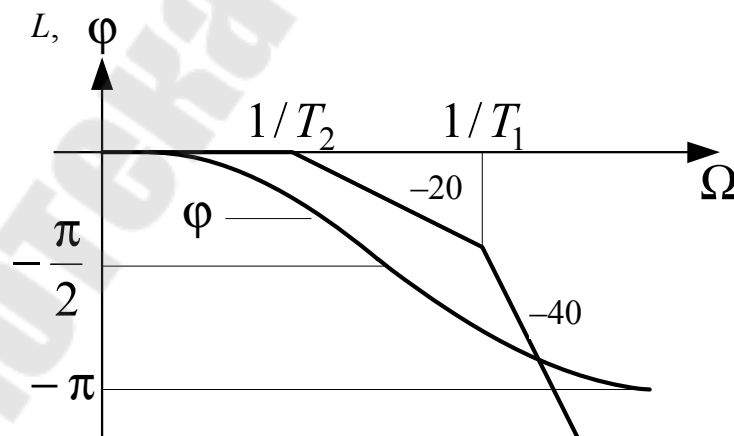


Рис. 5.5

Переходная характеристика $h(t)$ для ЭМС соответствует изменению скорости при ступенчатом воздействии управления $\alpha_0(t)$, т. е.

для ДПТ это подача напряжения U на якорь, а для АД – изменение частоты тока статора f_1 . Весовая характеристика $h'(t)$ по уравнению движения при $M_c = 0$: $d\alpha / dt = M / J$ характеризует изменение момента $M(t)$. Вид характеристик представлен на рис. 5.6.

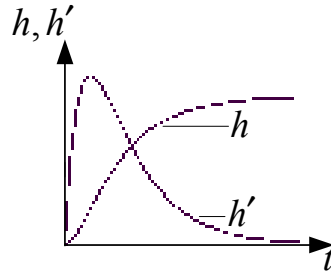


Рис. 5.6

С увеличением U или f_1 в скачке максимумы весовой характеристики и момента возрастают, что требует ограничения задания.

2. $m = 4$ ($T_M = 4T_\Omega$). Корни характеристического уравнения: $p_{1,2} = -\alpha = -\frac{1}{2T_\Omega}$. При этом (5.5) запишется в виде

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

и ЭМС обладает свойствами аналогичными, как и в предыдущем случае.

3. $m < 4$ ($T_M < 4T_\Omega$). Корни характеристического уравнения: $p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega_p$. При этом передаточную функцию (5.5) можно представить:

$$W(p) = \frac{1}{T_M T_\Omega p^2 + T_M p + 1} = \frac{1}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1},$$

где $T_1 = \sqrt{T_M T_\Omega}$; $\xi = \frac{T_M}{2T_1} = \frac{\sqrt{m}}{2} < 1$ – коэффициент затухания.

С уменьшением m увеличивается колебательность и при $m < 2$ ($\xi < 0,71$) в частотной характеристике появляется резонансный пик.

Вид переходных характеристик при различных значениях m изображен на рис. 5.7.

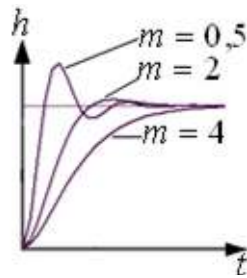


Рис. 5.7

При сравнении передаточных функций по управляющему воздействию (5.5) и по возмущению (5.6) можно отметить, что электромагнитная инерционность ($T_{\text{Э}}$) при скачке $M_{\text{С}}$ вызовет более значительную амплитуду колебаний скорости в области резонанса из-за форсирующего звена.

Анализируя вышеприведенное, можно отметить:

1. Для разомкнутых ЭП с $m > 4$ при анализе динамики можно не учитывать электромагнитную инерционность, т. е. принять $T_{\text{Э}} = 0$.

2. Для основной массы промышленных ЭП $m \geq 0,5$ и в этой границе, даже если ЭМС – колебательное звено, то резонансное усиление невелико ($\xi \geq 0,4$), и в упрощенных расчетах колебательное звено заменяют двумя аperiodическими:

$$W(p) = \frac{1}{(\sqrt{T_{\text{М}}T_{\text{Э}}}p + 1)^2}.$$

При этом погрешность в сторону уменьшения амплитуды колебаний не более 3дБ.

5.4. Устойчивость статического режима

В статическом режиме уравнение движения записывается:

$$M = M_{\text{С}}.$$

Рассмотрим возможные статические режимы ЭП с АД. В качестве нагрузки возьмем сухое трение $M_{\text{С}} = \text{const}$ (станки, подъемно-транспортные машины). Характеристики представлены на рис. 5.8:

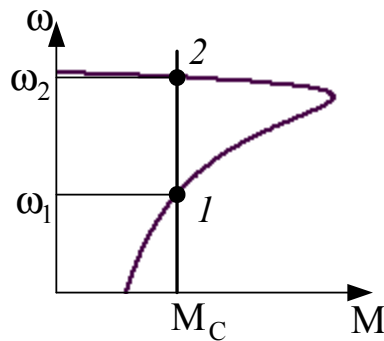


Рис. 5.8

При таком расположении характеристик условие статического режима выполняется только в точке 2. В точке 1 незначительное отклонение скорости от значения ω_1 приводит к росту отклонения: при уменьшении ω возникает динамический момент $M_{\text{д}} = M - M_{\text{с}} < 0$, что вызывает торможение. При увеличении скорости $M_{\text{д}} > 0$ приводит к ускорению.

В точке 2 отклонение скорости от значения ω_2 вызывает динамический момент, направленный на уменьшения отклонения, что и соответствует статическому режиму.

Таким образом, при $M_{\text{с}} = \text{const}$ условие статической устойчивости:

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \alpha} < 0.$$

В общем случае $M_{\text{с}} = f(\alpha)$ и тогда условие статического режима:

$$\beta - \beta_{\text{мех}} < 0.$$

Представленный анализ не учитывает электромагнитную инерционность. В целом, проверку на статическую устойчивость необходимо проводить с учетом динамической устойчивости в рабочей точке (например, по корням характеристического уравнения или частотными методами).

5.5. Контрольные вопросы

1. Почему ЭП необходимо рассматривать как электромеханическую систему?
2. Как математически описываются процессы в ЭМС с разными типами ЭД?

3. Чем отличаются описания ЭМС в различных системах координат?

4. Какими динамическими звеньями представляется ЭМС с линейризованной механической характеристикой?

5. Как повлияет на динамические свойства ЭМС увеличение постоянной времени: а) электромагнитной; б) электромеханической?

6. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ

6.1. Виды процессов и методы их анализа

В электромеханической системе электромагнитный момент ЭД зависит от механической координаты – скорости ротора из-за электромеханической связи (внутренней обратной связи по скорости в ЭМП). В результате изменение какой-либо переменной в любой части ЭП приводит к изменению всех его координат. Таким образом, необходимо взаимосвязанно рассматривать все процессы в ЭП.

Одной из задач ЭП является обеспечение требуемого закона движения рабочего органа в статистических и динамических режимах. Переход из одного установившегося состояния в другое может происходить по разным траекториям изменения переменных, т. е. процессы могут отличаться количеством потребляемой энергии и ее потерями, длительностью и т. д. При синтезе ЭП необходимо выбрать наиболее оптимальную траекторию. С этой точки зрения в промышленных установках чаще всего используются следующие виды процессов:

1. *Оптимальный по быстрдействию с ограничением момента*

Применяется для механизмов подачи металлорежущих станков. Временные диаграммы момента и скорости при пуске представлены на рис. 6.1 и 6.2.

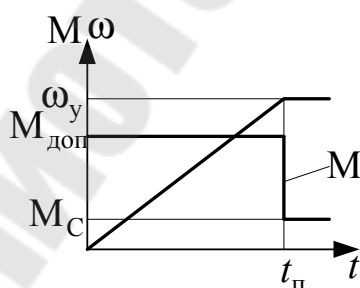


Рис. 6.1

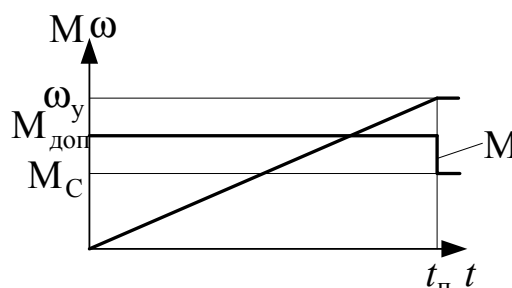


Рис. 6.2

Длительность процесса определяется значениями допустимого момента ЭД $M_{\text{доп}}$ и нагрузкой M_C .

2. *Оптимальный по быстрдействию с ограничением ускорения*

Используется в главных приводах средних и тяжелых станков, в подъемно-транспортных машин. Из уравнения движения:

$$\left(\frac{d\alpha}{dt} \right)_{\text{доп}} = \frac{M_{\text{п}} - M_C}{J} = \text{const} \text{ и } M_{\text{п}} = f(M_C, J).$$

Временные диаграммы изображены на рис. 6.3 и 6.4.

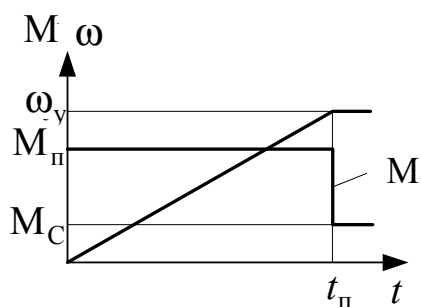


Рис. 6.3

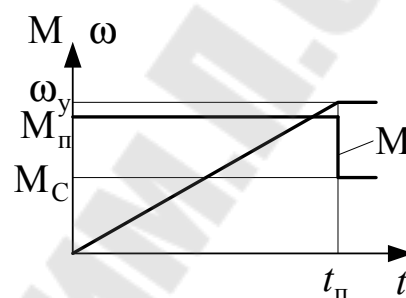


Рис. 6.4

3. *Оптимальный по быстрдействию с ограничением момента или ускорения и рывка*

Требуется такая диаграмма для скоростных лифтов, для механизмов с упругими связями с целью уменьшения динамической нагрузки. По уравнению движения:

$$\frac{d}{dt} \left(J \frac{d\alpha}{dt} \right)_{\text{доп}} = \frac{d}{dt} (M_{\text{доп}} - M_C).$$

Диаграммы для процесса пуска при $M_C = \text{const}$ на рис. 6.5.

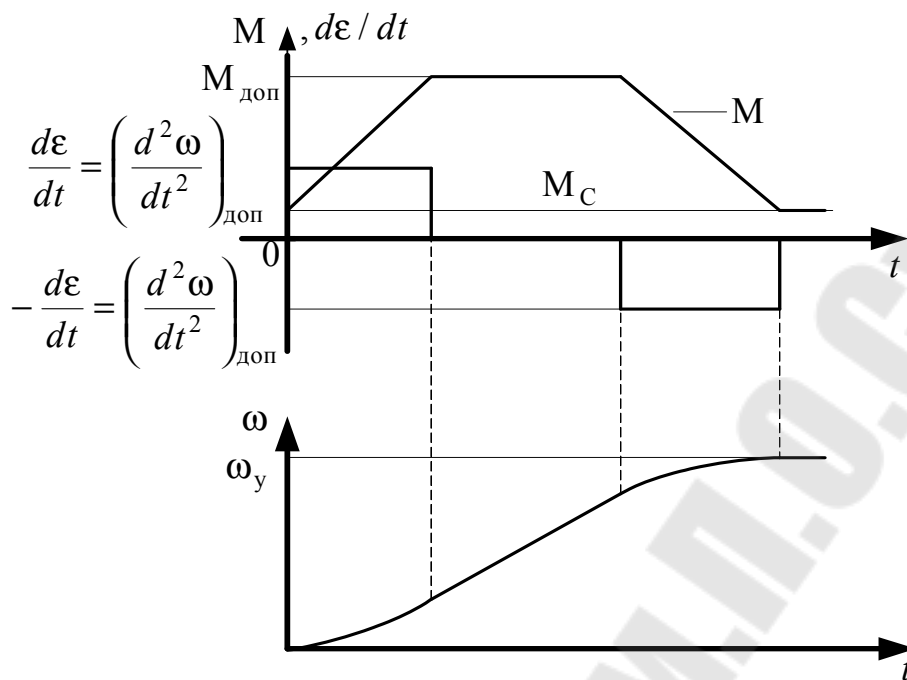


Рис. 6.5

4. *Оптимальный по быстродействию и минимуму потерь энергии*
 Для ДПТ НВ при $\Phi = \text{const}$ диаграммы на рис. 6.6.

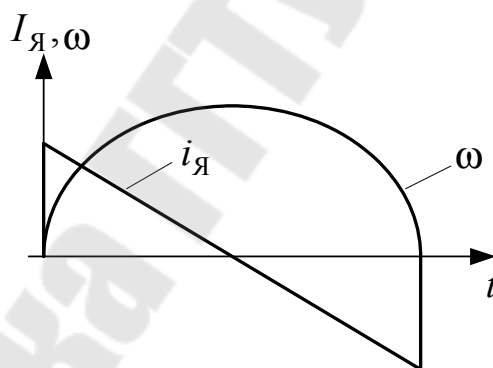


Рис. 6.6

Данный режим желателен для ЭП с частыми пусками и торможениями, т. е. когда производительность ограничивается потерями энергии в переходных процессах.

Электромеханические системы в общем случае являются нелинейными, что может быть вызвано нелинейностью характеристик или произведением переменных. Вычислительная техника позволяет анализировать процессы с учетом всех особенностей, но на практике иногда требуются аналитические и графоаналитические методы. Для решения нелинейных уравнений используют следующие методы:

1. Кусочно-линейной аппроксимации.
2. Фазовой плоскости.
3. Гармонической линеаризации.
4. Конечных приращений.
5. Разложение в ряд Тейлора.

Методы 2 и 4 применяются для существенно нелинейных систем: 2-й – графоаналитический, а 4-й – численный. 3-й удобен для анализа колебательных процессов. 1-й применяется, когда нелинейные характеристики можно аппроксимировать небольшим числом отрезков прямых. 5-й применяется при наличии произведения переменных и допускает анализ динамики только в малом. После линеаризации системы для аналитического решения применяют классический или операторный методы.

6.2. Переходные процессы при линейной механической характеристике электропривода

Для анализа используем одномассовую схему механической части. Исходная система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} T_{\Theta} \frac{dM}{dt} + M &= \beta(\omega_0 - \omega); \\ M - M_C &= J \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

Рассмотрим процессы при ступенчатом управляющем воздействии или возмущении:

$$\omega_0(+0) = \text{const}; \quad M_C(+0) = \text{const}.$$

Из 2-го уравнения выразим M и подставим в 1-е:

$$\begin{aligned} M &= J \frac{d\omega}{dt} + M_C; \\ J T_{\Theta} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + J \frac{d\omega}{dt} + M_C &= \beta \omega_0 - \beta \omega. \end{aligned}$$

Разделив на β , получим дифференциальное уравнение для скорости:

$$T_M T_\Delta \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_y, \quad (6.2)$$

где $T_M = \frac{J}{\beta}$ – электромеханическая постоянная времени;

$\omega_y = \omega_0 - \frac{M_C}{\beta}$ – установившееся значение скорости.

Из 1-го уравнения (6.1) выделяем ω :

$$\omega = \omega_0 - \frac{T_\Delta}{\beta} \frac{dM}{dt} - \frac{M}{\beta}$$

и подставляем во второе. После разделения переменных получим дифференциальное уравнение для электромагнитного момента ЭД:

$$T_M T_\Delta \frac{d^2 M}{dt^2} + \frac{dM}{dt} + M = M_C. \quad (6.3)$$

Аналитически решение для (6.2) и (6.3) ищутся в виде суммы частных решений, определяемых правой частью и свободных решений однородных уравнений, т. е. левой частью. Для определения вида свободного решения используется характеристическое уравнение системы: $T_M T_\Delta p^2 + T_M p + 1 = 0$. Влияние соотношения постоянных времени на динамические свойства проанализировано в главе 5. Получим аналитические решения при разных соотношениях.

A. $m < 4$. Корни характеристического уравнения:

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega_p.$$

Полное решение для (6.2) представляется в виде:

$$\omega(t) = \omega_y + (A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t) e^{-\alpha t}. \quad (6.4)$$

С целью получения второго уравнения для нахождения коэффициентов A и B продифференцируем (6.4):

$$\omega'(t) = -\alpha(A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t) e^{-\alpha t} + \Omega_p (-A \sin \Omega_p t + B \cos \Omega_p t) e^{-\alpha t}. \quad (6.4a)$$

Начальные условия: $\alpha(0) = \alpha_{\text{нач}}$, $M(0) = M_{\text{нач}}$. Начальные значения производных определяются по уравнениям (6.1):

$$\frac{dM}{dt}(0) = \frac{\beta \Delta \alpha_{\text{нач}} - M_{\text{нач}}}{T_{\text{Э}}}, \quad \frac{d\alpha}{dt}(0) = \frac{M_{\text{нач}} - M_{\text{С}}}{J}, \quad \Delta \omega_{\text{нач}} = \omega_0(0) - \omega(0).$$

Теперь (6.4) и (6.4а) записываются при $t = 0$:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{\text{нач}} &= \omega_y + A; \\ \frac{M_{\text{нач}} - M_{\text{С}}}{T_{\text{Э}}} &= -\alpha A + \Omega_p B, \end{aligned} \right\}$$

откуда $A = (\omega_{\text{нач}} - \omega_y)$, а $B = \frac{(M_{\text{нач}} - M_{\text{С}}) + \alpha J (\omega_{\text{нач}} - \omega_y)}{\Omega_p J}$.

Теперь аналитическое решение для скорости запишется:

$$\alpha(t) = \omega_y + \left[(\omega_{\text{нач}} - \omega_y) \cos \Omega_p t + \frac{(M_{\text{нач}} - M_{\text{С}}) + \alpha J (\omega_{\text{нач}} - \omega_y)}{\Omega_p J} \sin \Omega_p t \right] e^{-\alpha t}. \quad (6.5)$$

Для (6.3) решение имеет вид

$$M(t) = M_{\text{С}} + (C \cdot \cos \Omega_p t + D \sin \Omega_p t) e^{-\alpha t},$$

а производная

$$M'(t) = [-\alpha(C \cdot \cos \Omega_p t + D \sin \Omega_p t) + \Omega_p(-C \sin \Omega_p t + D \cos \Omega_p t)] e^{-\alpha t}.$$

При $t = 0$ записываем:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{нач}} &= M_{\text{С}} + C; \\ \frac{\beta \Delta \omega_{\text{нач}} - M_{\text{нач}}}{T_{\text{Э}}} &= -\alpha C + \Omega_p D \end{aligned} \right\}$$

и $C = M_{\text{нач}} - M_{\text{С}}$, $D = \frac{(\beta \Delta \alpha_{\text{нач}} - M_{\text{нач}}) + \alpha T_{\text{Э}} (M_{\text{нач}} - M_{\text{С}})}{\Omega_p T_{\text{Э}}}$.

Аналитическое решение для момента принимает вид:

$$M(t) = M_{\text{С}} + \left[(M_{\text{нач}} - M_{\text{С}}) \cos \Omega_p t + \frac{(\beta \Delta \omega_{\text{нач}} - M_{\text{нач}}) + \alpha T_{\text{Э}} (M_{\text{нач}} - M_{\text{С}})}{\Omega_p T_{\text{Э}}} \sin \Omega_p t \right] e^{-\alpha t}. \quad (6.6)$$

В. $m > 4$. Корни характеристического уравнения:

$$p_1 = -\alpha_1, \quad p_2 = -\alpha_2.$$

При этом полное решение для (6.2):

$$\omega(t) = \omega_y + A_1 e^{-\alpha_1 t} + B_1 e^{-\alpha_2 t}$$

и производная

$$\omega'(t) = -\alpha_1 A_1 e^{-\alpha_1 t} - \alpha_2 B_1 e^{-\alpha_2 t}.$$

Аналогично, как в предыдущем случае, и при тех же начальных условиях получаем коэффициенты:

$$A_1 = (\omega_{\text{нач}} - \omega_y) - \frac{(M_{\text{нач}} - M_C) + \alpha_1 J(\alpha_{\text{нач}} - \alpha_y)}{J(\alpha_1 - \alpha_2)},$$

$$B_1 = \frac{(M_{\text{нач}} - M_C) + \alpha_1 J(\alpha_{\text{нач}} - \alpha_y)}{J(\alpha_1 - \alpha_2)}.$$

И окончательно:

$$\omega(t) = \omega_y + (\omega_{\text{нач}} - \omega_y) e^{-\alpha_1 t} - \left[\frac{(M_{\text{нач}} - M_C) + \alpha_1 J(\omega_{\text{нач}} - \omega_y)}{J(\alpha_1 - \alpha_2)} \right] (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}). \quad (6.7)$$

Представляя полное решение (6.3) в виде

$$M(t) = M_C + C_1 e^{-\alpha_1 t} + D_1 e^{-\alpha_2 t},$$

и как в предыдущих случаях, определяя коэффициенты C_1 и D_1 , окончательно получаем:

$$M(t) = M_C + (M_{\text{нач}} - M_C) e^{-\alpha_1 t} - \left[\frac{(\beta \Delta \omega_{\text{нач}} - M_{\text{нач}}) + (M_{\text{нач}} - M_C)}{T_D (\alpha_1 - \alpha_2)} \right] (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}). \quad (6.8)$$

При необходимости, аналогично можно найти аналитические решения для соотношения $m = 4$.

Уравнения (6.5)–(6.8) позволяют производить анализ переходных процессов в конкретных условиях. В случае замкнутой системы вместо (6.1) записывается ее полное описание, из которого получают соответствующее характеристическое уравнение. С помощью исходной системы уравнений, начальных условий и по статистическим характеристикам замкнутой системы определяют коэффициенты и установившиеся значения (т. е. вынужденные решения). Рассмотрим отдельные примеры.

6.3. Наброс нагрузки

Возьмем случай, когда $m < 4$. Начальные и установившиеся значения получим на основании статических характеристик (рис. 6.7).

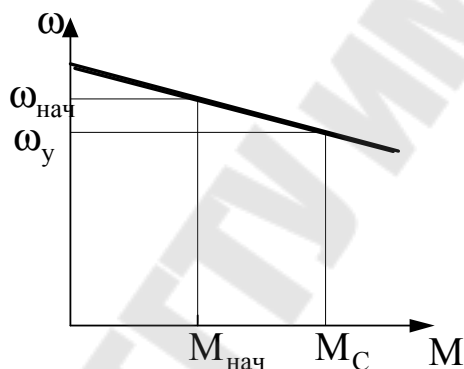


Рис. 6.7

До наброса нагрузки двигатель работал с моментом $M_{нач} = M_{снач}$ при $\alpha_{нач}$. При $t = 0$ нагрузка скачком изменилась до значения $M_с$. Упростим теперь (6.5), вынеся за скобки $(\alpha_{нач} - \alpha_у)$ и

учитывая, что $T_M = \frac{J}{\beta}$ и $\frac{M_{нач} - M_с}{\omega_{нач} - \omega_у} = -\beta$, получаем коэффициент

при синусоидальной составляющей:

$$\frac{M_{нач} - M_с}{\Omega_p J (\omega_{нач} - \omega_у)} + \frac{\alpha}{\Omega_p} = -\frac{1}{\Omega_p T_M} + \frac{\alpha}{\Omega_p} = -\frac{1 - \alpha T_M}{\Omega_p T_M}.$$

В результате:

$$\omega(t) = \omega_y + (\omega_{\text{нач}} - \omega_y) \left[\cos \Omega_p t - \frac{1 - \alpha T_M}{\Omega_p T_M} \sin \Omega_p t \right] e^{-\alpha t}.$$

Выражение (6.6) упростим, вынося за скобки $(M_{\text{нач}} - M_C)$ и учитывая, что $\beta \Delta \alpha_{\text{нач}} = \beta(\alpha_0 - \alpha_{\text{нач}}) = M_{\text{нач}}$, получим:

$$M(t) = M_C + (M_{\text{нач}} - M_C) \left[\cos \Omega_p t + \frac{\alpha}{\Omega_p} \sin \Omega_p t \right] e^{-\alpha t}.$$

Временные диаграммы $\omega(t)$, $M(t)$ переходного процесса приведены на рис. 6.8. и статическая (1) и динамическая (фазовая траектория – 2) механические характеристики представлены на рис. 6.9.

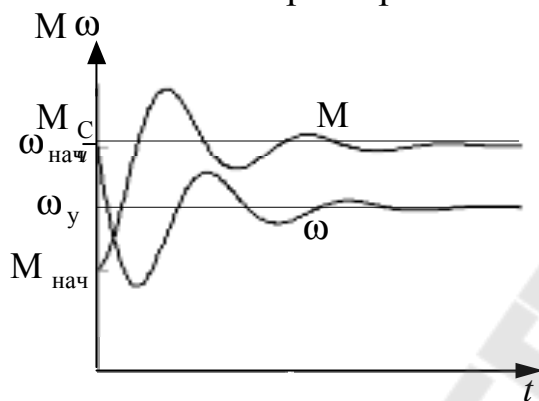


Рис. 6.8

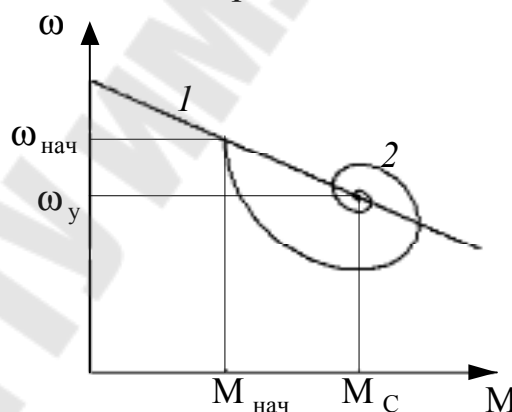


Рис. 6.9

При набросе нагрузки начинает уменьшаться скорость с инерционностью, определяемой отдачей кинетической энергии, которая учитывается с помощью электромеханической постоянной времени. С уменьшением скорости ротора начинает уменьшаться ЭДС и с запаздыванием, определяемым электромагнитной инерционностью, возрастают ток и момент. С увеличением жесткости механической характеристики уменьшается электромеханическая постоянная времени и увеличивается коэффициент при синусоидальной составляющей в (6.5). В результате скорость изменяется более интенсивно и амплитуда колебаний увеличивается.

6.4. Скачок задания

Здесь можно рассмотреть 2 случая:

А. При питании от управляемого преобразователя в разомкнутом ЭП с ограничением задания из расчета не превышения током и моментом допустимых значений и с $T_{\Theta} \neq 0$.

Б. Прямое включение в сеть с введением пускового сопротивления (реостатный пуск). При этом $m > 4$ и можно принять $T_{\Theta} = 0$.

Прямой пуск при $T_{\Theta} \neq 0$. Механическая характеристика изображена на рис. 6.10.

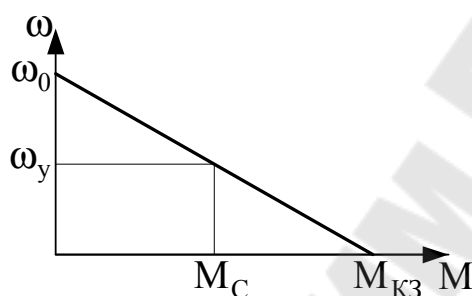


Рис. 6.10

Если пуск производится при реактивном моменте $M_C \neq 0$ с начальными значениями $\omega = 0$ и $M = 0$, до тех пор пока $M \leq M_C$, ротор остается неподвижным и протекает только электромагнитный процесс. С момента, когда $M > M_C$, ротор начинает разворачиваться и начинается электромеханический процесс, т. е. пуск протекает в два этапа:

1-й этап: $M \leq M_C$. (6.1) записывается следующим образом:

$$T_{\Theta} \frac{dM}{dt} + M = \beta \omega_0 = M_{КЗ}.$$

Решение уравнения $M = M_{КЗ} (1 - e^{-\alpha t})$, а длительность электромагнитного процесса $t_1 = T_{\Theta} \ln \left(\frac{M_{КЗ}}{M_{КЗ} - M_C} \right)$.

2-й этап. Начало электромеханического процесса ($t = 0$) переносим в момент времени t_1 . Начальные условия: $\alpha_{нач} = 0$, $M_{нач} = M_C$.

Запишем теперь (6.5) и (6.6) для данного случая с учетом, что $\beta \Delta \alpha_{нач} = \alpha_0 - \alpha_{нач} = M_{КЗ}$:

$$\left. \begin{aligned} \omega(t) &= \omega_y - \omega_y e^{-\alpha t} \left(\cos \Omega_p t + \frac{\alpha}{\Omega_p} \sin \Omega_p t \right) \\ M(t) &= M_C + \frac{M_{кз} - M_C}{\Omega_p T_{\ominus}} \cdot \sin \Omega_p t \cdot e^{-\alpha t} \end{aligned} \right\}$$

Диаграммы переходного процесса $\alpha(t)$, $M(t)$ приведены на рис. 6.11. Статическая (1) и динамическая (фазовая траектория – 2) механические характеристики представлены на рис. 6.12.

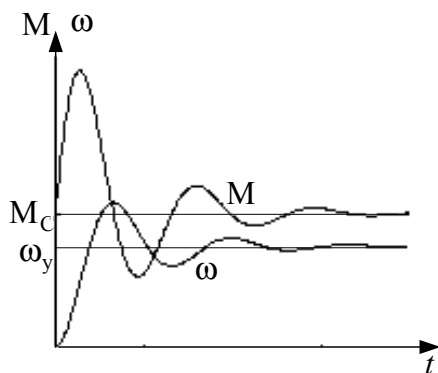


Рис. 6.11

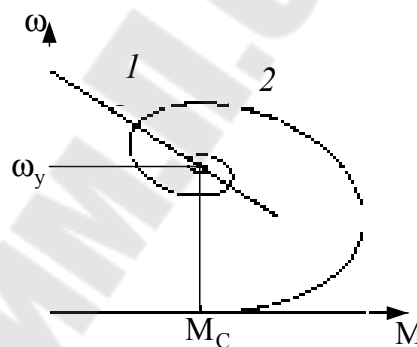


Рис. 6.12

Увеличение электромагнитного момента M вызывает рост скорости, но это происходит с запаздыванием из-за механической инерционности.

Реостатный пуск. При введении пускового сопротивления R_{Π} в цепь якоря ДПТ или ротора АД электромагнитная постоянная времени $T_{\ominus} = \frac{L_{Яд}}{R_{Яд} + R_{\Pi}}$ уменьшается. Практически для всех ступеней $m > 4$ и можно принять $T_{\ominus} = 0$. Рассмотрим процесс на примере пуска в две ступени. Механические характеристики изображены на рис. 6.13.

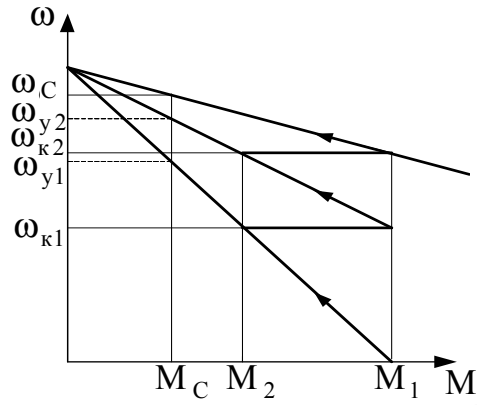


Рис. 6.13

При включении в сеть или при шунтировании очередной пусковой ступени, когда $T_{\Sigma} = 0$, момент скачком возрастает до значения M_1 , а (6.1) будет записываться:

$$\left. \begin{aligned} M &= \beta(\alpha_0 - \alpha); \\ M - M_C &= J \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\}$$

Разгон на пусковых характеристиках должен происходить до установившихся скоростей α_{yi} (i – номер ступени пуска), однако при скоростях α_{ki} , когда ($M = M_2$) происходит шунтирование очередной ступени, переход двигателя на следующую характеристику и начало нового этапа пуска. Аналитические решения для каждой ступени записываются:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \omega_{yi} - (\omega_{начi} - \omega_{yi}) e^{-\frac{t}{T_{Mi}}}; \\ M(t) &= M_C - (M_1 - M_C) e^{-\frac{t}{T_{Mi}}}, \end{aligned}$$

где $T_{Mi} = \frac{J}{\beta i}$.

С уменьшением пускового сопротивления модуль жесткости β_i возрастет, а T_{Mi} убывает. Время разгона на i -й ступени:

$$t_i = T_{Mi} \cdot \ln \frac{\alpha_{yi} - \alpha_{начi}}{\omega_{yi} - \omega_{ki}} = T_{Mi} \cdot \ln \frac{M_1 - M_C}{M_1 - M_2}.$$

Временные диаграммы представлены на рис. 6.14.

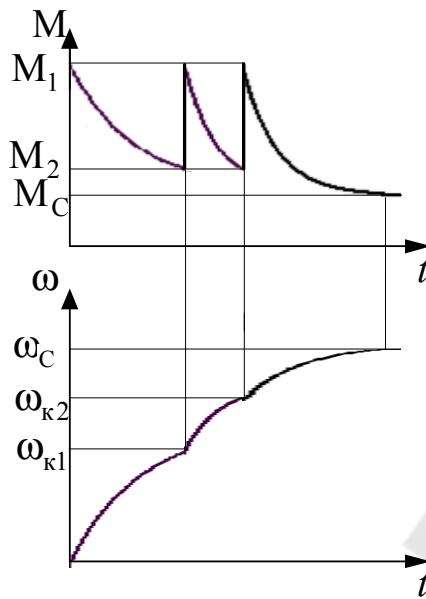


Рис. 6.14

6.5. Переходные процессы при управляющем воздействии, изменяющемся во времени $\omega_0 = f(t)$

В замкнутых системах ЭП задающее воздействие ω_0 вырабатывается системой регулирования как функция времени, что позволяет формировать наиболее близкие к оптимальным траекториям переходные процессы. Характерные законы изменения сигнала задания:

- линейный $\alpha_0(t) = \alpha_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t$;
- экспоненциальный $\omega_0(t) = \omega_{0y} (1 - e^{-t/T_n})$,

где $\varepsilon_0 = \frac{d\alpha_0}{dt}$ – заданное ускорение; T_n – постоянная времени, определяющая темп изменения сигнала задания.

При линейном законе дифференциальные уравнения (6.2) и (6.3), описывающие динамику ЭМС, принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} T_M T_\Delta \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega &= (\omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_C) + \varepsilon_0 t; \\ T_M T_\Delta \frac{d^2 M}{dt^2} + T_M \frac{dM}{dt} + M &= M_C + \varepsilon_0 J, \end{aligned} \right\} \quad (6.9)$$

где $\Delta\omega_C = \frac{M_C}{\beta} = (\omega_0 - \omega_C)$ и при $M_C = \text{const}$, также и $\Delta\alpha_C = \text{const}$.

Частное решение для первого уравнения (6.9) ищется в виде $\alpha^* = a + bt$. Принимая для облегчения анализа $T_{\Sigma} = 0$, подставляем частное решение в левую часть:

$$b \cdot T_M + a + bt = (\alpha_{0\text{нач}} - \Delta\alpha_C) + \varepsilon_0 t.$$

Слагаемому bt в левой части соответствует слагаемое $\varepsilon_0 t$ в правой, т. е. $b = \varepsilon_0$. Теперь находим:

$$a = \alpha_{0\text{нач}} - \Delta\alpha - \varepsilon_0 T_M,$$

а полное решение:

$$\omega(t) = \omega^* + A e^{-t/T_M}.$$

Определяя A по начальным условиям при $t = 0$, получим:

$$\omega(t) = \varepsilon_0 t + \omega_{\text{нач}} e^{-t/T_M} + (\omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_C - \varepsilon_0 T_M) (1 - e^{-t/T_M}). \quad (6.10)$$

Частное решение для 2-го уравнения системы:

$$M^* = M_C + \varepsilon_0 J,$$

полное решение:

$$M(t) = M^* + B e^{-t/T_M}.$$

После определения B закон изменения момента:

$$M(t) = (M_C + \varepsilon_0 J) + (M_{\text{нач}} - M_C - \varepsilon_0 J) e^{-t/T_M}. \quad (6.11)$$

Рассмотрим на примере пуска при постоянной нагрузке $M_C = \text{const}$.

На 1-м этапе пуска, когда момент двигателя $M \leq M_C$, ротор неподвижен и момент двигателя изменился по закону: $M(t) = \beta \alpha_0(t) = \beta \varepsilon_0 t$. Когда момент ЭД начинает превышать нагрузку, т. е. $M > M_C$, начинается 2-й этап.

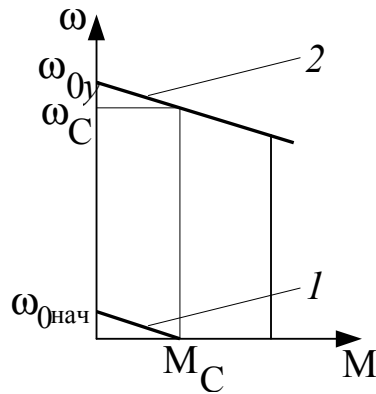


Рис. 6.15

Начальные условия для 2-го этапа в соответствии со статической характеристикой 1 (рис. 6.15):

$$\alpha_{нач} = 0; \quad \alpha_{0нач} - \Delta\alpha_C = 0; \quad M_{нас} = M_C.$$

С их учетом (6.10) и (6.11) записываются:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \varepsilon_0 t - \varepsilon_0 T_M (1 - e^{-t/T_M}); \\ M(t) &= M_C + \varepsilon_0 J (1 - e^{-t/T_M}). \end{aligned}$$

2-й этап закончится тогда, когда управляющее воздействие достигнет установившегося значения $\alpha_{0у}$ (статическая характеристика 2).

На 3-м этапе разгон по статической характеристике 2 при постоянных воздействиях и изменение скорости и момента происходит по экспоненте:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \omega_C + (\omega_1 - \omega_C) e^{-t/T_M}; \\ M(t) &= M_C + (M_{пу} - M_C) e^{-t/T_M}. \end{aligned}$$

Диаграммы процесса пуска $M(t)$ и $\alpha(t)$ с линейно возрастающим задающим воздействием при времени пуска $t_{\Pi} > 4T_M$, статическая (1) и динамическая (2) механические характеристики представлены на рис. 6.16 и 6.17.

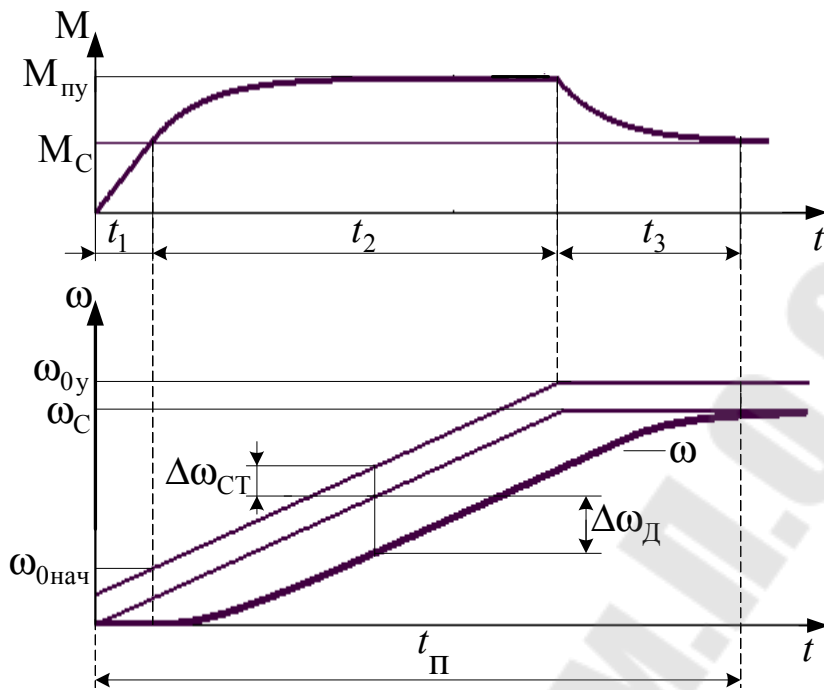


Рис. 6.16

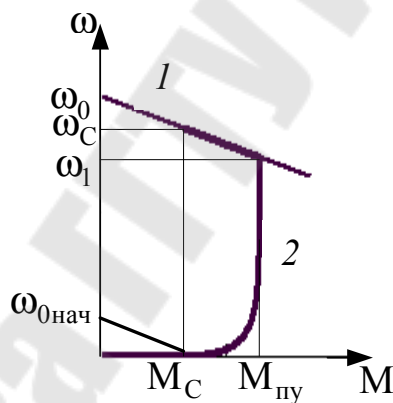


Рис. 6.17

При линейном изменении управления воздействия в динамическом установившемся режиме закон движения воспроизводится с ошибкой, состоящей из статистической ошибки: $\Delta\alpha_{СТ} = M_с / \beta$ и динамической ошибки: $\Delta\alpha_Д = \epsilon_0 T_M$.

6.6. Переходные процессы при нелинейных механических характеристиках

Для практической оценки используют в основном 3 подхода: грубая оценка, аппроксимация и графоаналитические методы.

Грубая оценка: Погрешности данного подхода определяются допущением, что динамический момент во время процесса остается неизменным. Например, реостатный пуск ДПТ ПВ, обладающего нелинейными характеристиками, имеет следующий вид (рис. 6.18):

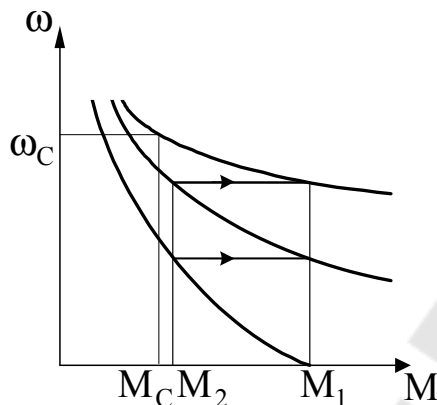


Рис. 6.18

Принимая, что динамический момент определяется средним пусковым моментом:

$$M_{п.ср} = 0,5(M_1 + M_2),$$

уравнение движения решается в приращениях для получения времени пуска:

$$t_{п} = J \frac{\Delta\alpha}{M_{д}} = J \frac{\alpha_{с}}{M_{п.ср} - M_{с}}.$$

При прямом пуске (моменты показаны на рис. 6.19) АД принимают $M_{п.ср} = 0,45(M_{п} + M_{к})$.

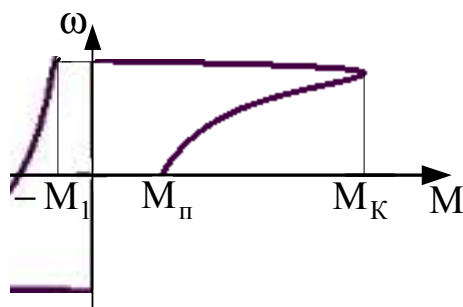


Рис. 6.19

Для торможения противовключения средний тормозной момент:
 $M_{т.ср} = 0,5(M_1 + M_п)$ и время торможения $t_t = J \frac{\Delta\alpha}{M_{т.ср}}$.

Аппроксимация. Нелинейные характеристики в этом случае аппроксимируются отрезками прямых и расчет ведется поэтапно по участкам аппроксимации. На каждом участке определяются:

- начальные и установившиеся значения переменных;
- модуль жесткости механической характеристики;
- постоянные времени;
- вид дифференциальных уравнений и корни характеристического уравнения;
- аналитические решения дифференциальных уравнений.

Диаграммы переходного процесса получают припасовыванием результатов расчета на отдельных участках.

Графоаналитические методы. Они применяются, когда аппроксимация требует большого числа отрезков. Как правило, они сводятся к приближенному решению уравнения движения. Один из методов рассмотрен в 1-й главе.

6.7. Особенности анализа переходных процессов в системах ЭП с СД и АД

Описание системы с СД при его работе на устойчивой части угловой характеристики:

$$M = \left(\frac{c_{ЭМ}}{p} + \beta \right) (\omega_0 - \omega); \left. \begin{array}{l} \\ M - M_C = Jp\omega, \end{array} \right\}$$

где $c_{ЭМ}$ – коэффициент жесткости электромагнитной связи между полем статора и ротором, представляющим постоянный магнит; β – модуль жесткости асинхронной характеристики, определяемой пусковой или демпферной обмоткой.

При отсутствии последней обмотки СД представляет собой консервативное колебательное звено. Поэтому обычно интересуется, как ведет себя двигатель при действии возмущения. За выходную координату принимают угол вылета ротора θ , а уравнение движения при этом второго порядка:

$$M - M_C = Jp^2\theta.$$

Структурная схема изображена на рис. 6.20.

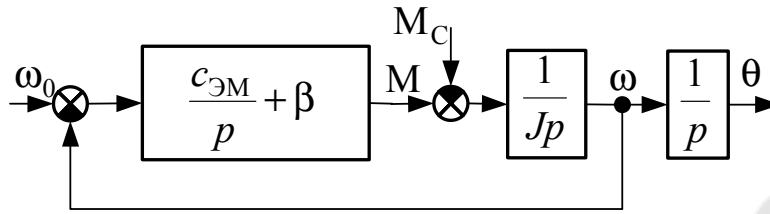


Рис. 6.20

Для систем с СД и АД, при учете электромагнитной инерционности или анализе динамики в большом, применяют переход к обобщенной электрической машине. Расчеты производят на вычислительной технике. При нарушении допущений для обобщенной машины используют более сложные модели в фазных координатах ABC .

6.8. Контрольные вопросы

1. Какие характерные оптимальные траектории переходных процессов требуются для рабочих машин?
2. По каким законам протекают переходные процессы в ЭМС при разных соотношениях постоянных времени?
3. Чем отличаются процессы в ЭМС по управлению и возмущению при одинаковом соотношении постоянных времени?
4. Какие ошибки присутствуют в динамических режимах при управляющем воздействии, зависящем от времени?
5. В чем особенности анализа процессов в ЭМС с АД и СД?

7. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

7.1. Общие понятия

Под регулированием координат понимают:

- поддержание переменной на заданном уровне;
- ограничение переменной допустимым значением;
- воспроизведение переменной заданного закона изменения;
- слежение переменной с требуемой точностью за заданным значением, изменяющимся по произвольному закону.

Способы регулирования подразделяются на параметрические и автоматические. Под параметрическими понимаются способы регулирования, применяемые в разомкнутых системах ЭП, с изменением параметров цепей двигателей или подводимой электрической энергии. Автоматическое – реализуется в замкнутых системах (с обрат-

ными связями), когда регулирование переменной ставится в зависимость от изменения какой-либо координаты.

Различают два принципа автоматического регулирования: по отклонению регулируемой координаты от заданного значения (с помощью отрицательной ОС) и по возмущению, которое предполагает компенсацию влияния возмущения.

7.2. Показатели регулирования

Для количественной оценки способов регулирования используют следующие показатели: точность, диапазон, плавность, динамические показатели качества, экономичность. Применимость способов определяется требуемым законом регулирования (постоянство момента или мощности).

Точность регулирования характеризует возможное отклонение регулируемой координаты от заданного значения под действием различных возмущений.

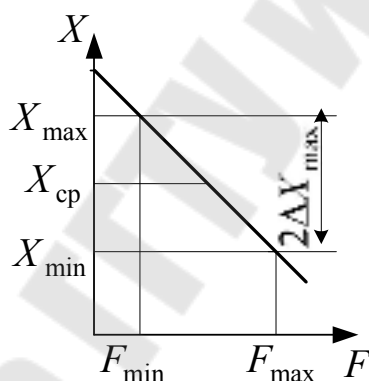


Рис. 7.1

При известном пределе изменения возмущений под заданным значением может пониматься среднее значение. Оценивается точность погрешностью регулирования или ошибкой, которая определяется отношением:

$$\Delta X_{\%} = \frac{\Delta X_{\max}}{X_{\text{cp}}} \cdot 100 \% = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{X_{\max} + X_{\min}} \cdot 100 \%$$

При регулировании скорости для оценки точности может использоваться статизм характеристики:

$$s_x = \frac{\alpha_0 - \alpha_H}{\omega_0},$$

где α_H – скорость, соответствующая номинальному моменту двигателя при его работе на рассматриваемой характеристике.

Диапазон регулирования характеризует пределы регулирования координаты для конкретного уровня возмущения или пределы регулирования средних значений: $D = X_{\text{cp.max}} / X_{\text{cp.min}}$.

Практически все способы позволяют изменять регулируемые координаты до 0. Однако с расширением диапазона уменьшается точность, поэтому величина диапазона ограничена допустимой ошибкой (рис. 7.2).

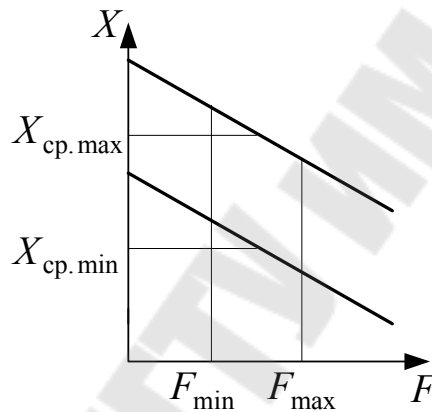


Рис. 7.2

Плавность регулирования характеризует число устойчивых значений координаты в заданном диапазоне регулирования. Оценивается коэффициентом плавности:

$$K_{\text{пл}} = \frac{X_i}{X_i - X_{i-1}},$$

где i – номер ступени регулирования.

Динамические показатели – быстродействие, перерегулирование, колебательность. Колебательность может оцениваться частотным показателем, логарифмическим декрементом затухания или числом колебаний регулируемой координаты за время регулирования.

Экономичность. Применение более совершенного ЭП требует увеличения капитальных затрат и эксплуатационных расходов. Они должны окупаться за счет увеличения производительности, качества

технологического процесса, за счет повышения надежности рабочей машины или уменьшения энергопотребления. Выбор наиболее экономического варианта производится на основе технико-экономического анализа нескольких вариантов регулируемых ЭП.

7.3. Система «управляемый преобразователь – двигатель» (обобщенная система УП–Д)

Для получения более высоких показателей и реализации автоматического регулирования ЭП питание ЭД производят от отдельного управляемого преобразователя (УП). Регулирование координат при этом производится за счет изменения параметров электрической энергии на выходе УП. В большинстве случаев преобразователь представляется аperiodическим звеном со своей постоянной времени T_{Π} и коэффициентом передачи $k'_{\Pi} = \Delta\omega_0 / \Delta U_y$ или $k_{\Pi} = \frac{\Delta E_{\Pi}}{\Delta U_y}$, а для преобразователей частоты – $k_f = \frac{\Delta f_1}{\Delta U_{yf}}$, где ω_0 – скорость идеального холостого хода (или синхронная скорость для ЭД переменного тока); E_{Π} – ЭДС преобразователя; f_1 – выходная частота преобразователя; U_y – управляющее напряжение на входе преобразователя.

При этом обобщенная система описывается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} k'_{\Pi} u_y &= (Tp_{\Pi} + 1)\omega; \\ M(T_{\Theta}p + 1) &= \beta_C(\omega_0 - \omega_1); \\ M - M_{12} - M_{C1} &= J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{C1} &= J_2 p \omega_2; \\ pM_{12} &= c_{12}(\omega_1 - \omega_2), \end{aligned} \right\}$$

где T_{Θ} и β_C – электромагнитная постоянная времени и модуль жесткости механической характеристики системы ЭП с учетом внутренних параметров преобразователя.

При одномассовой схеме механической части:

$$\left. \begin{aligned} k'_{\Pi} u_y &= (Tp_{\Pi} + 1)\omega_0; \\ M(T_{\Theta}p + 1) &= \beta_C(\omega_0 - \omega); \\ M - M_C &= Jp\omega. \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

Структурная схема изображена на рис. 7.3.

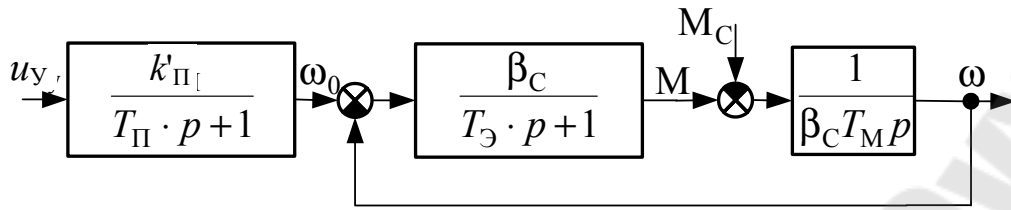


Рис. 7.3

Применение УП представляет дополнение обобщенной ЭМС динамическим звеном. Уменьшается модуль жесткости механической характеристики системы ЭП по сравнению с характеристикой самого двигателя из-за внутреннего сопротивления преобразователя.

7.4. Система «генератор – двигатель» (Г–Д)

Упрощенная схема представлена на рис. 7.4.

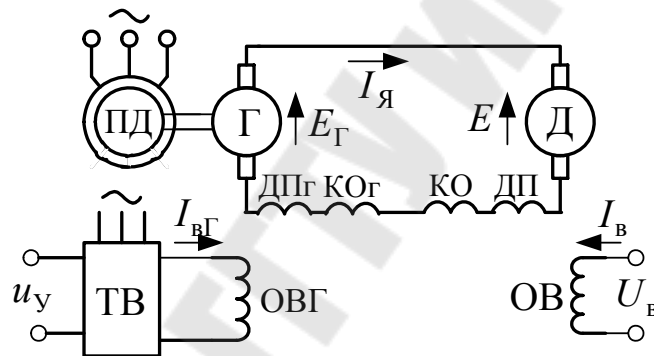


Рис. 7.4

Рабочий двигатель Д питается от электромашинного агрегата, состоящего из приводного двигателя ПД и генератора постоянного тока Г. Основное управление скоростью Д производится изменением ЭДС генератора E_G при воздействии на его цепь возбуждения. В качестве возбудителя может использоваться генератор постоянного тока или тиристорный ТВ. Если в качестве ПД используется АД, то за счет конечной жесткости его механической характеристики происходит дополнительное уменьшение β_c . Синхронный двигатель большее влияния оказывает на динамические режимы из-за своей колебательности.

При линейном опорном напряжении регулировочная характеристика ТВ косинусоидальна, но она линеаризуется без большой погрешности. В целом он описывается:

$$k_{ТВ} U_y = (T_{ТВ} p + 1) e_{ТВ},$$

где $k_{ТВ} = \Delta E_{ТВ} / \Delta U_Y$ – коэффициент передачи; $T_{ТВ}$ – электромагнитная постоянная времени ТВ, определяемая суммой времени запаздывания между коммутацией тиристоров и постоянной времени фильтра на входе СИФУ.

Регулировочная характеристика Г представляет собой кривую намагничивания. Она нелинейна и при разных направлениях изменения его скорости неоднозначна: в динамических режимах возможна работа на частных петлях гистерезиса. Для упрощения анализа берут линейный участок средней кривой намагничивания (рис. 7.5) и генератор описывается:

$$k_{Г} e_{ТВ} = R_{ВГ} (T_{ВГ} p + 1) e_{Г}$$

или

$$k_{Г} e_{ТВ} = R_{ВГ} (T_{ВГ} p + 1) \alpha_0,$$

где $k_{Г} = \Delta E_{Г} / \Delta I_{ВГ}$ – коэффициент передачи генератора, а $k'_{Г} = k_{Г} / (k\Phi)$; $R_{ВГ} = R_{ОВГ} + R_{ТВ}$ – сопротивление цепи возбуждения Г; $T_{ВГ} = \frac{L_{ОВГ} + L_{ТВ}}{R_{ВГ}}$ – электромагнитная постоянная времени цепи возбуждения.

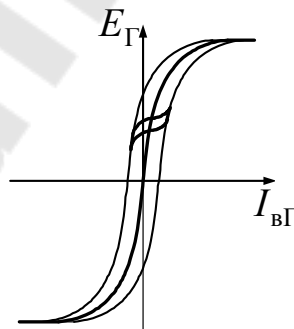


Рис. 7.5

Уравнение электрического равновесия для якорной цепи:

$$e_{Г} - e = R_{Я} (T_{Я} p + 1) i_{Я},$$

или с учетом, что $M = k\Phi i_{Я}$, механическая характеристика:

$$M (T_{Я} p + 1) = \beta_C (\alpha_0 - \alpha),$$

где $R_{\text{я}} = R_{\text{яд}} + R_{\text{яг}}$, $L_{\text{я}} = L_{\text{яд}} + L_{\text{яг}}$, $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}$ – суммарные параметры якорной цепи.

Жесткость механической характеристики системы Г–Д:

$$\beta_{\text{с}} = \frac{(k\Phi)_{\text{д}}^2}{R_{\text{я}}} \approx 0,5\beta_{\text{д}}.$$

Общее описание системы:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{y}}k_{\text{тв}} &= (T_{\text{тв}}p + 1)e_{\text{тв}}; \\ k'_{\Gamma}e_{\text{тв}} &= R_{\text{вг}}(T_{\text{вг}}p + 1)\omega_0; \\ M(T_{\text{я}}p + 1) &= \beta_{\text{с}}(\omega_0 - \omega); \\ M - M_{\text{с}} &= Jp\omega. \end{aligned} \right\}$$

Структурная схема изображена на рис. 7.6.

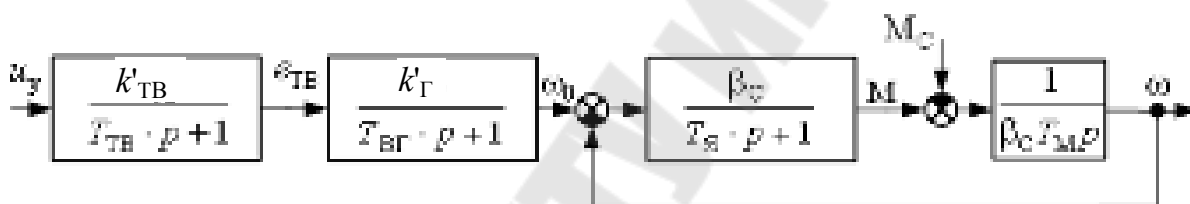


Рис. 7.6

Статические характеристики ЭД и системы Г–Д ($U_{\text{н}}$ – номинальное напряжение рабочего ЭД) представлены на рис. 7.7.

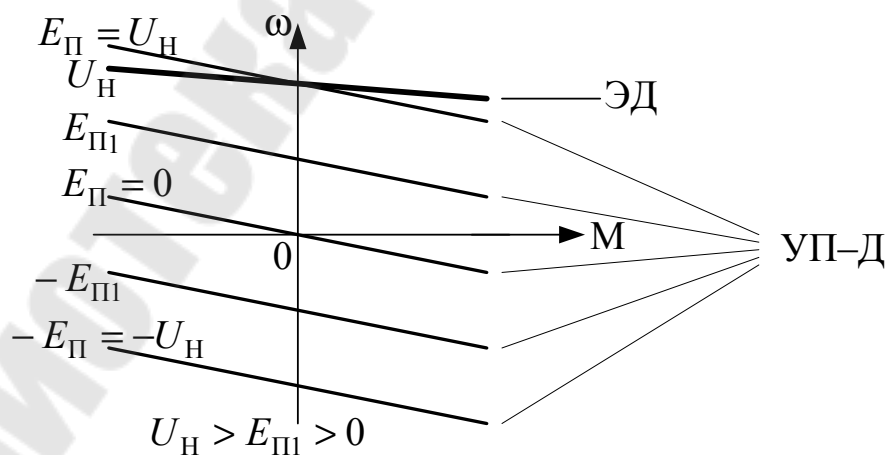


Рис. 7.7

При воздействии на цепь возбуждения двигателя скорость регулируется вверх от естественной характеристики.

Основные особенности:

- три ступени преобразования электрической энергии и в результате низкий КПД $\eta_{ГД} = \eta_{ПД} \cdot \eta_{Г} \cdot \eta_{Д}$;
- высокие капитальные затраты;
- высокое качество энергопотребления, потребляемый ток пропорционален мощности на валу рабочего двигателя.

7.5. Система «тиристорный преобразователь – двигатель» (ТП–Д)

Упрощенная схема (Др – сглаживающий дроссель) изображена на рис. 7.8.

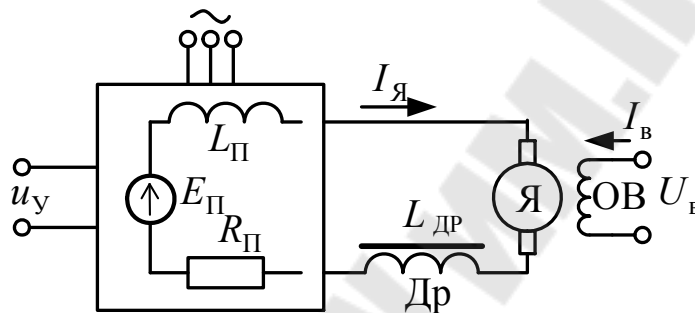


Рис. 7.8

Процессы в якорной цепи определяются средними значениями тока и напряжения за период коммутации тиристоров, т. е. преобразователь можно представить в виде источника напряжения ИН с внутренними параметрами R_{Π} , L_{Π} и ЭДС E_{Π} . Регулировочная характеристика при линейном опорном напряжении линеаризуется без большой погрешности. Внешняя характеристика преобразователя линейна только в режиме непрерывного тока и тогда преобразователь представляется апериодическим звеном:

$$u_y k_{\Pi} = (T_{\Pi} p + 1) e_{\Pi} \quad \text{или} \quad u_y k'_{\Pi} = (T_{\Pi} p + 1) \alpha_0,$$

где $k_{\Pi} = \frac{\Delta E_{\Pi}}{\Delta U_{\Pi}}$, $k'_{\Pi} = \frac{k_{\Pi}}{k\Phi}$ – коэффициенты передачи ТП.

В режиме малых нагрузок для нереверсивного преобразователя или реверсивного с отдельным управлением присутствует режим прерывистого тока. При этом внешние характеристики резко смягчаются и уменьшается модуль жесткости механической характеристики системы β_c . Для реверсивных преобразователей с совместным управлением зона прерывистого тока может отсутствовать, но имеется не-

линейность из-за несогласования углов регулирования комплектами вентиляей ($\alpha_1 + \alpha_2 \neq \pi$) и из-за падений напряжения от уравнительного тока.

При анализе основных физических свойств системы в дальнейшем будем рассматривать только режим непрерывного тока.

Описание системы ТП–Д при постоянном магнитном потоке ЭД:

$$\left. \begin{aligned} k'_{\Pi} u_y &= (T_{\Pi} p + 1) \omega_0; \\ M(T_{\text{Я}} p + 1) &= \beta_C (\omega_0 - \omega); \\ M - M_C &= J p \omega, \end{aligned} \right\} \quad (7.2)$$

где $T_{\text{Я}} = \frac{L_{\text{Я}}}{R_{\text{Я}}} = \frac{L_{\Pi} + L_{\text{Др}} + L_{\text{Яд}}}{R_{\Pi} + R_{\text{Др}} + R_{\text{Яд}}}$ – электромагнитная постоянная якорной цепи; $\beta_C = \frac{(k\Phi)^2}{R_{\text{Я}}}$; R_{Π} , L_{Π} – внутренние параметры ТП, определяемые процессом коммутации и наличием трансформатора или реактора в цепи переменного тока.

Представляя уравнение движения через токи и преобразуя его следующим образом:

$$\left[i_{\text{Я}} - I_C = \frac{J}{k\Phi} p \omega \cdot \frac{k\Phi}{k\Phi} \right] \cdot R_{\text{Я}} \text{ или } i_{\text{Я}} R_{\text{Я}} - I_C R_{\text{Я}} = T_{\text{М}} p e,$$

получим описание системы:

$$\left. \begin{aligned} k_{\Pi} u_y &= (T_{\Pi} p + 1) e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} - e &= (T_{\text{Я}} p + 1) R_{\text{Я}} i_{\text{Я}}; \\ i_{\text{Я}} R_{\text{Я}} - I_C R_{\text{Я}} &= T_{\text{М}} p e, \end{aligned} \right\} \quad (7.3)$$

или полное с учетом, что $c = k\Phi$:

$$\left. \begin{aligned} k_{\Pi} u_y &= (T_{\Pi} p + 1) e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} - e &= R_{\text{Я}} (T_{\text{Я}} p + 1) i_{\text{Я}}; \\ M - M_C &= J p \omega; \\ M &= c i_{\text{Я}}, \quad e = c \omega. \end{aligned} \right\} \quad (7.4)$$

Структурные схемы, соответствующие (7.2), (7.3) и (7.4), изображены на рис. 7.9 и 7.10.

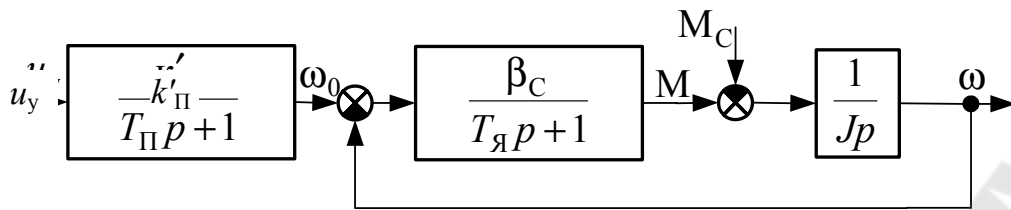
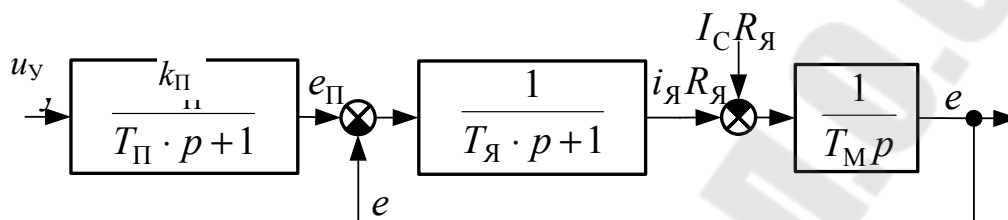
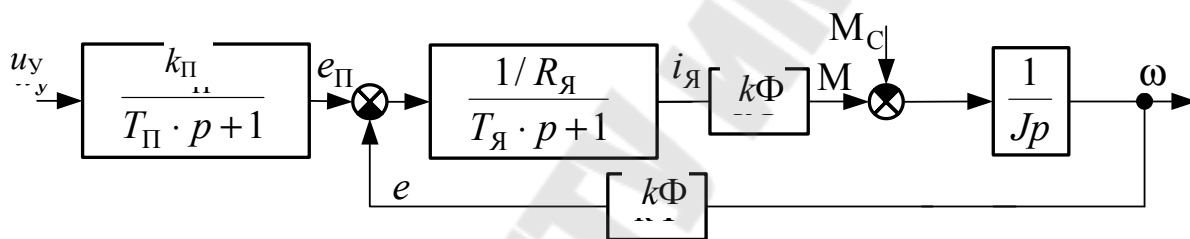


Рис. 7.9



а)



б)

Рис. 7.10

В режиме непрерывного тока механические характеристики системы аналогичны характеристикам системы Г–Д.

Особенности системы:

1. Высокие энергетические показатели.
2. Быстродействие может ограничиваться только допустимыми значениями $\left(\frac{di_{\text{я}}}{dt}\right)$ для двигателя.
3. Низкие капитальные затраты, по сравнению с затратами для других систем.

7.6. Система «широтно-импульсный преобразователь – двигатель» (ШИП–Д)

Применяется с двигателями малой мощности и в транспортных установках при питании от сети или от аккумуляторных батарей с управляемыми ключами на транзисторах или тиристорах.

Упрощенные схемы якорных цепей неререверсивного и реверсивного приводов с отсутствием режима прерывистого тока изображены на (рис. 7.11 и 7.12), где УК – управляемые полупроводниковые ключи, VD – обратные диоды.

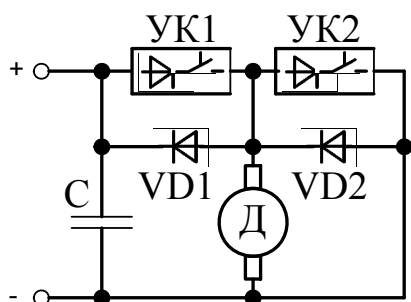


Рис. 7.11

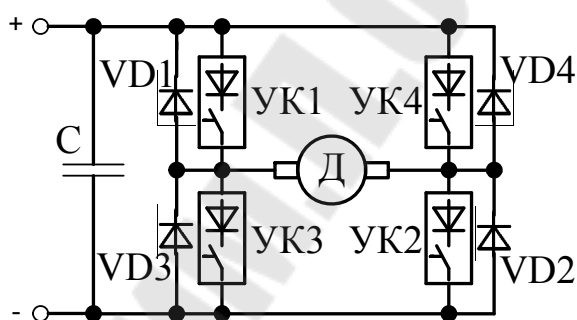


Рис. 7.12

При частоте коммутирующих ключей $f_k \geq 2,5$ кГц преобразователь представляется безинерционным звеном, и его внутренние параметры определяются наличием питающего трансформатора. При линейном опорном напряжении регулировочная характеристика линейна и сам преобразователь в этом случае описывается: $k_{\Pi u_y} = e_{\Pi}$.

7.7. Система «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ–АД)

Как и в приводах постоянного тока, управляемый преобразователь может быть выполнен в виде электромашинного агрегата. Схема с синхронным генератором (СГ) представлена на рис. 7.13.

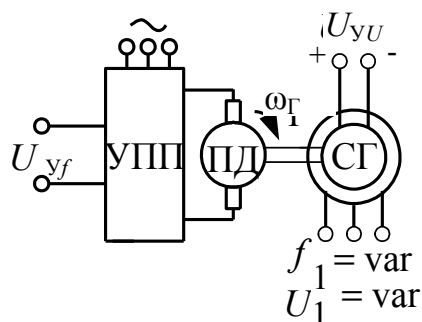


Рис. 7.13

Вспомогательный ЭП постоянного тока, состоящий из управляемого преобразователя постоянного тока УПП и ПД, обеспечивает регулирование скорости СГ α_{Γ} и соответственно выходной частоты f_1 . Канал возбуждения СГ служит для управления выходным напряжением U_1 .

Необходимость регулировки напряжения одновременно с частотой определяется общим каналом управления скоростью и магнитным потоком АД по цепи статора. Схема с асинхронным генератором (АГ) представлена на рис. 7.14.

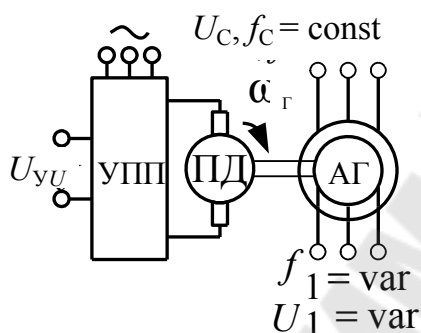


Рис. 7.14

В отличие от предыдущей схемы выходное напряжение U_1 является функцией как напряжения сети U_C , так и скорости генератора α_{Γ} . Поэтому для получения требуемого закона частотного регулирования иногда необходим регулятор напряжения переменного тока для питания обмотки статора АГ.

Общие особенности систем с электромашинным преобразователем:

- большое число ступеней преобразования энергии и в результате низкий КПД;
- гладкая форма кривой напряжения на выходе преобразователя при любых частотах;
- относительно низкое быстродействие по каналу управления частотой.

Улучшение энергетических показателей и регулировочных свойств обеспечивают статистические преобразователи частоты. В зависимости от назначения они выполняются в виде источника напряжения с АИН или источника тока с АИТ. Функциональные схемы представлены на рис. 7.15 и 7.16.

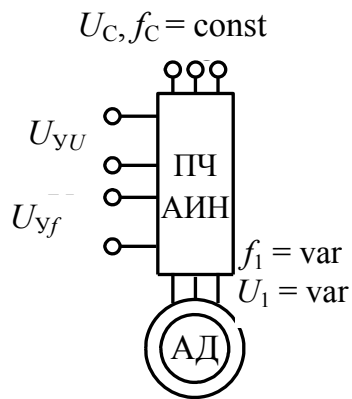


Рис. 7.15

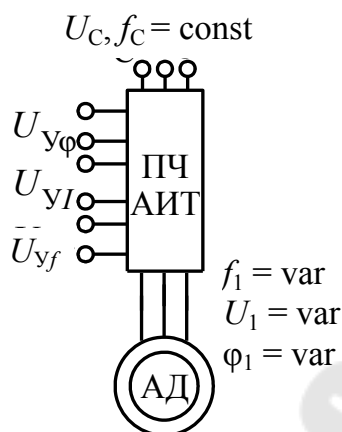


Рис. 7.16

В системе с АИТ при частотно-токовом регулировании требуется дополнительный канал управления фазой тока статора, поскольку она существенно меняется с изменением нагрузки. Для формирования законов частотного управления, т. е. изменения U_1 или I_1 и ϕ_1 , используются нелинейные звенья, так называемые функциональные преобразователи (ФП). Их регулировочную характеристику получают по уравнениям электрического равновесия для статического режима двигателя.

По каналу управления частотой в зависимости от значения выходной частоты преобразователь может представляться пропорциональным, апериодическим или звеном с чистым запаздыванием.

По каналу управления напряжением или током он представляется апериодическим звеном при амплитудном регулировании. При широтно-импульсном регулировании напряжения преобразователь – пропорциональное звено.

7.8. ЭП с вентильным двигателем (бесколлекторным двигателем)

Функциональная схема изображена на рис. 7.17.

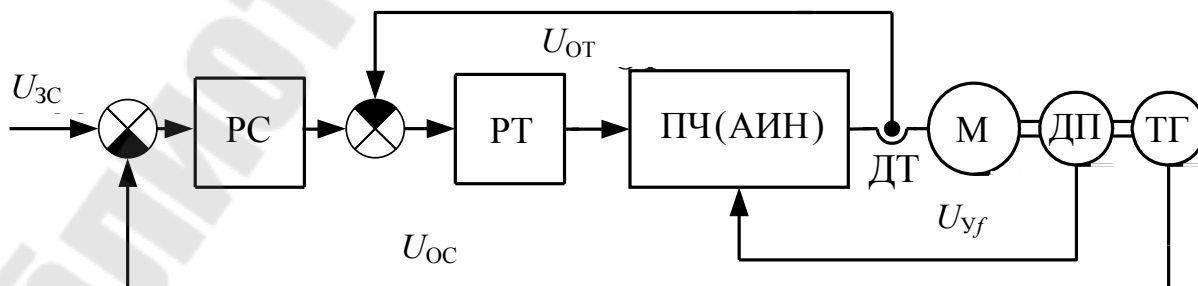


Рис. 7.17

В качестве ЭД(М) применяется синхронная машина с возбуждением от постоянных магнитов. Магнитный поток остается неизменным и момент пропорционален току статора: $M = c_M I_1$. Коммутация фазных токов производится преобразователем частоты с управлением ключами инвертора от датчика положения ротора ДП, встроенного в двигатель. В результате система становится аналогом привода постоянного тока, но с обязательным автоматическим управлением. Встроенный тахогенератор ТГ служит датчиком обратной связи по скорости. При синтезе САУ двигатель описывается в координатной системе ХУ. Технические показатели привода не уступают тиристорным приводам постоянного тока.

7.9. Контрольные вопросы

1. В чем заключается сущность регулирования координат ЭП?
2. По каким показателям сравнивают способы регулирования?
3. Какие УП постоянного и переменного тока применяются в системах ЭП и как они описываются в динамических процессах?

8. РЕГУЛИРОВАНИЕ МОМЕНТА И ТОКА

8.1. Реостатное регулирование момента и тока

Анализируя выражение механической характеристики $M = \beta(\alpha_0 - \alpha)$, можно отметить, что при постоянном отклонении скорости $\Delta\alpha = \text{const}$ с увеличением жесткости механической характеристики отклонение момента от заданного значения будет увеличиваться. Таким образом, электромеханическая связь выступает в роли возмущения при регулировании момента и тока. Для ее ослабления и для получения более мягкой характеристики можно вводить добавочное сопротивление $R_{\text{доб}}$ в цепь якоря или ротора, что поясняется с помощью статических характеристик, показанных на рис. 8.1.

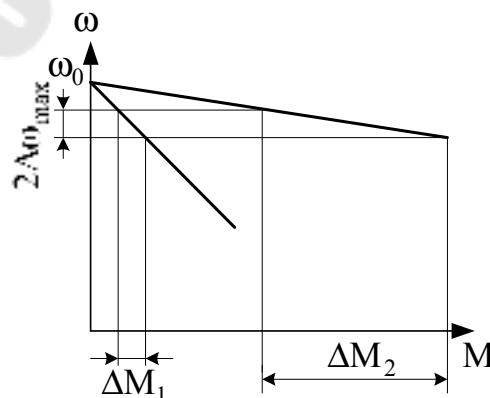


Рис. 8.1

При заданном отклонении скорости относительная погрешность:

$$\frac{\Delta M_{\max}}{M_{\text{ср}}} = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_{\max} - M_{\min}} = \frac{\beta \cdot \Delta \alpha_{\max}}{M_{\text{ср}}} = \frac{\Delta \alpha_{\max}}{\omega_0 - \omega_{\text{ср}}}.$$

Таким образом, относительная ошибка не зависит от жесткости и от сопротивления. С уменьшением же жесткости абсолютная ошибка уменьшается.

На практике при широком изменении скорости (пуск, торможение, реверс) со ступенчатым или плавным регулированием сопротивления отклонение момента или тока поддерживается в заданных пределах. Например, от $M_1(I_1)$ до значений $M_2(I_2)$. Учитывая, что модуль жесткости механической характеристики обратно пропорционален суммарному сопротивлению цепи якоря или ротора, можно записать:

$$\beta_{\text{И}} = \beta_{\text{Е}} \frac{R_{\Sigma\text{Е}}}{R_{\Sigma\text{И}}},$$

где $\beta_{\text{Е}}, \beta_{\text{И}}$ – модули жесткости соответственно естественной и искусственной характеристик, полученных при сопротивлениях $R_{\Sigma\text{Е}}, R_{\Sigma\text{И}}$.

Используя представление характеристики в виде $M = \beta(\alpha_0 - \alpha)$, можно представить выражение для искусственной характеристики:

$$M = \beta_{\text{Е}} \frac{R_{\Sigma\text{Е}}}{R_{\Sigma\text{И}}} (\omega_0 - \omega).$$

Теперь, для получения постоянного момента, например, на уровне $M = M_1 = \text{const}$, зависимость сопротивления от скорости будет иметь вид:

$$R_{\Sigma\text{И}} = \frac{\beta_{\text{Е}} R_{\Sigma\text{Е}}}{M_1} (\omega_0 - \omega).$$

Для процесса пуска это можно пояснить с помощью характеристик, изображенных на рис. 8.2.

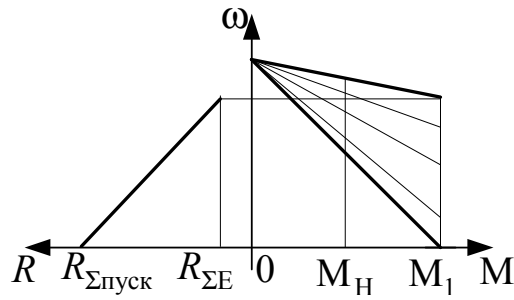


Рис. 8.2

При ступенчатом реостатном регулировании абсолютная погрешность зависит от количества ступеней добавочного сопротивления $R_{доб}$. И при их большом числе целесообразно использовать плавное изменение сопротивления. К примеру, одна из схем реализации с импульсным управлением сопротивлением в цепи выпрямленного тока ротора представлена на рис. 8.3, где Др – сглаживающий дроссель; RS – датчик обратной связи по току (шунт); РЭ – релейный элемент; $U_{зТ}$ – сигнал задания тока; $u_{от}$ – сигнал отрицательной обратной связи по току; u_y – управляющее напряжение (сигнал ошибки регулирования); u_k – сигнал управления ключом УК.

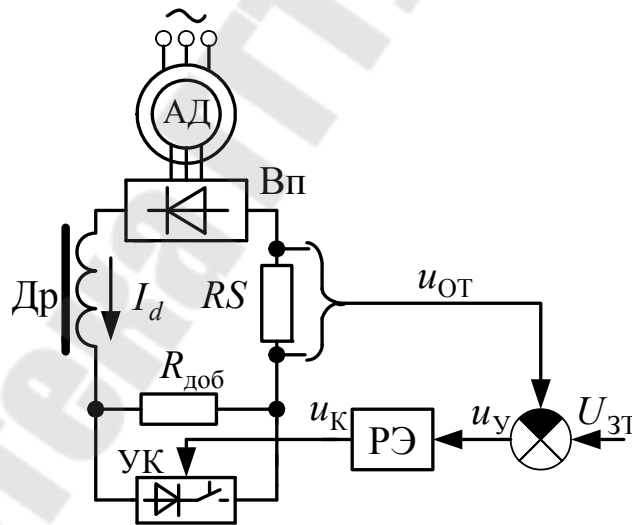


Рис. 8.3

Напряжение u_k формируется РЭ, вместо которого может применяться ШИМ. Характеристика РЭ имеет следующий вид (рис. 8.4):

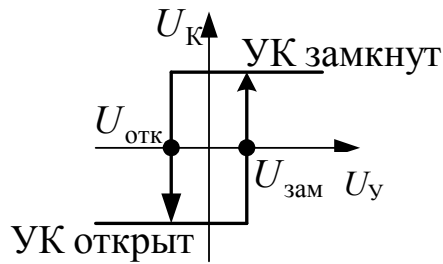


Рис. 8.4

При $u_{OT} = 0$ $u_Y = U_{3T}$ и УК замкнут. Происходит возрастание тока ротора и сигнала обратной связи. Управляющее напряжение уменьшается и, когда оно достигает значения $u_Y = U_{отк} = U_{3T} - I_{нач.0} k_{OT}$, УК размыкается. $I_{нач.0}$ – значение выпрямленного тока, при котором УК открывается; $k_{OT} = \frac{\Delta U_{OT}}{\Delta I_d}$ – коэффициент обратной связи по току.

С введением $R_{доб}$ уменьшаются ток ротора и сигнал обратной связи u_{OT} . При достижении значения: $u_Y = U_{зам} = U_{3T} - I_{нач.3} k_{OT}$ ключ замкнется. Переключениям соответствуют значения выпрямленного тока ротора:

$$I_{нач.3} = \frac{U_{3T} - U_{зам}}{k_{OT}} \quad \text{и} \quad I_{нач.0} = \frac{U_{3T} - U_{отк}}{k_{OT}}.$$

Схема замещения цепи выпрямленного тока изображена на рис. 8.5.

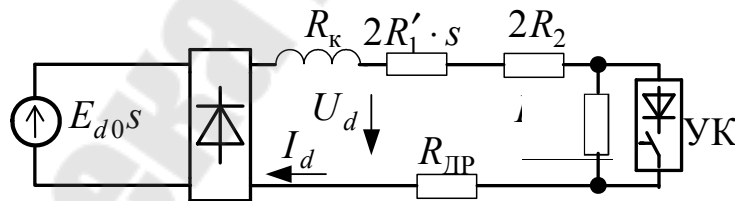


Рис. 8.5

$R_k = \frac{6}{2\pi} (X'_1 + X_2)$ – коммутационное сопротивление при мостовой схеме выпрямления; X'_1, R'_1 – параметры обмотки статора, приведенные к обмотке ротора.

Эквивалентное сопротивление цепи выпрямленного тока ротора:

$$R_{\Sigma} = 2R_2 + 2R'_1 s + R_k.$$

Полное сопротивление при замкнутом УК:

$$R_{\text{зам}} = R_{\text{Э}} + R_{\text{Др}} \text{ и открытом } R_{\text{отк}} = R_{\text{Э}} + R_{\text{Др}} + R_{\text{доб}}.$$

Электромагнитные постоянные времени:

$$T_{\text{зам}} = \frac{L_{\text{Др}}}{R_{\text{зам}}}, \quad T_{\text{отк}} = \frac{L_{\text{Др}}}{R_{\text{отк}}}.$$

Установившиеся значения выпрямленного тока:

$$I_{\text{у.о}} = \frac{E_{d0} S}{R_{\text{отк}}} \text{ и } I_{\text{у.з}} = \frac{E_{d0} S}{R_{\text{зам}}}.$$

Электромагнитные процессы в цепи ротора описываются дифференциальным уравнением: $T \frac{di_d}{dt} + i_d = I_{\text{у}}$. Решая его, получим законы изменения тока:

$$i_{d3}(t) = I_{\text{у.з}} + (I_{\text{нач.з}} - I_{\text{у.з}})e^{-t/T_{\text{зам}}},$$

$$i_{d0}(t) = I_{\text{у.о}} + (I_{\text{нач.о}} - I_{\text{у.о}})e^{-t/T_{\text{отк}}}.$$

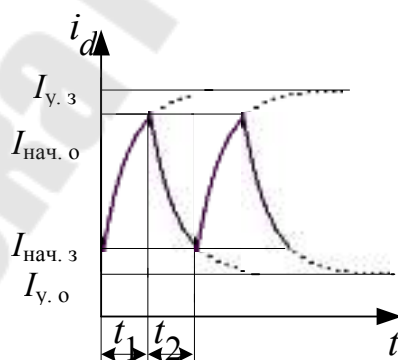


Рис. 8.6

Временные диаграммы выпрямленного тока:

t_1 – длительность замкнутого состояния УК;

t_2 – длительность открытого состояния.

Решая полученные уравнения с учетом, что

$$i_{d3}(t_1) = I_{\text{нач.о}}, \text{ а } i_{d0}(t_2) = I_{\text{нач.з}},$$

получим период коммутации УК:

$$T_K = T_{\text{зам}} \ln \frac{I_{y.3} - I_{\text{нач.3}}}{I_{y.3} - I_{\text{нач.о}}} + T_{\text{отк}} \ln \frac{I_{y.о} - I_{\text{нач.о}}}{I_{y.о} - I_{\text{нач.3}}}.$$

При малой ширине характеристики РЭ пульсациями тока можно пренебречь и оперировать средним значением I_{dcp} . Выпрямленное напряжение по схеме замещения: $U_d = E_{d0}s - I_{dcp}R_k$. Активные потери мощности в цепи ротора:

$$\Delta p_2 = U_d I_{dcp} - 2R'_1 s I_{dcp}^2 = E_{d0} s I_{dcp} - (2R'_1 s + R_k) I_{dcp}^2.$$

С другой стороны, $\Delta p_2 = M \alpha_0 s$. Откуда

$$M = \frac{1}{\omega_0} \left[E_{d0} I_{dcp}^2 - \left(2R'_1 + 6 \frac{X'_1 + X_2}{2\pi} \right) I_{dcp}^2 \right].$$

Таким образом, электромагнитный момент M не зависит от скольжения или скорости. При $U_{3T} = \text{const}$ получаем, что $I_{dcp} = \text{const}$ и $M = \text{const}$. Механические характеристики изображены на рис. 8.7.

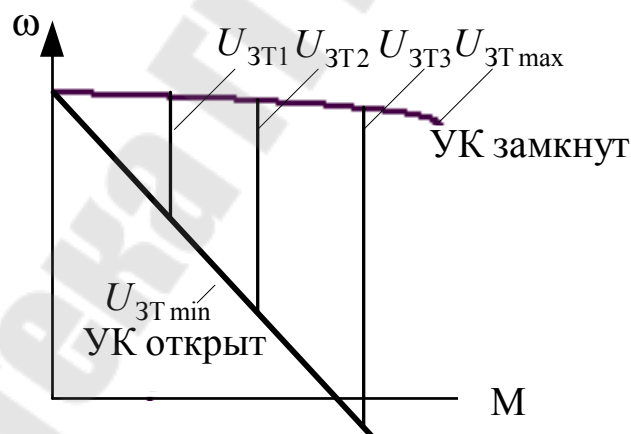


Рис. 8.7

8.2. Система «источник тока – двигатель» (ИТ–Д)

В разомкнутых ЭП постоянного тока получить регулирование момента и тока без значительных потерь можно, питая якорь ДПТ НВ от источника тока (рис. 8.8).

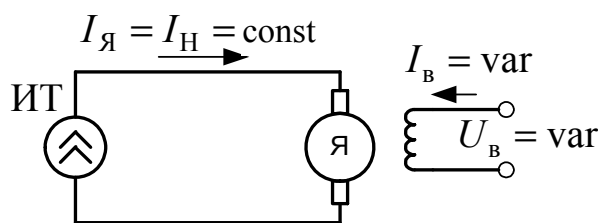


Рис. 8.8

Электромагнитный момент ЭД: $M = k\Phi I_{\text{Я}}$ при $I_{\text{Я}} = I_{\text{Н}} = \text{const}$ можно представить как $M = k_{\text{М}}\Phi$, где $k_{\text{М}} = kI_{\text{Н}}$. Таким образом, изменяя магнитный поток по величине и знаку, можно соответствующим образом регулировать момент.

Электрохимическая связь в ЭД отсутствует, а любое изменение его ЭДС должно компенсироваться изменением ЭДС источника тока. Характеристики системы представлены на рис. 8.9.

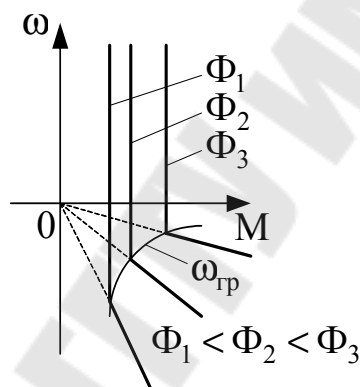


Рис. 8.9

При нереверсивном ИТ область регулирования лежит в двигательном режиме и в ограниченной зоне торможения противовключением. Зона располагается между осью абсцисс и характеристиками динамического торможения ЭД при соответствующем магнитном потоке (ЭДС ИТ равна нулю). Эта зона ограничивается скоростью

$$\omega_{\text{гр}} = -\frac{R_{\text{Яд}} + R_{\text{ИТ}}}{k\Phi} I_{\text{Н}} = -\frac{R_{\text{Яд}} + R_{\text{ИТ}}}{M} I_{\text{Н}}^2,$$

где $R_{\text{ИТ}}$ – внутреннее сопротивление источника.

В качестве ИТ может использоваться индуктивно-емкостной преобразователь. Схема имеет следующий вид (рис. 8.10):

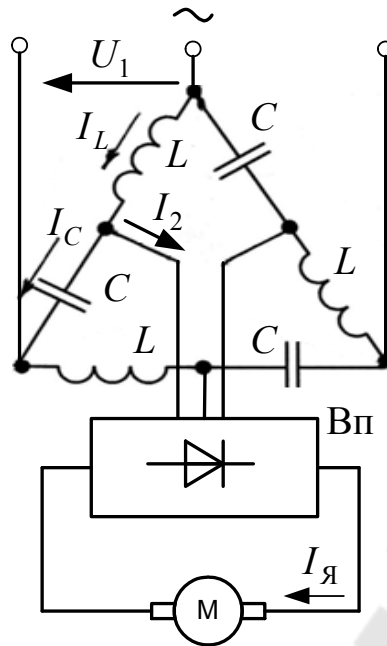


Рис. 8.10

Выбирая значения индуктивности и емкости из расчета $x_C = x_L = x$, ток нагрузки одной фазы

$$\bar{I}_2 = \bar{I}_L - \bar{I}_C = \frac{\bar{U}_L}{jx_L} - \frac{\bar{U}_C}{-jx_C} = \frac{(\bar{U}_L + \bar{U}_C)}{jx} = \frac{\bar{U}_1}{jx}$$

определяется только реактивным сопротивлением.

8.3. Автоматическое регулирование момента и тока в системе УП-Д

Для стабилизации указанных переменных вводят отрицательную обратную связь по току и при постоянстве потока ($\Phi = \text{const}$) она равнозначна отрицательной обратной связи (ОС) по моменту. Упрощенная схема изображена на рис. 8.11.

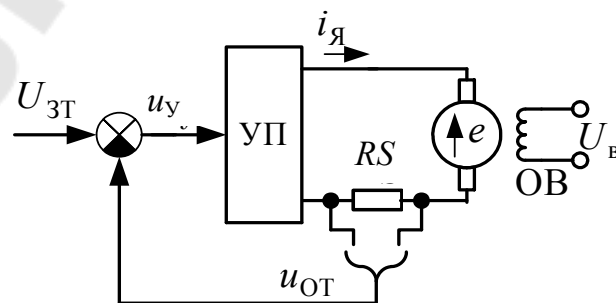


Рис. 8.11

Сигнал ОС по току: $u_{OT} = k_{OT} \cdot i_{Я}$. Уравнения, описывающие систему ЭП:

$$\left. \begin{aligned} k_{\Pi}(U_{3T} - k_{OT}i_{Я}) &= (T_{\Pi}p + 1)e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} - c\omega &= R_{Я}(T_{Я}p + 1)i_{Я}; \\ M &= ci_{Я}; \\ c &= k\Phi. \end{aligned} \right\}$$

Для получения выражения механической характеристики 2-е уравнение подставляется в 1-е:

$$k_{\Pi}U_{3T} - k_{\Pi}k_{OT}i_{Я} = (T_{\Pi}p + 1)c\alpha + R_{Я}(T_{\Pi}p + 1)(T_{Я}p + 1)i_{Я},$$

затем из 3-го уравнения подставляется ток:

$$k_{\Pi}U_{3T} - k_{\Pi}k_{OT} \frac{M}{c} = (T_{\Pi}p + 1)c\omega + R_{Я}(T_{\Pi}p + 1)(T_{Я}p + 1) \frac{M}{c}.$$

Теперь динамическая механическая характеристика:

$$M = \frac{k_{\Pi}c}{k_{\Pi}k_{OT} + R_{Я}(T_{\Pi}p + 1)(T_{Я}p + 1)} U_{3T} - \frac{c^2(T_{\Pi}p + 1)}{k_{\Pi}k_{OT} + R_{Я}(T_{\Pi}p + 1)(T_{Я}p + 1)} \omega.$$

Для статического режима:

$$M = \frac{k_{\Pi}c}{k_{\Pi}k_{OT} + R_{Я}} U_{3T} - \frac{c^2}{k_{\Pi}k_{OT} + R_{Я}} \omega.$$

С учетом, что $M = M_{КЗ} - \beta\alpha$, модуль жесткости характеристики замкнутой системы $\beta_{ЗАМ} = \frac{c^2}{k_{\Pi}k_{OT} + R_{Я}}$ и он меньше, чем для разомкнутой – $\beta_{С} = \frac{c^2}{R_{Я}}$. Это позволяет увеличить точность регулирования.

Механические характеристики при $M_{КЗ} = \text{const}$ имеют следующий вид (рис. 8.12):

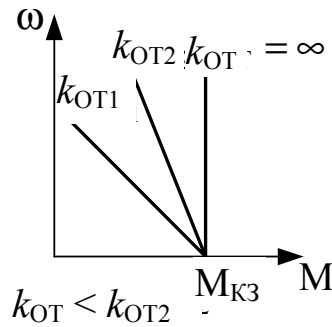


Рис. 8.12

Поскольку коэффициент передачи ОС величина конечная, то полностью исключить ошибку не удастся. Поэтому для компенсации возмущения применяется положительная ОС по скорости с коэффициентом передачи, а сигнал ОС по скорости:

$$u_{\text{ПС}} = k_{\text{ПС}} \alpha.$$

Уравнения, описывающие систему:

$$\left. \begin{aligned} k_{\text{П}} U_{\text{ЗТ}} - k_{\text{П}} k_{\text{ОТ}} i_{\text{Я}} + k_{\text{П}} k_{\text{ПС}} \omega &= (T_{\text{П}} p + 1) e_{\text{П}}; \\ e_{\text{П}} - c \omega &= R_{\text{Я}} (T_{\text{Я}} p + 1) i_{\text{Я}}; \\ M &= c i_{\text{Я}}. \end{aligned} \right\}$$

После решения получаем:

$$M = \frac{k_{\text{П}} c}{k_{\text{П}} k_{\text{ОТ}} + R_{\text{Я}} (T_{\text{П}} p + 1) (T_{\text{Я}} p + 1)} U_{\text{ЗТ}} - \frac{c^2 (T_{\text{П}} p + 1) - c k_{\text{П}} k_{\text{ПС}}}{k_{\text{П}} k_{\text{ОТ}} + R_{\text{Я}} (T_{\text{П}} p + 1) (T_{\text{Я}} p + 1)} \omega.$$

Статическая характеристика:

$$M = \frac{k_{\text{П}} c}{k_{\text{П}} k_{\text{ОТ}} + R_{\text{Я}}} U_{\text{ЗТ}} - \frac{c^2 - c k_{\text{П}} k_{\text{ПС}}}{k_{\text{П}} k_{\text{ОТ}} + R_{\text{Я}}} \omega.$$

Модуль жесткости системы ЭП:

$$\beta_{\text{ЗАМ.ПС}} = \frac{c^2 - c k_{\text{П}} k_{\text{ПС}}}{k_{\text{П}} k_{\text{ОТ}} + R_{\text{Я}}} = \beta_{\text{ЗАМ}} - \frac{c k_{\text{П}} k_{\text{ПС}}}{k_{\text{П}} k_{\text{ОТ}} + R_{\text{Я}}}.$$

Использование положительной ОС по скорости, т. е. применение компенсации возмущения, позволяет исключить ошибку регулятора

ния за счет получения абсолютно мягкой характеристики ($\beta_{\text{ЗАМ.ПС}} = 0$) при «граничном» значении коэффициента передачи, когда

$$c^2 - ck_{\text{П}}k_{\text{ПСгр}} = 0, \quad \text{а} \quad k_{\text{ПСгр}} = \frac{c}{k_{\text{П}}}.$$

Однако ухудшаются динамические показатели системы, и она может оказаться на границе статической устойчивости. Механические характеристики при $M_{\text{КЗ}} = \text{const}$ и $k_{\text{ОТ}} = \text{const}$ изображены на рис. 8.13.

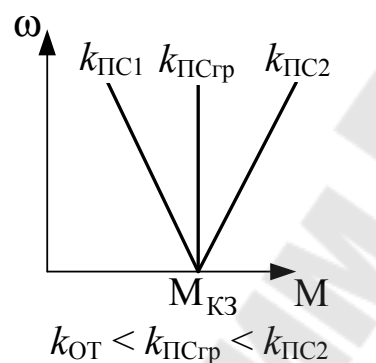


Рис. 8.13

Рассмотренная в первом варианте система может быть представлена как система автоматического регулирования с пропорциональным регулятором тока (момента), входящим в УП. Использование ПИ-регулятора позволит также получить систему с абсолютно мягкой характеристикой без значительного ухудшения динамических показателей.

8.4. Контрольные вопросы

1. В чем особенности реостатного регулирования момента ЭД?
2. Как реализуется автоматическое реостатное регулирование момента АД?
3. Как описываются процессы в роторной цепи при автоматическом регулировании момента АД?
4. Как в разомкнутой системе ЭП получить реостатное регулирование момента ДПТ без увеличения потерь мощности?
5. Как реализуется автоматическое регулирование момента и тока в системе УП–Д?

9. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ

9.1. Реостатное регулирование

Введение добавочного сопротивления в цепь якоря ДПТ или ротора АД позволяет регулировать не только ток и момент, но и скорость. Характеристики изображены на рис. 9.1.

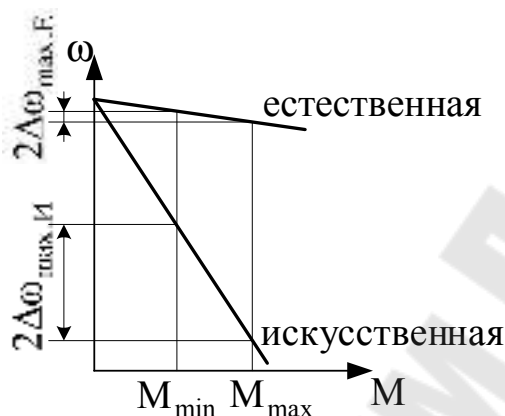


Рис. 9.1

С введением добавочного сопротивления $R_{\text{доб}}$ увеличиваются абсолютная и относительная погрешности.

Когда в процессе работы $M_c = \text{const}$ (подъемно-транспортные механизмы), то регулировать скорость можно до нуля. При требовании точного позиционирования необходимо перед остановкой снижать скорость до определенного значения. И если нагрузка изменяется, то при ступенчатом регулировании заданная точность не всегда может быть достигнута. Особенности способа:

- простота реализации и низкие капитальные затраты;
- малая точность и большие потери энергии;
- зависимость диапазона регулирования от нагрузки.

Применимость способа определяется также допустимой нагрузкой по нагреву при работе на искусственной характеристике. Если по конструкции двигателя коэффициент ухудшения условий охлаждения близок к 1, то допустимая нагрузка определяется номинальным током в силовой цепи во всем диапазоне регулирования. Например, для ДПТ получаем:

$$M_{\text{дл.доп.}} = k\Phi_H I_H = M_H = \text{const.}$$

Поэтому наиболее полное использование двигателя с реостатным регулированием происходит при постоянстве момента, т. е. для механизмов с $M_C = \text{const}$.

Реостатное регулирование обычно применяется в диапазоне $D_\alpha \leq 2-5$, а при точном позиционировании перед остановкой временно: $D_\alpha \leq 10$.

9.2. Регулирование ДПТ с шунтированием якоря

Для двигателей малой мощности иногда применяют следующую схему (рис. 9.2):

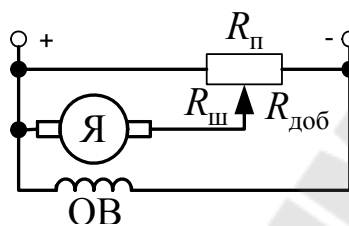


Рис. 9.2

При изменении положения движка потенциометра R_Π одновременно изменяются напряжение на якоре и вводимое в цепь якоря добавочное сопротивление. Обозначим отношение сопротивлений как $\alpha = \frac{R_\Pi}{R_\Pi + R_\text{доб}} = 1 - 0$. Тогда характеристики при различных коэффициентах (рис. 9.3):

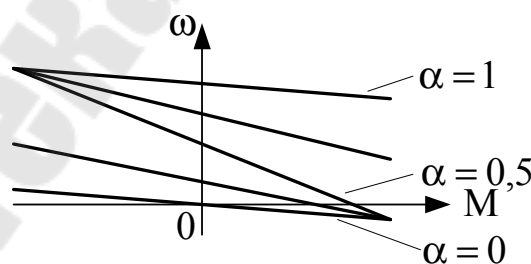


Рис. 9.3

При использовании в механизмах подъема ДПТ ПВ при спуске груза может применяться также шунтирование обмотки якоря для получения рекуперативного торможения. Схемы реализации и характеристики приведены на рис. 9.4 и 9.5.

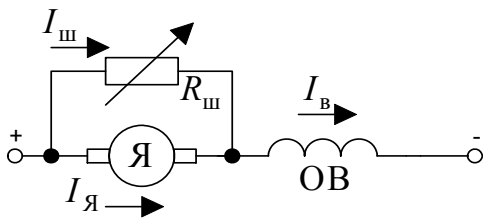


Рис. 9.4

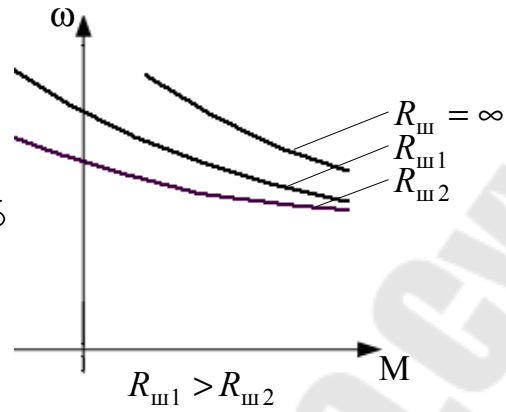


Рис. 9.5

9.3. Регулирование скорости в системе УП–Д

Для ДПТ основным способом регулирования скорости в разомкнутой системе УП–Д является изменение напряжения на якоре за счет ЭДС преобразователя:

$$\omega = \frac{E_{\Pi}}{c} - \frac{R_{\text{я}}}{c^2} M.$$

Модуль жесткости механических характеристик системы $\beta_{\text{С}} = \frac{c^2}{R_{\text{яд}} + R_{\text{П}}}$ имеет меньшее значение, чем модуль жесткости характеристики самого двигателя. Характеристики изображены на рис. 9.6.

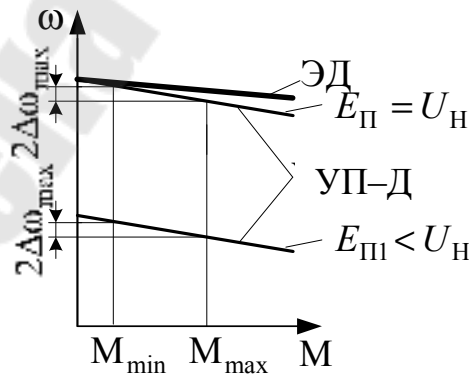


Рис. 9.6

При регулировании абсолютная погрешность $\Delta\alpha_{\max} = \text{const}$, но относительная погрешность $\frac{\Delta\alpha_{\max}}{\omega_{\text{ср}}}$ и статизм характеристик увеличиваются. Поэтому обычно $D_{\omega} \leq 10$.

Особенности способа:

- сложность УП и относительно высокие затраты;
- меньшая зависимость погрешности от диапазона, чем при реостатном регулировании;
- меньшая зависимость D_{ω} от нагрузки;
- малые потери энергии;
- при номинальном магнитном потоке и при коэффициенте ухудшения условий охлаждения, близким к 1, допустимая нагрузка по нагреву также определяется номинальным моментом во всем диапазоне регулирования.

9.4. Автоматическое регулирование скорости ДПТ в системе УП–Д

Для повышения статической точности и расширения диапазона регулирования систему замыкают отрицательной ОС по скорости. Упрощенная схема изображена на рис. 9.7.

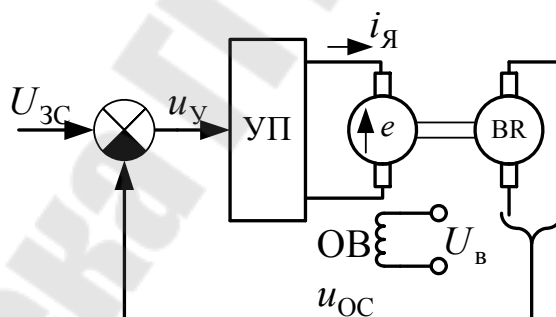


Рис. 9.7

Сигнал ОС по скорости:

$$u_{\text{ос}} = k_{\text{ос}} \cdot \alpha,$$

где $k_{\text{ос}} = \frac{\Delta U_{\text{ос}}}{\Delta \alpha}$.

Уравнения, описывающие систему:

$$\left. \begin{aligned} (U_{3C} - k_{OC}\omega) \cdot k_{\Pi} &= (T_{\Pi p} + 1)e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} &= c\omega + R_{Я}(T_{Яp} + 1)i_{Я}; \\ i_{Я} &= \frac{M}{c}. \end{aligned} \right\}$$

Решим относительно скорости, подставляя 2-е уравнение в 1-е:

$$k_{\Pi}U_{3C} - k_{\Pi}k_{OC}\alpha = c(T_{\Pi p} + 1)\alpha + R_{Я}(T_{\Pi p} + 1)(T_{Яp} + 1)i_{Я}.$$

Используем 3-е уравнение:

$$k_{\Pi}U_{3C} - k_{\Pi}k_{OC}\omega = c(T_{\Pi p} + 1)\omega + \frac{R_{Я}}{c}(T_{\Pi p} + 1)(T_{Яp} + 1)M.$$

Окончательно получаем уравнение:

$$\omega = \frac{k_{\Pi}}{c(T_{\Pi p} + 1) + k_{\Pi}k_{OC}}U_{3C} - \frac{R_{Я}(T_{\Pi p} + 1)(T_{Яp} + 1)}{c[(T_{\Pi p} + 1)c + k_{\Pi}k_{OC}]}M.$$

Тогда выражение для статической характеристики будет иметь вид:

$$\omega = \frac{k_{\Pi}}{c + k_{\Pi}k_{OC}}U_{3C} - \frac{R_{Я}}{c^2 + ck_{\Pi}k_{OC}}M.$$

Модуль жесткости характеристики замкнутой системы:

$$\beta_{3AM} = \frac{c^2 + ck_{\Pi}k_{OC}}{R_{Я}} = \beta_C \left(1 + \frac{k_{\Pi}k_{OC}}{c} \right) > \beta_C = \frac{c^2}{R_{Я}}.$$

При одинаковых значениях скорости идеального холостого хода для разомкнутой и замкнутой систем: ($\alpha_{0.РАЗ} = \alpha_{0.3AM}$) соотношение значений статизма характеристик:

$$S_{x.3AM} = \frac{S_{x.РАЗ}}{\left(1 + \frac{k_{\Pi}k_{OC}}{c} \right)}.$$

Механические характеристики при $\alpha_{0.РАЗ} = \alpha_{0.3AM}$ изображены на рис. 9.8.

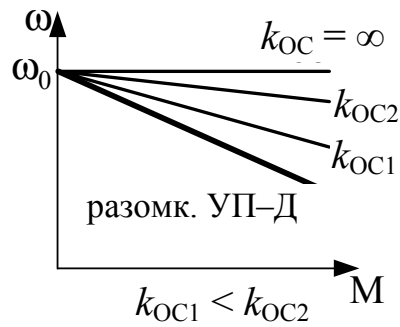


Рис. 9.8

Рассмотренную систему можно представить как система автоматического регулирования с пропорциональным регулятором скорости, входящим в УП. Использование ПИ-регулятора позволит также получить астатическую систему с абсолютно жесткой характеристикой.

9.5. Регулирование скорости ДПТ изменением магнитного потока

Данный способ применяется в разомкнутых ЭП при $U = U_H$. Электромеханическая и механическая характеристики описываются следующими уравнениями:

$$\omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{R_{я}}{k\Phi} I_{я}, \quad \omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{R_{я}}{(k\Phi)^2} M.$$

При $\Phi = \Phi_H$ магнитная система практически находится в насыщении и для сохранения допустимого теплового режима регулирование осуществляется за счет уменьшения тока возбуждения. Характеристики представлены на рис. 9.9.

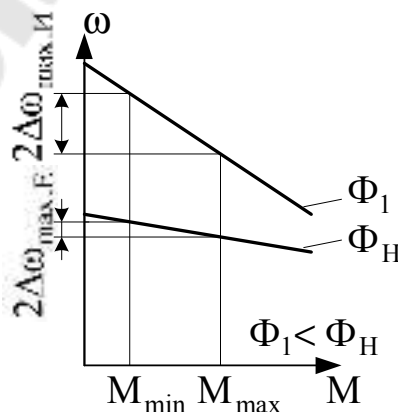


Рис. 9.9

Несмотря на уменьшение жесткости характеристик, точность остается достаточно высокой. Увеличение скорости ограничивается механической прочностью и ухудшением условий коммутации тока якоря на коллекторе из-за уменьшения магнитного потока. Для ЭД нормального исполнения диапазон регулирования $D_\omega \leq 1,25-2,5$.

С уменьшением магнитного потока постоянные потери мощности практически не изменяются, а допустимая нагрузка по нагреву определяется переменными потерями: $\Delta p_v = I_H^2 R_{яд} = \text{const}$. При этом $M_{\text{дл.доп}} = k\Phi I_H$ уменьшается и при увеличении скорости можно считать, что $P_{\text{дл.доп}} = M_{\text{дл.доп}} \cdot \alpha = \text{const}$.

С учетом особенностей ранее рассмотренных способов можно построить диаграмму регулирования, состоящую из 2-х зон. В I зоне регулирование производится при постоянстве момента ($M = \text{const}$), а во II – при постоянстве мощности ($P = \text{const}$). Вид диаграммы изображен на рис. 9.10.

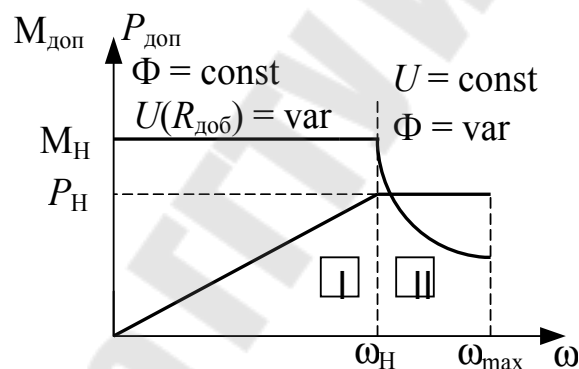


Рис. 9.10

В замкнутых ЭП переход во вторую зону по требованию технологического процесса может происходить при скорости $\omega < \omega_H$.

9.6. Система, работающая в режиме пуска, торможения и реверса

Для ряда рабочих машин предъявляются требования, противоречивые с точки зрения ЭП, т. е. высокая точность регулирования скорости в широком диапазоне, высокое быстродействие и хорошее качество переходных процессов, что не всегда может быть достигнуто в системах подчиненного регулирования. Для обеспечения требований переходят к системам с перестраиваемой структурой регулирова-

ния в зависимости от режима или от значения переменных. Один из видов реализации – система с задержанными ОС или так называемая система с обратными связями с отсечками. Упрощенная схема имеет следующий вид (рис. 9.11):

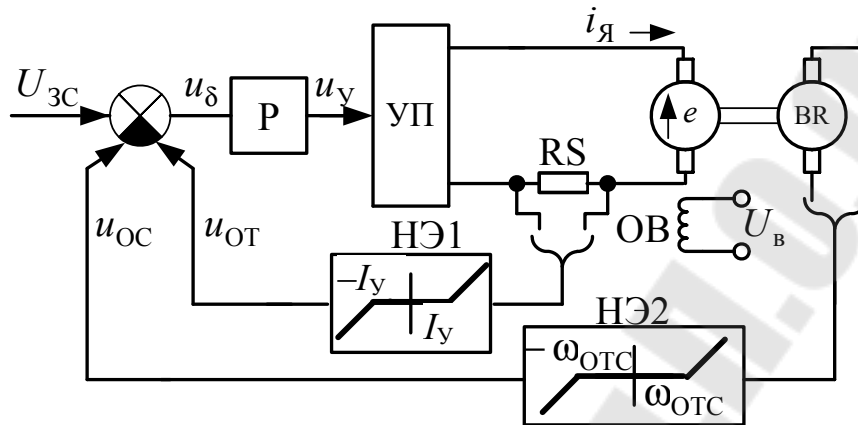


Рис. 9.11

НЭ1 и НЭ2 – нелинейные элементы, выполняющие функции узлов отсечек. Они выключают или включают обратные связи при пороговых значениях переменных: I_y – токи установки; ω_{OTC} – скорости отсечки.

Уравнения, описывающие обратные связи:

$$u_{OT} = \begin{cases} 0 & \text{при } i_{я} \leq I_y \quad (k_{OT} = 0); \\ k_{OT}(i_{я} - I_y) & \text{при } i_{я} > I_y; \end{cases}$$

$$u_{OC} = \begin{cases} 0 & \text{при } \omega \leq \omega_{OTC} \quad (k_{OC} = 0); \\ k_{OC}(\omega - \omega_{OTC}) & \text{при } \omega > \omega_{OTC} \quad (k_{OC} \neq 0). \end{cases} \quad (9.1)$$

P – пропорциональный регулятор с коэффициентом усиления:

$$k_P = \Delta U_y / \Delta U_\delta,$$

где u_δ – сигнал ошибки системы.

При этом коэффициент передачи прямого канала воздействия:

$$k_O = k_P k_{\Pi}.$$

Уравнения, описывающие систему ЭП без учета инерционности преобразователя и при включенных ОС:

$$\left. \begin{aligned} k_O[U_{3C} - k_{OT}(i_{Я} - I_Y) - k_{OC}(\omega - \omega_{OTC})] &= e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} &= c\omega + R_{Я} \left(T_{Я} \frac{di_{Я}}{dt} + i_{Я} \right); \\ i_{Я} &= I_C + \frac{J}{c} \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (9.2)$$

Решим (9.2) относительно скорости. Обозначим произведения:

$$k_T = k_O k_{OT} \quad \text{и} \quad k_C = k_O k_{OC}.$$

Теперь

$$k_O U_{3C} + k_T I_Y + k_C \omega_{OTC} - k_T i_{Я} - k_C \omega = c\omega + R_{Я} \left(T_{Я} \frac{di_{Я}}{dt} + i_{Я} \right).$$

Подставляем 3-е уравнение:

$$\begin{aligned} k_O U_{3C} + k_T I_Y + k_C \omega_{OTC} - k_T I_C - \frac{k_T J}{c} \frac{d\alpha}{dt} - k_C \omega &= \\ &= c\omega + \frac{T_{Я} R_{Я} J}{c} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + R_{Я} I_C + \frac{R_{Я} J}{c} \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned}$$

Сгруппируем слагаемые с учетом, что $T_M = \frac{J R_{Я}}{c^2}$ и $I_C = \text{const}$:

$$\begin{aligned} c \left[T_M T_{Я} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_M \left(1 + \frac{k_T}{R_{Я}} \right) \frac{d\omega}{dt} + \left(1 + \frac{k_C}{c} \right) \omega \right] &= \\ &= (k_O U_{3C} + k_T I_Y + k_C \omega_{OTC}) - (R_{Я} + k_T) I_C. \end{aligned}$$

Дифференциальное уравнение для скорости:

$$\begin{aligned} \frac{T_M T_{Я}}{\left(1 + \frac{k_C}{c} \right)} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \left(1 + \frac{k_T}{c} \right) \frac{T_M}{\left(1 + \frac{k_C}{c} \right)} \frac{d\omega}{dt} + \omega &= \left(\frac{k_O U_{3C} + k_T I_Y + k_C \omega_{OTC}}{c + k_C} \right) - \\ &= \frac{(R_{Я} + k_T) I_C}{c + k_C}. \end{aligned} \quad (9.3)$$

Динамическая электромеханическая характеристика системы в операторной форме:

$$\omega = \frac{(k_O U_{3C} + k_T I_Y + k_C \alpha_{OTC}) - [k_T + R_Y (T_Y p + 1)] I_C}{c \left[T_M T_Y p^2 + T_M \left(1 + \frac{k_T}{R_Y} \right) p + \left(1 + \frac{k_C}{c} \right) \right]}. \quad (9.4)$$

Статическая электромеханическая характеристика:

$$\omega = \frac{k_O U_{3C} + k_T I_Y + k_C \alpha_{OTC}}{c + k_C} - \frac{k_T + R_Y}{c + k_C} I_Y. \quad (9.5)$$

Вид статических характеристик при различных значениях сигнала задания U_{3C} (рис. 9.12):

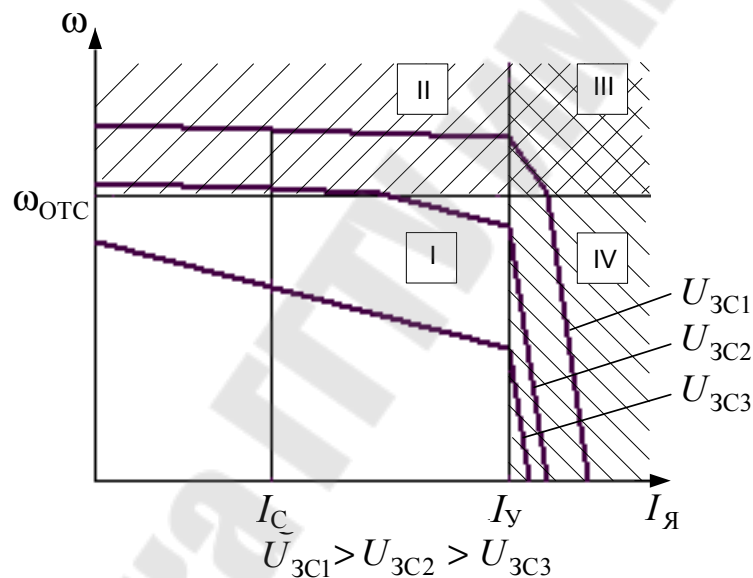


Рис. 9.12

Рассмотрим по областям:

I – $\alpha \leq \alpha_{OTC}$ и $I_Y \leq I_Y$, $k_{OC} = 0$ и $k_{OT} = 0$, при этом обратные связи отключены и система разомкнута.

II – $\alpha > \alpha_{OTC}$, $I_Y \leq I_Y$ – включена только обратная связь по скорости: $k_{OC} \neq 0$.

III – $\alpha > \alpha_{OTC}$, $I_Y > I_Y$ – включены обе обратные связи: $k_{OC} \neq 0$, $k_{OT} \neq 0$.

IV – $\alpha \leq \alpha_{OTC}$, $I_Y > I_Y$ – включена только обратная связь по току $k_{OT} \neq 0$.

Построение статической характеристики при определенном сигнале задания производится по (9.5) с учетом значений k_T и k_C в зависимости от зоны, в которой располагается участок характеристики.

9.7. Анализ динамики систем с переменной структурой

Анализ динамики подобных систем производится по участкам аппроксимации при контроле за значениями переменных с приспособиванием результатов. Рассмотрим на примере процесса пуска системы, приведенной в разделе 9.6 при максимальном значении сигнала задания $U_{3C} = U_{3C1}$. Процесс пуска будет иметь ряд этапов, определяемых нагрузкой и пороговыми значениями НЭ.

Этап 1. $i_{я} \leq I_C$. Якорь неподвижен и протекает только электромагнитный переходной процесс. Система описывается уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} k_O U_{3C} &= e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} &= R_{я} \left(T_{я} \frac{di_{я}}{dt} + 1 \right) \end{aligned} \right\}$$

Начальное значение $i_{я}(0) = 0$. Этап закончится по выполнению условия $i_{я} = I_C$.

Этап 2. $I_C < i_{я} \leq I_Y$, $\alpha < \alpha_{отс}$. На данном этапе обратные связи отключены и $k_{от} = 0$, $k_{ос} = 0$. Система разомкнута и (9.2) преобразуется к виду:

$$\left. \begin{aligned} k_O U_{3C} &= e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} &= c\omega + R_{я} \left(T_{я} \frac{di_{я}}{dt} + 1 \right); \\ i &= I_C + \frac{J}{c} \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (9.6)$$

Решая (9.6) относительно скорости и тока, получают дифференциальные уравнения и их аналитические решения. Начальные условия $i_{я}(0) = I_C$ и $\alpha(0) = 0$. Начальные значения производных $\frac{di_{я}}{dt}(0)$, $\frac{d\alpha}{dt}(0)$ получают по (9.6).

Процесс на данном этапе закончится, когда ток якоря станет равным $i_{\text{я}} = I_{\text{у}}$, а скорость достигнет значения $\alpha_{\text{к2}}$.

Этап 3. $i_{\text{я}} > I_{\text{у}}$, $\alpha \leq \alpha_{\text{отс}}$. Действует только обратная связь по току: $k_{\text{от}} \neq 0$, $k_{\text{ос}} = 0$. Уравнения, описывающие систему:

$$\left. \begin{aligned} k_{\text{о}}[U_{\text{зс}} - k_{\text{от}}(i_{\text{я}} - I_{\text{у}})] &= e_{\text{п}}; \\ e_{\text{п}} &= c\omega + R_{\text{я}} \left(T_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + i_{\text{я}} \right); \\ i_{\text{я}} &= I_{\text{с}} + \frac{J}{c} \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (9.7)$$

Из (9.7) получают дифференциальные уравнения и аналитические решения для данного этапа. Начальные условия: $i_{\text{я}}(0) = I_{\text{у}}$ и $\alpha(0) = \alpha_{\text{к2}}$. Начальные значения производных, как и на предыдущем этапе, получают с помощью исходных уравнений (9.7).

Этап заканчивается по достижению скорости значения $\alpha = \alpha_{\text{отс}}$. Конечное значение тока $I_{\text{я}} = I_{\text{к3}}$.

Этап 4. $i_{\text{я}} > I_{\text{у}}$, $\alpha > \alpha_{\text{отс}}$. Действуют обе обратные связи, и система описывается (9.2). Также находятся дифференциальные уравнения и их решения. Начальные условия $i_{\text{я}}(0) = I_{\text{к3}}$, $\alpha(0) = \alpha_{\text{отс}}$. Окончание процесса на этапе, когда ток достигает значения $i_{\text{я}} = I_{\text{у}}$. Скорость при этом $\alpha = \alpha_{\text{к4}}$.

Этап 5. $i_{\text{я}} \leq I_{\text{у}}$, $\alpha > \alpha_{\text{отс}}$. Обратная связь по току отключена и $k_{\text{от}} = 0$, $k_{\text{ос}} \neq 0$. Уравнения, описывающие систему:

$$\left. \begin{aligned} k_{\text{о}}[U_{\text{зс}} - k_{\text{ос}}(\omega - \omega_{\text{отс}})] &= e_{\text{п}}; \\ e_{\text{п}} &= c\omega + R_{\text{я}} \left(T_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + i_{\text{я}} \right); \\ i_{\text{я}} &= I_{\text{с}} + \frac{J}{c} \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (9.8)$$

Начальные значения для получения аналитических решений $i_{\text{я}}(0) = I_{\text{у}}$, $\alpha(0) = \alpha_{\text{к4}}$. Диаграммы переходного процесса пуска

$i_{\text{я}}(t)$, $\alpha(t)$ и механические характеристики (1 – статическая, 2 – динамическая) изображены на рис. 9.13 и 9.14.

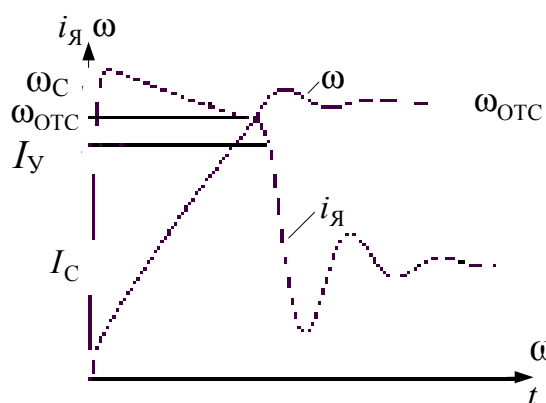


Рис. 9.13

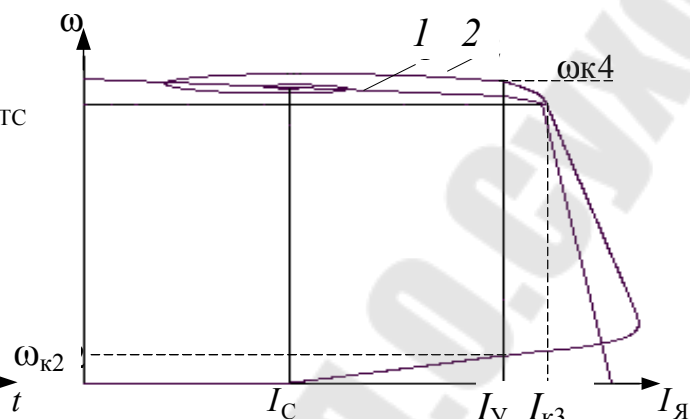


Рис. 9.14

При уменьшении сигнала задания статическая характеристика может проходить через II, I и IV области, а количество этапов быть как меньшим, так и большим в зависимости от соотношения параметров системы.

9.8. Параметрические способы регулирования скорости АД

Подобные способы реализуются за счет изменения любого из параметров, входящих в выражение механической характеристики. Кроме них возможны и другие, использующие особенности конструкции АДФР, а также принцип наложения характеристик.

С точки зрения энергетики все способы регулирования делятся на 3 группы.

В первую группу входят способы, при которых скорость и скольжение изменяются в широких пределах, а потери энергии, пропорциональные скольжению, выделяются в виде теплоты в элементах роторной цепи.

Во вторую группу входят способы, при которых скорость изменяется в широких пределах, но абсолютное скольжение не превышает критическое значение для естественной характеристики ($s_a < s_K$).

К третьей группе относятся способы, при которых скорость и скольжение изменяются в широких пределах, но потери незначительно превышают потери 2-й группы.

В первую группу входят: реостатное регулирование, регулирование изменением напряжения на статоре, принцип наложения характеристик как в одно-, так и в многодвигательных ЭП.

Вторую группу составляют частотное регулирование и регулирование изменением числа пар полюсов.

Способы третьей группы используют особенности конструкции АДФР: за счет введения добавочной ЭДС в цепь ротора избыточная мощность, пропорциональная скольжению, преобразуется и передается в сеть или на вал (каскадные схемы включения АД).

На практике наиболее распространены: реостатное регулирование, изменение числа пар полюсов, частотное регулирование и изменение напряжения. Достаточно часто для расширения диапазона применяют комбинацию из двух способов (частотное регулирования с изменением числа пар полюсов, изменение напряжения при введенном добавочного сопротивления в цепь ротора).

9.9. Особенности реализации способов регулирования скорости АД

Для разомкнутых ЭП применяют реостатное регулирование, изменение числа пар полюсов, частотное регулирование, изменение напряжения на обмотке статора.

Автоматическое реостатное регулирование может быть реализовано с плавным изменением сопротивления при импульсном управлении в цепи выпрямленного тока статора или ротора.

Первый вариант используется для подрегулировки скорости на несколько процентов (например, в групповом ЭП конвейеров с целью выравнивания нагрузки приводных станций). Применение в системе управления ОС по току с отсечкой позволяет обеспечить плавный пуск конвейера. Упрощенная схема силовой части ЭП изображена на рис. 9.15.

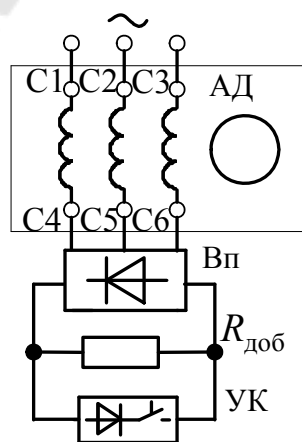


Рис. 9.15

При широком диапазоне регулирования и жестких характеристиках применяется автоматическое реостатное регулирование с управлением сопротивлением в цепи выпрямленного тока ротора. При отсутствии тахогенератора используется отрицательная обратная связь по ЭДС ротора. Регулирование момента и ускорения в переходных процессах реализуется с помощью отрицательной обратной связи по току ротора.

Регулирование изменением напряжения на обмотке статора U_1 в разомкнутом ЭП производится до критической скорости $\alpha_K = \alpha_0(1 - s_K)$. Использование отрицательной ОС по скорости позволяет расширить диапазон, но допустимая нагрузка резко уменьшается. Статические характеристики АД (1) при крайних значениях сигнала задания скорости и замкнутой системы (2) имеют следующий вид (рис. 9.16):

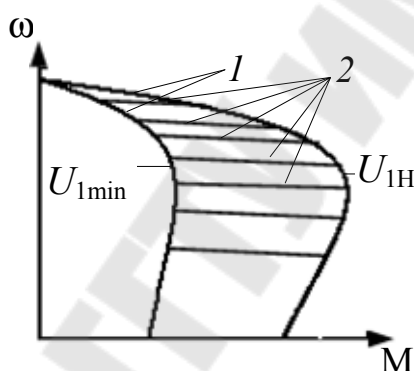


Рис. 9.16

Со снижением напряжения уменьшается магнитный поток и для получения требуемого момента ток ротора возрастает. Поэтому снижение скорости ниже критического значения допустимо лишь кратковременно. Такие системы достаточно эффективны для машин центробежного типа, у которых M_C пропорционален квадрату скорости.

Добавляя САУ отрицательной обратной связью по току с отсечкой, можно обеспечить при пуске и торможении ограничение токов, потерь, ускорения или рывка, что необходимо в подъемно-транспортных машинах.

Для получения низких скоростей при позиционировании, когда диапазон достигает $D_\alpha \leq 100$, можно использовать НПЧ, которые осуществляют частотное регулирование при малых частотах. Расширение диапазона производят за счет двухскоростных ЭД.

9.10. Автоматическое реостатное регулирование скорости АД

При широком диапазоне регулирования применяется управление сопротивлением в цепи выпрямленного тока ротора. Для получения жестких характеристик используют отрицательную ОС по скорости или, при отсутствии ТГ, отрицательную ОС по ЭДС ротора. Регулирование момента и ускорения при пуске и торможении обеспечивается отрицательной ОС по току ротора. Схема изображена на рис. 9.17, где Др – сглаживающий дроссель; УК – управляемый ключ; РС – регулятор скорости.

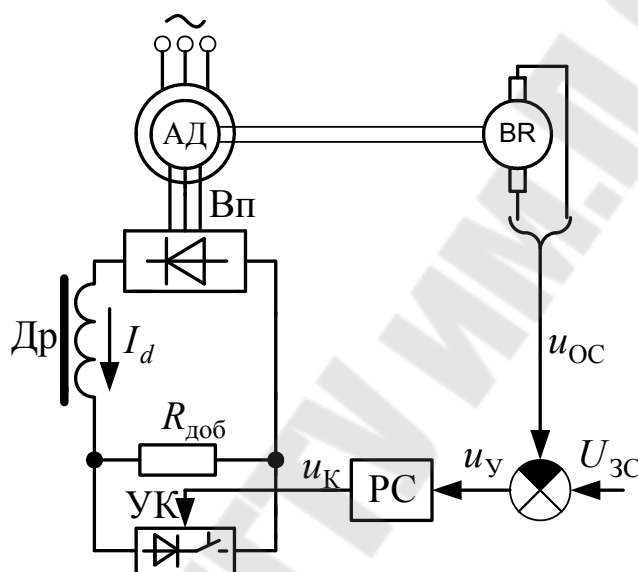


Рис. 9.17

Если пренебречь сопротивлением дросселя, то эквивалентное сопротивление, вводимое в цепь ротора R_{Σ} для схемы замещения АД, составляет половину сопротивления цепи постоянного тока. В качестве РС используется ШИМ, который совместно с УК составляет широтно-импульсный преобразователь (ШИП) сопротивления.

Работа ключа характеризуется скважностью замкнутого состояния:

$$\gamma = \frac{t_{\text{зам}}}{T_{\text{к}}} = 0-1,$$

где $T_{\text{к}}$ – период коммутации УК; $t_{\text{зам}}$ – время замкнутого состояния ключа.

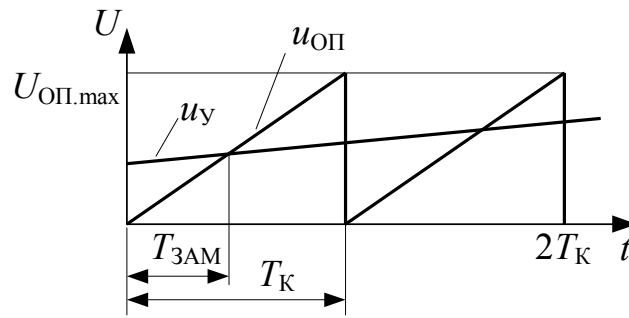


Рис. 9.18

Используя в качестве модулирующего, опорного, сигнала в ШИМ линейное напряжение, можно записать:

$$t_{\text{зам}} = \frac{T_K u_y}{U_{\text{ОП max}}}, \quad \gamma = \frac{u_y}{U_{\text{ОП max}}} = \frac{1}{U_{\text{ОП max}}} (U_{\text{ЗС}} - k_{\text{ОС}} \omega).$$

Теперь вводимое в цепь ротора сопротивление:

$$R_{\text{Э}} = 0,5(1 - \gamma)R_{\text{доб}} = 0,5 \left(1 - \frac{U_{\text{ЗС}}}{U_{\text{ОП max}}} + \frac{k_{\text{ОС}}}{U_{\text{ОП max}}} \omega \right) R_{\text{доб}}. \quad (9.9)$$

Приняв, что АД работает на линейном участке искусственных механических характеристик с модулем жесткости $\beta_{\text{И}} = \frac{2M_{\text{К}}}{\omega_0 s_{\text{КИ}}}$, то

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta} = \omega_0 - \frac{M \alpha_0}{2M_{\text{К}}} s_{\text{КИ}}. \quad (9.10)$$

Зависимость критического скольжения искусственных характеристик $s_{\text{КИ}}$ от сопротивления роторной цепи:

$$\frac{s_{\text{КИ}}}{R_{\text{Э}} + R_2} = \frac{s_{\text{КЕ}}}{R_2} \quad \text{или} \quad s_{\text{КИ}} = s_{\text{КЕ}} \left(1 + \frac{R_{\text{Э}}}{R_2} \right), \quad (9.11)$$

где $s_{\text{КЕ}}$ – критическое скольжение естественной характеристики.

Теперь решая совместно (9.9), (9.10) и (9.11), можно получить уравнение механической характеристики. Однако использовать его для определения $k_{\text{ОС}}$ весьма затруднительно, т. к. в него входит нелинейность типа $M \times \alpha$. Поэтому определение коэффициентов передачи

обратной связи и промежуточного усилителя на входе ШИМ обычно проводят графическим методом (рис. 9.19).

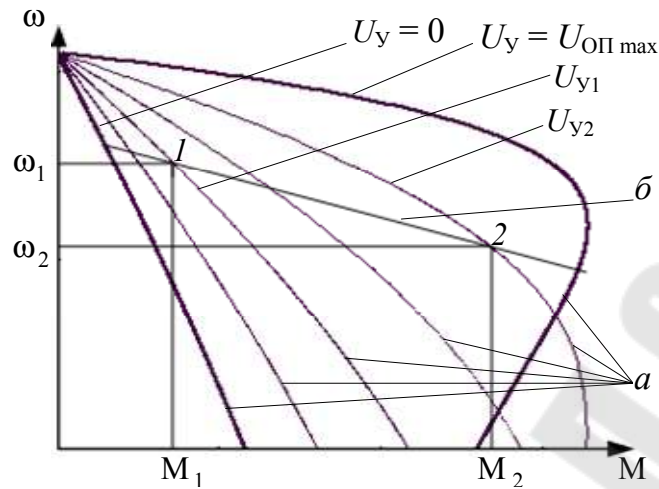


Рис. 9.19

1. Строятся характеристики АД в разомкнутой системе при разных значениях U_y (на графике это характеристики a).

2. По требуемой точности регулирования (статизму) строят характеристику замкнутого ЭП ($б$).

3. Исходя из данных, полученных для двух точек пересечения характеристик АД и системы, например точек 1 и 2, на основании (9.10) составляют систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_{y1} &= U_{3C1} - k_{OC} \alpha_1 \quad \text{при } \gamma_1; \\ U_{y2} &= U_{3C1} - k_{OC} \omega_2 \quad \text{при } \gamma_2, \end{aligned} \right\}$$

по которой и определяют U_{3C} и k_{OC} .

Для исключения тахогенератора можно сформировать сигнал обратной связи по ЭДС ротора (положительная связь по току ротора и отрицательная по напряжению).

9.11. Законы частотного регулирования

1. **Закон М. П. Костенко.** Он получен без учета падения напряжения на обмотке статоре и возможного насыщения магнитной цепи:

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \sqrt{\frac{M}{M_H}}$$

или в относительных единицах:

$$\gamma = v\sqrt{\mu}.$$

Условие работы в подобном режиме М. П. Костенко формулирует следующим образом: если сконструирован двигатель для номинальных значений напряжения $U_{1Н}$ и частоты $f_{1Н}$ с номинальным моментом $M_{Н}$, а затем при каком-то текущем моменте M изменить напряжение и частоту при выполнении указанного условия, то он будет работать с примерно постоянными коэффициентом мощности ($\cos \phi$), перегрузочной способности (λ) и скольжения (s_a), а его КПД будет зависеть от частоты (v) и практически не будет зависеть от момента, если насыщение магнитной цепи невелико. Диапазон регулирования скорости при таком законе ограничен с одной стороны увеличением соотношения γ/v , что приводит к насыщению магнитной системы, с другой стороны, – значением статического момента.

2. **Номинальный закон.** Этот закон предусматривает пропорциональное изменение напряжения и частоты: $\frac{U_1}{f_1} = \text{const}$. При

уменьшении v от 1 до 0,5 критический момент изменяется незначительно, а при дальнейшем уменьшении характеристики резко ухудшаются. Это происходит из-за уменьшения магнитного потока, вследствие падения напряжения на обмотке статора. Для исключения данного недостатка используют IR - или IZ -компенсацию (последующие законы).

3. **Закон постоянства полного потока $\psi_1 = \text{const}$.** При этом законе компенсируется падение напряжения на активном сопротивлении статора (метод IR -компенсации). Схема замещения фазы двигателя (рис. 9.20).

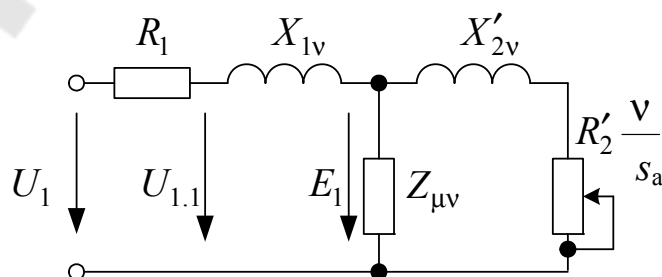


Рис. 9.20

В соответствии со схемой закон можно записать:

$$\frac{U_{1,1}}{f_1} = \text{const}.$$

Недостатком этого способа является уменьшение рабочего потока в воздушном зазоре при увеличении нагрузки за счет увеличения падения напряжения на индуктивном сопротивлении X_1 , которое учитывает поток рассеяния обмотки статора.

4. **Закон постоянства рабочего потока:** $\Psi_\mu = \text{const}$ (метод I_Z -компенсации). Если представить $\bar{E}_1 = \bar{U}_1 - \bar{I}_1 Z_1$, то получим, что

$$\frac{E_1}{f_1} = \text{const}.$$

Имея сигнал ОС по ЭДС статора, можно реализовать частотный ЭП без функциональных преобразователей

Недостатком способа является увеличение напряжения на статоре с ростом нагрузки.

5. **Закон постоянства абсолютного скольжения:** $s_a = \text{const}$. Если регулировать напряжение U_1 , чтобы при любой частоте f_1 абсолютное скольжение оставалось неизменным, то режим работы АД близок к режиму при законе М. П. Костенко. Причем проще измерять абсолютное скольжение, чем момент. Абсолютное скольжение определяется как $s_a = \frac{\omega_{0И} - \omega_{И}}{\omega_{0Н}} = v - \frac{\alpha_{И}}{\omega_{0Н}}$, т. е. требуются сигналы управления частотой и ОС по скорости. Если учесть, что частота тока ротора $f_2 = \frac{p_d}{2\pi} (\omega_{0И} - \omega_{И})$, то закон можно сформулировать и так:

$$f_2 = \text{const}.$$

Характеристики при разных законах для одинаковой частоты $f_1 < f_{1Н}$ (рис. 9.21):

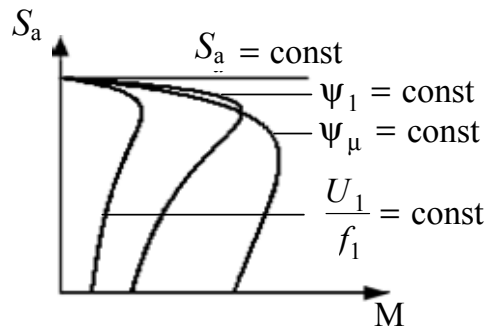


Рис. 9.21

6. Управление частотой при номинальном напряжении $U_{1н}$.

Он применяется для расширения диапазона регулирования скорости вверх от естественной характеристики. Критический момент уменьшается обратно пропорционально квадрату частоты. Для улучшения характеристик может использоваться закон $\gamma = \sqrt{v}$, т. е. $\frac{U_1^2}{f_1} = \text{const}$.

Допустимый по нагреву момент уменьшается, но и будет уменьшаться допустимая мощность из-за падения напряжения на обмотке статора. Если это компенсировать, то можно получить регулирование при постоянстве мощности, аналогично 2-й зоне для ЭП постоянного тока. Но требуется завышение мощности преобразователя, поскольку его выходное напряжение должно быть больше номинального значения.

9.12. Особенности построения частотных ЭП

Они вызваны, во-первых, отсутствием отдельного канала управления магнитным потоком и, во-вторых, трудностью или невозможностью измерять отдельные координаты АД. Поэтому для управления потоком и моментом используют положительные ОС для компенсации различных возмущений и косвенные методы измерения. Возможны следующие ситуации:

А. К переходным процессам пуска, торможения и реверса не предъявляются высокие требования к динамическим показателям. В этом случае канал регулирования потоком реализуется по отклонению в 2-х вариантах:

1. Непосредственно измеряют магнитный поток в воздушном зазоре АД с помощью датчика Холла.
2. Используют косвенное измерение потока с решением векторного уравнения электрического равновесия для статора в осях ХУ:

$$\bar{u}_1 = R_1 \bar{i}_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{0эл} \bar{\Psi}_1.$$

С учетом, что $\bar{\Psi}_1 = (L_1 - L_{12})\bar{i}_1 + L_{12}\bar{i}_\mu$, имеем:

$$\bar{u}_1 = \bar{i}_1 [R_1 + j\omega_{0эл} (L_1 - L_{12})] + (L_1 - L_{12}) \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_{12} \frac{d\bar{i}_\mu}{dt} + j\omega_{0эл} L_{12} \bar{i}_\mu. \quad (9.12)$$

Приведенное уравнение электрического равновесия для статора (9.12) показывает взаимосвязь между током намагничивания \bar{i}_μ или рабочим потоком и напряжением и током статора. Решение данного уравнения в динамике затруднено из-за несимметрии напряжения и токов по фазам и произведения переменных. Поэтому приближенно считают, что при работе системы автоматического регулирования, поток и ток намагничивания неизменны, а производная по току намагничивания равна 0 ($\Phi, \bar{i}_\mu = \text{const}; \frac{d\bar{i}_\mu}{dt} = 0$). Теперь, измеряя напряжение и токи 2-х фаз вычислительное устройство (наблюдатель) рассчитывает амплитуду и фазу \bar{i}_μ (или рабочего потока) для формирования сигнала ОС по потоку в канал управления моментом, в котором формируются управляющие воздействия для напряжения или тока статора.

Б. К ЭП предъявляются жесткие требования по переходным процессам. Для их выполнения контур регулирования скорости должен содержать подчиненный контур регулирования момента. В простейшем варианте может быть использована компенсационная система с положительной ОС по скорости при частотно-товым регулировании АД. Упрощенная схема изображена на рис. 9.22.

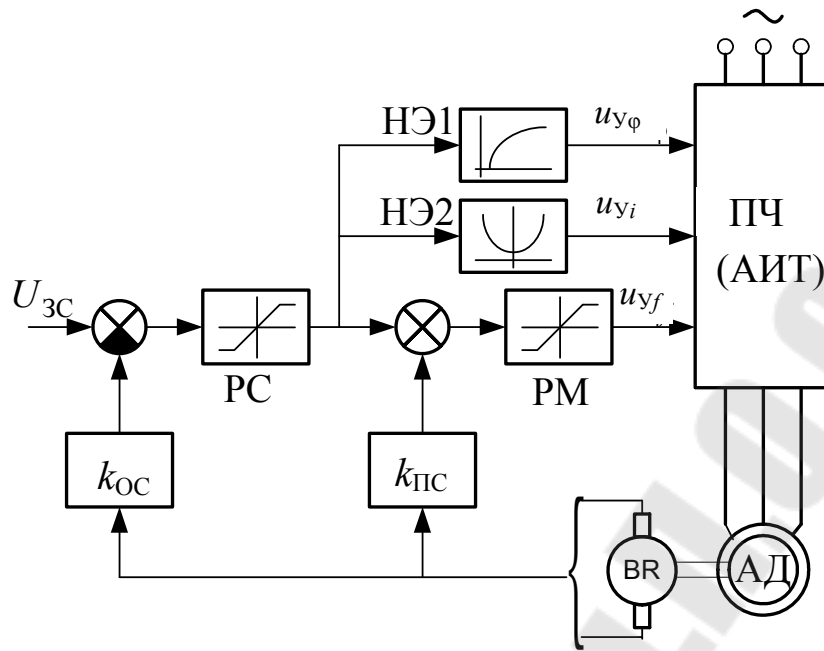


Рис. 9.22

Здесь: $k_{\text{ПС}}$, $k_{\text{ОС}}$ – коэффициенты передачи соответственно положительной и отрицательной связей по скорости; $u_{y\phi}$, u_{yi} – напряжения управления фазой и током для поддержания $\bar{\psi}_2 = \text{const}$; u_{yf} – напряжения управления частотой; РМ – регулятор момента; НЭ1 – нелинейный элемент, который реализует зависимость фазы тока от абсолютной скольжения:

$$\varphi_1(s_a) = \text{arctg} \frac{i_{1Y}}{i_{1X}} = \text{arctg} \frac{L_2 \alpha_{0\text{эл.Н}} \cdot s_a}{R_2'};$$

НЭ2 – для реализации зависимости амплитуды тока статора от абсолютного скольжения:

$$I_{1m}(s_a) = \frac{\Psi_2}{L_{12}} \sqrt{1 + \left(\frac{L_2' \omega_{0\text{эл.Н}} \cdot s_a}{R_2'} \right)^2}.$$

И когда $\bar{\psi}_2 = \text{const}$, то вектор тока $\bar{i}_1 = I_{1m} \cdot e^{j(\alpha_{0\text{эл}} t + \varphi_1)}$.

При таком управлении магнитный поток в зазоре постоянный ($\Phi_\mu = \text{const}$) и можно воспользоваться линеаризованной механической характеристикой:

$$M(T_\Delta p + 1) = \beta(\alpha_0 - \alpha).$$

При питании от источника напряжения электромагнитная постоянная АД находится, как $T_{\Theta} = \frac{L_{1\sigma} + L'_{2\sigma}}{R'_2}$ и может принимать значение 6–60 мс, то при питании от источника тока определяется: $T_{\Theta} = \frac{L_{12} + L'_{2\sigma}}{R'_2}$ и будет на порядок больше.

Канал управления частоты в контуре регулирования момента описывается уравнением

$$\alpha_0 = k_{PM} k'_{yf} (u_{3M} + k_{PC} \alpha),$$

где k_{PM} – коэффициент усиления регулятора момента.

Теперь линеаризованная механическая характеристика может быть представлена как

$$M(T_{\Theta} p + 1) = \beta_C k_{PM} k'_{yf} u_{3M} - (1 - k_{PM} k'_{yf} k_{PC}) \beta_C \alpha.$$

Для получения абсолютно мягких характеристик необходимо, чтобы ОС по скорости имела критическое значение $k_{KM} k_{PCcr} = 1/k'_{yf}$. В этом случае момент двигателя будет определяться, как

$$M = \frac{k_{PM} k'_{yf}}{(T_{\Theta} p + 1)} u_{3M} = \frac{k_M}{(T_{\Theta} p + 1)} u_{3M},$$

а коэффициент передачи контура момента в контуре регулирования скорости:

$$k_M = \beta_C k_{PM} k'_{yf}.$$

Теперь структурная схема контура регулирования скорости будет выглядеть следующим образом (рис. 9.23):

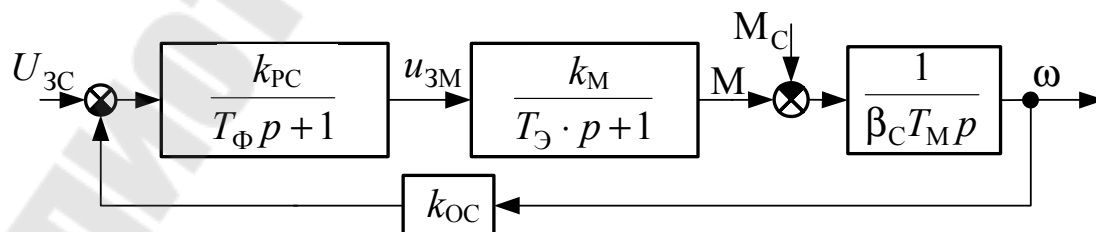


Рис. 9.23

В ПФ регулятора скорости учтена малая постоянная времени фильтра T_Φ цепи отрицательной ОС по скорости.

В соответствии со схемой операторное уравнение механической характеристики запишется:

$$M(T_\Theta p + 1)(T_\Phi p + 1) = k_{PC} k_M U_{3C} - k_{PC} k_M k_{OC} \omega.$$

Уравнение статической характеристики:

$$\omega = \frac{U_{3C}}{k_{OC}} - \frac{M}{k_{PC} k_M k_{OC}}.$$

Модуль жесткости механической характеристики замкнутой системы:

$$\beta_{ЗАМ} = k_{PC} k_M k_{OC}.$$

Значение модуля жесткости должно быть ограничено из-за динамических показателей. Если отнести T_Θ и T_Φ к малой постоянной времени T_μ и оптимизировать контур на оптимум по модулю, то регулятор скорости будет иметь коэффициент усиления:

$$k_{PC} = \frac{\beta_C T_\mu}{2T_\mu k_M k_{OC}},$$

а механические характеристики будут иметь следующий вид (рис. 9.24):

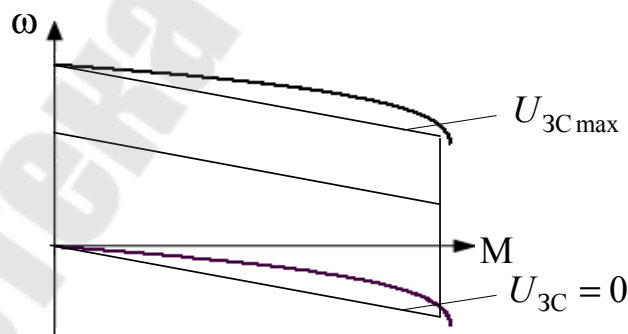


Рис. 9.24

Для ЭП малой и средней мощности T_μ принимает достаточно малое значение и в результате характеристики получаются мягкими. Поэтому для повышения точности используют настройку на симметричный оптимум.

Компенсация возмущения не дает достаточно высокую точность из-за изменения параметров двигателя при колебаниях нагрузки или напряжения сети. Поэтому при жестких требованиях используют как компенсацию возмущения, так и регулирование по отклонению.

9.13. Каскадные схемы регулирования скорости асинхронных электроприводов

Основным недостатком параметрических способов регулирования скорости при $\alpha_0 = \text{const}$ является увеличение потерь мощности пропорционально скольжению $\Delta p_2 = M\alpha_0 s$ с расширением диапазона регулирования. Для АДФР исключить этот недостаток можно, введя в цепь ротора реверсивный источник с регулируемой ЭДС, с помощью которого энергию скольжения преобразовывать в электрическую и отдавать ее в сеть (*электрический каскад*) или в полезную механическую энергию с передачей на вал (*электромеханический каскад*).

При увеличении добавочной ЭДС, включенной встречно с ЭДС ротора, уменьшаются ток ротора и электромагнитный момент. Ротор начинает замедляться, а скольжение и ЭДС $E_{d0}s$ возрастают. При этом восстанавливаются ток и момент. В результате установившийся режим будет достигнут при меньшей скорости. При использовании статистического преобразователя для получения добавочной ЭДС каскад называют *вентильным*. При использовании электромашинного преобразователя – *машинно-вентильным*.

Электрический машинно-вентильный каскад

Упрощенная схема изображена на рис. 9.25.

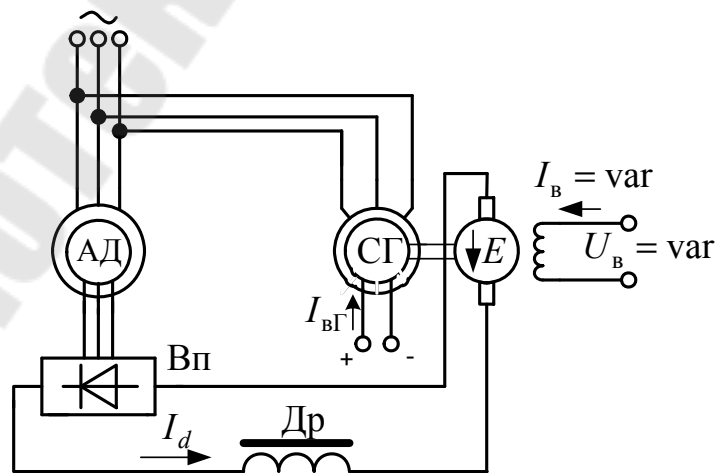


Рис. 9.25

Для рекуперации энергии скольжения используется электромашиный агрегат, состоящий из ДПТ НВ и синхронного генератора СГ. Через ВП энергия подводится к якорю ДПТ, который создает вращающий момент, заставляя работать синхронную машину в режиме генератора. Токи возбуждения I_B и I_{BG} регулируются вручную или автоматически. ЭДС ДПТ, включенную через ВП встречно с ЭДС ротора, за счет тока возбуждения можно изменять от 0 до E_H .

Схема замещения цепи выпрямленного тока ротора представлена на рис. 9.26.

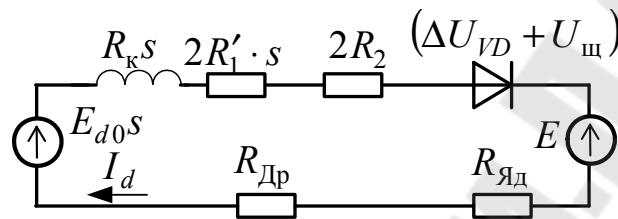


Рис. 9.26

На схеме: E_{d0} – выпрямленная ЭДС ротора при $s = 1$; $E = k\Phi\alpha_d$ ЭДС вращения ДПТ; $\alpha_{0Г} = \alpha_d$ – синхронная скорость СГ, определяемая частотой сети; $R = \frac{X'_1 + X_2}{2\pi} m$ – коммутационное сопротивление в ВП; R_2, X_2, R'_1, X'_1 – параметры фазных обмоток соответственно ротора и приведенные статора; $(\Delta U_{VD} + U_{щ})$ – падения напряжения на вентилях и щеточных контактах машин.

Суммарная противоЭДС, включенная в цепь: $E_{\Sigma} = E + (\Delta U_{VD} + U_{щ})$. Эквивалентное сопротивление цепи: $R_{\Sigma} = (R_{к} + 2R'_1)s + 2R_2 + R_{Др}$. Выпрямленный ток ротора

$I_d = \frac{E_{d0}s - E_{\Sigma}}{R_{\Sigma}}$ на холостом ходу при $E_{\Sigma} \neq 0$ можно получить рав-

ным 0 при скольжении s_0 , если выполняется равенство $E_{d0}s_0 = E_{\Sigma}$.

Откуда $s_0 = \frac{k\Phi\alpha_d + (\Delta U_{VD} + U_{щ})}{R_{\Sigma}}$, а скорость идеального холостого

хода на искусственной характеристике $\alpha_{0И} = \alpha_0(1 - s_0)$, или

$$\omega_{0И} = \omega_0(1 - s_0) = \omega_0 \left[1 - \frac{(k\Phi)\omega_d + (\Delta U_{VD} + U_{щ})}{R_{\Sigma}(s)} \right].$$

Таким образом, управляя током возбуждения и магнитным потоком ДПТ, можно получать искусственные характеристики АД с изменением скорости идеального холостого хода. Полное выражение механической характеристики можно получить на основании мощности, отдаваемой в роторную цепь (мощность скольжения P_S):

$$P_S = E_{d0}sI_d - R_{\kappa}sI_d^2.$$

При скольжении s_0 выпрямленный ток $I_{d0} = \frac{E_{d0}(s_0 - s)}{R_{\mathfrak{E}}(s)}$. Теперь передаваемая мощность определяется:

$$P = E_{d0}^2 \left[\frac{s(s_0 - s)}{R_{\mathfrak{E}}} - \frac{R_{\kappa}s(s_0 - s)^2}{R_{\mathfrak{E}}^2} \right] = E_{d0}^2 \frac{R_{\mathfrak{E}0}}{R_{\mathfrak{E}}(s)} (s_0 - s)s,$$

где $R_{\mathfrak{E}0}$ – эквивалентное сопротивление цепи при s_0 .

С другой стороны, $P_S = M\alpha_0 s$.

В результате:

$$M = \frac{E_{d0}^2}{\omega_0} \cdot \frac{R_{\mathfrak{E}}(s_0)}{R_{\mathfrak{E}}^2(s)} (s - s_0).$$

Характеристики при различных значениях тока возбуждения ДПТ изображены на рис. 9.27.

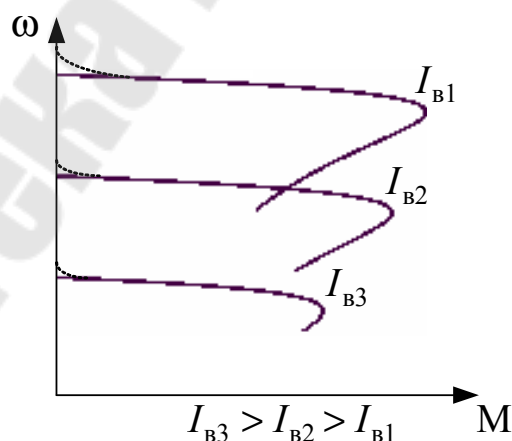


Рис. 9.27

Учитывая режим прерывистого тока, реальные характеристики в зоне малых нагрузок более мягкие (-----).

Недостатки данной схемы заключаются в 2-х ступенях преобразования энергии. Но использование СГ позволяет улучшить работу сети. Целесообразно применять данный каскад при средних и больших мощностях.

Асинхронно-вентильный каскад (АВК)

Упрощенная схема представлена на рис. 9.28.

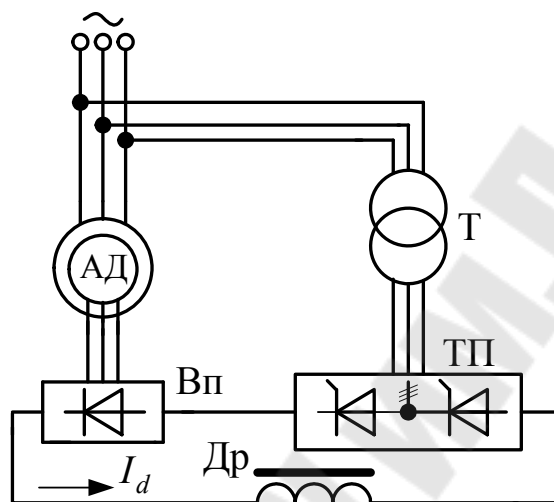


Рис. 9.28

На схеме: ТП – тиристорный преобразователь, работающий в режиме инвертора; Т – трансформатор для согласования ЭДС ротора и напряжения сети.

Характеристики данного каскада аналогичны характеристикам машинно-вентильного каскада, но имеют меньшую жесткость из-за большего значения внутреннего сопротивления ТП по сравнению с сопротивлением ДПТ.

При малых значениях скольжения в режиме прерывистого тока возможно появление сквозных токов через инвертор и выпрямитель, минуя цепь ротора.

Применяется данный каскад для приводов малых и средних мощностей. Для земснарядов выпускаются комплектные АВК на мощность от нескольких сотен кВт до 2,2 МВт.

Электромеханический каскад

Упрощенная схема изображена на рис. 9.29.

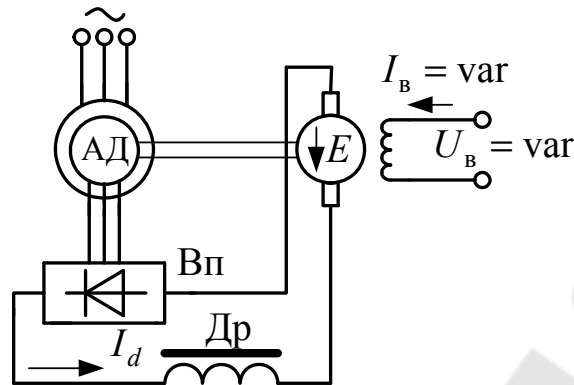


Рис. 9.29

Принцип регулирования скорости такой же, как и у машинно-вентильного каскада, и работа АД описывается теми же соотношениями. Но энергия скольжения после преобразования не отдается в сеть, а возвращается на вал. Суммарный момент ЭП состоит из моментов АД и ДПТ. В результате закон регулирования близок к закону $P = \text{const}$. Естественная механическая характеристика АД и характеристики каскада при разных значениях тока возбуждения ДПТ представлены на рис. 9.30.

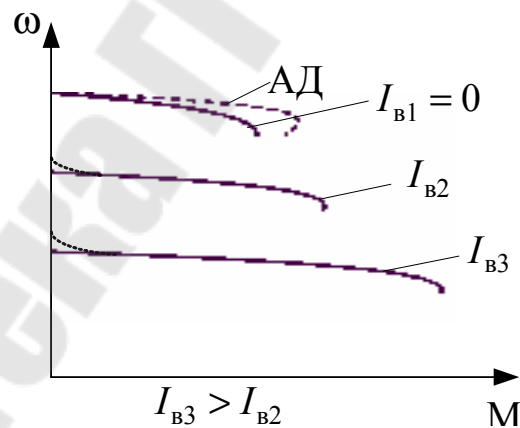


Рис. 9.30

9.14. Контрольные вопросы

1. В чем особенности реостатного регулирования скорости ЭД?
2. Для каких ДПТ и по каким схемам производится регулирование скорости с шунтированием якоря?

3. Как реализуется регулирование скорости в разомкнутых и замкнутых системах УП–Д?
4. В чем особенности регулирования скорости ДПТ изменением магнитного потока?
5. Как с помощью диаграммы регулирования определить требуемую мощность ЭД, если для получения заданного D_α во второй зоне необходим переход в нее при $\alpha < \alpha_H$?
6. Как реализуются ЭП с переменной структурой системы регулирования?
7. Как описываются и выглядят характеристики систем ЭП с переменной структурой?
8. Как и почему изменяются динамические свойства на разных этапах переходного процесса в системах с переменной структурой?
9. Как разделяются по группам параметрические способы регулирования скорости с точки зрения потерь энергии?
10. Какие способы регулирования скорости применяются в разомкнутых ЭП с АД?
11. Как реализуется автоматическое реостатное автоматическое реостатное регулирование скорости АД?
12. Как рассчитываются параметры системы автоматического реостатного регулирования скорости АД?
13. Почему при частотном регулировании АД необходимо изменять напряжение на обмотке статора?
14. В чем особенность законов частотного регулирования?
15. Как реализуются системы управления частотными ЭП при разных требованиях к динамическим показателям?
16. В чем сущность регулирования скорости в каскадных схемах включения АД? Чем она отличается от сущности реостатного регулирования?
17. Как реализуются электрические и электромеханический каскады?
18. Как получить описание механических характеристик для электрических и электромеханического каскадов?

Литература

1. Андреев, В. П. Основы электропривода / В. П. Андреев, Ю. А. Сабинин. – Москва-Ленинград : Госэнергоиздат, 1963. – 496 с.
2. Ключев, В. И. Теория электропривода / В. И. Ключев. – Москва : Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
3. Ключев, В. И. Теория электропривода / В. И. Ключев. – Москва : Энергоатомиздат, 1998. – 697 с.
4. Ковчин, С. А. Теория электропривода / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. – Санкт-Петербург : Энергоатомиздат, 2000. – 496 с.
5. Фираго, Б. И. Теория электропривода / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Минск : ЗАО «Техноперспектива», 2004. – 527 с.
6. Чиликин, М. Г. Теория автоматизированного электропривода / М. Г. Чиликин, В. И. Ключев, А. С. Сандлер. – Москва : Энергия, 1979. – 616 с.

Содержание

5. Разомкнутая электромеханическая система.....	3
5.1. Уравнения и структурные схемы	3
5.2. Обобщенная электромеханическая система с линеаризованной характеристикой.....	6
5.3. Динамические свойства электромеханической системы с линеаризованной характеристикой.....	7
5.4. Устойчивость статического режима	10
5.5. Контрольные вопросы.....	11
6. Электромеханические переходные процессы.....	12
6.1. Виды процессов и методы их анализа	12
6.2. Переходные процессы при линейной механической характеристике электропривода	15
6.3. Наброс нагрузки.....	19
6.4. Скачок задания.....	21
6.5. Переходные процессы при управляющем воздействии, изменяющемся во времени $\omega_0 = f(t)$	24
6.6. Переходные процессы при нелинейных механических характеристиках	27
6.7. Особенности анализа переходных процессов в системах ЭП с СД и АД.....	29
6.8. Контрольные вопросы.....	30
7. Регулирование координат электропривода.....	30
7.1. Общие понятия	30
7.2. Показатели регулирования	31
7.3. Система «управляемый преобразователь – двигатель» (обобщенная система УП–Д)	33
7.4. Система «генератор – двигатель» (Г–Д).....	34
7.5. Система «тиристорный преобразователь – двигатель» (ТП–Д).....	37
7.6. Система «широтно-импульсный преобразователь – двигатель» (ШИП–Д)	40
7.7. Система «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ–АД)	40
7.8. ЭП с вентильным двигателем (бесколлекторным двигателем)	42
7.9. Контрольные вопросы.....	43
8. Регулирование момента и тока.....	43
8.1. Реостатное регулирование момента и тока	43

8.2. Система «источник тока – двигатель» (ИТ–Д)	48
8.3. Автоматическое регулирование момента и тока в системе УП–Д.....	50
8.4. Контрольные вопросы.....	53
9. Регулирование скорости	54
9.1. Реостатное регулирование	54
9.2. Регулирование ДПТ с шунтированием якоря	55
9.3. Регулирование скорости в системе УП–Д.....	56
9.4. Автоматическое регулирование скорости ДПТ в системе УП–Д.....	57
9.5. Регулирование скорости ДПТ изменением магнитного потока	59
9.6. Система, работающая в режиме пуска, торможения и реверса	60
9.7. Анализ динамики систем с переменной структурой	64
9.8. Параметрические способы регулирования скорости АД.....	66
9.9. Особенности реализации способов регулирования скорости АД.....	67
9.10. Автоматическое реостатное регулирование скорости АД.....	69
9.11. Законы частотного регулирования.....	71
9.12. Особенности построения частотных ЭП	74
9.13. Каскадные схемы регулирования скорости асинхронных электроприводов	79
9.14. Контрольные вопросы.....	83
Литература	85

Учебное электронное издание комбинированного распространения

Учебное издание

Захаренко Сергей Иванович

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Пособие

**по одноименной дисциплине
для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»
дневной и заочной форм обучения**

Электронный аналог печатного издания

Редактор *Н. В. Гладкова*
Компьютерная верстка *Е. В. Темная*

Подписано в печать

Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Ризография. Усл. печ. л. 5,11. Уч.-изд. л. 4,02.

Изд. № 99.

E-mail: ic@gstu.gomel.by
<http://www.gstu.gomel.by>

Издатель и полиграфическое исполнение:
Издательский центр учреждения образования
«Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого».

ЛИ № 02330/0549424 от 08.04.2009 г.
246746, г. Гомель, пр. Октября, 48.