

О.П. Мальцева
Л.С. Удут
Н.В. Кояин

Системы управления электроприводов

Часть 2. Учебное пособие.

О.П. Мальцева
Л.С. Удуг
Н.В. Кояин

Системы управления электроприводов

Часть 2. Учебное пособие.

2007

УДК 68–83–52

M21

Мальцева О.П.

M21 Системы управления электроприводов.: учебное пособие / О.П. Мальцева, Л.С. Удут, Н.В. Кояин. – Томск: Издательство Томского политехнического университета, 2007. – 82 с.

В учебном пособии изложены методические указания по проектированию систем управления электроприводов переменного тока. Даны рекомендации по выбору электродвигателя и преобразователя, приведена методика определения параметров силовой цепи электропривода. Представлены структурные схемы замкнутых систем, методика оптимизации контуров регулирования и исследования систем.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальности 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов», направления подготовки 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

УДК 68–83–52

Рекомендовано к печати Редакционно-издательским советом
Томского политехнического университета

Рецензенты

Доктор технических наук, профессор
Томского университета систем управления и радиоэлектроники
В. А. Бейнарович

Кандидат технических наук, доцент
Северской государственной технологической академии
С. Н. Кладиев

© Томский политехнический университет, 2007

© Оформление. Издательство Томского политехнического университета, 2007

2. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Введение

Современный электропривод переменного тока включает в себя приводной преобразователь частоты со звеном постоянного тока и инвертором с широтно-импульсной модуляцией. В настоящее время наиболее широко применяются преобразователи с автономными инверторами напряжения. Поскольку в качестве источника питания используется 3-х фазная сеть переменного тока, то в состав преобразователя частоты входит 3-х фазный управляемый или неуправляемый выпрямитель. В преобразователе встроена система управления электропривода с микропроцессорным управлением и внешним интерфейсом, обеспечивающим пользователю широкие возможности практического применения.

Набор имеющихся аппаратных средств в сочетании с встроенным программным обеспечением позволяет реализовать различные конфигурации электропривода от простейших разомкнутых систем до сложных замкнутых систем регулирования скорости и положения.

Если к приводу не предъявляется жестких требований в отношении диапазона и точности регулирования скорости, используются простейшие системы регулирования без обратной связи по скорости, работающие по принципу U/f – регулирования при различных соотношениях между напряжением и частотой. Расширение диапазона регулирования достигается применением IR -компенсации путем увеличения напряжения в области низких скоростей и компенсации скольжения путем увеличения частоты с ростом нагрузки.

При больших диапазонах регулирования скорости и высоких требованиях к динамике применяется векторное управление без датчиков и с датчиками обратной связи. Векторное управление с датчиком обратной связи по скорости позволяет получить диапазон регулирования не менее 1000 при постоянной перегрузочной способности привода и высоких динамических показателях. Способность такого привода поддерживать момент на валу при скорости равной нулю позволяет использовать его в системах управления положением при активной нагрузке.

2.1. Общие вопросы проектирования

2.1.1. Определение области работы регулируемого электропривода

Область работы электропривода (рис. 2.1) задана в 4-х квадрантах плоскости координат:

– область длительной работы ограничена максимальной скоростью электропривода $\omega_{\text{эп.макс}}$, рад/с и интервалом изменения момента полезной нагрузки в длительном режиме $M_{\text{с.мин}} \div M_{\text{с.макс}}$, Н·м;

– область кратковременной работы ограничена максимальной скоростью электропривода $\omega_{\text{эп.макс}}$, рад/с и значением максимального момента электропривода в пуско-тормозных режимах $M_{\text{эп.макс}}$, Н·м.

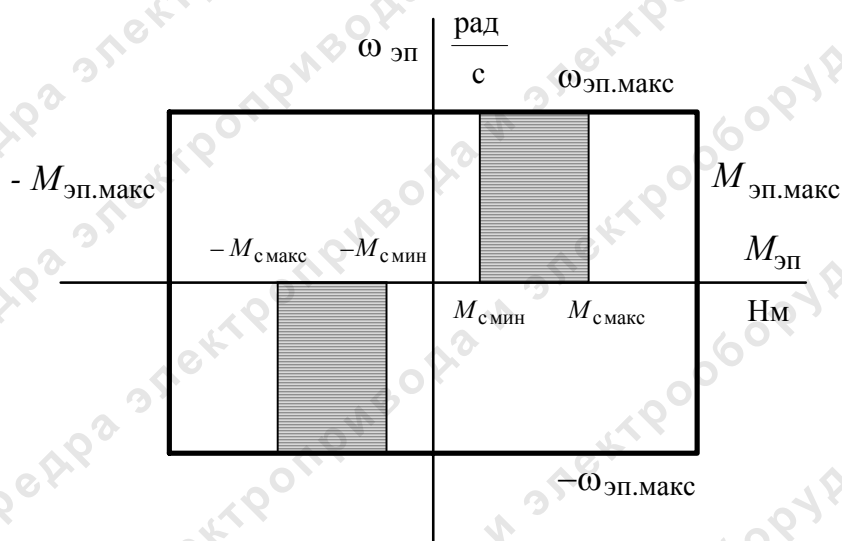


Рис. 2.1. Заданная область работы электропривода

2.1.2. Схема реализации силовой части регулируемого электропривода с преобразователем частоты

Схема реализации силовой части регулируемого электропривода, выполненного по системе преобразователь частоты–асинхронный двигатель (ПЧ–АД), приведена на рис. 2.2. В состав силовой части преобразователя частоты входят следующие основные компоненты:

1. Неуправляемый или полупроводниковый выпрямитель, формирующий пульсирующее выпрямленное напряжение;
2. Промежуточная цепь, представляющая в случае использования инвертора напряжения фильтр, содержащий конденсатор, и сглаживающая выпрямленное напряжение;
3. Инвертор, формирующий регулируемое по частоте и амплитуде напряжение переменного тока для питания электродвигателя.

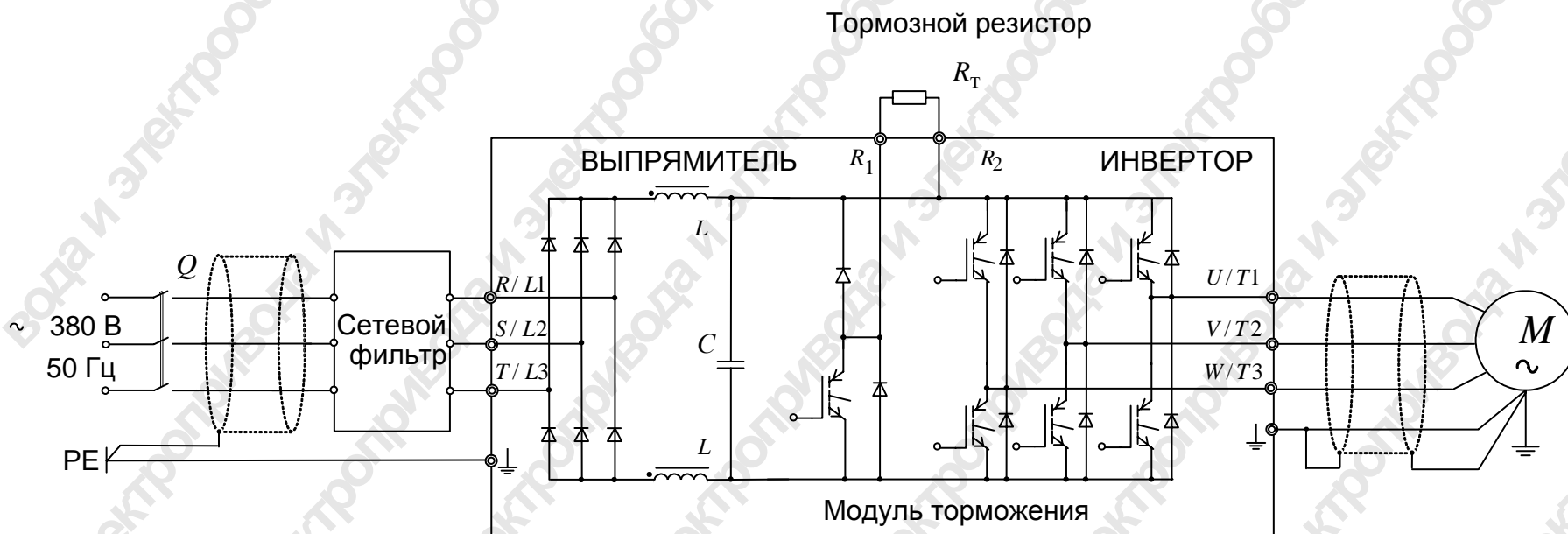


Рис. 2.2. Схема силовой части регулируемого электропривода с преобразователем частоты

2.1.3. Выбор электродвигателя

Рекомендации по выбору электродвигателя

1. Электродвигатель выбирается общепромышленного (общего) назначения серии 4А.

2. Номинальная скорость вращения электродвигателя выбирается исходя из следующих двух вариантов:

– $\omega_{\text{дв.н}} < \omega_{\text{эп.макс}}$, что требует регулирования скорости двигателя в двух зонах – в первой зоне с постоянным потоком двигателя ($f_{\text{и}} \leq 50$ Гц) и во второй зоне с регулированием (ослаблением) потока двигателя ($f_{\text{и}} > 50$ Гц);

– $\omega_{\text{дв.н}} \geq \omega_{\text{эп.макс}}$, что требует регулирования скорости электродвигателя только в первой зоне с постоянным потоком ($f_{\text{и}} \leq 50$ Гц).

3. Мощность электродвигателя выбирается в соответствии с зависимостями длительно допустимого и кратковременно допустимого тока и момента или мощности двигателя в функции скорости (рис. 2.3).

Номинальная мощность электродвигателя выбирается в режиме длительной работы в соответствии со следующими условиями:

– в зоне длительной работы с постоянным потоком ($\omega \leq \omega_{\text{дв.н}}$)

$$P_{\text{дв.н}} \geq \frac{M_{\text{с.макс}} \cdot \omega_{\text{дв.н}}}{0.5 + \frac{\omega_{\text{эп.мин}}}{\omega_{\text{дв.н}}}} \cdot 10^{-3}, \text{ кВт};$$

– в зоне работы с регулируемым потоком ($\omega > \omega_{\text{дв.н}}$)

$$P_{\text{дв.н}} \geq M_{\text{с.макс}} \cdot \omega_{\text{эп.макс}} \cdot 10^{-3}, \text{ кВт}.$$

Предварительно выбранный двигатель проверяется по перегрузочной способности по следующим условиям:

– в зоне работы с постоянным потоком

$$M_{\text{дв.макс}} > M_{\text{эп.макс}};$$

– в зоне работы с регулируемым потоком

$$M_{\text{дв.макс}} > M_{\text{эп.макс}} \cdot \left[\frac{\omega_{\text{эп.макс}}}{\omega_0 \cdot (1 - s_{\text{к}})} \right]^2.$$

Таким образом, работа электропривода в зоне малых скоростей и в зоне ослабления поля приводит к необходимости выбора двигателя большей мощности, чем это требуется при его работе с номинальной скоростью $n_{\text{дв.н}}$ и заданным значением $M_{\text{с.макс}}$.

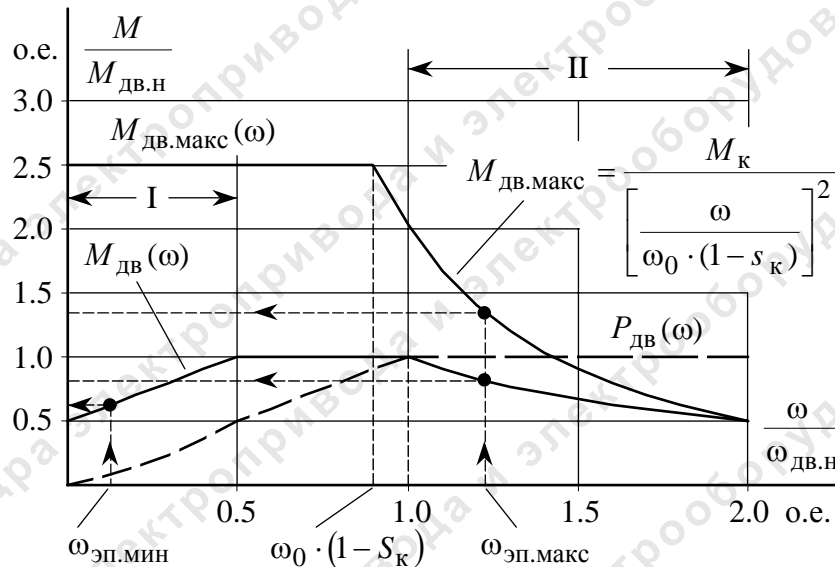


Рис. 2.3. Зависимости допустимого момента $M_{\text{дв}}(\omega)$ и мощности $P_{\text{дв}}(\omega)$ на валу электродвигателя в режиме длительной работы и максимального момента двигателя $M_{\text{дв.макс}}(\omega)$ в режиме кратковременной работы: I – зона снижения тока и момента за счет ухудшения охлаждения; II – зона снижения момента за счет ослабления потока при номинальном токе двигателя

Примечания: 1. При выборе максимальной скорости в зоне ослабления поля невыполнение условия

$$\frac{\omega_{\text{эп макс}}}{\omega_{\text{дв н}}} \leq \frac{1}{0.5 + \frac{\omega_{\text{эп мин}}}{\omega_{\text{дв н}}}}$$

приводит к необходимости дополнительного увеличения номинальной мощности электродвигателя.

2. Не допустима работа электродвигателя со скоростью вращения, превышающей максимальную скорость двигателя по условиям механической прочности

$$\omega_{\text{эп макс}} \leq \omega_{\text{дв макс}}$$

3. Выбор электродвигателя по мощности производится методом последовательных приближений, что может потребовать неоднократной проверки приведенных условий.

4. Обычно двухзонный способ регулирования скорости применяется в тех случаях, когда момент нагрузки уменьшается на верхних скоростях заданного диапазона, что соответствует регулированию скорости с постоянной мощностью. В нашем случае электродвигатель выбирается с запасом по номинальному моменту ($M_{\text{дв н}} > M_{\text{с макс}}$), что дает возможность регулировать скорость его вращения выше номинальной с постоянным моментом нагрузки в интервале скоростей

$$\omega_{\text{двн}} < \omega \leq \frac{P_{\text{двн}}}{M_{\text{с макс}}}.$$

Электродвигатель предварительно выбирается по справочнику [5].

Технические данные электродвигателя

Технические данные выбранного электродвигателя и параметры схемы замещения (см. ПРИЛОЖЕНИЕ) свести в табл. 2.1 и табл. 2.2.

Таблица 2.1

Технические данные электродвигателя

Типо- размер	n_0 , об/мин	$U_{1н}$, В	$P_{\text{двн}}$, кВт	При номинальной нагрузке			s_k , %	$J_{\text{дв}}$, кг·м ²
				s_n , %	$\cos \varphi_n$	η_n , %		
		380						

Продолжение таблицы 2.1

$m_{\text{п}} = \frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{н}}}$	$m_{\text{к}} = \frac{M_{\text{макс}}}{M_{\text{н}}}$	$m_{\text{м}} = \frac{M_{\text{мин}}}{M_{\text{н}}}$	$k_{i\text{дв}} = \frac{I_{\text{пуск}}}{I_{\text{н}}}$	Степень защиты
				<i>IP</i>

Примечание: в справочной литературе $U_{1н}$ – линейное напряжение, т. е. $U_{1\text{лн}} = U_{1н}$.

Таблица 2.2

Параметры схемы замещения электродвигателя

X_{μ}' , о.е.	R_1' , о.е.	X_1' , о.е.	R_2'' , о.е.	X_2'' , о.е.

Определение дополнительных параметров двигателя и параметров схемы замещения

Синхронная угловая частота вращения двигателя

$$\omega_0 = \frac{\pi \cdot n_0}{30}, \text{ рад/с.}$$

Номинальная частота вращения двигателя

$$n_{\text{двн}} = (1 - s_n) \cdot n_0, \text{ об/мин,} \quad \text{или} \quad \omega_{\text{двн}} = (1 - s_n) \cdot \omega_0, \text{ рад/с.}$$

Номинальный момент двигателя

$$M_{\text{двн}} = \frac{P_{\text{двн}} \cdot 10^3}{\omega_{\text{двн}}}, \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Номинальное фазное напряжение и номинальный фазный и линейный ток статора (действующее значение)

$$U_{1\phi H} = \frac{U_{1\text{ЛН}}}{\sqrt{3}}, \text{В},$$

$$I_{1\phi H} = I_{1\text{ЛН}} = \frac{P_{\text{двн}}}{3 \cdot U_{1\phi H} \cdot \cos \varphi_H \cdot \eta_H}, \text{А}$$

– при схеме соединения обмоток Y;

$$U_{1\phi H} = U_{1\text{ЛН}}, \text{В},$$

$$I_{1\phi H} = \frac{P_{\text{двн}}}{3 \cdot U_{1\text{ЛН}} \cdot \cos \varphi_H \cdot \eta_H}, \text{А},$$

$$I_{1\text{ЛН}} = \sqrt{3} \cdot I_{1\phi H}$$

– при схеме соединения обмоток Δ .

Примечания: 1. $I_{1\text{ЛН}}$ – ток, потребляемый двигателем из сети в номинальном режиме работы.

2. Если соединение обмоток неизвестно, то при расчете следует принять соединение Y.

Максимальный потребляемый ток двигателя при прямом пуске

$$I_{1\text{макс}} = k_{i\text{дв}} \cdot I_{1\text{ЛН}}, \text{А}.$$

Критический момент двигателя на естественной характеристике

$$M_K = m_K \cdot M_{\text{двн}}, \text{Н} \cdot \text{м}.$$

Пусковой момент двигателя при прямом пуске

$$M_{\text{двпуск}} = m_{\text{п}} \cdot M_{\text{двн}}, \text{Н} \cdot \text{м}.$$

T-образная схема замещения асинхронного двигателя для одной фазы приведена на рис. 2.4.

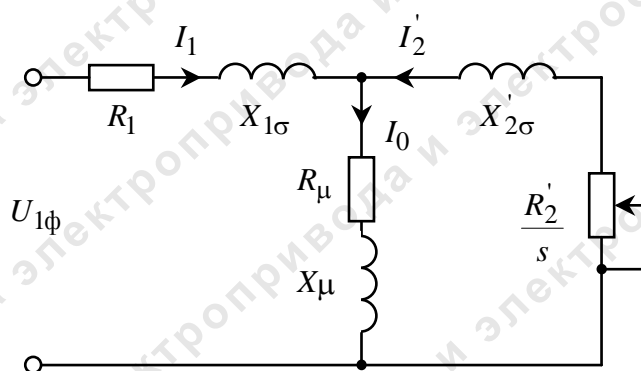


Рис. 2.4. Схема замещения асинхронного двигателя

Активное сопротивление обмотки статора

$$R_1 = R_1' \cdot \frac{U_{1\text{фн}}}{I_{1\text{фн}}}, \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора

$$X_{1\sigma} = X_1' \cdot \frac{U_{1\text{фн}}}{I_{1\text{фн}}}, \text{ Ом.}$$

Индуктивность обмотки статора, обусловленная потоком рассеяния,

$$L_{1\sigma} = \frac{X_{1\sigma}}{2 \cdot \pi \cdot f_{1\text{н}}}, \text{ Гн.}$$

Приведенное к обмотке статора активное сопротивление обмотки ротора

$$R_2' = R_2'' \cdot \frac{U_{1\text{фн}}}{I_{1\text{фн}}}, \text{ Ом.}$$

Приведенное к обмотке статора индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора

$$X_{2\sigma}' = X_2'' \cdot \frac{U_{1\text{фн}}}{I_{1\text{фн}}}, \text{ Ом.}$$

Приведенная индуктивность обмотки ротора, обусловленная потоком рассеяния,

$$L_{2\sigma}' = \frac{X_{2\sigma}'}{2 \cdot \pi \cdot f_{1\text{н}}}, \text{ Гн.}$$

Индуктивное сопротивление короткого замыкания при номинальном режиме

$$X_{\text{кн}} = X_{1\sigma} + X_{2\sigma}', \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление контура намагничивания (главное индуктивное сопротивление)

$$X_{\mu} = X_{\mu}' \cdot \frac{U_{1\text{фн}}}{I_{1\text{фн}}}, \text{ Ом.}$$

Результирующая индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре, создаваемым суммарным действием токов статора (индуктивность контура намагничивания),

$$L_{\mu} = \frac{X_{\mu}}{2 \cdot \pi \cdot f_{1\text{н}}}, \text{ Гн.}$$

Параметры схемы замещения рекомендуется свести в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Параметры схемы замещения электродвигателя

$R_1,$ Ом	$X_{1y},$ Ом	$L_{1y},$ Гн	$X_{\mu},$ Ом	$L_{\mu},$ Гн	$R_2',$ Ом	$X_{2\sigma}',$ Ом	$L_{2\sigma}',$ Гн	$X_{кн},$ Ом

2.1.4. Выбор типа преобразователя и способа регулирования скорости

Рекомендации по выбору преобразователя частоты

1. Параметры питающей сети: 3-х фазная сеть $\frac{380}{220}$ В, 50 Гц.
2. Выходные параметры преобразователя частоты:
 - 3 фазы;
 - максимальное выходное (линейное) напряжение 380 В;
 - максимальная выходная частота преобразователя

$$f_{п макс} > 50 \cdot \frac{\omega_{эп макс}}{\omega_0 \cdot (1 - s_k)}, \text{ Гц};$$

- минимальная выходная частота преобразователя

$$f_{п мин} < 50 \cdot \frac{\omega_{эп мин}}{\omega_0}, \text{ Гц}.$$

3. Преобразователь выбирается по номинальному (длительно допустимому) току $I_{ин}$ и максимальному (кратковременно допустимому) току $I_{и макс} = I_{ин} \cdot k_{и}$, где $k_{и}$ – коэффициент допустимой перегрузки инвертора по току, по следующим условиям:

- в однозонном электроприводе

$$I_{ин} \geq I_{1лн} \cdot \frac{M_{с макс}}{M_{двн}}, \quad I_{и макс} \geq I_{1лн} \cdot \frac{M_{эп макс}}{M_{двн}};$$

- в двухзонном электроприводе

$$I_{ин} \geq I_{1лн} \cdot \frac{M_{с макс}}{M_{двн}} \cdot \frac{\omega_{эп макс}}{\omega_{двн}}, \quad I_{и макс} \geq I_{1лн} \cdot \frac{M_{эп макс}}{M_{двн}} \cdot \frac{\omega_{эп макс}}{\omega_{двн}}.$$

4. Преобразователь должен обеспечивать требуемый диапазон регулирования выходной частоты:

$$f_{и мин} < f_{п мин}; \quad f_{и макс} > f_{п макс}.$$

Выбор способа управления скоростью двигателя в системе преобразователь частоты – асинхронный двигатель (ПЧ-АД)

Основные способы управления асинхронным частотно-регулируемым электроприводом и их показатели приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Способы управления в системе ПЧ-АД и их показатели

Способ управления	Диапазон регулирования скорости
Скалярное управление , закон управления $U_1/f_1 = \text{const}$: <ul style="list-style-type: none"> – разомкнутая система, в том числе с коррекцией вольт-частотной характеристики; – замкнутая система с обратной связью по току статора и компенсацией падения напряжения на активном сопротивлении обмоток статора (<i>IR</i>–компенсация или компенсация нагрузки); – замкнутая система с обратной связью по току статора и компенсацией падения напряжения на активном сопротивлении обмоток статора и повышением жесткости статических характеристик (<i>IR</i>–компенсация и компенсация скольжения); – замкнутая система с обратной связью по скорости 	<p style="text-align: center;">менее 10</p> <p style="text-align: center;">10</p> <p style="text-align: center;">более 10</p> <p style="text-align: center;">до 120</p>
Векторное управление: <ul style="list-style-type: none"> – без датчика скорости (с внутренней моделью); – с датчиком скорости 	<p style="text-align: center;">100–120</p> <p style="text-align: center;">1000</p>

Параметры преобразователя частоты

Параметры выбранного преобразователя частоты рекомендуется свести в табл. 2.5.

Таблица 2.5

Параметры преобразователя частоты

Тип	Параметры питающей сети		Выходное напряжение U_n , В	Выходная частота f_n , Гц	Выходной ток		Рекомендуемая мощность двигателя P_2 , кВт
	$U_{1л}$, В	f_c , Гц			$I_{ин}$, А	$I_{имакс}$, А (60 с)	
	3 × 380						

Принять несущую частоту инвертора $f_{шим} = 8 \text{ кГц}$.

2.2. Силовой канал электропривода

2.2.1. Структурная схема силового канала электропривода

В силовой канал электропривода входят:

- преобразователь частоты, выполняющий функцию электрического преобразователя;
- электродвигатель, выполняющий функцию электромеханического преобразователя;
- механическая система, которая выполняет функцию механического преобразователя.

При решении задач анализа и синтеза регулируемых асинхронных электроприводов обычно применяются модели электродвигателя, составленные на базе обобщенной электрической машины и выполненные в неподвижной или во вращающейся двухфазной системе координат (x, y) [1]. На рис. 2.5 приведена структурная схема силового канала непрерывной линейаризованной системы преобразователь – асинхронный электродвигатель в неподвижной системе координат, а на рис. 2.6 – во вращающейся системе координат, ориентированной по результирующему вектору потокосцепления ротора. Входными координатами структурных схем являются составляющие напряжения управления преобразователя $U_{упx}$ и $U_{упy}$, а выходной величиной – угловая скорость двигателя ω . Структурные схемы рис. 2.5 и 2.6 характеризуются следующими промежуточными координатами:

$U_{1x}, U_{1y}, I_{1x}, I_{1y}, \Psi_{2x}, \Psi_{2y}$ – составляющие напряжения, тока статора и потокосцепления ротора в ортогональной системе координат x и y ;

$M_{двэм}$ – электромагнитный момент двигателя, Н · м.

Структурная схема рис. 2.5 описывает процессы, происходящие в машине переменного тока, в которой действуют переменные величины напряжений, токов, потокосцеплений синусоидальной формы, и используется, главным образом, для анализа систем скалярного управления. Структурная схема рис. 2.6 с ориентацией по вектору потокосцепления ротора используется в качестве объекта систем векторного управления, все переменные и входные воздействия представляют собой сигналы постоянного тока.

В структурной схеме рис. 2.6 присутствуют нелинейные перекрестные обратные связи. Если они скомпенсированы или не учитываются, то структурная схема системы преобразователь – асинхронный электродвигатель во вращающейся двухфазной системе координат (рис. 2.6) приводится к виду, показанному на рис. 2.7.

Рис. 2.5. Структурная схема силового канала системы преобразователь - асинхронный электродвигатель в неподвижной двухфазной системе координат

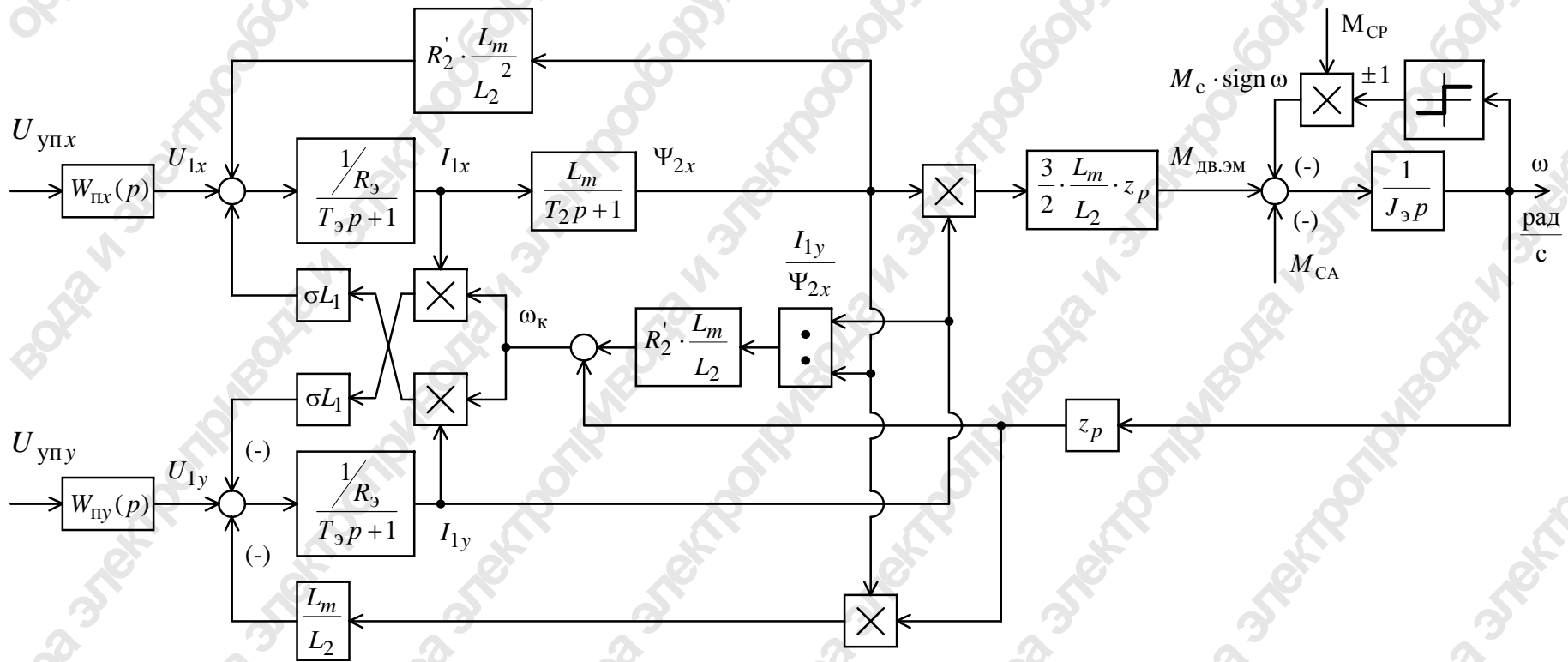


Рис. 2.6. Структурная схема электрической системы силового канала системы преобразователь – асинхронный электродвигатель во вращающейся двухфазной системе координат, ориентированной по результирующему вектору потокосцепления ротора

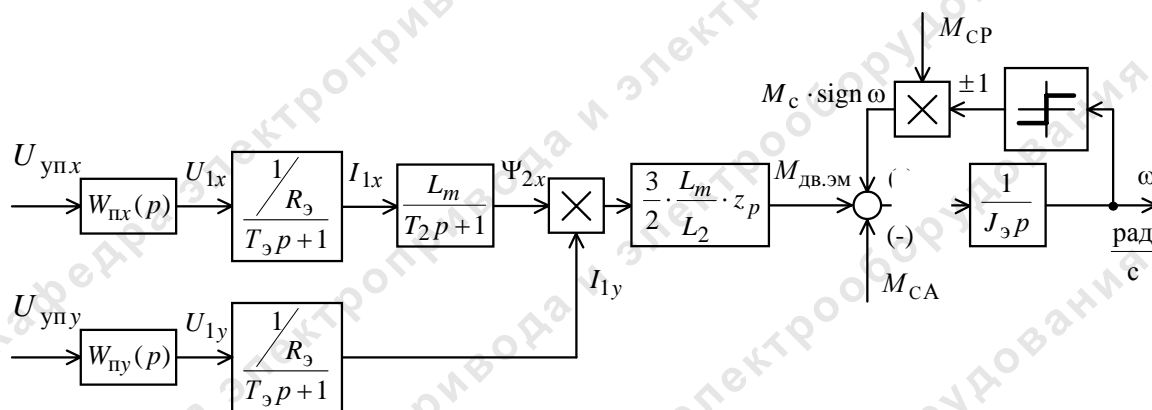


Рис. 2.7. Структурная схема силового канала системы преобразователь – асинхронный электродвигатель во вращающейся двухфазной системе координат, ориентированной по результирующему вектору потокосцепления ротора, при компенсации внутренних перекрестных обратных связей

2.2.2. Расчет параметров элементов структурной схемы силового канала электропривода

Расчет параметров преобразователя

Максимальное значение коэффициента усиления преобразователя

$$k_{и} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{1фн}}{U_{уп макс}},$$

где $U_{уп макс}$ – максимальное значение напряжения управления, В. Принять $U_{уп макс} = 10$ В.

Эквивалентная постоянная времени преобразователя

$$T_{и} = \frac{0.5}{f_{шим}}, \text{ с},$$

где $f_{шим}$ – несущая частота инвертора, Гц.

Расчет параметров двигателя

Эквивалентные индуктивности обмоток:

– статора

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_{\mu}, \text{ Гн};$$

– ротора

$$L_2 = L'_{2\sigma} + L_{\mu}, \text{ Гн}.$$

Коэффициент рассеяния

$$\sigma = 1 - \frac{L_{\mu}^2}{L_1 \cdot L_2}.$$

Эквивалентное сопротивление

$$R_{\Sigma} = R_1 + R_2' \cdot \frac{L_{\mu}^2}{L_2^2}, \text{ Ом.}$$

Электромагнитные постоянные времени

$$T_{\Sigma} = \frac{\sigma \cdot L_1}{R_{\Sigma}}, \text{ с; } T_2 = \frac{L_2}{R_2}, \text{ с.}$$

Расчет параметров механической системы

Момент инерции механизма

$$J_{\text{м}} = 0.5 \cdot J_{\text{дв}}, \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Эквивалентный момент инерции привода

$$J_{\Sigma} = J_{\text{дв}} + J_{\text{м}}, \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

2.2.3. Расчет предельных характеристик разомкнутой системы ПЧ-АД и оценка выполнения заданной области работы электропривода

Скалярное управление

Расчет механических характеристик

Механические характеристики $M(s)$ разомкнутой системы преобразователь частоты – асинхронный двигатель рассчитываются для следующих фиксированных значений частоты:

- $f_1 = f_{1\text{н}} = 50 \text{ Гц}$;
- $f_1 = f_{\text{п макс}}$;
- $f_1 = f_{\text{п мин}}$

и желательно для ряда промежуточных значений частоты в интервале $f_{\text{п мин}} \div f_{1\text{н}}$ по выражению

$$M(s) = \frac{3 \cdot U_{1\Phi j}^2 \cdot R_2'}{\left(\omega_0 \cdot f_1^* \right) \cdot s \cdot \left[\left(X_{\text{кн}} \cdot f_1^* \right)^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu} \cdot f_1^*} \right)^2 \right]}, \quad (2.1)$$

где M – электромагнитный момент двигателя, Н · м ;

$f_1^* = f_{1j} / f_{1н}$ – относительное значение частоты питающего напряжения;

$U_{1фj}$ – фазное напряжение обмоток статора асинхронного двигателя: $U_{1фj} = U_{1фн} \cdot f_1^*$ в первой зоне ($f_1 \leq f_{1н}$) при законе регулирования $U_1/f_1 = \text{const}$, $U_{1фj} = U_{1фн}$ во второй зоне ($f_1 > f_{1н}$).

По результатам расчета строится семейство механических характеристик $\omega(M)$ (рис. 2.8, а), где $\omega = \omega_0 \cdot (1 - s)$.

Номинальный электромагнитный момент двигателя

$$M_{эмн} = \frac{3 \cdot U_{1фн}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s_n \cdot \left[X_{кн}^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s_n} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s_n \cdot X_\mu} \right)^2 \right]}.$$

Момент трения на валу двигателя

$$M_{сдв} = M_{эмн} - M_{двн}.$$

Расчет электромеханических характеристик

Электромеханические характеристики $I_1(s)$ разомкнутой системы преобразователь частоты – асинхронный двигатель рассчитываются для следующих значений частоты:

- $f_1 = f_{1н} = 50$ Гц ;
- $f_1 = f_{п макс}$;
- $f_1 = f_{п мин}$

и выбранного ряда промежуточных значений частоты в интервале $f_{п мин} \div f_{1н}$ по выражению

$$I_1(s) = \sqrt{I_0^2 + I_2'^2(s) + 2 \cdot I_0 \cdot I_2'(s) \cdot \sin \varphi_2(s)}, \quad (2.2)$$

где $I_1 = I_{1ф}$ – действующее значение фазного тока двигателя;

$$I_2'(s) = \frac{U_{1фj}}{\pm \sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(X_{кн} \cdot f_1^* \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_\mu \cdot f_1^*} \right)^2}} \quad (2.3)$$

– приведенный к обмотке статора ток ротора;

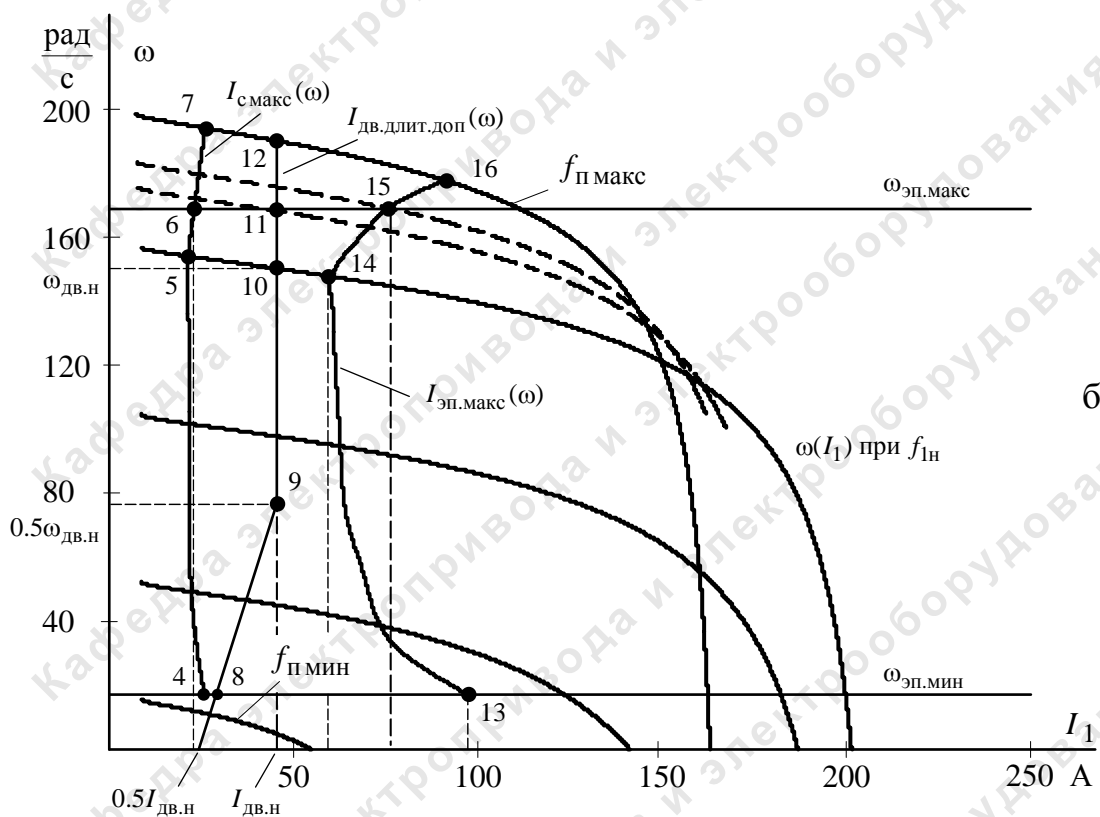
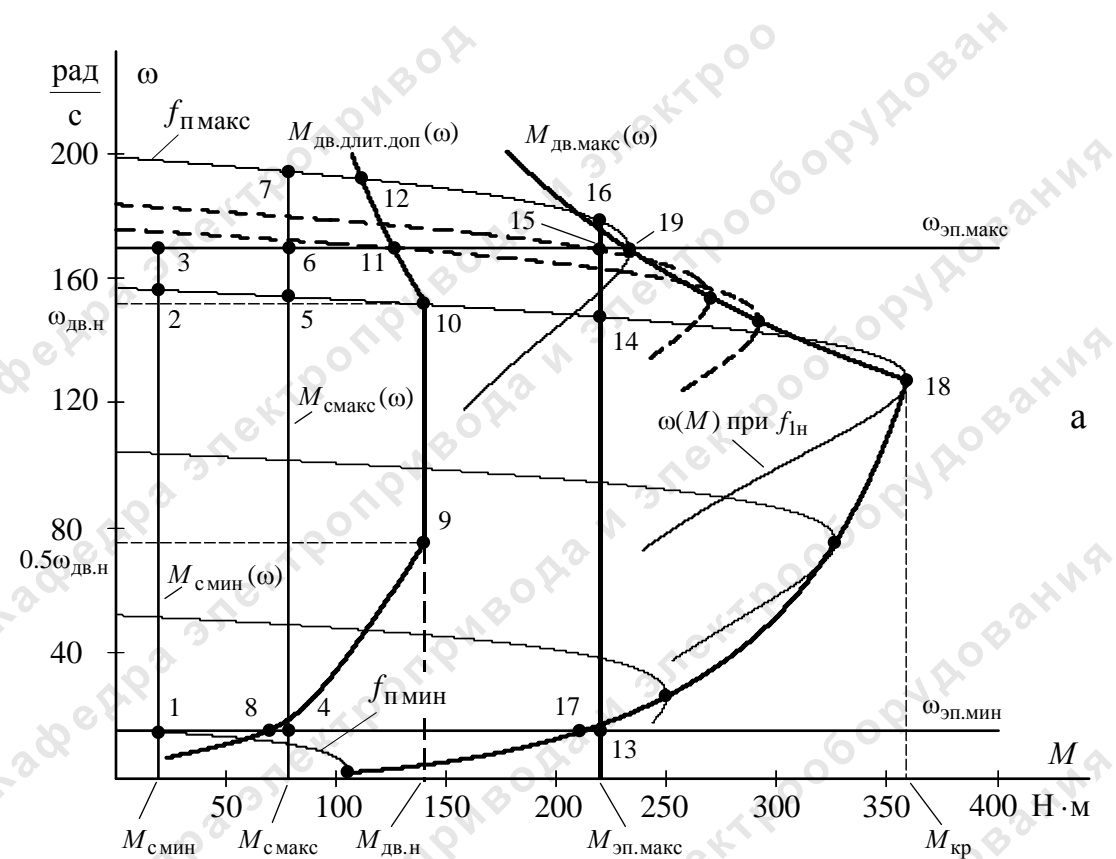


Рис. 2.8. Характеристики электропривода и нагрузки при скалярном управлении $\frac{U_1}{f_1} = \text{const}$: а – механические; б – электромеханические

$$I_0 = \frac{U_{1\phi j}}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + X_\mu)^2 \cdot f_1^{*2}}} \quad (2.4)$$

– ТОК ХОЛОСТОГО ХОДА;

$$\sin \varphi_2(s) = \frac{X_{\text{кн}} \cdot f_1^*}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{\text{кн}} \cdot f_1^*)^2}}. \quad (2.5)$$

По результатам расчета строится семейство электромеханических характеристик $\omega(I_1)$ (рис. 2.8, б), где $\omega = \omega_0 \cdot (1 - s)$.

Определение заданной области работы

1. На полученное семейство механических характеристик $\omega(M)$ (рис. 2.8, а) наносятся граничные характеристики нагрузки для длительного и кратковременного режимов работы привода (см. рис. 2.1):

- $M_{\text{с мин}}(\omega) = \text{const}$ (т. 1–2–3);
- $M_{\text{с макс}}(\omega) = \text{const}$ (т. 4–5–6–7);
- $M_{\text{эп макс}}(\omega) = \text{const}$ (т. 13–14–15–16).

2. На полученное семейство электромеханических характеристик $\omega(I_1)$ (рис. 2.8, б) наносится зависимость длительно допустимого тока двигателя от скорости $I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$ (т. 8–9–10–11–12):

$$I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = I_{\text{двн}} \cdot \left(0.5 + \frac{\omega}{\omega_{\text{двн}}}\right) \quad \text{при } \omega \leq 0.5 \cdot \omega_{\text{двн}};$$

$$I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = I_{\text{двн}} \quad \text{при } \omega > 0.5 \cdot \omega_{\text{двн}}.$$

3. Рассчитывается и наносится на семейство механических характеристик $\omega(M)$ зависимость длительно допустимого момента электродвигателя от скорости $M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$, соответствующая характеристике $I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$ (на рис. 2.8, а т. 8–9–10–11–12):

- при $\omega \leq 0.5 \cdot \omega_{\text{двн}}$ необходимо для ряда значений относительной

частоты $f_1^* = \frac{f_{\text{п мин}}}{f_{1\text{н}}} \div 0.5$ найти значения скольжения s , соответствующие решению системы нелинейных уравнений

$$\begin{cases} I_1(s) = I_{\text{двн}} \cdot \left(0.5 + f_1^* \cdot \frac{1-s}{1-s_{\text{н}}}\right) \\ I_1(s) = \sqrt{I_0^2 + I_2'^2(s) + 2 \cdot I_0 \cdot I_2'(s) \cdot \sin \varphi_2(s)}, \end{cases}$$

где

$$I_2'(s) = \frac{U_{1\phi} \cdot f_1^*}{\pm \sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{\text{кн}} \cdot f_1^*\right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu} \cdot f_1^*}\right)^2}};$$

$$\sin \varphi_2(s) = \frac{X_{\text{кн}} \cdot f_1^*}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{\text{кн}} \cdot f_1^*\right)^2}};$$

$$I_0 = \frac{U_{1\phi} \cdot f_1^*}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_{\mu})^2 \cdot f_1^{*2}}}.$$

Для найденных значений скольжения s по выражению (2.1) рассчитываются значения момента:

$$M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = M_{\text{дв.н}} \quad \text{при } 0.5 \cdot \omega_{\text{дв.н}} < \omega \leq \omega_{\text{дв.н}};$$

$$M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = M_{\text{дв.н}} \cdot \left(\frac{\omega_{\text{дв.н}}}{\omega}\right) \quad \text{при } \omega > \omega_{\text{дв.н}}$$

и скорости $\omega = \omega_0 \cdot f_1^* \cdot (1 - s)$.

Результаты расчета свести в табл. 2.6.

Таблица 2.6
Результаты расчета зависимости $M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$

f_1^*	s	ω , рад/с	$M_{\text{дв.длит.доп}}$, Н·м
$\frac{f_{\text{п мин}}}{f_{\text{1н}}}$			
...			
0.5			
1			
...			
$\frac{f_{\text{п макс}}}{f_{\text{1н}}}$			

4. Рассчитывается и наносится на семейство механических характеристик $\omega(M)$ зависимость максимального допустимого момента электродвигателя $M_{\text{дв.макс}}(\omega) = M_{\text{к}}(\omega_{\text{к}})$ (на рис. 2.8, а т. 17–18–19).

Для ряда значений частоты f_1^* определяются значения критического момента:

– в первой зоне ($f_1 \leq f_{1н}$)

$$M_K(f_1^*) = \frac{3 \cdot (U_{1фн} \cdot f_1^*)^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot f_1^* \cdot \left\{ R_1 + \sqrt{\left[R_1^2 + (X_{кн} \cdot f_1^*)^2 \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{R_1'}{X_\mu \cdot f_1^*} \right)^2 \right]} \right\}};$$

– во второй зоне ($f_1 > f_{1н}$ и $U_1 = U_{1н}$)

$$M_K(f_1^*) = \frac{3 \cdot U_{1фн}^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot f_1^* \cdot \left\{ R_1 + \sqrt{\left[R_1^2 + (X_{кн} \cdot f_1^*)^2 \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{R_1'}{X_\mu \cdot f_1^*} \right)^2 \right]} \right\}},$$

а также критического скольжения

$$s_K(f_1^*) = R_2' \cdot \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{R_1'}{X_\mu \cdot f_1^*} \right)^2}{R_1^2 + (X_{кн} \cdot f_1^*)^2}}$$

и скорости

$$\omega_K(f_1^*) = \omega_0 \cdot \left[1 - s_K(f_1^*) \right].$$

Результаты расчета свести в табл. 2.7

Таблица 2.7

Результаты расчета зависимости $M_{дв.макс}(\omega)$

f_1^*	s	ω , рад/с	$M_{дв.макс}$, Н · м
$\frac{f_{пмин}}{f_{1н}}$			
...			
$\frac{f_{пмакс}}{f_{1н}}$			

5. Рассчитывается и наносится на семейство электромеханических характеристик $\omega(I_1)$ зависимость $I_{смакс}(\omega)$, соответствующая длительной максимальной нагрузке $M_{смакс}(\omega) = \text{const}$ (на рис. 2.8, б т. 4–5–6–7).

Для этого необходимо для ряда значений частоты $f_1^* = \frac{f_{пмин}}{f_{1н}} \div \frac{f_{пмакс}}{f_{1н}}$

определить соответствующие $M_{с\text{ макс}}$ значения скольжения, решив относительно s уравнение (2.1)

$$\frac{3 \cdot U_{\text{Iфj}}^2 \cdot R_2'}{\left(\omega_0 \cdot f_1^* \right) \cdot s \cdot \left[\left(X_{\text{кн}} \cdot f_1^* \right)^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu} \cdot f_1^*} \right)^2 \right]} = M_{с\text{ макс}}.$$

Для полученных значений скольжения s по выражению (2.2) рассчитываются значения тока $I_{с\text{ макс}}$, а также значения скорости $\omega = \omega_0 \cdot f_1^* \cdot (1 - s)$. Результаты расчета свести в табл. 2.8.

Таблица 2.8
Результаты расчета зависимости $I_{с\text{ макс}}(\omega)$

f_1^*	s	ω , рад/с	$I_{с\text{ макс}}$, А
$\frac{f_{\text{п мин}}}{f_{\text{Iн}}}$			
...			
$\frac{f_{\text{п макс}}}{f_{\text{Iн}}}$			

6. Рассчитывается и наносится на семейство электромеханических характеристик $\omega(I_1)$ зависимость $I_{\text{эп макс}}(\omega)$, соответствующая максимальному моменту $M_{\text{эп макс}}(\omega) = \text{const}$ (на рис. 2.8, б т. 13–14–15–16).

Для этого необходимо для ряда значений частоты $f_1^* = \frac{f_{\text{п мин}}}{f_{\text{Iн}}} \div \frac{f_{\text{п макс}}}{f_{\text{Iн}}}$ определить соответствующие $M_{\text{эп макс}}$ значения скольжения, решив относительно s уравнение (2.1)

$$\frac{3 \cdot U_{\text{Iфj}}^2 \cdot R_2'}{\left(\omega_0 \cdot f_1^* \right) \cdot s \cdot \left[\left(X_{\text{кн}} \cdot f_1^* \right)^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu} \cdot f_1^*} \right)^2 \right]} = M_{\text{эп макс}}.$$

Для полученных значений скольжения s по выражению (2.2) рассчитываются значения тока $I_{\text{эп макс}}$, а также значения скорости $\omega = \omega_0 \cdot f_1^* \cdot (1 - s)$. Результаты расчета свести в табл. 2.9.

Таблица 2.9

Результаты расчета зависимости $I_{\text{эп макс}}(\omega)$

f_1^*	s	ω , рад/с	$I_{\text{эп макс}}(\omega)$, А
$\frac{f_{\text{п мин}}}{f_{1\text{н}}}$			
...			
$\frac{f_{\text{п макс}}}{f_{1\text{н}}}$			

Определение максимальной частоты инвертора

Для уточнения значения максимальной частоты инвертора следует дополнительно рассчитать механическую характеристику, проходящую через т. 15, соответствующую скорости электропривода $\omega_{\text{эп макс}}$ при моменте $M_{\text{эп макс}}$. Для этого необходимо найти соответствующее этим условиям значение частоты $f_{1\text{ макс}}^*$, решив уравнение (2.1)

$$\frac{3 \cdot U_{1\text{фн}}^2 \cdot R_2'}{(\omega_0 \cdot f_{1\text{ макс}}^* - \omega_{\text{эп макс}})} \cdot \left[\left(X_{\text{кн}} \cdot f_{1\text{ макс}}^* \right)^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{1 - \frac{\omega_{\text{эп макс}}}{\omega_0 \cdot f_{1\text{ макс}}^*}} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{1 - \frac{\omega_{\text{эп макс}}}{\omega_0 \cdot f_{1\text{ макс}}^*} \cdot X_{\mu} \cdot f_{1\text{ макс}}^*} \right)^2 \right] = M_{\text{эп макс}}.$$

Максимальная частота преобразователя

$$f_{\text{п макс}} = f_{1\text{ макс}}^* \cdot f_{1\text{н}}.$$

Механическая характеристика рассчитывается по выражению (2.1).

Проверка правильности выбора двигателя при скалярном управлении

По результатам построения механических характеристик электропривода $\omega(M)$ и нагрузки (рис. 2.8, а) проверяется правильность выбора двигателя по моменту:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{дв длит. доп}}(\omega) &\geq M_{\text{с макс}} \\ M_{\text{дв макс}}(\omega) &\geq M_{\text{эп макс}} \end{aligned} \right\}. \quad (2.6)$$

По результатам построения электромеханических характеристик электропривода $\omega(I_1)$ (рис. 2.8, б) проверяется правильность выбора двигателя по току

$$I_{\text{дв. длит. доп}}(\omega) \geq I_{\text{с макс}}. \quad (2.7)$$

В верхней части диапазона регулирования скорости допускается возможность невыполнения второго условия (2.6). В нижней части диапазона регулирования при невыполнении второго условия (2.6) обязательна проверка обеспечения пускового момента. Условия (2.6)–(2.7) определяют возможный диапазон регулирования скорости электропривода (на рис. 2.8, а от $\omega_{\min} = \omega_{\text{т.20}}$ до $\omega_{\max} = \omega_{\text{т.16}}$).

Проверка правильности выбора преобразователя

По результатам построения электромеханических характеристик электропривода $\omega(I_1)$ (рис. 2.8, б) проверяется правильность выбора преобразователя – во всем диапазоне регулирования скорости должны выполняться условия:

$$\left. \begin{array}{l} I_{\text{с макс}}(\omega) \leq I_{\text{ин}} \\ I_{\text{эп макс}}(\omega) \leq I_{\text{и макс}} \end{array} \right\}. \quad (2.8)$$

При управлении асинхронными электроприводами с законами регулирования класса U_1/f_1 максимальный момент двигателя при снижении скорости существенно уменьшается (см. рис. 2.8, а), перегрузочная способность привода падает и тем самым ограничивается диапазон регулирования скорости. Сохранение перегрузочной способности и расширение диапазона регулирования может быть достигнуто настройкой вольт-частотной характеристики преобразователя частоты (повышением напряжения на начальном участке при малых скоростях) или применением компенсационных обратных связей или обратной связи по скорости (см. табл. 2.4).

Поясним порядок применения условий (2.6)–(2.8) на примере приведенных на рис. 2.8 характеристик.

1. Условия проверки двигателя по моменту и току:

– в верхней части диапазона регулирования скорости имеем

$$\left. \begin{array}{l} M_{\text{т.11}} > M_{\text{т.6}} \\ M_{\text{т.19}} > M_{\text{т.15}} \\ I_{\text{т.11}} > I_{\text{т.6}} \end{array} \right\},$$

следовательно, условия проверки (2.6)–(2.7) выполняются;

– в нижней части диапазона регулирования скорости имеем

$$\left. \begin{array}{l} M_{\text{т.8}} < M_{\text{т.4}} \\ M_{\text{т.17}} < M_{\text{т.13}} \\ I_{\text{т.8}} > I_{\text{т.4}} \end{array} \right\},$$

следовательно, условия проверки по моменту (2.6) не выполняются.

2. Условия проверки преобразователя по току:

$$I_{\text{ин}} \geq I_{\text{т.6}}; \quad I_{\text{и макс}} \geq I_{\text{т.15}}; \quad I_{\text{и макс1}} \geq I_{\text{т.13}}.$$

3. Условия проверки преобразователя по максимальной частоте

$$f_{\text{и макс}} \geq f_{\text{п макс}}.$$

Общий вывод по анализу полученных характеристик рис. 2.8. Заданный диапазон регулирования скорости $D_{\omega} = \frac{\omega_{\text{эп макс}}}{\omega_{\text{эп мин}}}$ с учетом характера и параметров нагрузки при простейшем законе скалярного управления $U_1/f_1 = \text{const}$ не может быть обеспечен.

Векторное управление

При векторном управлении магнитный поток в первой зоне поддерживается постоянным $\Psi_{2x} = \Psi_{2xн} = \text{const}$, а во второй зоне ослабляется в соответствии с зависимостью $\Psi_{2x} = \Psi_{2xн} \cdot \frac{\omega}{\omega_{\text{нач}}}$, где $\omega_{\text{нач}}$ – начальная скорость ослабления поля.

Расчет механических характеристик

1. Механическая характеристика $M(s)$ системы преобразователь частоты–асинхронный двигатель рассчитывается для частоты $f_{\text{и}} = f_{1н} = 50$ Гц по выражению

$$M(s) = \frac{3 \cdot U_{1фн}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot \left[(X_{кн})^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu}} \right)^2 \right]}. \quad (2.9)$$

По результатам расчета строится механическая характеристика $\omega(M)$ (рис. 2.9, а), где $\omega = \omega_0 \cdot (1 - s)$.

Номинальный электромагнитный момент двигателя

$$M_{\text{эмн}} = \frac{3 \cdot U_{1фн}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s_{\text{н}} \cdot \left[X_{кн}^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s_{\text{н}}} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s_{\text{н}} \cdot X_{\mu}} \right)^2 \right]}.$$

Момент трения на валу двигателя

$$M_{\text{с дв}} = M_{\text{эмн}} - M_{\text{двн}}.$$

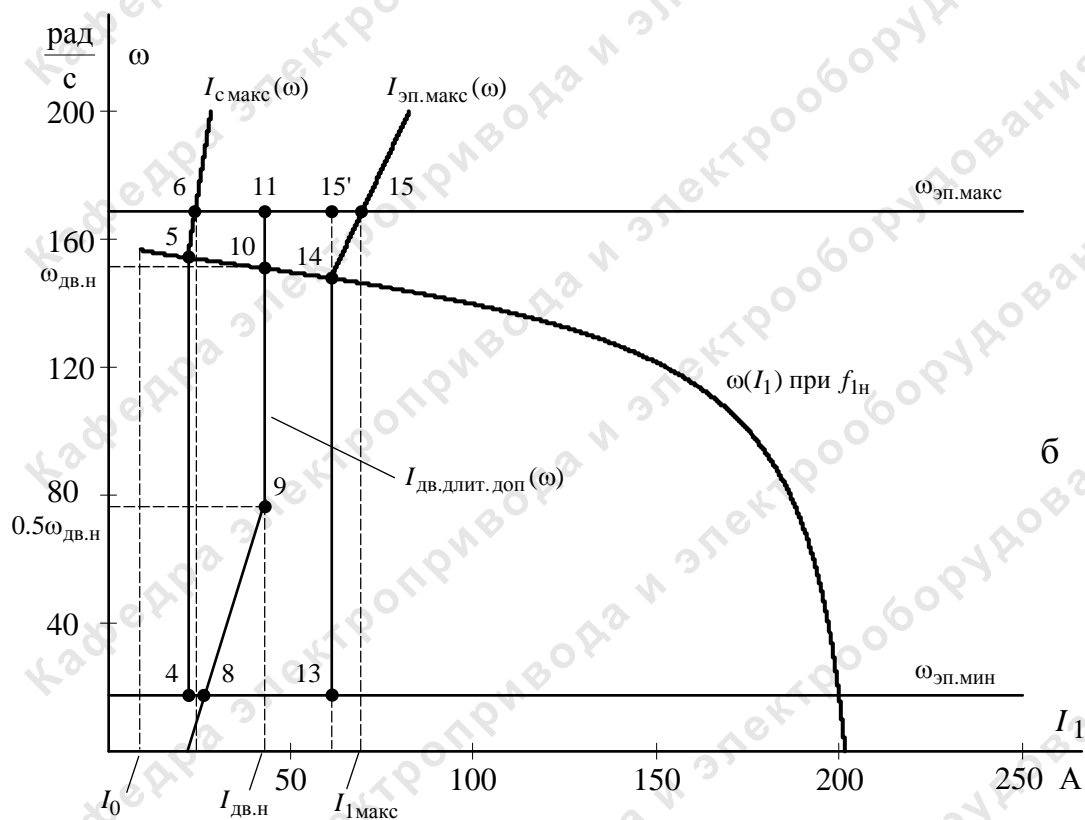
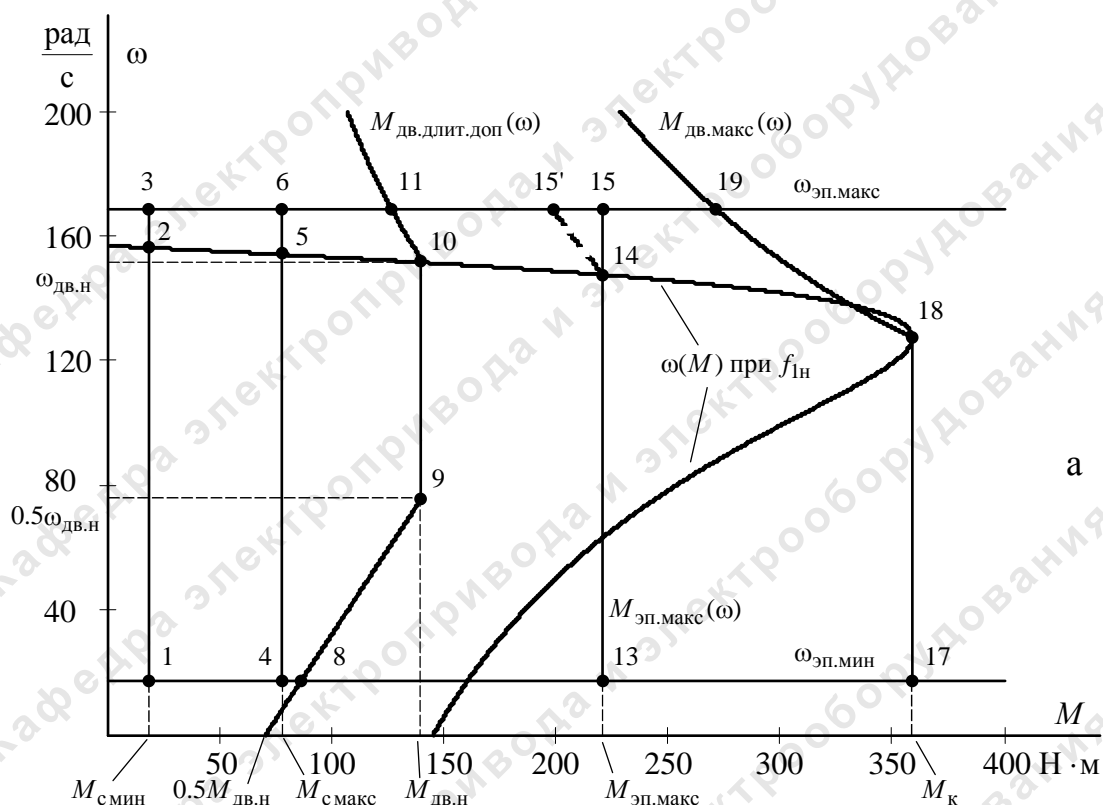


Рис. 2.9. Характеристики электропривода и нагрузки при векторном управлении: а – механические; б – электромеханические

Расчет электромеханических характеристик

Электромеханическая характеристика $I_1(s)$ разомкнутой системы преобразователь частоты – асинхронный двигатель рассчитывается для значения частоты $f_{\text{и}} = f_{1\text{н}} = 50$ Гц по выражению

$$I_1(s) = \sqrt{I_0^2 + I_2'^2(s) + 2 \cdot I_0 \cdot I_2'(s) \cdot \sin \varphi_2(s)}, \quad (2.10)$$

где

$$I_2'(s) = \frac{U_{1\phi\text{н}}}{\pm \sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{\text{кн}})^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu}}\right)^2}}; \quad (2.11)$$

$$I_0 = \frac{U_{1\phi\text{н}}}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + X_{\mu})^2}}; \quad (2.12)$$

$$\sin \varphi_2(s) = \frac{X_{\text{кн}}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{\text{кн}})^2}}. \quad (2.13)$$

По результатам расчета строится электромеханическая характеристика $\omega(I_1)$ (рис. 2.9, б). По выражениям (2.10)–(2.13) для скольжений $s = s_{\text{н}}$ и $s \rightarrow 0$ рассчитываются значения тока статора $I_1(s_{\text{н}})$ и I_0 .

Определение заданной области работы

1. В плоскости механических характеристик $\omega(M)$ (рис. 2.9, а) строятся граничные характеристики для длительного и кратковременного режимов работы (см. рис. 2.1):

- $M_{\text{с мин}}(\omega) = \text{const}$ (т. 1–2–3);
- $M_{\text{с макс}}(\omega) = \text{const}$ (т. 4–5–6);
- $M_{\text{эп макс}}(\omega) = \text{const}$ (т. 13–14–15).

2. Рассчитывается и строится зависимость длительно допустимого момента электродвигателя $M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$ (на рис. 2.9, а т. 8–9–10–11):

- в зоне работы с номинальным потоком ($f_{\text{и}} \leq f_{1\text{н}}$)

$$M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = M_{\text{дв н}} \cdot \left(0.5 + \frac{\omega}{\omega_{\text{дв н}}}\right) \quad \text{при} \quad \omega \leq 0.5 \cdot \omega_{\text{дв н}},$$

$$M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = M_{\text{дв н}} \quad \text{при} \quad 0.5 \cdot \omega_{\text{дв н}} < \omega \leq \omega_{\text{дв н}};$$

– в зоне работы с ослабленным потоком ($f_{\text{и}} > f_{1\text{н}}$)

$$M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = M_{\text{двн}} \cdot \left(\frac{\omega_{\text{двн}}}{\omega} \right), \quad \text{при} \quad \omega > \omega_{\text{двн}}.$$

Результаты расчета свести в табл. 2.10.

Таблица 2.10

Результаты расчета зависимости $M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$

ω , рад/с	0	$\omega_{\text{ЭП мин}}$	$0,5\omega_{\text{двн}}$	$\omega_{\text{двн}}$...	$\omega_{\text{ЭП макс}}$
$M_{\text{дв.длит.доп}}$, Н·м						

3. Рассчитывается и строится зависимость максимального допустимого момента $M_{\text{дв.макс}}(\omega)$ (на рис. 2.9, а т. 17–18–19):

– в зоне работы с номинальным потоком при $f_{\text{и}} \leq f_{1\text{н}}$ и $\omega \leq \omega_0 \cdot (1 - s_{\text{к}})$

$$M_{\text{дв.макс}}(\omega) = M_{\text{к}}|_{f_{\text{и}}=f_{1\text{н}}} = \text{const},$$

где
$$M_{\text{к}} = \frac{3 \cdot U_{1\text{фн}}^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot \left\{ R_1 + \sqrt{(R_1^2 + X_{\text{кн}}^2) \cdot \left[1 + \left(\frac{R_1'}{X_{\mu}} \right)^2 \right]} \right\}}, \text{ Н} \cdot \text{м};$$

– в зоне работы с ослабленным потоком при $f_{\text{и}} > f_{1\text{н}}$ и $\omega > \omega_0 \cdot (1 - s_{\text{к}})$

$$M_{\text{дв.макс}}(\omega) = M_{\text{к}} \cdot \frac{\omega_0 \cdot (1 - s_{\text{к}})}{\omega}.$$

Результаты расчета свести в табл. 2.11.

Таблица 2.11

Результаты расчета зависимости $M_{\text{дв.макс}}(\omega)$

ω , рад/с	0	$\omega_{\text{ЭП мин}}$	$0,5\omega_{\text{двн}}$	$\omega_{\text{двн}}$...	$\omega_{\text{ЭП макс}}$
$M_{\text{дв.макс}}$, Н·м						

4. В плоскости электромеханических характеристик $\omega(I_1)$ (рис. 2.9, б) рассчитывается и строится зависимость длительно допустимого тока электродвигателя $I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$ (т. 8–9–10–11):

– в зоне работы с номинальным потоком ($f_{\text{и}} \leq f_{1\text{н}}$)

$$I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = I_{\text{двн}} \cdot \left(0,5 + \frac{\omega}{\omega_{\text{двн}}} \right) \quad \text{при} \quad \omega \leq 0,5 \cdot \omega_{\text{двн}},$$

$$I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = I_{\text{двн}} \quad \text{при} \quad 0.5 \cdot \omega_{\text{двн}} < \omega \leq \omega_{\text{двн}};$$

– в зоне работы с ослабленным потоком ($f_{\text{и}} > f_{1\text{н}}$) с условием полного использования двигателя по теплу принимаем

$$I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = I_{\text{двн}}, \quad \text{при} \quad \omega > \omega_{\text{двн}}.$$

Результаты расчета свести в табл. 2.12.

Таблица 2.12
Результаты расчета зависимости $I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$

ω , рад/с	0	$\omega_{\text{ЭП мин}}$	$0.5\omega_{\text{двн}}$	$\omega_{\text{двн}}$	$\omega_{\text{ЭП макс}}$
$I_{\text{дв.длит.доп}}$, А					

5. Рассчитывается и строится на рис. 2.9, б (т. 4–5–6) зависимость $I_{\text{с макс}}(\omega)$, соответствующая длительной максимальной нагрузке $M_{\text{с макс}}(\omega) = \text{const}$. Для этого необходимо на естественной характеристике $M(\omega)$ определить соответствующее $M_{\text{с макс}}$ значение скольжения $s_{\text{т.5}}$, решив относительно s уравнение (2.9)

$$\frac{3 \cdot U_{1\text{фн}}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot \left[(X_{\text{кн}})^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu}} \right)^2 \right]} = M_{\text{с макс}},$$

и далее рассчитать значение тока $I_{\text{с макс}}|_{f_{\text{и}}=f_{1\text{н}}}$ по выражению (2.10) и значение скорости $\omega_{\text{т.5}} = \omega_0 \cdot (1 - s_{\text{т.5}})$.

Зависимость $I_{\text{с макс}}(\omega)$ рассчитывается по выражениям:

$$I_{\text{с макс}}(\omega) = I_{\text{с макс}}|_{f_{\text{и}}=f_{1\text{н}}} \quad \text{при} \quad \omega \leq \omega_{\text{т.5}};$$

$$I_{\text{с макс}}(\omega) = I_{\text{с макс}}|_{f_{\text{и}}=f_{1\text{н}}} \cdot \frac{\omega}{\omega_{\text{т.5}}} \quad \text{при} \quad \omega > \omega_{\text{т.5}}.$$

Результаты расчета свести в табл. 2.13.

Таблица 2.13
Результаты расчета зависимости $I_{\text{с макс}}(\omega)$

ω , рад/с	$\omega_{\text{ЭП мин}}$	$\omega_{\text{т.5}}$	$\omega_{\text{ЭП макс}}$
$I_{\text{с макс}}$, А			

6. Рассчитывается и строится на рис. 2.9, б (т. 13–14–15) зависимость $I_{\text{ЭП макс}}(\omega)$, соответствующая кратковременной максимальной на-

грузке $M_{\text{эп макс}}(\omega) = \text{const}$. Для этого необходимо на естественной характеристике $M(\omega)$ определить соответствующее $M_{\text{эп макс}}$ значение скольжения $s_{\text{т.14}}$, решив относительно s уравнение (2.9)

$$\frac{3 \cdot U_{1\text{фн}}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot \left[(X_{\text{кн}})^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu}} \right)^2 \right]} = M_{\text{эп макс}},$$

и далее рассчитать значение тока $I_{\text{эп макс}} \Big|_{f_{\text{и}}=f_{1\text{н}}}$ по выражению (2.10) и значение скорости $\omega_{\text{т.14}} = \omega_0 \cdot (1 - s_{\text{т.14}})$.

Зависимость $I_{\text{эп макс}}(\omega)$ рассчитывается по выражениям:

$$I_{\text{эп макс}}(\omega) = I_{\text{эп макс}} \Big|_{f_{\text{и}}=f_{1\text{н}}} \quad \text{при} \quad \omega \leq \omega_{\text{т.14}};$$

$$I_{\text{эп макс}}(\omega) = I_{\text{эп макс}} \Big|_{f_{\text{и}}=f_{1\text{н}}} \cdot \frac{\omega}{\omega_{\text{т.14}}} \quad \text{при} \quad \omega > \omega_{\text{т.14}}.$$

Результаты расчета свести в табл. 2.14.

Таблица 2.14
Результаты расчета зависимости $I_{\text{эп макс}}(\omega)$

ω , рад/с	$\omega_{\text{эп мин}}$	$\omega_{\text{т.14}}$	$\omega_{\text{эп макс}}$
$I_{\text{эп макс}}$, А			

Полученные зависимости для $M_{\text{эп макс}} = \text{const}$ (на рис. 2.9, а т. 13–14–15) и $I_{\text{эп макс}}(\omega)$ (рис. 2.9, б т. 13–14–15) для двигателя, выбранного с большим запасом по мощности, принципиально допустимы при условии $M_{\text{т.15}} \leq M_{\text{т.19}}$, но для своей реализации требуют применения зависимого от скорости токоограничения. Однако в двухзонном электроприводе совместить независимое управление потокосцеплением в функции задания на скорость $\Psi_{2\text{x}} = f(U_{\text{зс}})$ и ограничение максимального тока в функции скорости $I_{\text{эп макс}}(\omega)$ практически невозможно. Поэтому в двухзонном электроприводе с независимым управлением потокосцеплением следует принять постоянное токоограничение в обеих зонах $I_{\text{эп макс}} = \text{const}$ (на рис. 2.9, б т. 13–14–15), тогда характеристика $M_{\text{эп макс}}(\omega)$ на участке т. 14–15' (рис. 2.9, а) рассчитывается по выражению

$$M_{\text{эп макс}}(\omega) = M_{\text{эп макс}} \Big|_{f_{\text{и}}=f_{1\text{н}}} \cdot \frac{\omega_{\text{т.14}}}{\omega} \quad \text{при} \quad \omega > \omega_{\text{т.14}}.$$

В системах двухзонного электропривода с зависимым управлением потокосцеплением $\Psi_{2x}(\omega)$ принципиально возможна реализация зависимо-го токоограничения $I_{\text{эп макс}}(\omega)$ (рис. 2.9, б т. 13–14–15).

Проверка правильности выбора двигателя при векторном управлении

По результатам построения механических характеристик электропривода $\omega(M)$ и нагрузки $M(\omega)$ (рис. 2.9, а) проверяется правильность выбора двигателя по моменту. Во всем диапазоне регулирования скорости должны выполняться условия:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{дв длит. доп}}(\omega) &\geq M_{\text{с макс}} \\ M_{\text{дв макс}}(\omega) &\geq M_{\text{эп макс}} \end{aligned} \right\}. \quad (2.14)$$

По результатам построения электромеханических характеристик электропривода $\omega(I_1)$ (рис. 2.9, б) проверяется правильность выбора двигателя по току. Во всем диапазоне регулирования скорости должно выполняться условие

$$I_{\text{дв. длит. доп}}(\omega) \geq I_{\text{с макс}}. \quad (2.15)$$

В верхней части диапазона регулирования скорости допускается возможность невыполнения второго условия (2.14).

Проверка правильности выбора преобразователя

По результатам построения электромеханических характеристик электропривода $\omega(I_1)$ (рис. 2.9, б) проверяется правильность выбора преобразователя. Во всем диапазоне регулирования скорости должны выполняться условия:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{с макс}}(\omega) &\leq I_{\text{ин}} \\ I_{\text{эп макс}}(\omega) &\leq I_{\text{и макс}} \end{aligned} \right\}. \quad (2.16)$$

Поясним порядок применения условий (2.14)–(2.16) на примере приведенных на рис. 2.9 характеристик.

1. Проверка двигателя по моменту и току:

– в верхней части диапазона регулирования скорости имеем

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{т.11}} &> M_{\text{т.6}} \\ M_{\text{т.19}} &> M_{\text{т.15}} \\ (M_{\text{т.19}} &> M_{\text{т.15}'}) \\ I_{\text{т.11}} &> I_{\text{т.6}} \end{aligned} \right\},$$

следовательно, условия проверки по моменту (2.14) и току (2.15) выполняются;

– в нижней части диапазона регулирования скорости имеем

$$\left. \begin{aligned} M_{Т.8} &> M_{Т.4} \\ M_{Т.17} &> M_{Т.13} \\ I_{Т.8} &> I_{Т.4} \end{aligned} \right\},$$

следовательно, условия проверки по моменту (2.14) и току (2.15) выполняются.

2. Условия проверки преобразователя по току:

$$I_{ин} \geq I_{Т.6}; \quad I_{и макс} \geq I_{Т.15} \quad (I_{и макс} \geq I_{Т.14}).$$

Общие выводы по анализу полученных характеристик рис. 2.9:

– система преобразователь частоты – асинхронный двигатель с векторным управлением может обеспечить длительную работу в интервале изменения момента нагрузки от $M_{с мин}$ до $M_{с макс}$ и заданный кратковременный максимальный момент $M_{эп макс}$ во всем диапазоне регулирования скорости от $\omega_{эп мин}$ до $\omega_{эп макс}$;

– для обеспечения заданного диапазона регулирования скорости электропривод должен быть двухзонный (или однозонный);

– в двухзонном электроприводе должно быть реализовано ослабление потока двигателя во второй зоне регулирования и зависимое (рис. 2.9, б, характеристика 13–14–15) от скорости (или постоянное – характеристика 13–14–15') токоограничение.

2.3. Линеаризованная САУ электропривода

2.3.1. Структурная схема линеаризованной САУ частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением

Структурная схема линеаризованной непрерывной САУ частотно-регулируемого асинхронного двухзонного электропривода с векторным управлением приведена на рис. 2.10. Электропривод реализован по схеме с независимым управлением потокосцеплением.

На схеме приняты следующие обозначения:

$W(p)_{рТ}, W(p)_{р\psi}, W(p)_{рс}$ – передаточные функции регуляторов тока, потокосцепления и скорости;

k_T – коэффициент обратной связи по току В/А.

k_ψ – коэффициент обратной связи по потокосцеплению ротора, В/Вб ;

k_c – коэффициент обратной связи по скорости, $\frac{В \cdot с}{рад}$;

$T_{\mu\tau} = \frac{T_{с\tau}}{3}$ – малая постоянная времени цепи обратной связи по току, с;

$T_{с\tau} = \frac{1}{f_{\text{шим}}} \cdot n_{\tau}$ – период сглаживания результатов измерения тока, с.

Принять количество измерений $n_{\tau} = 8$;

$T_{\mu\psi} = \frac{T_{с\psi}}{3}$ – малая постоянная времени цепи обратной связи по потокоцеплению, с;

$T_{с\psi} = \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{шим}}}\right) \cdot n_{\psi}$ – период расчета потокоцепления, с. Принять $n_{\psi} \geq 3$;

$T_{\mu\omega} = \frac{T_{с\omega}}{3}$ – малая постоянная времени цепи обратной связи по скорости, с;

$T_{с\omega} = \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{шим}}}\right) \cdot n_{\omega}$ – период расчета (измерения) скорости, с.

Принять $n_{\omega} \geq 3$.

Для настройки контуров регулирования необходимо определить следующие дополнительные параметры системы:

– значение номинального потокоцепления двигателя

$$\Psi_{2\text{хн}} = \frac{M_{\text{эмн}}}{\frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_1^2(s_n) - I_0^2}}, \text{ Вб}; \quad (2.17)$$

– максимально допустимое значение тока при постоянном токоограничении $I_{\text{эп макс}} = \text{const}$

$$I_{1y \text{ макс}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_{\text{эп макс}}^2 - I_0^2}, \text{ А}; \quad (2.18, a)$$

– максимально допустимое значение тока при зависимом токоограничении $M_{\text{эп макс}} = \text{const}$

$$I_{1y \text{ макс}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_{1\text{ макс}}^2 - \left(I_0 \cdot \frac{\omega_{\text{т.15}}}{\omega_{\text{т.14}}}\right)^2} \quad (2.18, б)$$

В двухзонном электроприводе во второй зоне поток возбуждения двигателя необходимо уменьшать с увеличением скорости. Для этой цели на входе контура потокоцепления устанавливается блок формирования задания потокоцепления (БФЗЦ).

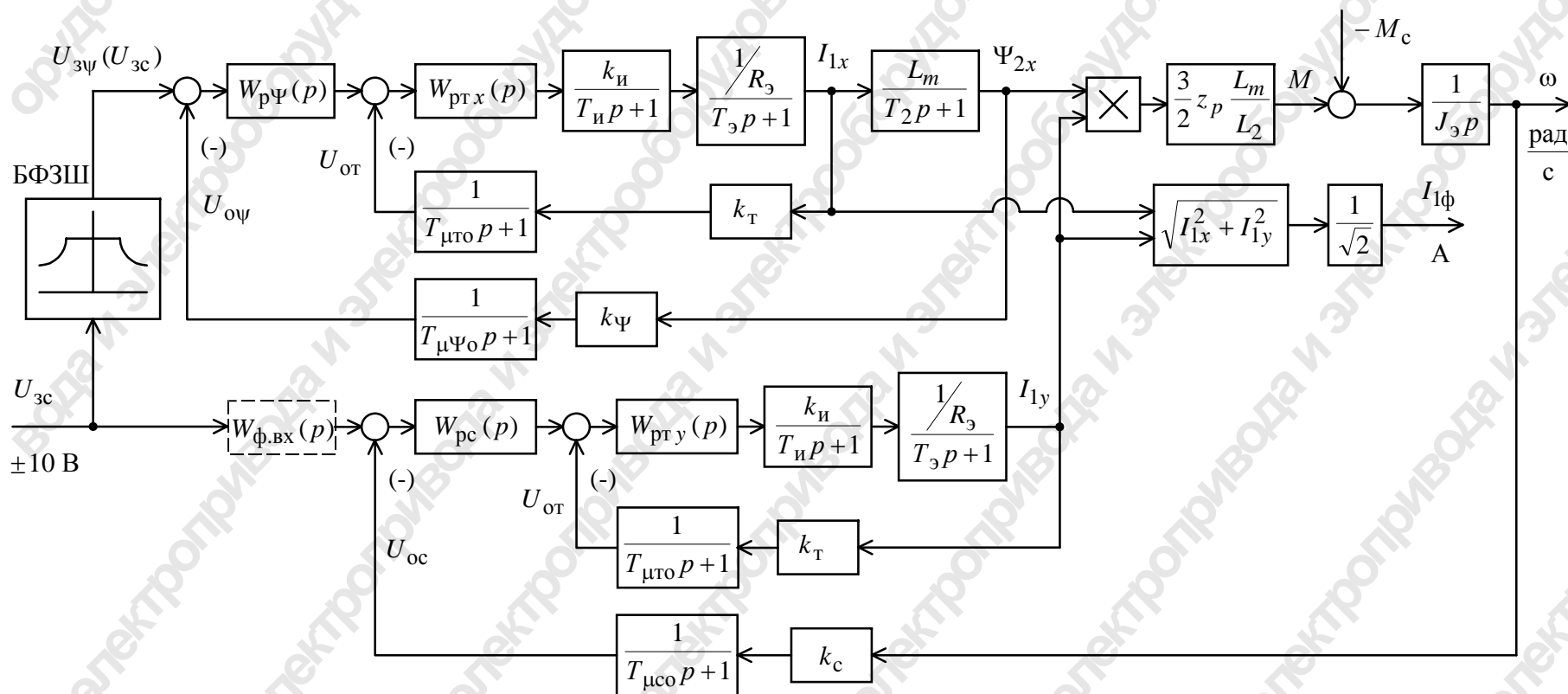


Рис. 2.10. Структурная схема линейризованной непрерывной САУ частотно-регулируемого асинхронного электропривода при векторном управлении и двухзонном регулировании скорости

2.3.2. Определение характеристики блока формирования задания на управление потокосцеплением

Характеристика блока формирования задания потокосцепления $U_{3\Psi}(U_{3c})$ для двухзонного электропривода приведена на рис. 2.11.

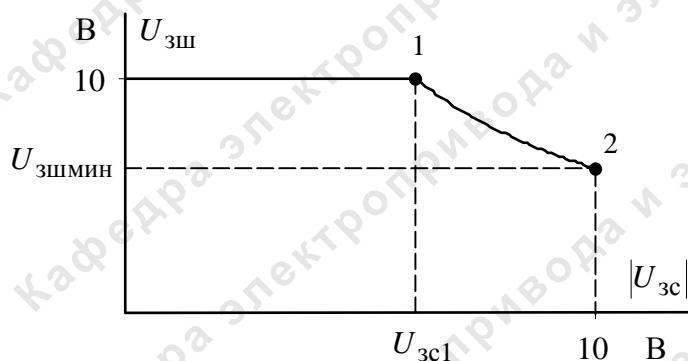


Рис. 2.11. Характеристика блока задания потокосцепления двухзонного электропривода

Выбор значения скорости, при которой начинается ослабление потока, является неоднозначной задачей.

Если для начала ослабления поля выбрать значение скорости $\omega = \omega_{т.2}$ (рис. 2.12), то в области II двигатель будет работать с номинальным потоком при напряжении выше номинального ($U_{дв} > U_{дв н}$).

Если для начала ослабления поля выбрать значение скорости $\omega = \omega_{т.14}$ (рис. 2.12), то в области I двигатель будет работать с ослабленным потоком при пониженном напряжении ($U_{дв} < U_{дв н}$).

В качестве примера начала ослабления потока выбираем скорость электродвигателя $\omega_{дв} = \omega_{т.14}$. Тогда параметры характеристики БФЗП $U_{3\Psi}(U_{3c})$ определяются следующим образом:

$$U_{3c1} = U_{3c \text{ макс}} \cdot \frac{\omega_{т.14}}{\omega_{эп \text{ макс}}}, \text{ В},$$

где принять $U_{3c \text{ макс}} = 10 \text{ В}$;

$$U_{3\Psi}(U_{3c}) \Big|_{\substack{U_{3c} = 0 \\ |U_{3c}| = U_{3c1}}} = U_{3\Psi \text{ макс}}, \text{ В},$$

где принять $U_{3\Psi \text{ макс}} = 10 \text{ В}$;

$$U_{3\Psi}(U_{3c}) \Big|_{\substack{|U_{3c}| = U_{3c1} \\ |U_{3c}| = U_{3c \text{ макс}}}} = U_{3\Psi \text{ макс}} \cdot \frac{U_{3c1}}{|U_{3c}|}, \text{ В}.$$

В однозонном электроприводе с векторным управлением $U_{3\Psi} = U_{3c \text{ макс}} = \text{const}$.

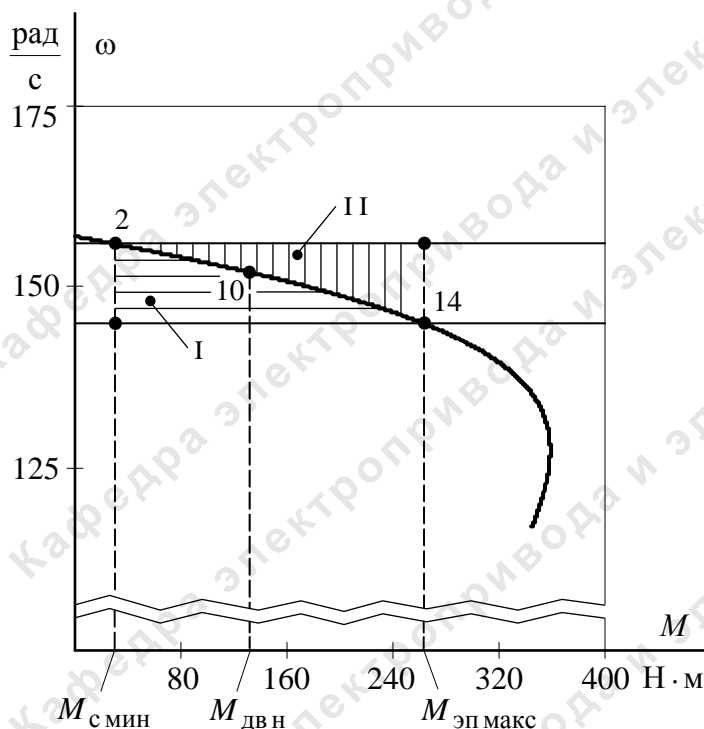


Рис. 2.12. К выбору скорости начала ослабления потока в двухзонном электроприводе

2.3.3. Оптимизация контуров регулирования

Характерной особенностью частотно-регулируемых электроприводов переменного тока является относительно большая инерционность в цепи обратной связи контуров регулирования тока, потокосцепления и скорости.

Оптимизация контура тока с инерционной обратной связью и ПИ-регулятором

Структурная схема контура тока с инерционной обратной связью и полной компенсацией внутренней отрицательной обратной связи по ЭДС двигателя приведена на рис. 2.13. Контуров токов I_{1x} и I_{1y} идентичные.

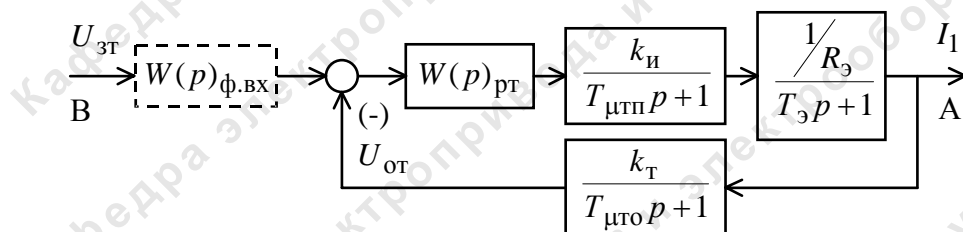


Рис. 2.13. Структурная схема контура тока

На схеме рис. 2.13 приняты следующие обозначения:

$U_{зт}$ – напряжение задания на ток, В;

$T_{\mu\pi\pi}$ – малая постоянная времени в прямом канале, с. Принять

$$T_{\mu\pi\pi} = T_{\text{и}};$$

$T_{\mu\pi\sigma}$ – малая постоянная времени в цепи обратной связи, с.

Передаточная функция ПИ-регулятора тока

$$W_{\text{рт}}(p) = k_{\text{рт}} \cdot \frac{T_{\text{рт}} \cdot p + 1}{T_{\text{рт}} \cdot p}.$$

Коэффициент усиления регулятора тока

$$k_{\text{рт}} = \frac{T_{\text{э}} \cdot R_{\text{э}}}{k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}} \cdot a_{\text{т}} \cdot T_{\mu\pi\text{э}}},$$

где

$T_{\mu\pi\text{э}} = T_{\mu\pi\pi} + T_{\mu\pi\sigma}$ – эквивалентная малая постоянная времени оптимизированного контура, с;

$k_{\text{т}} = \frac{U_{\text{зт макс}}}{I_{1\text{у макс}}}$ – коэффициент обратной связи по току, В/А. При-

нять $U_{\text{зт макс}} = 10 \text{ В}$;

$a_{\text{т}} = 2$ – коэффициент оптимизации.

Постоянная времени регулятора тока

$$T_{\text{рт}} = T_{\text{э}}.$$

Контур тока имеет следующие передаточные функции:

– разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{раз.т}} = \frac{1}{a_{\text{т}} \cdot T_{\mu\pi\pi} \cdot T_{\mu\pi\sigma} \cdot T_{\mu\pi\text{э}} \cdot p^3 + a_{\text{т}} \cdot T_{\mu\pi\text{э}}^2 \cdot p^2 + a_{\text{т}} \cdot T_{\mu\pi\text{э}} \cdot p}; \quad (2.19)$$

– замкнутого контура

$$\begin{aligned} W(p)_{\text{зам.т}} &= \frac{\frac{1}{k_{\text{т}}} \cdot (T_{\mu\pi\sigma} \cdot p + 1)}{a_{\text{т}} T_{\mu\pi\pi} T_{\mu\pi\sigma} T_{\mu\pi\text{э}} p^3 + a_{\text{т}} T_{\mu\pi\text{э}}^2 p^2 + a_{\text{т}} T_{\mu\pi\text{э}} p + 1} \approx \\ &\approx \frac{\frac{1}{k_{\text{т}}} \cdot (T_{\mu\pi\sigma} \cdot p + 1)}{a_{\text{т}} \cdot T_{\mu\pi\text{э}}^2 \cdot p^2 + a_{\text{т}} \cdot T_{\mu\pi\text{э}} \cdot p + 1}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Настройка контура близка к настройке на модульный оптимум (МО) системы 2-го порядка. Контур является астатической системой 1-го порядка по управлению.

При $T_{\text{мтп}} \ll T_{\text{мто}}$ ожидаемые показатели качества работы замкнутого контура тока по управлению без фильтра на входе:

- установившаяся ошибка $\Delta I_{\text{уст}} = 0$;
- полоса пропускания по модулю $\omega_{\text{п}}^{(\text{м})} = \infty, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$;
- полоса пропускания по фазе $\omega_{\text{п}}^{(\text{ф})} \approx \frac{0.9}{T_{\text{мтп}} + T_{\text{мто}}}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$;
- перерегулирование $\sigma \approx 6.7\%$;
- время первого и окончательного вхождения в 5 % зону при отработке ступенчатого задания

$$t_{\text{ру1}}^{(5)} \approx 2.75 \cdot (T_{\text{мтп}} + T_{\text{мто}}), \text{ с},$$

$$t_{\text{ру2}}^{(5)} \approx 6 \cdot (T_{\text{мтп}} + T_{\text{мто}}), \text{ с}.$$

Для уменьшения перерегулирования на входе контура может быть установлен фильтр с передаточной функцией

$$W(p)_{\text{ф.вх}} = \frac{1}{T_{\text{ф.вх2}} p + 1},$$

постоянная времени которого выбирается из условия

$$T_{\text{ф.вх2}} = T_{\text{мто}}.$$

Передаточная функция по управлению замкнутого контура тока с фильтром на входе имеет вид

$$W(p)_{\text{зам.т}} = \frac{\frac{1}{k_{\text{т}}}}{a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мтп}} \cdot T_{\text{мто}} \cdot T_{\text{мэ}} \cdot p^3 + a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мэ}}^2 \cdot p^2 + a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мэ}} \cdot p + 1} \approx \frac{1}{k_{\text{т}}} \cdot \frac{1}{a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мэ}}^2 \cdot p^2 + a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мэ}} \cdot p + 1}. \quad (2.21)$$

Настройка контура близка к настройке на модульный оптимум системы второго порядка. Контур является астатической системой регулирования первого порядка по управлению. Ожидаемые показатели качества работы замкнутого контура тока по управлению с фильтром на входе:

- установившаяся ошибка $\Delta I_{\text{уст}} = 0$;
- полоса пропускания по модулю и фазе

$$\omega_{\text{п}}^{(\text{ф})} = \omega_{\text{п}}^{(\text{м})} \approx \frac{0.71}{(T_{\text{мтп}} + T_{\text{мто}})}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

– перерегулирование и время первого и окончательного вхождения в 5 % зону при отработке ступенчатого управляющего воздействия

$$\sigma \approx 4.3 \% ; \quad t_{py1}^{(5)} = t_{py2}^{(5)} \approx 4.1 \cdot (T_{\text{мтп}} + T_{\text{мто}}), \text{ с.}$$

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутого и замкнутого контура тока могут быть построены по структурной схеме рис. 2.13 с использованием программ *CLASSIC* и *Simulink* или получены по выражениям передаточных функций (2.19) и (2.20) или (2.21) с помощью программ *CLASSIC* и *LACH*. По полученным характеристикам необходимо определить:

– для разомкнутого контура запасы устойчивости по модулю ΔL , dB, и фазе $\Delta \varphi$, град;

– для замкнутого контура полосу пропускания по модулю $\omega_{\text{п}}^{(\text{м})}$, $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$, $f_{\text{п}}^{(\text{м})}$, Гц, и фазе $\omega_{\text{п}}^{(\text{ф})}$, $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$, $f_{\text{п}}^{(\text{ф})}$, Гц.

Имитационное моделирование контура тока выполняется по структурной схеме рис. 2.13 с использованием программ *CLASSIC*, *DORA*, *Simulink*. Целью имитационного моделирования является получение временных характеристик и определение статических и динамических показателей качества работы контура: $\Delta I_{\text{уст}}$, σ , $t_{py1}^{(5)}$, $t_{py2}^{(5)}$.

Теоретические и экспериментальные показатели качества линеаризованного контура тока свести в табл. 2.15.

Таблица 2.15

Показатели переходных процессов по управлению оптимизированного контура тока с ПИ-регулятором

$t_{py1}^{(5)}$, с	$t_{py2}^{(5)}$, с	σ , %	$\Delta I_{\text{уст}}$, А
Ожидаемые показатели			
Результаты моделирования			

Сделать выводы по результатам сравнения ожидаемых и экспериментально полученных показателей качества работы контура тока.

Оптимизация контура потокосцепления с инерционной обратной связью

При оптимизации контура потокосцепления внутренний оптимизированный замкнутый контур тока представлен усеченной передаточной функцией 1-го порядка

$$W(p)_{\text{зам.т}} \approx \frac{1}{T_{\text{т}} \cdot p + 1},$$

где

$$T_{\text{т}} = a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мтэ}} = a_{\text{т}} \cdot (T_{\text{мтп}} + T_{\text{мто}})$$

– эквивалентная постоянная времени оптимизированного контура тока, с.

Структурная схема контура потокосцепления с инерционной обратной связью и ПИ-регулятором приведена на рис. 2.14.

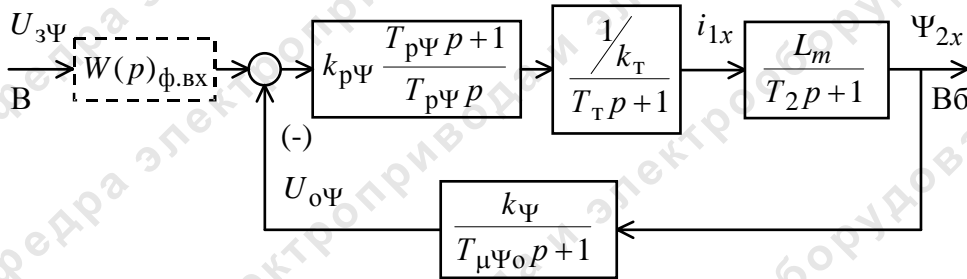


Рис. 2.14. Структурная схема контура потокосцепления с ПИ-регулятором

Передаточная функция ПИ-регулятора потокосцепления

$$W(p)_{p\Psi} = k_{p\Psi} \cdot \frac{T_{p\Psi} \cdot p + 1}{T_{p\Psi} \cdot p}.$$

Коэффициент усиления и постоянная времени регулятора потокосцепления определяются по выражениям

$$k_{p\Psi} = \frac{T_2 \cdot k_T}{L_m \cdot k_{\Psi}} \cdot \frac{1}{a_{\Psi} \cdot (T_{\text{т}} + T_{\mu\Psi o})},$$

$$T_{p\Psi} = T_2,$$

где $k_{\Psi} = \frac{U_{3\Psi \text{ макс}}}{\Psi_{2x \text{ н}}}$ – коэффициент обратной связи по потокосцеплению, В/Вб.

Принять $U_{3\Psi \text{ макс}} = 10 \text{ В}$;

$a_{\Psi} = 2$ – коэффициент оптимизации.

Контур потокосцепления с ПИ-регулятором настроенный таким образом имеет следующие передаточные функции:

– разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{раз.}\Psi} = \frac{1}{a_{\Psi} \cdot T_{\text{т}} \cdot T_{\mu\Psi o} \cdot T_{\mu\Psi \text{э}} \cdot p^3 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi \text{э}}^2 \cdot p^2 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi \text{э}} \cdot p}; \quad (2.22)$$

– замкнутого контура по управлению

$$W(p)_{\text{у.зам}} = \frac{\frac{1}{k_{\Psi}} \cdot (T_{\mu\Psi_0} \cdot p + 1)}{a_{\Psi} \cdot T_{\tau} \cdot T_{\mu\Psi_0} \cdot T_{\mu\Psi_{\Sigma}} \cdot p^3 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_{\Sigma}}^2 \cdot p^2 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_{\Sigma}} \cdot p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{k_{\Psi}} \cdot (T_{\mu\Psi_0} \cdot p + 1)}{a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_{\Sigma}}^2 \cdot p^2 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_{\Sigma}} \cdot p + 1}, \quad (2.23)$$

где

$$T_{\mu\Psi_{\Sigma}} = T_{\tau} + T_{\mu\Psi_0}$$

– эквивалентная малая постоянная времени оптимизированного контура, с.

Настройка контура близка к настройке на модульный оптимум системы второго порядка. Контур является астатической системой регулирования первого порядка по управлению и обеспечивает нулевую установившуюся ошибку $\Delta\Psi_{\text{уст}} = 0$. В зависимости от соотношения малых постоянных времени T_{τ} и $T_{\mu\Psi_0}$ контур имеет следующие динамические показатели качества работы:

– полоса пропускания по модулю

$$\omega_{\Pi}^{(м)} = \frac{(0.71 \div 0.9)}{T_{\tau} + T_{\mu\Psi_0}};$$

– показатели отработки ступенчатого управляющего воздействия:

– перерегулирование

$$\sigma = (4.3 \div 6.7) \%;$$

– время первого вхождения в 5 % зону

$$t_{\text{pyl}}^{(5)} = (4.1 \div 2.75) \cdot (T_{\tau} + T_{\mu\Psi_0}), \text{ с.}$$

При полученных значениях перерегулирования в контуре потокосцепления установка на входе контура фильтра нецелесообразна.

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутого и замкнутого контура потокосцепления могут быть построены по структурной схеме рис. 2.14 с использованием программ *CLASSIC* и *Simulink* или получены по выражениям соответствующих передаточных функций (2.22) и (2.23) с помощью программ *CLASSIC*, *LACH*. По полученным характеристикам необходимо определить:

– для разомкнутого контура запасы устойчивости по модулю ΔL , dB, и фазе $\Delta\varphi$, град;

– для замкнутого контура полосу пропускания по модулю $\omega_{\Pi}^{(м)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$, $f_{\Pi}^{(м)}, \text{Гц}$, и фазе $\omega_{\Pi}^{(\phi)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$, $f_{\Pi}^{(\phi)}, \text{Гц}$.

Имитационное моделирование контура потокосцепления выполняется по структурной схеме рис. 2.14 с использованием программ

CLASSIC, *DORA* и *Simulink*. Полученные с использованием структурной схемы рис. 2.14 показатели качества работы контура потокосцепления будут приближенными, поскольку замкнутый контур тока представлен усеченной до 1-го порядка передаточной функцией. Для получения более точных результатов следует воспользоваться двухконтурной структурной схемой САР потокосцепления (рис. 2.10), в которой внутренний замкнутый контур тока следует представить в виде структурной схемы, приведенной на рис. 2.13.

Теоретические и экспериментальные показатели качества линейризованного контура скорости свести в табл. 2.16.

Таблица 2.16

Показатели переходных процессов по управлению
оптимизированного контура потокосцепления с ПИ-регулятором

$t_{py1}^{(5)}, c$	$t_{py2}^{(5)}, c$	$\sigma, \%$	$\Delta\Psi_{уст}, Bб$
Ожидаемые показатели			
Результаты моделирования			

Сделать выводы по результатам сравнения ожидаемых и экспериментально полученных показателей качества работы контура.

Оптимизация контура скорости с инерционной обратной связью

При оптимизации контура скорости внутренний оптимизированный замкнутый контур тока представлен усеченной передаточной функцией 1-го порядка

$$W(p)_{\text{зам.т}} \approx \frac{1}{T_T \cdot p + 1},$$

где

$$T_T = a_T \cdot T_{\text{мтэ}} = a_T \cdot (T_{\text{мтп}} + T_{\text{мто}})$$

– эквивалентная постоянная времени оптимизированного контура тока, с.

Оптимизация контура скорости с П-регулятором

Структурная схема контура скорости с инерционной обратной связью и П-регулятором приведена на рис. 2.15.

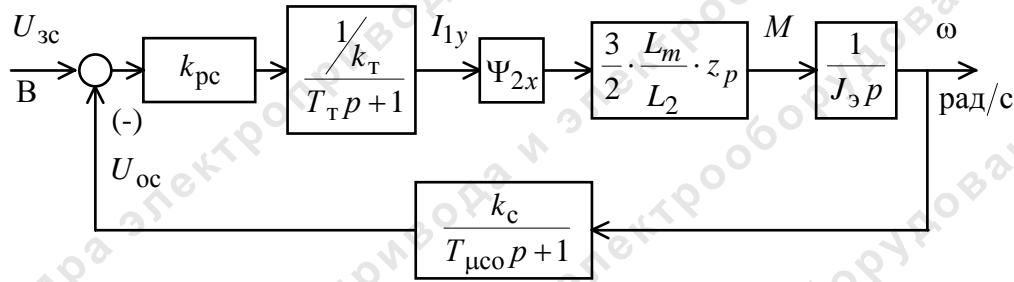


Рис. 2.15. Структурная схема контура скорости с П-регулятором

Передаточная функция П-регулятора скорости

$$W_{рс}(p) = k_{рс}.$$

Коэффициент усиления регулятора скорости

$$k_{рс} = \frac{J_э \cdot k_т}{\Psi_{2x} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot z_p \cdot k_c} \cdot \frac{1}{a_c \cdot (T_т + T_{μco})},$$

где $k_c = \frac{U_{3c \text{ макс}}}{\omega_{эп \text{ макс}}}$ – коэффициент обратной связи по скорости, $\frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$.

Принять $U_{3c \text{ макс}} = 10 \text{ В}$;

$a_c = 2$ – коэффициент оптимизации;

Ψ_{2x} – проекция вектора потокосцепления ротора на ось x ортогональной системы координат x, y . В однозонном электроприводе $\Psi_{2x} = \Psi_{2xн}$.

В двухзонном электроприводе во второй зоне регулирования уменьшается значение потокосцепления Ψ_{2x} и при выбранном коэффициенте усиления регулятора скорости быстродействие контура падает. Для оптимизации настройки контура скорости во второй зоне необходимо применять адаптивный регулятор, коэффициент усиления которого уменьшается пропорционально ослаблению поля $k_{рс} \equiv \frac{1}{\Psi_{2x}}$. Если

диапазон регулирования скорости во второй зоне небольшой, то можно ограничиться компромиссной постоянной настройкой регулятора, выбрав значение коэффициента оптимизации $a_c < 2$. Можно рекомендовать настройку регулятора скорости при $\Psi_{2x} = \Psi_{2x \text{ мин}}$, что обеспечит контуру более высокие динамические показатели при работе в первой зоне с $\Psi_{2xн}$.

Оптимизированный контур скорости с П-регулятором в однозонном электроприводе и в двухзонном с адаптивным П-регулятором имеет следующие передаточные функции:

– разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{раз.с}} = \frac{1}{a_c \cdot T_T \cdot T_{\mu\text{со}} \cdot T_{\mu\text{сэ}} \cdot p^3 + a_c \cdot T_{\mu\text{сэ}}^2 \cdot p^2 + a_c \cdot T_{\mu\text{сэ}} \cdot p}; \quad (2.24)$$

– замкнутого контура по управлению

$$W(p)_{\text{у.зам}} = \frac{\frac{1}{k_c} \cdot (T_{\mu\text{со}} \cdot p + 1)}{a_c \cdot T_T \cdot T_{\mu\text{со}} \cdot T_{\mu\text{сэ}} \cdot p^3 + a_c \cdot T_{\mu\text{сэ}}^2 \cdot p^2 + a_c \cdot T_{\mu\text{сэ}} \cdot p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{k_c} \cdot (T_{\mu\text{со}} \cdot p + 1)}{a_c \cdot T_{\mu\text{сэ}}^2 \cdot p^2 + a_c \cdot T_{\mu\text{сэ}} \cdot p + 1}, \quad (2.25)$$

где

$$T_{\mu\text{сэ}} = T_T + T_{\mu\text{со}}$$

– эквивалентная малая постоянная времени оптимизированного контура, с.

Настройка контура близка к настройке на МО системы 2-го порядка. Контур является астатической системой 1-го порядка по управлению и обеспечивает нулевую установившуюся ошибку по управлению

$$\Delta\omega_{\text{уст}} = 0.$$

В зависимости от соотношения малых постоянных времени $\frac{T_{\mu\text{со}}}{T_T}$ полоса пропускания контура по модулю изменяется в пределах

$$\omega_{\text{п}}^{(\text{м})} = \frac{(0.71 \div 0.9)}{T_T + T_{\mu\text{со}}}, \text{ рад/с}$$

и соответственно показатели отработки скачка задания:

– перерегулирование

$$\sigma = (4.3 \div 6.7) \% ;$$

– время первого вхождения в 5 % зону

$$t_{\text{пу1}}^{(5)} = (4.1 \div 2.75) \cdot (T_T + T_{\mu\text{со}}), \text{ с.}$$

При полученных значениях перерегулирования в контуре скорости установка на входе контура фильтра нецелесообразна.

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутого и замкнутого контура скорости могут быть построены по структурной схеме рис. 2.15 с использованием программ *CLASSIC* и *Simulink* или получены по выражениям соответствующих передаточных функций (2.24) и (2.25) с помощью программ *CLASSIC*, *LACH*. По полученным характеристикам необходимо определить:

– для разомкнутого контура запасы устойчивости по модулю ΔL , dB, и фазе $\Delta\varphi$, град;

– для замкнутого контура полосу пропускания по модулю $\omega_{\Pi}^{(м)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}, f_{\Pi}^{(м)}, \text{Гц}$, и фазе $\omega_{\Pi}^{(ф)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}, f_{\Pi}^{(ф)}, \text{Гц}$.

Имитационное моделирование контура скорости выполняется по структурной схеме рис. 2.15 с использованием программ *CLASSIC*, *DORA* и *Simulink*. Для получения более точных характеристик и показателей качества работы оптимизированного контура скорости следует воспользоваться двухконтурной структурной схемой САР скорости (рис. 2.10), в которой внутренний замкнутый контур тока следует представить в виде структурной схемы, приведенной на рис. 2.13.

Теоретические и экспериментальные показатели качества линеаризованного контура скорости свести в табл. 2.17.

Таблица 2.17

Показатели переходных процессов по управлению оптимизированного контура скорости с П-регулятором

$t_{\text{py}1}^{(5)}, \text{с}$	$t_{\text{py}2}^{(5)}, \text{с}$	$\sigma, \%$	$\Delta\omega_{\text{уст}}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$
Ожидаемые показатели			
Результаты моделирования			

Сделать выводы по результатам сравнения ожидаемых и экспериментально полученных показателей качества работы контура скорости.

Оптимизация контура скорости с ПИ-регулятором

Структурная схема контура скорости с инерционной обратной связью и ПИ-регулятором приведена на рис. 2.16.

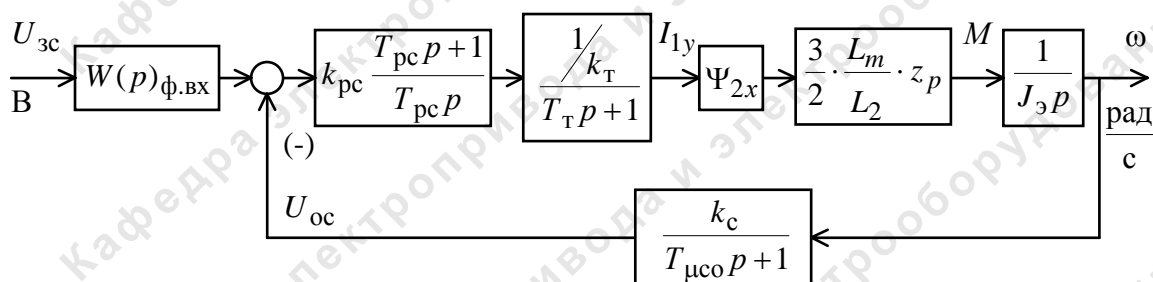


Рис. 2.16. Структурная схема контура скорости с ПИ-регулятором

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости

$$W(p)_{\text{pc}} = k_{\text{pc}} \cdot \frac{T_{\text{pc}}p + 1}{T_{\text{pc}} \cdot p}.$$

Коэффициент усиления и постоянная времени регулятора скорости определяются по выражениям:

$$k_{pc} = \frac{J_{\Sigma} \cdot k_T}{\Psi_{2x} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot z_p \cdot k_c} \cdot \frac{1}{a_c \cdot (T_T + T_{\mu co})};$$

$$T_{pc} = b_c \cdot a_c \cdot (T_T + T_{\mu co}),$$

где $b_c = a_c = 2$ – коэффициенты оптимизации.

Оптимизированный контур скорости с ПИ-регулятором имеет следующие передаточные функции:

– разомкнутого контура

$$W(p)_{раз.с} = \frac{b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu cз} \cdot p + 1}{b_c \cdot a_c^2 \cdot T_T \cdot T_{\mu co} \cdot T_{\mu cз}^2 \cdot p^4 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\mu cз}^3 \cdot p^3 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\mu cз}^2 \cdot p^2}; \quad (2.26)$$

– замкнутого контура по управлению

$$W(p)_{у.зам} = \frac{1}{k_c} \times \frac{(b_c a_c T_{\mu cз} p + 1) \cdot (T_{\mu co} p + 1)}{b_c a_c^2 T_T T_{\mu co} T_{\mu cз}^2 p^4 + b_c a_c^2 T_{\mu cз}^3 p^3 + b_c a_c^2 T_{\mu cз}^2 p^2 + b_c a_c T_{\mu cз} p + 1}, \quad (2.27)$$

где

$$T_{\mu cз} = T_T + T_{\mu co}$$

– эквивалентная малая постоянная времени оптимизированного контура, с.

Оптимизированный контур при отработке ступенчатых управляющих воздействий обеспечивает высокое быстродействие при перерегулировании в общем случае более 43 %. Если на входе контура установить фильтр с передаточной функцией

$$W(p)_{ф.вх} = \frac{1}{T_{ф.вх2} \cdot p + 1} \quad (2.28)$$

и постоянной времени

$$T_{ф.вх2} = T_{\mu co},$$

то перерегулирование не будет превышать 43 %. Для ограничения перерегулирования на уровне не более 8.1 % на входе контура скорости должны быть включены два одинаковых фильтра вида (2.28), соответственно с постоянными времени

$$T_{ф.вх2} = b_c \cdot a_c \cdot (T_T + T_{\mu co}), \quad T_{ф.вх2} = T_{\mu co}.$$

Передаточная функция замкнутого контура скорости по управлению с двумя фильтрами на входе имеет вид

$$W(p)_{y.зам} = \frac{1}{k_c} \times \frac{1}{b_c a_c^2 T_T T_{\mu co} T_{\mu cз}^2 p^4 + b_c a_c^2 T_{\mu cз}^3 p^3 + b_c a_c^2 T_{\mu cз}^2 p^2 + b_c a_c T_{\mu cз} p + 1}; \quad (2.29)$$

На входе контура достаточно установить один сглаживающий фильтр вида (2.28) с постоянной времени

$$T_{ф.вх2} = b_c \cdot a_c \cdot (T_T + T_{\mu co}) + T_{\mu co}.$$

Настройка контура без фильтров на входе близка к настройке на СО, а с фильтрами – на МО для системы 3-го порядка.

Контур скорости с фильтрами на входе представляет собой астатическую систему 1-го порядка и обеспечивает нулевую статическую ошибку по управлению. Динамические показатели качества работы контура зависят от соотношения малых постоянных времени $\frac{T_{\mu co}}{T_T}$ и пред-

варительно могут быть определены по выражениям:

– полоса пропускания контура по модулю и по фазе изменяется в пределах

$$\omega_{\Pi}^{(м)} = \frac{(0.5 \div 0.54)}{T_T + T_{\mu co}}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}, \quad \omega_{\Pi}^{(ф)} = \frac{(0.36 \div 0.42)}{T_T + T_{\mu co}}, \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– перерегулирование, время первого и окончательного вхождения в 5 % зону при отработке скачка задания

$$\sigma = (8.1 \div 10) \%,$$

$$t_{py1}^{(5)} = (7 \div 5.8) \cdot (T_T + T_{\mu co}), \text{ с}, \quad t_{py2}^{(5)} = (12 \div 9.5) \cdot (T_T + T_{\mu co}), \text{ с}.$$

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутого и замкнутого контура скорости могут быть построены по структурной схеме рис. 2.16 с использованием программ *CLASSIC* и *Simulink* или получены по выражениям соответствующих передаточных функций (2.26), (2.27) и (2.29) с помощью программ *CLASSIC*, *LACH*. По полученным характеристикам необходимо определить:

– для разомкнутого контура запасы устойчивости по модулю ΔL , dB, и фазе $\Delta \varphi$, град;

– для замкнутого контура полосу пропускания по модулю $\omega_{\Pi}^{(м)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}, f_{\Pi}^{(м)}, \text{Гц}$, и фазе $\omega_{\Pi}^{(ф)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}, f_{\Pi}^{(ф)}, \text{Гц}$.

Имитационное моделирование контура скорости выполняется по структурной схеме рис. 2.16 с использованием программ *CLASSIC*, *DORA* и *Simulink*. Для получения более точных характеристик и показа-

телей качества работы оптимизированного контура скорости следует воспользоваться двухконтурной структурной схемой САР скорости (рис. 2.10), в которой внутренний замкнутый контур тока следует представить в виде структурной схемы, приведенной на рис. 2.13.

Теоретические и экспериментальные показатели качества линеаризованного контура скорости свести в табл. 2.18.

Таблица 2.18

Показатели переходных процессов по управлению оптимизированного контура скорости с ПИ-регулятором

$t_{py1}^{(5)}, c$	$t_{py2}^{(5)}, c$	$\sigma, \%$	$\Delta\omega_{уст}, \frac{рад}{c}$
Ожидаемые показатели			
Результаты моделирования			

Сделать выводы по результатам сравнения ожидаемых и экспериментально полученных показателей качества работы контура скорости.

В двухзонном электроприводе регулятор скорости должен быть адаптивным или для него должна быть выбрана компромиссная постоянная настройка.

2.3.4. Обработка контуром скорости возмущающих воздействий

Контур скорости с П-регулятором

Структурная схема линеаризованного контура скорости с инерционной обратной связью и П-регулятором для режима обработки возмущающего воздействия приведена на рис. 2.17.

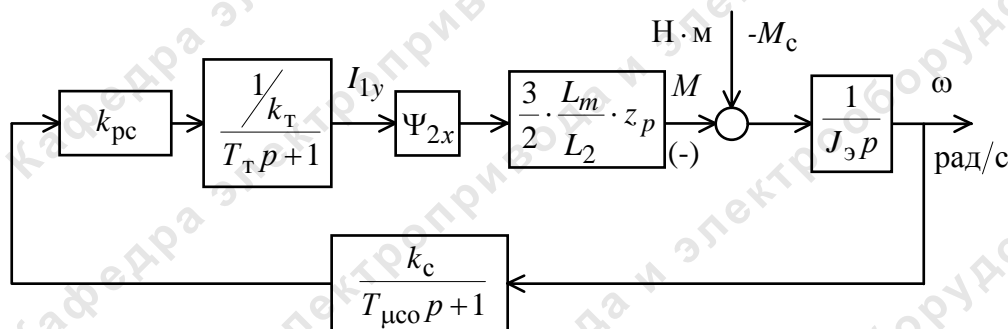


Рис. 2.17. Структурная схема линеаризованного контура скорости с П-регулятором при обработке возмущения

Передаточная функция замкнутого контура скорости по возмущению

$$W(p)_{\text{в.зам}} = \frac{\omega(p)}{-M_c(p)} \cdot \frac{\frac{1}{J_\omega} \cdot a_c \cdot T_{\text{мсз}} \cdot (T_{\text{т}} \cdot p + 1) \cdot (T_{\text{мсо}} \cdot p + 1)}{a_c T_{\text{т}} T_{\text{мсо}} T_{\text{мсз}} p^3 + a_c T_{\text{мсз}}^2 p^2 + a_c T_{\text{мсз}} p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{J_\omega} \cdot a_c \cdot T_{\text{мсз}} \cdot (T_{\text{мсз}} \cdot p + 1)}{a_c \cdot T_{\text{мсз}}^2 \cdot p^2 + a_c \cdot T_{\text{мсз}} \cdot p + 1}. \quad (2.30)$$

Оптимизированный замкнутый контур скорости с П-регулятором представляет собой статическую систему регулирования по возмущению. Ожидаемые показатели качества работы контура при обработке ступенчатого возмущающего воздействия:

– установившаяся ошибка по возмущению

$$\Delta\omega_{\text{в.уст}} = \frac{a_c \cdot (T_{\text{т}} + T_{\text{мсо}})}{J_\omega} \cdot \Delta M_c, \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– динамический провал (всплеск) скорости при набросе (сбросе) нагрузки ΔM_c

$$\Delta\omega_{\text{в.макс}} \approx 1.067 \cdot \Delta\omega_{\text{в.уст}}, \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– время отработки возмущающего воздействия

$$t_{\text{рв}} \approx 2.45 \cdot (T_{\text{т}} + T_{\text{мсо}}), \text{с}.$$

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики замкнутого контура скорости при отработке возмущающего воздействия могут быть получены по выражению (2.30) с помощью программ *CLASSIC*, *LACH* или по структурной схеме рис. 2.17 с использованием программ *CLASSIC* и *Simulink*.

Имитационное моделирование работы контура скорости при отработке возмущающего воздействия выполняется по структурной схеме рис. 2.17 с использованием программ *CLASSIC*, *DORA*, *Simulink*. Для получения более точных характеристик и показателей качества работы оптимизированного контура скорости следует воспользоваться двухконтурной структурной схемой САР скорости (рис. 2.10), в которой внутренний замкнутый контур тока следует представить в виде структурной схемы, приведенной на рис. 2.13.

Теоретические и экспериментальные показатели качества работы контура свести в табл. 2.19. Время переходного процесса по возмущению $t_{\text{рв}}$ оценивается по окончательному вхождению в зону допустимых отклонений $\pm \Delta$, где $\Delta = 0.1 \cdot \omega_{\text{в.уст}}$, рад/с.

Таблица 2.19

Показатели переходных процессов по возмущению оптимизированного контура скорости с ПИ-регулятором при $\Delta M_c = H \cdot m$

$\Delta \omega_{\text{в макс}}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$	$\Delta \omega_{\text{в уст}}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$	$t_{\text{рв}}, \text{с}$
Ожидаемые показатели		
Результаты моделирования		

Сделать выводы по результатам сравнения ожидаемых и экспериментально полученных показателей качества работы контура.

Контур скорости с ПИ-регулятором

Структурная схема линейризованного контура скорости с инерционной обратной связью и ПИ-регулятором, при отработке возмущающего воздействия приведена на рис. 2.18.

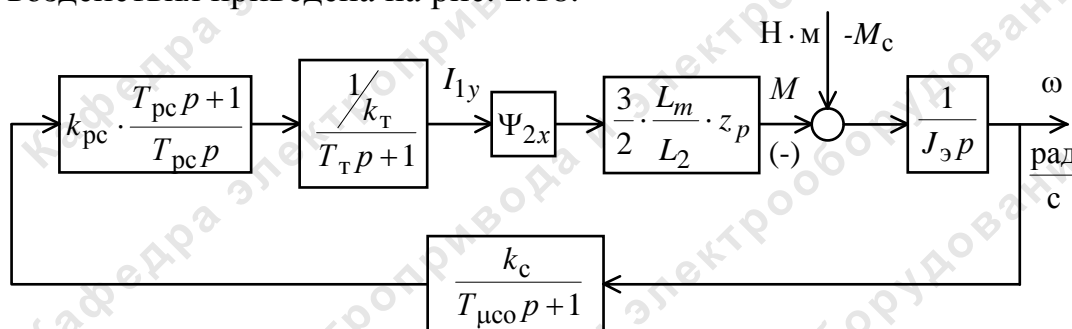


Рис. 2.18. Структурная схема линейризованного контура скорости с ПИ-регулятором при отработке возмущения

Передаточная функция замкнутого контура скорости по возмущению

$$\begin{aligned}
 W(p)_{\text{в.зам}} &= \frac{\omega(p)}{-M_c(p)} = \\
 &= \frac{\frac{1}{J_{\text{э}}} b_c a_c^2 T_{\text{мсэ}}^2 p (T_{\text{т}} p + 1) \cdot (T_{\text{мсо}} p + 1)}{b_c a_c^2 T_{\text{т}} T_{\text{мсо}} T_{\text{мсэ}}^2 p^4 + b_c a_c^2 T_{\text{мсэ}}^3 p^3 + b_c a_c^2 T_{\text{мсэ}}^2 p^2 + b_c a_c T_{\text{мсэ}} p + 1} \approx \quad (2.31) \\
 &\approx \frac{\frac{1}{J_{\text{э}}} \cdot b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\text{мсэ}}^2 \cdot p \cdot (T_{\text{мсэ}} \cdot p + 1)}{b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\text{мсэ}}^3 p^3 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\text{мсэ}}^2 p^2 + b_c \cdot a_c \cdot T_{\text{мсэ}} p + 1}
 \end{aligned}$$

Оптимизированный замкнутый контур скорости с ПИ-регулятором представляет собой астатическую систему регулирования 1-го порядка

по возмущению. Ожидаемые показатели качества работы контура при отработке ступенчатого возмущающего воздействия:

– установившаяся ошибка по возмущению

$$\Delta\omega_{в.уст} = 0, \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– динамический провал (всплеск) скорости при набросе (сбросе) нагрузки ΔM_c

$$\Delta\omega_{в.макс} \approx \frac{1.75 \cdot (T_T + T_{\mu со})}{J_{\varphi}} \cdot \Delta M_c, \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– время отработки возмущающего воздействия

$$t_{рв} \approx (12.5 \div 10.9) \cdot (T_T + T_{\mu со}), \text{с}.$$

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики замкнутого контура скорости при отработке возмущающего воздействия могут быть получены по выражению (2.31) с помощью программ *CLASSIC*, *LACH* или по структурной схеме рис. 2.18 с использованием программ *CLASSIC*, *Simulink*. Имитационное моделирование работы контура скорости при отработке возмущения выполняется по структурной схеме рис. 2.18 с использованием программ *CLASSIC*, *DORA*, *Simulink*. Для получения более точных характеристик и показателей качества работы оптимизированного контура скорости следует воспользоваться двухконтурной структурной схемой САР скорости (рис. 2.10), в которой внутренний замкнутый контур тока следует представить в виде структурной схемы, приведенной на рис. 2.13. Теоретические и экспериментальные показатели качества работы контура свести в табл. 2.20. Время переходного процесса по возмущению $t_{рв}$ оценивается по окончательному вхождению в зону допустимых отклонений $\pm \Delta$, где $\Delta = 0.1 \cdot \Delta\omega_{в.макс}$, рад/с.

Таблица 2.20

Показатели переходных процессов по возмущению оптимизированного контура скорости с ПИ-регулятором при $\Delta M_c = \text{Н} \cdot \text{м}$

$\Delta\omega_{в.макс}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$	$\Delta\omega_{в.уст}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$	$t_{рв}, \text{с}$
Ожидаемые показатели		
Результаты моделирования		

Сделать выводы по результатам сравнения ожидаемых и экспериментально полученных показателей качества работы контура.

2.4. Статические характеристики регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением

Под статическим режимом работы электропривода понимается режим, в котором значение основной координаты электропривода (для регулируемого электропривода – скорости) неизменно. Статическими характеристиками электропривода являются механические $\omega(M)$ и электромеханические $\omega(I)$ характеристики.

САУ электропривода (см. рис. 2.10, 2.26) состоит из двух независимых двухконтурных систем регулирования:

- системы стабилизации потокосцепления Ψ_{2x} ;
- системы стабилизации скорости вращения двигателя в области изменения рабочих нагрузок и стабилизации (ограничения) момента двигателя на заданном максимальном уровне в режиме больших перегрузок.

Фактически же системы регулирования потокосцепления Ψ_{2x} и скорости ω взаимосвязаны и влияют друг на друга. Поэтому точный расчет статических характеристик представляет собой весьма сложную задачу. Ограничимся оценкой статических показателей работы контуров регулирования потокосцепления и скорости, рассматривая их как независимые системы. Такой подход является приближенным, но он дает возможность оценить статические характеристики электропривода с качественной стороны. Для получения количественной оценки статических показателей качества работы электропривода следует использовать динамические имитационные модели, учитывающие взаимное влияние систем регулирования потокосцепления и скорости.

2.4.1. САР потокосцепления

Структурная схема САР потокосцепления электропривода с полностью компенсированными внутренними обратными связями двигателя для статического режима приведена на рис. 2.19.

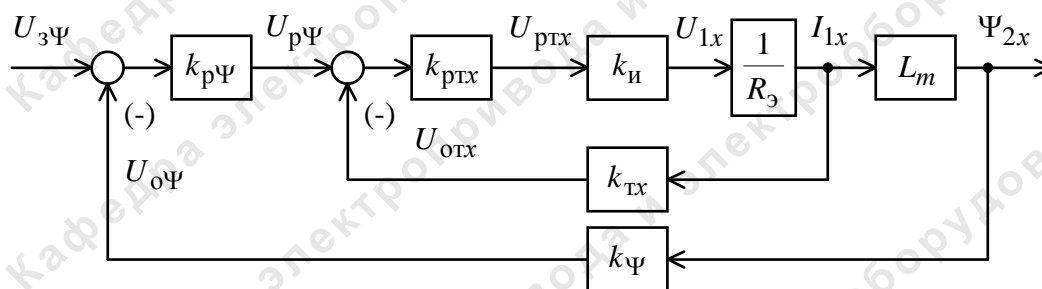


Рис. 2.19. Структурная схема САР (стабилизации) потокосцепления в статическом режиме

Структурная схема рис. 2.19 описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned}(U_{3\Psi} - k_{\Psi} \cdot \Psi_{2x}) \cdot k_{p\Psi} &= U_{p\Psi}; \\ (U_{p\Psi} - k_{\text{тх}} \cdot I_{1x}) \cdot k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} &= U_{1x}; \\ \frac{U_{1x}}{R_{\text{э}}} &= I_{1x}; \\ I_{1x} \cdot L_m &= \Psi_{2x},\end{aligned}$$

где $k_{\text{тх}} = k_{\text{т}}$, $k_{p\text{тх}} = k_{p\text{т}}$.

При ПИ регуляторах тока и потокосцепления коэффициенты усиления регуляторов следует принять

$$k_{p\Psi} \gg 1, \quad k_{p\text{тх}} \gg 1.$$

В двухзонном электроприводе во второй зоне регулирования задание потокосцепления зависит от задания на скорость в соответствии с зависимостью $U_{3\Psi}(U_{3c})$, приведенной на рис. 2.11.

Решив совместно приведенную выше систему уравнений, найдем фактическое значение потокосцепления Ψ_{2x} при заданном значении управления $U_{3\Psi}(U_{3c})$ на входе контура

$$\begin{aligned}\Psi_{2x}(U_{3\Psi}) &= \frac{k_{p\Psi} \cdot k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot L_m \cdot k_{\Psi}}{R_{\text{э}} + k_{p\Psi} \cdot k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot L_m \cdot k_{\Psi} + k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{тх}}} \cdot \frac{U_{3\Psi}(U_{3c})}{k_{\Psi}} = \\ &= a \cdot \frac{U_{3\Psi}(U_{3c})}{k_{\Psi}},\end{aligned}$$

где

$$a = \frac{k_{p\Psi} \cdot k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot L_m \cdot k_{\Psi}}{R_{\text{э}} + k_{p\Psi} \cdot k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot L_m \cdot k_{\Psi} + k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{тх}}};$$

$$\frac{U_{3\Psi}(U_{3c})}{k_{\Psi}} = \Psi_{2x\text{зад}} - \text{заданное значение потокосцепления, Вб.}$$

Абсолютная погрешность отработки контуром заданного значения потокосцепления

$$\Delta\Psi_{2x} = \frac{R_{\text{э}} + k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{тх}}}{R_{\text{э}} + k_{p\Psi} \cdot k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot L_m \cdot k_{\Psi} + k_{p\text{тх}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{тх}}} \cdot \frac{U_{3\Psi}(U_{3c})}{k_{\Psi}}, \text{ Вб.}$$

Таким образом, в общем случае $\Psi_{2x} = a \cdot \frac{U_{3\Psi}(U_{3c})}{k_{\Psi}}$, а в первой зо-

не $\Psi_{2x} = a \cdot \Psi_{2xн}$. В соответствии с полученным выражением погрешность отработки контуром заданного значения потокосцепления не за-

висит от скорости вращения и нагрузки двигателя. Фактически такая зависимость есть (см. рис. 2.5 и 2.6).

Учитывая, что погрешность $\Delta\Psi_{2x}$ мала, при расчете статических характеристик САР скорости в общем случае можно принять $\Psi_{2x} = \Psi_{2x \text{ зад}} = \frac{U_{3\Psi}(U_{3c})}{k_\Psi}$, а в первой зоне регулирования – $\Psi_{2x} = \Psi_{2xH}$.

2.4.2 Расчет статических характеристик однозонного асинхронного электропривода с векторным управлением

Режим стабилизации скорости

Структурная схема САР однозонного электропривода в режиме стабилизации скорости при допущении, что САР потокосцепления точно поддерживает заданное номинальное значение потокосцепления Ψ_{2xH} , приведена на рис. 2.20. Регулятор скорости в режиме стабилизации скорости ненасыщен $U_{pc} < U_{pc \text{ доп}}$.

Структурная схема рис. 2.20 описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned}(U_{3c} - k_c \cdot \omega) \cdot k_{pc} &= U_{pc}; \\ (U_{pc} - k_{ty} \cdot I_{1y}) \cdot k_{pty} \cdot k_{и} &= U_{1y}; \\ \Psi_{2xH} \cdot z_p \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot I_{1y} &= M; \\ U_{1y} - I_{1y} \cdot R_э &= E_{дв}; \\ \frac{E_{дв}}{\Psi_{2xH} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)} &= \omega,\end{aligned}$$

где при ПИ-регуляторах тока и скорости следует принять

$$k_{pty} \gg 1, \quad k_{pc} \gg 1.$$

Решив совместно приведенную систему уравнений относительно скорости ω , найдем выражения для электромеханических $\omega(I)$ и механической $\omega(M)$ характеристик электропривода в режиме стабилизации скорости.

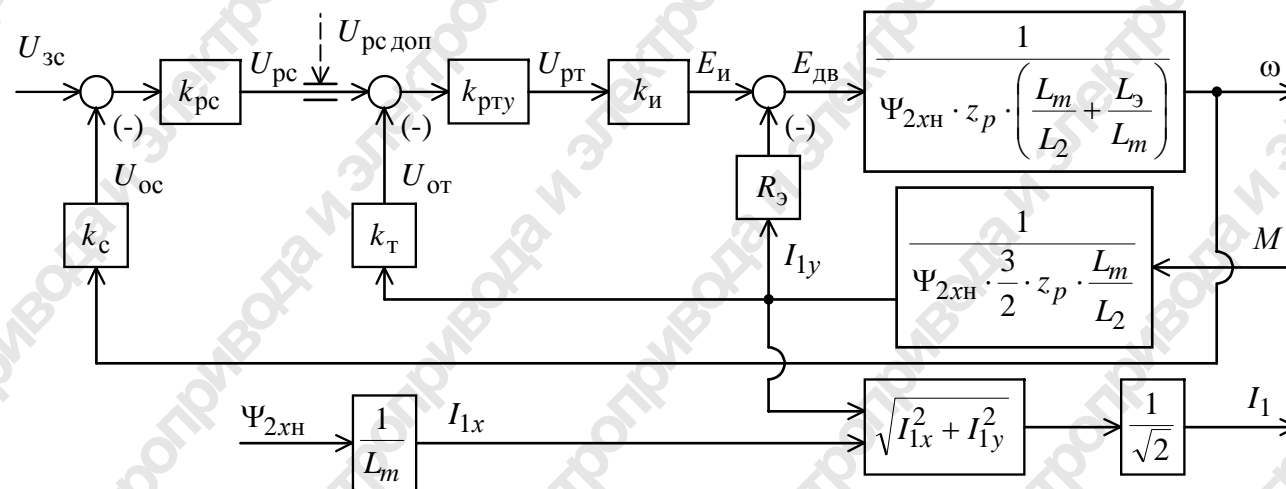


Рис. 2.20. Структурная схема САР скорости однофазного электропривода для статического режима стабилизации скорости

Выражение для электромеханической характеристики $\omega(I_{1y})$ САР электропривода

$$\begin{aligned} \omega(I_{1y}) &= \omega_0(U_{3c}) - \Delta\omega_v(I_{1y}) = \\ &= \frac{k_{pc} \cdot k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c}{\Psi_{2xh} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c} \cdot \frac{U_{3c}}{k_c} - \\ &- \frac{R_\Sigma + k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c}{\Psi_{2xh} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c} \cdot I_{1y}, \end{aligned} \quad (2.32)$$

где

$$\omega_0(U_{3c}) = \frac{k_{pc} \cdot k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c}{\Psi_{2xh} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c} \cdot \frac{U_{3c}}{k_c}$$

– скорость идеального холостого хода при управляющем напряжении U_{3c} , рад/с;

$$\omega_{зад}(U_{3c}) = \frac{U_{3c}}{k_c} - \text{заданное значение скорости, рад/с};$$

$$\Delta\omega_v(I_{1y}) = \frac{R_\Sigma + k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c}{\Psi_{2xh} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c} \cdot I_{1y}$$

– абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по возмущению при изменении тока I_{1y} (нагрузки электропривода), рад/с.

Абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по управлению

$$\begin{aligned} \Delta\omega_y(U_{3c}) &= \omega_{зад}(U_{3c}) - \omega_0(U_{3c}) = \\ &= \frac{\Psi_{2xh} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{\Psi_{2xh} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pty} \cdot k_i \cdot k_c} \cdot \frac{U_{3c}}{k_c}, \text{ рад/с.} \end{aligned}$$

Характеристика $\omega(I_{1y})$ поясняет принцип работы САР скорости в соответствии со структурной схемой рис. 2.10 и косвенно характеризует статические характеристики частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением.

Для построения электромеханической характеристики $\omega(I_{1\phi})$ электропривода необходимо для выбранных значений тока I_{1y} определить соответствующие им значения действующего тока $I_{1\phi}$ двигателя по выражению

$$I_{1\phi} = \sqrt{\frac{I_{1x}^2 + I_{1y}^2}{2}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{\Psi_{2xH}}{L_m}\right)^2 + I_{1y}^2}{2}}, \text{ А.} \quad (2.33)$$

Выражение для механической характеристики $\omega(M)$ электропривода

$$\omega(M) = \omega_0(U_{3c}) - \Delta\omega(M) =$$

$$= \frac{k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2xH} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m}\right) + k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c} \cdot \frac{U_{3c}}{k_c} -$$

$$- \frac{R_\Sigma + k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2xH} \cdot z_p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2}} \cdot M,$$

$$\Psi_{2xH} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m}\right) + k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c$$

где M – момент нагрузки с учетом момента трения на валу электродвигателя Н · м;

$$\Delta\omega(M) = \frac{R_\Sigma + k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2xH} \cdot z_p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2}} \cdot M$$

$$\Psi_{2xH} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m}\right) + k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c$$

– абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по возмущению (при изменении момента нагрузки), рад/с.

Относительная погрешность скорости электропривода по возмущению (при изменении момента нагрузки) находится по выражению

$$\Delta_H(U_{3c}) = \frac{\omega(U_{3c}; M_{\min}) - \omega(U_{3c}; M_{\max})}{\omega(U_{3c}; M_{\min}) + \omega(U_{3c}; M_{\max})} \cdot 100, \% , \quad (2.35)$$

где минимальное и максимальные значения момента нагрузки соответствуют предельным значениям заданного диапазона изменения нагрузки электропривода и принимаются равными:

$$M_{\text{мин}} = 0.15 \cdot M_{\text{двн}} + M_{\text{с дв}},$$

$$M_{\text{макс}} = M_{\text{двн}} + M_{\text{с дв}}$$

– при определении погрешности комплектного регулируемого электропривода;

$$M_{\text{мин}} = M_{\text{с мин}} + M_{\text{с дв}},$$

$$M_{\text{макс}} = M_{\text{с макс}} + M_{\text{с дв}}$$

– при определении погрешности электропривода производственного механизма.

Результаты расчетов электромеханических $\omega(I_{1y})$ и $\omega(I_{1\phi})$ и механических $\omega(M)$ характеристик и погрешности скорости Δ_n по выражениям (2.32)–(2.35) для нескольких значений задающего напряжения $U_{\text{зс}}$ в заданном диапазоне регулирования свести в табл. 2.21.

Режим стабилизации тока

В однозонном электроприводе с постоянным токоограничением при условии, что потокосцепление поддерживается постоянным $\Psi_{2x} = \Psi_{2xn}$, при больших перегрузках ток и момент двигателя будут ограничиваться на постоянном уровне вследствие насыщения регулятора скорости. Структурная схема САР скорости однозонного электропривода с постоянным токоограничением для статического режима стабилизации тока приведена на рис. 2.21.

Схема рис. 2.21 описывается следующей системой уравнений:

$$(U_{\text{рс доп}} - k_{\text{ту}} \cdot I_{1y}) \cdot k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} = U_{1y};$$

$$(U_{1y} - E_{\text{дв}}) \cdot \frac{1}{R_3} = I_{1y};$$

$$\Psi_{2xn} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) \cdot \omega = E_{\text{дв}};$$

$$I_{1y} \cdot \Psi_{2xn} \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} = M.$$

Решив совместно приведенную систему уравнений относительно тока I_{1y} и электромагнитного момента M , найдем соответственно выражения для электромеханических $I(\omega)$ и механической $M(\omega)$ характеристик электропривода в режиме стабилизации тока (ограничения момента) двигателя.

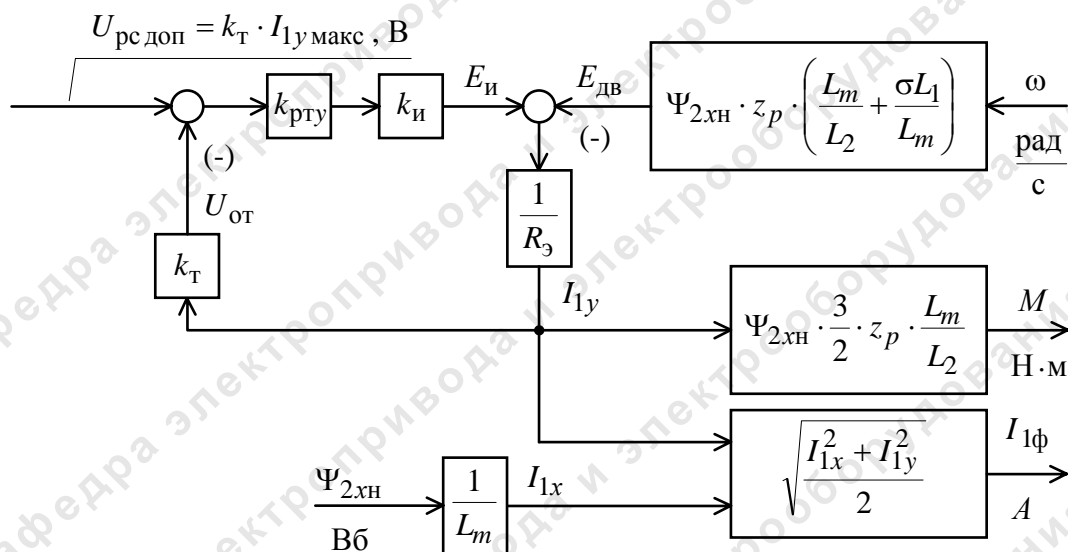


Рис. 2.21. Структурная схема САР скорости однофазного электропривода с постоянным токоограничением для статического режима стабилизации тока

Выражение для электромеханической характеристики $I_{1y}(\omega)$ САР электропривода в режиме стабилизации тока

$$I_{1y}(\omega) = I_{1y\text{стоп}}(U_{\text{рс доп}}) - \Delta I_{1y}(\omega) =$$

$$= \frac{k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}}{R_{\text{э}} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}} - \frac{\Psi_{2\text{хн}} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\text{э}} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \omega, \quad (2.36)$$

где $I_{1y\text{макс}} = \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}}$ – заданное значение максимального тока, А;

$$I_{1y\text{стоп}}(U_{\text{рс доп}}) = \frac{k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}}{R_{\text{э}} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}}$$

– фактическое значение максимального тока I_{1y} при $\omega = 0$ (в режиме стопорения), А;

$$\Delta I_{1y}(\omega) = \frac{\Psi_{2\text{хн}} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\text{э}} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \omega$$

– абсолютная погрешность тока при скорости ω , А.

Характеристика $I_{1y}(\omega)$ поясняет принцип работы САР скорости в соответствии со структурной схемой и косвенно характеризует статические характеристики электропривода в режиме стабилизации тока.

Для построения электромеханической характеристики $I_{1\phi}(\omega)$ в режиме стабилизации тока необходимо для полученных значений тока I_{1y} по выражению (2.33) определить соответствующие им значения тока двигателя $I_{1\phi}$.

Выражение для механической характеристики $M(\omega)$ электропривода в режиме стабилизации (ограничения) тока

$$\begin{aligned} M(\omega) &= M_{\text{стоп}}(U_{\text{рс доп}}) - \Delta M(\omega) = \\ &= \frac{k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}}{R_{\text{э}} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \Psi_{2\text{хн}} \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}} - \\ &\quad - \frac{\Psi_{2\text{хн}}^2 \cdot z_p^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\text{э}} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \omega, \end{aligned} \quad (2.37)$$

где

$$M_{\text{макс}}(U_{\text{рс доп}}) = \Psi_{2\text{хн}} \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}}$$

– заданное значение максимального электромагнитного момента двигателя, Н · м;

$$M_{\text{стоп}}(U_{\text{рс доп}}) = \frac{k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}}{R_{\text{э}} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \Psi_{2\text{хн}} \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}}$$

– фактическое значение максимального электромагнитного момента двигателя при $\omega = 0$ (в режиме стопорения двигателя), Н · м;

$$\Delta M(\omega) = \frac{\Psi_{2\text{хн}}^2 \cdot z_p^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\text{э}} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \omega$$

– абсолютная погрешность электромагнитного момента двигателя при скорости ω , Н · м.

Результаты расчета электромеханических $I_{1y}(\omega)$ и $I_{1\phi}(\omega)$ и механической $M(\omega)$ характеристик в режиме стабилизации тока по выражениям (2.36), (2.33) и (2.37) свести в табл. 2.21. На основании данных табл. 2.21 построить характеристики привода в режиме стабилизации скорости и тока (см. рис. 2.22).

Электромеханические $\omega(I_{1y})$, $\omega(I_{1\phi})$ и механические $\omega(M)$ характеристики в режиме стабилизации скорости и, соответственно $I_{1y}(\omega)$, $I_{1\phi}(\omega)$ и $M(\omega)$ в режиме стабилизации тока, идентичны по форме и

представляют собой жесткие характеристики в первом режиме работы и крутопадающие во втором.

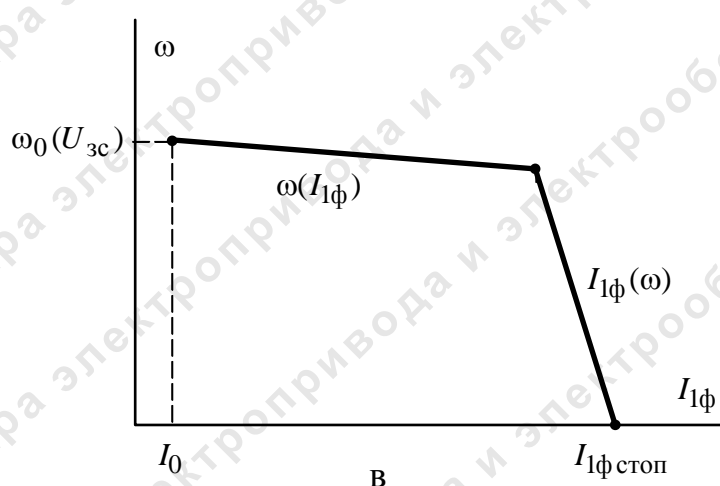
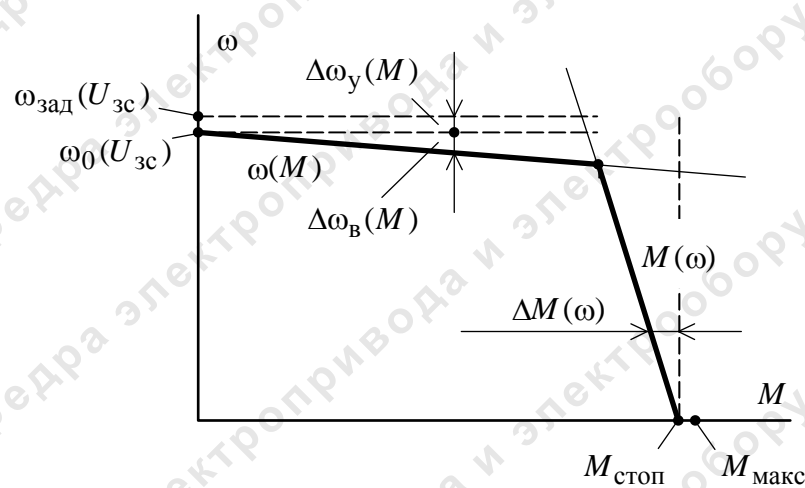
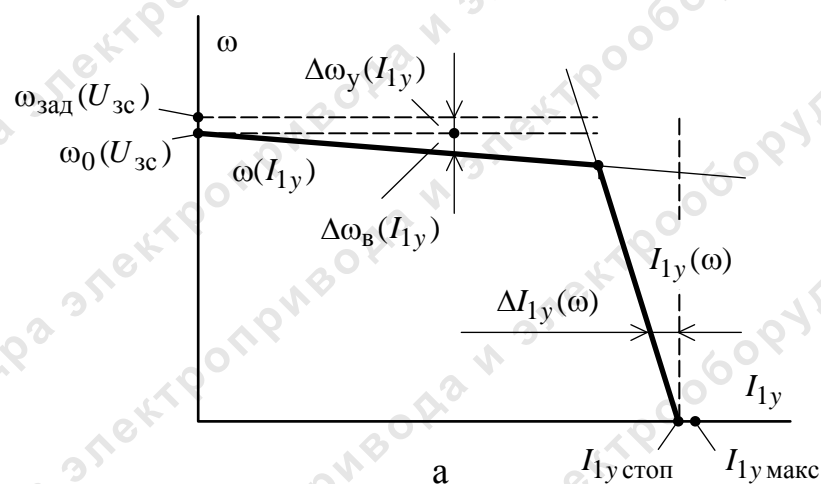


Рис. 2.22. Статические характеристики однозонного электропривода: а, в – электромеханические, б – механическая

Таблица 2.21

Статические характеристики однозонного электропривода
с постоянным токоограничением

$U_{зс},$ В	$I_{1у}, А$	0				$I_{1у\max}$	$\Delta_n,$ %
	$I_{1ф}, А$	$I_{хх}$			$I_{двн}$		
	$M, Н \cdot м$	0	M_{\min}	M_{\max}	M_n		
10	$\omega, \text{рад/с}$						
5							
...							
$U_{зс\min}$							
$U_{рс\text{ доп}},$ В	$\omega, \text{рад/с}$	0		$0.5 \cdot \omega_{эп\max}$		$\omega_{эп\max}$	
	$I_{1у}, А$						
	$I_{1ф}, А$						
	$M, Н \cdot м$						

2.4.3. Расчет статических характеристик двухзонного асинхронного электропривода с векторным управлением и независимым регулированием потокосцепления

Режим стабилизации скорости

Структурная схема САР скорости двухзонного электропривода с независимым регулированием потокосцепления в режиме стабилизации скорости приведена на рис. 2.23. Особенностью электропривода с двухзонным регулированием скорости является зависимость потокосцепления Ψ_{2x} двигателя от задания $U_{зс}$ во второй зоне регулирования.

Структурная схема рис. 2.23 в общем случае описывается следующей системой уравнений:

$$(U_{зс} - k_c \cdot \omega) \cdot k_{рс} = U_{рс}; \quad (U_{рс} - k_{ту} \cdot I_{1у}) \cdot k_{рту} \cdot k_{и} = U_{1у};$$

$$\Psi_{2x}(U_{зс}) \cdot z_p \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot I_{1у} = M;$$

$$U_{1у} - I_{1у} \cdot R_9 = E_{дв}; \quad \frac{E_{дв}}{\Psi_{2x}(U_{зс}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)} = \omega,$$

где при ПИ-регуляторах тока и скорости следует принять

$$k_{рту} \gg 1, \quad k_{рс} \gg 1.$$

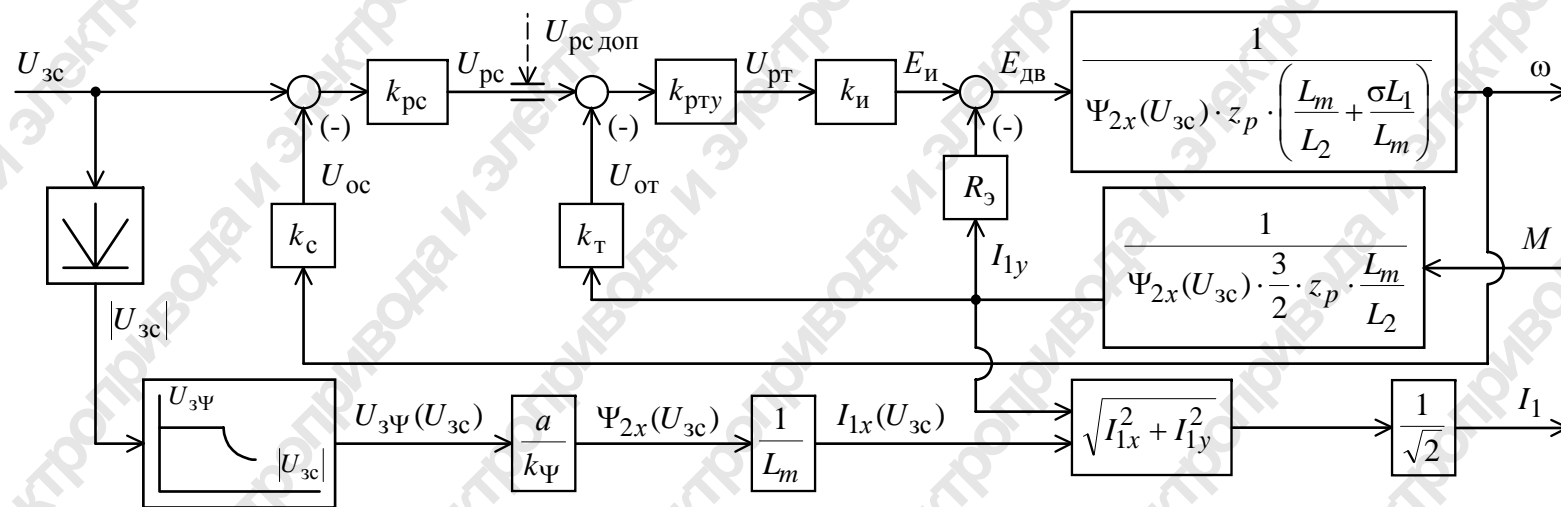


Рис. 2.23. Структурная схема САР скорости двухзонного электропривода для статического режима стабилизации скорости

Решив совместно приведенную систему уравнений относительно скорости ω , найдем выражения для электромеханических $\omega(I)$ и механической $\omega(M)$ характеристик электропривода в режиме стабилизации скорости.

Выражение для электромеханической характеристики $\omega(I_{1y})$ САР электропривода

$$\begin{aligned}\omega(I_{1y}) &= \omega_0(U_{3c}) - \Delta\omega_B(I_{1y}) = \\ &= \frac{k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{L_3}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c} \cdot \frac{U_{3c}}{k_c} - \\ &- \frac{R_3 + k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{L_3}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c} \cdot I_{1y},\end{aligned}\quad (2.38)$$

где

$$\omega_0(U_{3c}) = \frac{k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c} \cdot \frac{U_{3c}}{k_c}$$

– скорость идеального холостого хода при управляющем напряжении U_{3c} , рад/с;

$$\omega_{зад}(U_{3c}) = \frac{U_{3c}}{k_c} - \text{заданное значение скорости, рад/с};$$

$$\Delta\omega_B(I_{1y}; \Psi_{2y}) = \frac{R_3 + k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pTy} \cdot k_{и} \cdot k_c} \cdot I_{1y}$$

– абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по возмущению при изменении тока I_{1y} (нагрузки электропривода), рад/с;

$\Psi_{2x}(U_{3c}) = \Psi_{2xH}$ – в первой зоне регулирования скорости (рис. 2.11, $U_{3c} \leq U_{3c1}$), Вб;

$\Psi_{2x}(U_{3c}) = \Psi_{2xH} \cdot \frac{U_{3c1}}{|U_{3c}|}$ – во второй зоне регулирования скорости (рис. 2.11, $U_{3c} > U_{3c1}$), Вб.

Абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по управлению

$$\Delta\omega_y(U_{3c}, \Psi_{2x}) = \omega_{3ад}(U_{3c}) - \omega_0(U_{3c}, \Psi_{2x}) =$$

$$= \frac{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pту} \cdot k_{и} \cdot k_c} \cdot \frac{U_{3c}}{k_c}, \text{ рад/с.}$$

Характеристика $\omega(I_{1y})$ поясняет принцип работы САР скорости в соответствии со структурной схемой рис. 2.10 и косвенно характеризует статические характеристики частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением.

Для построения электромеханической характеристики $\omega(I_{1ф})$ электропривода необходимо для выбранных значений тока I_{1y} определить соответствующие им значения тока двигателя $I_{1ф}$ по выражению

$$I_{1ф} = \sqrt{\frac{I_{1x}^2 + I_{1y}^2}{2}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{\Psi_{2x}(U_{3c})}{L_m} \right)^2 + I_{1y}^2}{2}}, \text{ А.} \quad (2.39)$$

Выражение для механической характеристики $\omega(M)$ электропривода

$$\omega(M) = \omega_0(U_{3c}) - \Delta\omega(M) =$$

$$= \frac{k_{pc} \cdot k_{pту} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pту} \cdot k_{и} \cdot k_c} \cdot \frac{U_{3c}}{k_c} -$$

$$\frac{R_э + k_{pту} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2}} \cdot M,$$

$$- \frac{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pту} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2}} \cdot M, \quad (2.40)$$

где M – момент нагрузки с учетом момента трения на валу электродвигателя Н·м;

$$\Delta\omega(M, \Psi_{2x}) = \frac{\frac{R_э + k_{pту} \cdot k_{и} \cdot k_c}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2}} \cdot M}{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{pc} \cdot k_{pту} \cdot k_{и} \cdot k_c} \cdot M$$

– абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по возмущению (при изменении момента нагрузки), рад/с.

Относительная погрешность скорости электропривода по возмущению (при изменении момента нагрузки) находится по выражению (2.35). Если нагрузка электропривода во второй зоне регулирования отличается от принятой в первой зоне, то это должно быть учтено при расчетах.

Результаты расчетов электромеханических $\omega(I_{1y})$, $\omega(I_{1\phi})$ и механических $\omega(M)$ характеристик и погрешности скорости Δ_n по выражениям (2.38)–(2.40) и (2.35) для нескольких значений задающего напряжения U_{3c} в первой зоне регулирования при $\Psi_{2x} = \Psi_{2xH}$ и во второй зоне регулирования при $\Psi_{2x}(U_{3c})$ свести в табл. 2.22.

Режим стабилизации тока

Структурная схема САР скорости двухзонного электропривода с независимым регулированием потокосцепления и постоянным токоограничением для статического режима стабилизации тока приведена на рис. 2.24.

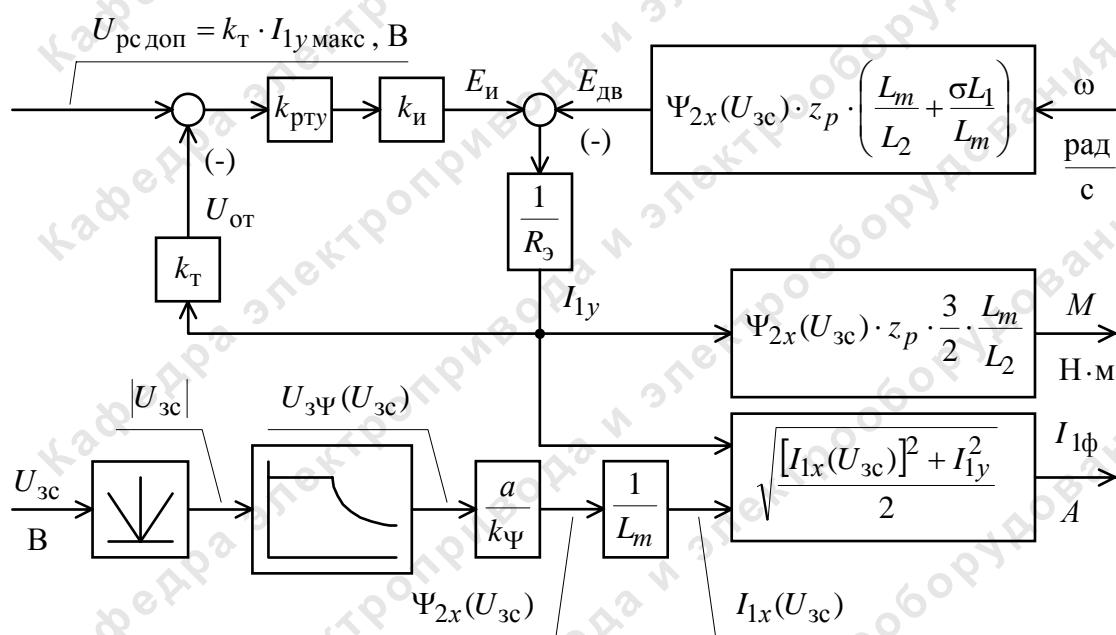


Рис. 2.24. Структурная схема САР двухзонного электропривода с постоянным токоограничением для статического режима стабилизации тока

В двухзонном электроприводе с постоянным токоограничением в первой зоне потокосцепление поддерживается постоянным $\Psi_{2x} = \Psi_{2xH}$ и тогда при больших перегрузках будет ограничиваться ток и момент двигателя на постоянном уровне. Во второй зоне потокосцепление определяется

напряжением задания скорости $\Psi_{2x}(U_{3c}) < \Psi_{2xH}$ и тогда при перегрузках ток будет ограничиваться на постоянном уровне, а момент будет уменьшаться с ростом скорости вращения двигателя.

Схема рис. 2.24 в общем случае описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} (U_{рс доп} - k_{ту} \cdot I_{1y}) \cdot k_{рту} \cdot k_{и} &= U_{1y}; \\ (U_{1y} - E_{дв}) \cdot \frac{1}{R_э} &= I_{1y}; \\ \Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) \cdot \omega &= E_{дв}; \\ I_{1y} \cdot \Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} &= M. \end{aligned}$$

Решив совместно приведенную систему уравнений относительно тока I_{1y} и электромагнитного момента M , найдем выражения для электромеханических $I(\omega)$ и механической $M(\omega)$ характеристик электропривода в режиме стабилизации тока (ограничения момента) двигателя.

Выражение для электромеханической характеристики $I_{1y}(\omega)$ САР электропривода в режиме стабилизации тока

$$\begin{aligned} I_{1y}(\omega) &= I_{1y \text{ стоп}}(U_{рс доп}) - \Delta I_{1y}(\omega) = \\ &= \frac{k_{рту} \cdot k_{и} \cdot k_{т}}{R_э + k_{рту} \cdot k_{и} \cdot k_{т}} \cdot \frac{U_{рс доп}}{k_{т}} - \frac{\Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_э + k_{рту} \cdot k_{и} \cdot k_{т}} \cdot \omega, \end{aligned} \quad (2.41)$$

где $I_{1y \text{ макс}} = \frac{U_{рс доп}}{k_{т}}$ – заданное значение максимального тока, А;

$$I_{1y \text{ стоп}}(U_{рс доп}) = \frac{k_{рту} \cdot k_{и} \cdot k_{т}}{R_э + k_{рту} \cdot k_{и} \cdot k_{т}} \cdot \frac{U_{рс доп}}{k_{т}}$$

– фактическое значение максимального тока I_{1y} при $\omega = 0$ (в режиме стопорения двигателя), А;

$$\Delta I_{1y}(\omega) = \frac{\Psi_{2xH}(U_{3c}) \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_э + k_{рту} \cdot k_{и} \cdot k_{т}} \cdot \omega$$

– абсолютная погрешность тока при скорости ω , А;

$\Psi_{2x}(U_{3c}) = \Psi_{2xH}$ – в первой зоне регулирования скорости (рис. 2.11, $U_{3c} \leq U_{3c1}$), Вб;

$\Psi_{2x}(U_{3c}) = \Psi_{2xH} \cdot \frac{U_{3c1}}{|U_{3c}|}$ – во второй зоне регулирования скорости (рис. 2.11, $U_{3c} > U_{3c1}$), Вб.

Поскольку в первой зоне регулирования скорости при $U_{3c} \leq U_{3c1}$ (рис. 2.11) потокосцепление постоянное и равное номинальному значению $\Psi_{2x} = \Psi_{2xH}$, то для всего семейства характеристик $\omega(I_{1y})$ в режиме стабилизации скорости будет иметь место одна общая характеристика $I_{1y}(\omega)$ в режиме стабилизации тока. Во второй зоне регулирования, где $U_{3c} > U_{3c1}$ каждому значению задания скорости соответствует свое значение потокосцепления $\Psi_{2x}(U_{3c})$, для каждой характеристики $\omega(I_{1y})$ в режиме стабилизации скорости будет соответствовать своя характеристика $I_{1y}(\omega)$ в режиме стабилизации тока. При этом значение тока стопорения $I_{1y \text{ стоп}}$ остается неизменным.

Характеристика $I_{1y}(\omega)$ поясняет принцип работы САР электропривода в соответствии со структурной схемой рис. 2.24 и косвенно характеризует статические характеристики электропривода в режиме стабилизации тока.

Для расчета электромеханической характеристики $I_{1\phi}(\omega)$ в режиме стабилизации тока для полученных значений тока I_{1y} необходимо по выражению (2.39) рассчитать соответствующие им значения тока двигателя $I_{1\phi}$.

Выражение для механической характеристики электропривода в режиме стабилизации (ограничения) тока

$$\begin{aligned} M(\omega) &= M_{\text{стоп}}(U_{\text{рс доп}}) - \Delta M(\omega) = \\ &= \frac{k_{\text{рты}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}}{R_{\text{э}} + k_{\text{рты}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}} - \\ &\quad - \frac{\Psi_{2x}^2(U_{3c}) \cdot z_p^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\text{э}} + k_{\text{рты}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \omega, \end{aligned} \quad (2.42)$$

где

$$M_{\text{макс}}(U_{\text{рс доп}}) = \Psi_{2x}(U_{3c}) \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}}$$

– заданное значение максимального электромагнитного момента двигателя, Н · м;

$$M_{\text{стоп}}(U_{\text{рс доп}}) = \frac{k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}}{R_{\Sigma} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \Psi_{2x}(U_{\text{зс}}) \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{рс доп}}}{k_{\text{т}}}$$

– фактическое значение максимального электромагнитного момента двигателя при $\omega = 0$ (в режиме стопорения двигателя), Н·м;

$$\Delta M(\omega) = \frac{\Psi_{2x}^2(U_{\text{зс}}) \cdot z_p^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\Sigma} + k_{\text{рту}} \cdot k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}}} \cdot \omega$$

– абсолютная погрешность электромагнитного момента двигателя при скорости ω , Н·м.

Результаты расчета электромеханических $I_{1y}(\omega)$, $I_{1\phi}(\omega)$ и механической $M(\omega)$ характеристик в режиме стабилизации тока по выражениям (2.41), (2.39) и (2.42) свести в табл. 2.22. На основании данных табл. 2.22 построить характеристики привода в режиме стабилизации скорости и тока (см. рис. 2.25).

Таблица 2.22

Статические характеристики двухзонного электропривода
с постоянным токоограничением

С постоянным током								
$U_{\text{зс}},$ В	$\Psi_{2x},$ Вб	$I_{1y}, \text{А}$	0				$I_{1\text{у макс}}$	$\Delta_{\text{н}},$ %
		$I_{1\phi}, \text{А}$	I_0			$I_{\text{дв н}}$		
		$M, \text{Н} \cdot \text{м}$	0	$M_{\text{мин}}$	$M_{\text{макс}}$	$M_{\text{н}}$		
10	$\Psi_{2x \text{ мин}}$	$\omega, \text{рад/с}$						
$U_{\text{зс1}}, \text{В}$	$\Psi_{2x \text{ н}}$							
...								
$U_{\text{зс мин}}, \text{В}$								
$U_{\text{рс доп}},$ В	$\Psi_{2x},$ Вб	$\omega, \text{рад/с}$	0		$0.5 \cdot \omega_{\text{эп макс}}$		$\omega_{\text{эп макс}}$	
	$\Psi_{2x \text{ н}}$	$I_{1y}, \text{А}$						
		$I_{1\phi}, \text{А}$						
		$M, \text{Н} \cdot \text{м}$						
	$\Psi_{2x \text{ мин}}$	$I_{1y}, \text{А}$						
		$I_{1\phi}, \text{А}$						
		$M, \text{Н} \cdot \text{м}$						

Таким образом, в двухзонном электроприводе с постоянным токоограничением в режиме стабилизации тока ограничение тока I_{1y} и как следствие тока $I_{1\phi}$ осуществляется на заданном уровне вне зависи-

мости от величины потокосцепления, а электромагнитный момент двигателя ограничивается на уровне, пропорциональном значению потокосцепления, т. е. уменьшается с ослаблением потока во второй зоне регулирования скорости.

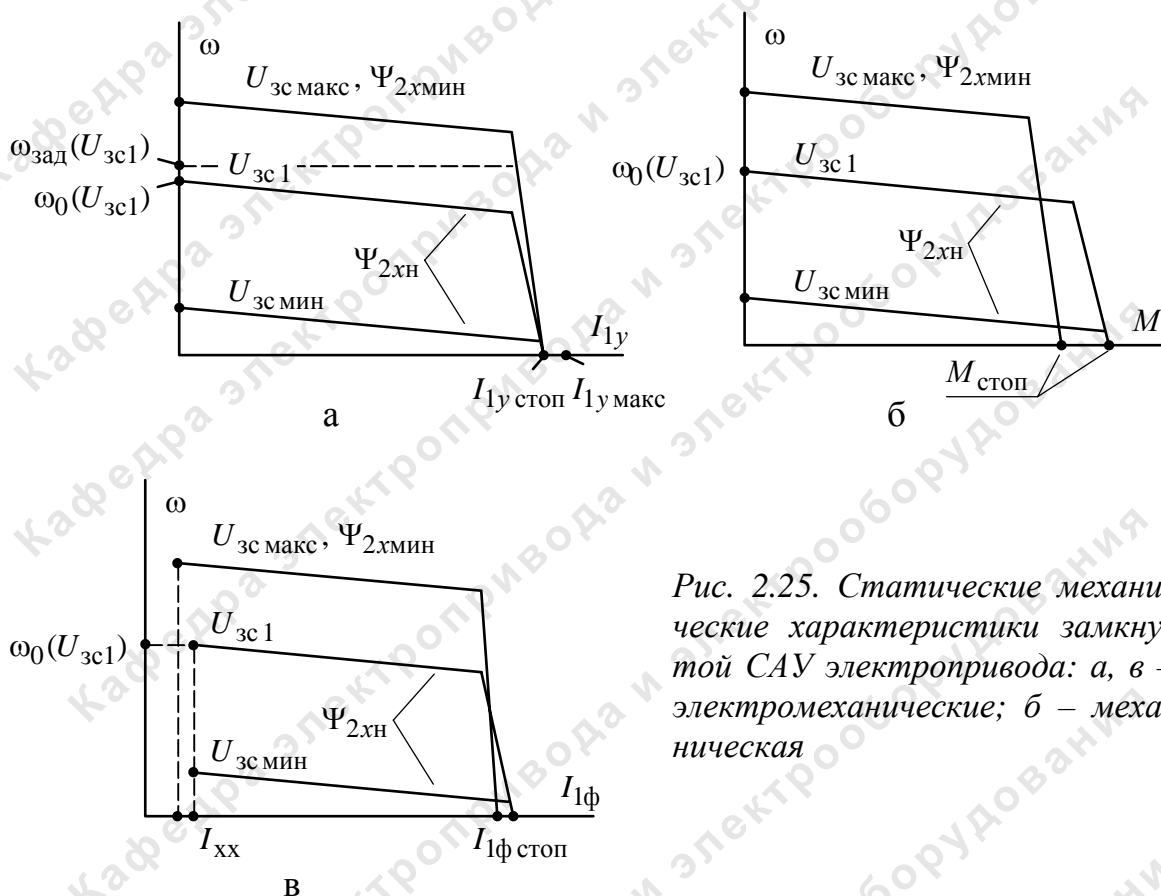


Рис. 2.25. Статические механические характеристики замкнутой САУ электропривода: а, в – электромеханические; б – механическая

2.5. Нелинейная САУ электропривода

2.5.1. Структурная схема нелинейной САУ асинхронного электропривода с векторным управлением

Структурная схема нелинейной САУ частотно-регулируемого электропривода с векторным управлением приведена на рис. 2.26. Структурная схема рис. 2.26 составлена на основании структурной схемы линеаризованной САУ электропривода (рис. 2.10) и учитывает следующие основные нелинейности элементов системы управления электропривода:

- насыщение регуляторов тока, потокосцепления и скорости

$$U_{рт макс} = \pm 10 \text{ В}, \quad U_{р\psi макс} = \pm 10 \text{ В}, \quad U_{рс макс} = \pm 10 \text{ В};$$

- постоянное по величине ограничение максимального тока электропривода в переходных режимах и кратковременных перегрузках, ко-

торое достигается ограничением выходного напряжения регулятора скорости на уровне

$$U_{\text{рс доп}}(\omega) = \pm k_T \cdot I_{\text{эп макс}};$$

– ограничение выходного напряжения инвертора $E_{\text{и}} = \sqrt{2} \cdot U_{1\text{фн}}$;

– реактивный характер нагрузки $M_{\text{с}}(\omega) = M_{\text{с}} \cdot \text{sign } \omega$,

где величина момента изменяется

$$\begin{aligned} &\text{от } (M_{\text{схх}} + M_{\text{сдв}}) \\ &\text{до } (M_{\text{с макс}} + M_{\text{сдв}}); \end{aligned}$$

– нелинейная зависимость задания потокосцепления $U_{3\psi}$ во второй зоне регулирования скорости от величины задания скорости $U_{3\text{с}}$.

Исследования на имитационной модели нелинейной САУ электропривода (рис. 2.26) проводятся с целью оценки влияния величины задания скорости $U_{3\text{с}}$ и момента $M_{\text{с}}$ на характер переходных процессов и динамические показатели качества работы электропривода с учетом ограничения выходных напряжений регуляторов и преобразователя частоты.

По результатам имитационных исследований могут быть внесены изменения в настройку контуров регулирования САУ электропривода, введены корректирующие цепи или выбраны компромиссные настройки с учетом изменяющихся параметров силовой части электропривода, например, момента инерции, потокосцепления и т. д.

2.5.2. Расчет динамических и статических характеристик электропривода с использованием нелинейной модели САУ электропривода

Под динамическим режимом работы электропривода понимается режим, в котором значение основной координаты электропривода (для регулируемого электропривода – скорости) изменяется. Динамической характеристикой электропривода является зависимость между мгновенными значениями двух координат электропривода, например, скорости и тока или скорости и момента, для одного и того же момента времени переходного режима работы электропривода.

Для расчета методом имитационного моделирования динамических характеристик $\omega(M)$, $\omega(i_{1\text{ф}})$ и статических характеристик $\omega(M)$ и $\omega(I_{1\text{ф}})$ замкнутой системы электропривода используется схема набора модели, приведенная на рис. 2.27.

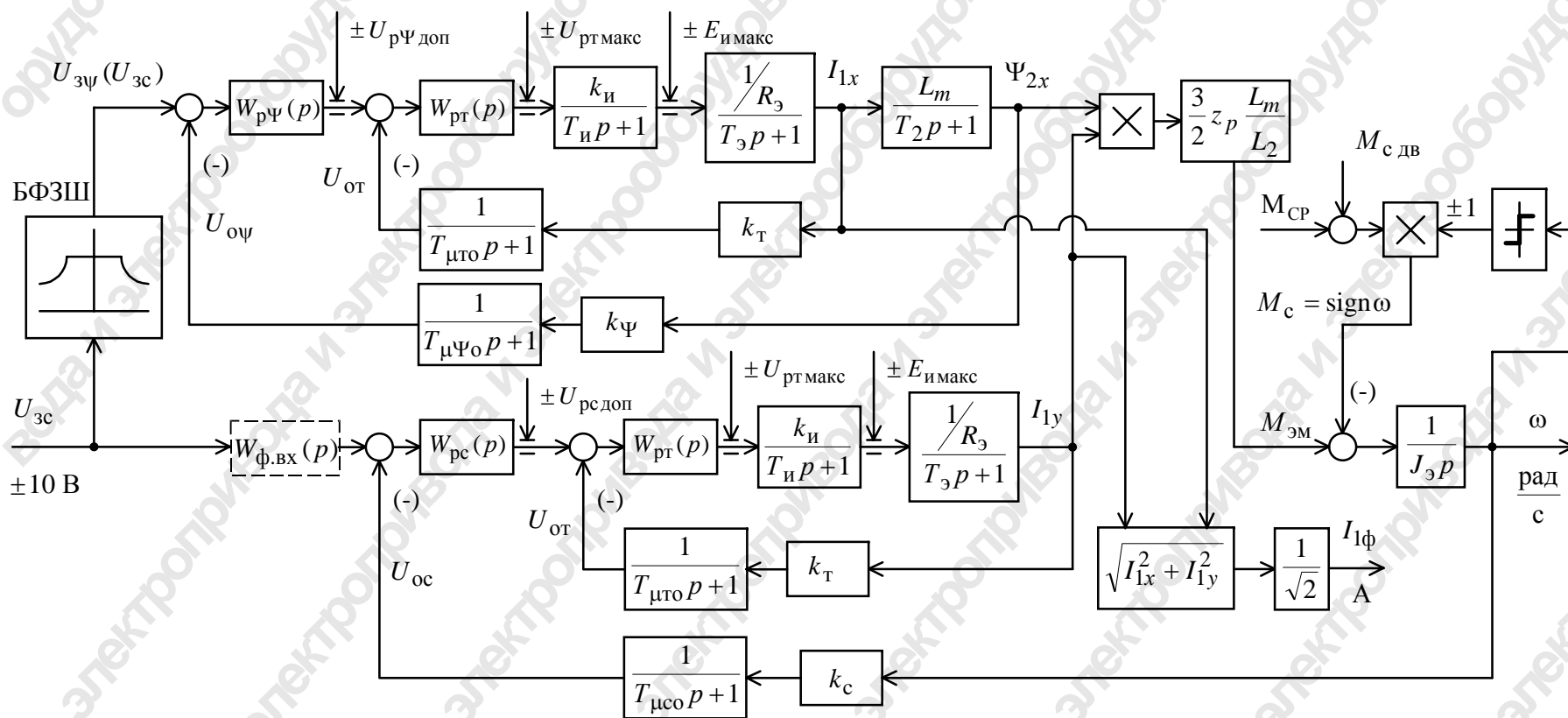


Рис. 2.26. Структурная схема нелинейной непрерывной САУ частотно-регулируемого асинхронного электропривода при векторном управлении и двухзонном регулировании скорости

Динамические характеристики снимаются блоком *XY Graph* (*T-OUT*) в режиме задания ступенчатого управляющего воздействия $U_{zc}(t) = \text{const}$, а статические характеристики – в режиме медленно линейно изменяющейся нагрузки $M_c(t) = M_c \cdot t$ при постоянном значении задания на скорость $U_{zc} = \text{const}$ (рис. 2.28). Динамические и статические характеристики замкнутой системы электропривода приведены на рис. 2.29.

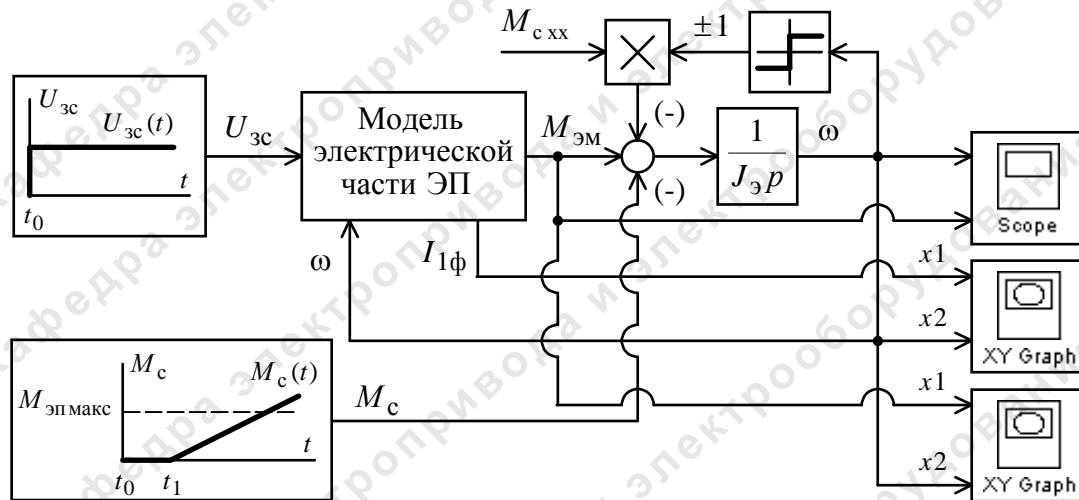


Рис. 2.27. Схема набора модели для расчета динамических и статических характеристик электропривода

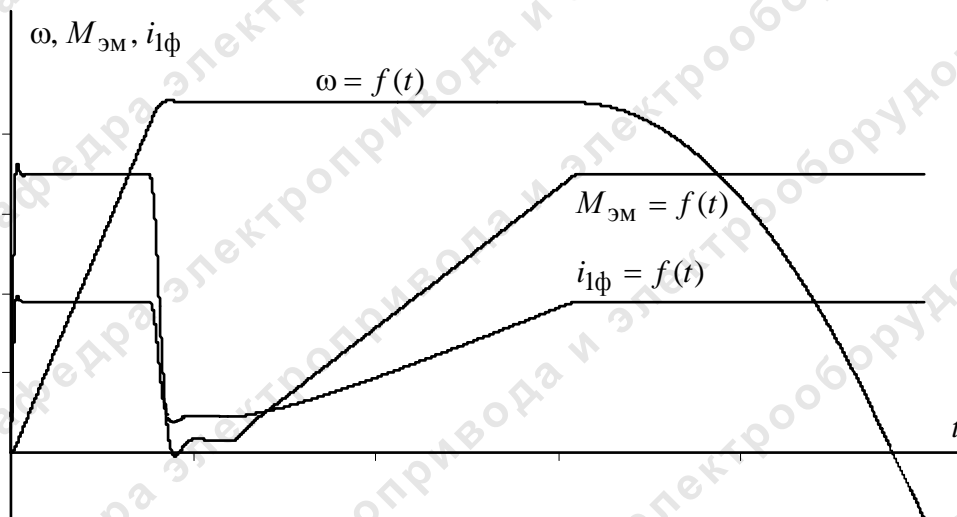


Рис. 2.28. Графики переходных процессов $\omega = f(t)$, $M_{эм} = f(t)$ и $i_{1\phi} = f(t)$ модели рис. 2.27 в режиме снятия динамических и статических характеристик электропривода

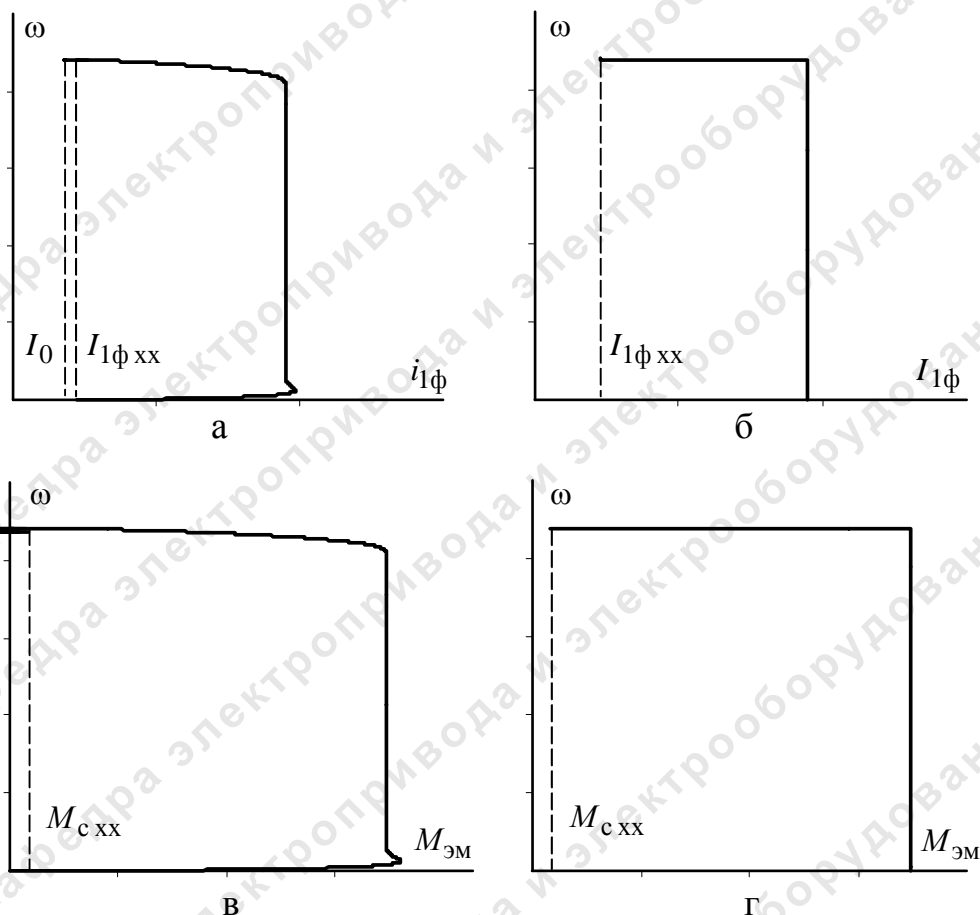


Рис. 2.29. Характеристики замкнутой системы электропривода:
а, б – электромеханические динамическая и статическая; в, г – механические динамическая и статическая

2.5.3. Учет квантования сигналов управления по уровню в контурах регулирования САУ электропривода

Квантование сигналов по уровню во входных цепях контуров скорости и потокосцепления и в цепях обратных связей контуров тока, потокосцепления и скорости определяется параметрами АЦП и импульсного датчика скорости и может существенно влиять на статические и динамические показатели качества работы электропривода. По этой причине учет квантования сигналов в контурах регулирования при имитационном моделировании нелинейной САУ электропривода обязателен. Квантование по уровню сигналов управления в цепи регулятор тока – инвертор осуществляется с высокой разрядностью процессора и практически не оказывает влияния на работу САУ электропривода.

Изменения в схеме имитационной модели нелинейной САУ электропривода рис. 2.26, учитывающие квантование по уровню сигналов управления в контурах регулирования, приведены на рис. 2.30.

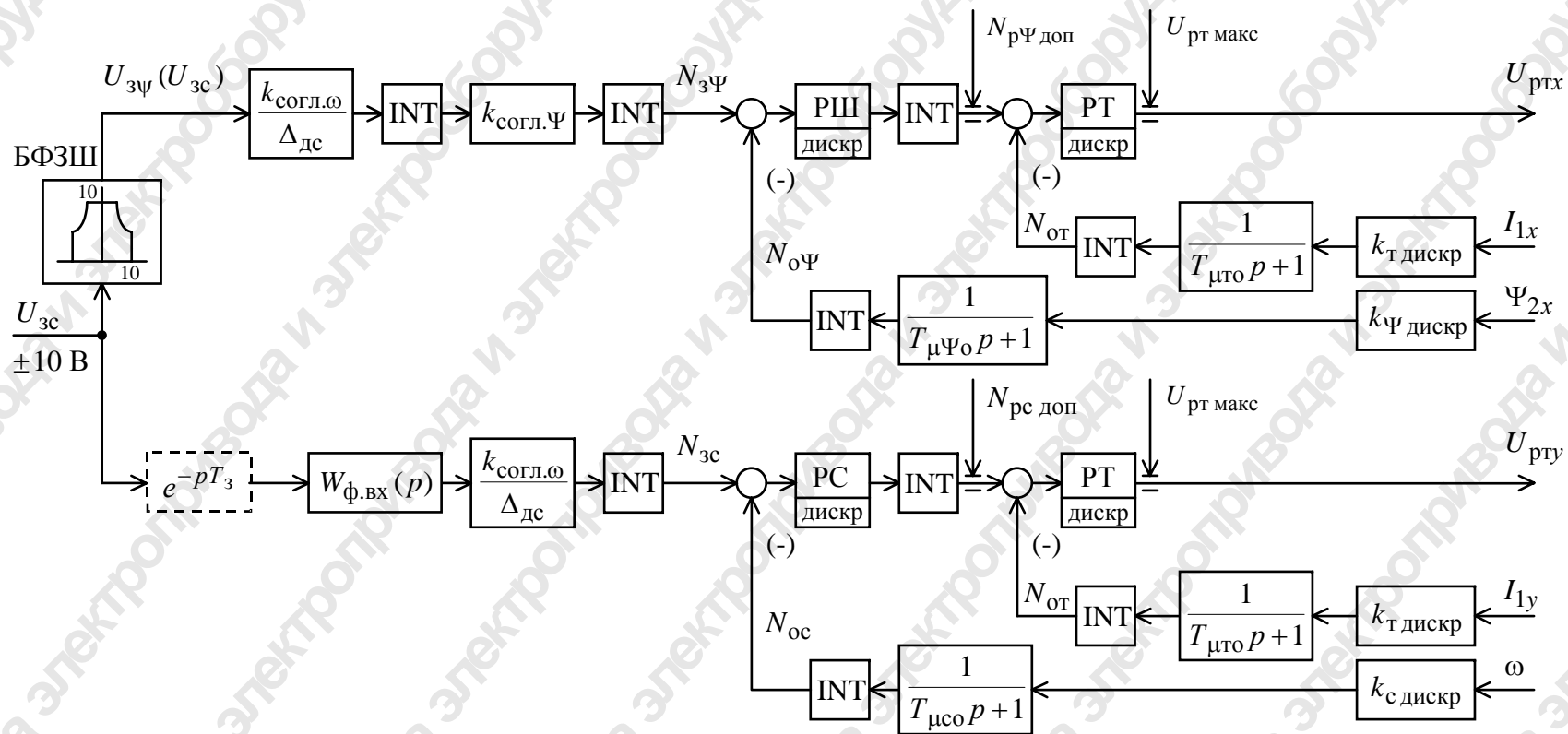


Рис. 2.30. Изменения в схеме имитационной модели нелинейной САУ электропривода рис. 2.26, учитывающие квантование по уровню сигналов управления в контурах регулирования

На схеме рис. 2.30 приняты следующие обозначения:
 N – управляющие и информационные сигналы в дискретной форме;
 INT – целое значение;
 e^{-pT_3} – звено чистого запаздывания;
 T_3 – время задержки подачи управления на вход контура скорости.

Учет квантования по уровню сигналов управления в контуре тока

Выбор АЦП в цепи обратной связи по току

АЦП в цепи обратной связи по току устанавливается для преобразования аналогового сигнала с датчика тока в цифровой сигнал обратной связи по току на вход программно реализуемого цифрового регулятора тока.

Разрядность АЦП в составе датчика тока $n_{\text{ацп дт}}$ должна удовлетворять условию

$$2^{n_{\text{ацп дт}}} > \frac{I_{1\text{у макс}}}{0.5 \cdot I_{0\text{мин}} \cdot \Delta_{\text{т дискр}}},$$

где $I_{0\text{мин}} = \frac{\Psi_{2x\text{мин}}}{L_m}, \text{ А};$

$\Delta_{\text{т дискр}}$ – погрешность измерения тока, определяемая квантованием сигнала по уровню, о. е. Рекомендуется выбирать

$$\Delta_{\text{т дискр}} = 0.1 \div 0.05.$$

Разрядность АЦП в цепи датчика тока выбирается из следующего ряда: $n_{\text{ацп дт}} = 8, 10, 12$ (табл. 2.23).

Таблица 2.23

$n_{\text{ацп дт}}$	8	10	12	14
$\pm 0.5 \cdot 2^{n_{\text{ацп дт}}}$	± 128	± 512	± 2048	± 8192

Расчет параметров настройки контура тока с учетом квантования по уровню

Расчет управления в контуре тока ведется с дискретностью по уровню, равной дискретности АЦП датчика тока

$$\Delta_{\text{ацп дт}} = \frac{I_{1\text{у макс}}}{0.5 \cdot 2^{n_{\text{ацп дт}}}}, \text{ А/дискр},$$

что определяет следующие параметры контура тока:

– коэффициент обратной связи

$$k_{\text{т дискр}} = \frac{1}{\Delta_{\text{ацп дт}}}, \text{ дискр/А};$$

– максимальное значение задания на входе контура тока

$$N_{\text{зт макс}} = \text{int} \left(k_{\text{т дискр}} \cdot I_{1\text{у макс}} \right) = \text{int} \left(\frac{I_{1\text{у макс}}}{\Delta_{\text{ацп дт}}} \right), \text{ дискр};$$

– коэффициент усиления регулятора тока

$$k_{\text{рт дискр}} = \frac{T_{\text{э}} \cdot R_{\text{э}}}{k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т дискр}} \cdot a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мтэ}}} = \frac{T_{\text{э}} \cdot R_{\text{э}} \cdot \Delta_{\text{ацп дт}}}{k_{\text{и}} \cdot a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мтэ}}}.$$

Учет квантования по уровню сигналов управления в контуре скорости

Выбор импульсного датчика скорости

Число периодов выходного сигнала (импульсов) датчика скорости на один оборот вала датчика с учетом последующего учетверения определяется из условия

$$n_{\text{дс}} > \frac{60 \cdot D_{\omega}}{n_{\text{эп макс}} \cdot 4 \cdot \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{шим}}} \right) \cdot n_{\text{с}} \cdot \Delta_{\text{с дискр}}}, \frac{\text{дискр}}{\text{оборот}},$$

где D_{ω} – требуемый диапазон регулирования скорости;

$\Delta_{\text{с дискр}}$ – погрешность измерения скорости, определяемая дискретностью импульсного датчика, о. е. Погрешность измерения скорости $\Delta_{\text{с дискр}}$ следует выбирать в соответствии с табл. 2.24.

Таблица 2.24

D_{ω}	10	20	100	1000
$\Delta_{\text{с дискр}}, \text{о. е.}$	0.025 ÷ 0.02	0.05 ÷ 0.025	0.1 ÷ 0.05	0.2 ÷ 0.15

Расчет параметров настройки контура скорости с учетом квантования по уровню

Максимальное значение задания на входе контура скорости

$$N_{\text{зс макс}} = \text{int} \left[\frac{n_{\text{эп макс}}}{60} \cdot 4 \cdot n_{\text{дс}} \cdot \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{шим}}} \right) \cdot n_{\text{с}} \right], \frac{\text{дискр}}{\text{инт. устр.}}$$

Коэффициент обратной связи по скорости

$$k_{с\text{ дискр}} = \frac{N_{зс\text{ макс}}}{\omega_{эп\text{ макс}}}, \frac{\text{дискр}}{\text{рад/с}}.$$

Дискретность измерения скорости

$$\Delta_{дс} = \frac{\omega_{эп\text{ макс}}}{N_{зс\text{ макс}}} = \frac{1}{k_{с\text{ дискр}}}, \frac{\text{рад/с}}{\text{дискр}}.$$

Коэффициент усиления регулятора скорости

$$k_{рс\text{ дискр}} = \frac{J_{э} \cdot k_{т\text{ дискр}}}{\Psi_{2l} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot z_p \cdot k_{с\text{ дискр}} \cdot a_c \cdot \left[a_t \cdot T_{мтэ} + \left(16 \cdot \frac{1}{f_{шим}} \right) \cdot \frac{n_c}{3} \right]}.$$

Максимальное значение выходного сигнала регулятора скорости

$$N_{рс\text{ доп}} = N_{зт\text{ макс}} = \text{int}(k_{т\text{ дискр}} \cdot I_{1у\text{ макс}}), \text{ дискр}.$$

Выбор АЦП в цепи задания контура скорости

АЦП в цепи задания электропривода устанавливается с целью согласования аналогового сигнала напряжения задания скорости ($\pm 10\text{ В}$) с программно реализуемым цифровым регулятором скорости.

Разрядность АЦП выбирается из условия

$$0.5 \cdot 2^{n_{\text{ацпвх}}} > N_{зс\text{ макс}}.$$

Разрядность АЦП входной цепи рекомендуется выбирать из следующего ряда: $n_{\text{ацпвх}} = 10, 12, 14$ (см. табл. 2.16).

Для согласования напряжения задания скорости $U_{зс}$ с максимально допустимым значением напряжения на входе и разрядностью АЦП определяется коэффициент передачи входной цепи привода

$$k_{\text{согл } \omega} = \frac{U_{\text{ацп макс}}}{U_{зс\text{ макс}}} \cdot \frac{N_{зс\text{ макс}}}{0.5 \cdot 2^{n_{\text{ацпвх}}}}.$$

Тогда входная цепь контура скорости описывается выражением

$$N_{зс} = \text{int} \left(\frac{U_{зс} \cdot k_{\text{согл } \omega}}{\Delta_{дс}} \right), \text{ дискр}.$$

Учет квантования по уровню сигналов управления в контуре потокосцепления

Контур потокосцепления реализуется без датчика потокосцепления. Потокосцепление определяется расчетным путем на основании тока I_{2x} .

Расчет параметров настройки контура потокосцепления

Дискретность расчета потокосцепления

$$\Delta\Psi = \Delta_{\text{ацп дт}} \cdot L_m, \text{ Вб/дискр.}$$

Коэффициент обратной связи по потокосцеплению

$$k_{\Psi \text{ дискр}} = \frac{1}{\Delta\Psi} = \frac{1}{\Delta_{\text{ацп дт}} \cdot L_m}, \text{ дискр/Вб.}$$

Максимальное значение задания на входе контура потокосцепления

$$N_{\Psi \text{ макс}} = \text{int} \left(\frac{\Psi_{2x \text{ н}}}{\Delta\Psi} \right) = \text{int} \left(\frac{\Psi_{2x \text{ н}}}{\Delta_{\text{ацп дт}} \cdot L_m} \right), \text{ дискр.}$$

Коэффициент усиления регулятора потокосцепления

$$k_{\text{р}\Psi \text{ дискр}} = \frac{T_2 \cdot k_{\text{т дискр}}}{L_m \cdot k_{\Psi \text{ дискр}} \cdot a_{\Psi} \cdot \left[a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мтэ}} + \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{шим}}} \right) \cdot \frac{n_{\Psi}}{3} \right]}.$$

Максимальное значение выходного сигнала регулятора потокосцепления

$$N_{\text{р}\Psi \text{ доп}} = N_{\Psi \text{ макс}}, \text{ дискр.}$$

Расчет параметров входной цепи контура потокосцепления

Для согласования максимальных значений задания скорости и потокосцепления коэффициент передачи входной цепи контура потокосцепления при условии $U_{\text{зш макс}} = U_{\text{зс макс}}$ выбирается равным

$$k_{\text{согл } \Psi} = \frac{N_{\Psi \text{ макс}}}{N_{\text{зс макс}}}.$$

Тогда входная цепь контура потокосцепления описывается выражением

$$N_{\Psi} = \text{int} \left[\text{int} \left(\frac{U_{\text{зс}} \cdot k_{\text{согл } \omega}}{\Delta_{\text{дс}}} \right) \cdot k_{\text{согл } \Psi} \right] = \text{int} (k_{\text{согл } \Psi} \cdot N_{\text{зс}}), \text{ дискр.}$$

Список литературы к разделу 2

1. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. Заведений/ Г. Г. Соколовский. – М.: Издательский центр "Академия", 2006. – 272 с.
2. Чернышев А. Ю., Чернышев И. А. Расчет характеристик электроприводов переменного тока. Ч. 1. Асинхронный электродвигатель: учебное пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2005. – 136 с.
3. Кояин Н. В., Удут Л. С., Мальцева О. П. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Часть 5.- Применение программы DORA-FUZZY в расчетах электроприводов постоянного тока: учебное пособие. – Томск: Изд. ТПУ, 2001. – 156 с.
4. Удут Л. С., Кояин Н. В., Мальцева О. П. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Ч. 6. Механическая система электропривода постоянного тока: учебное пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2004. – 144 с.

Рекомендуемая справочная литература к разделу 2

5. Асинхронные двигатели серии 4А: справочник / А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.
6. <http://www.danfoss.com>
7. <http://www.ABB.com>
8. <http://www.KEB.de>

**Ольга Павловна Мальцева
Леонид Степанович Удут
Николай Вадимович Кояин**

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Учебное пособие

**Научный редактор
доктор технических наук,
профессор**

Р.Ф. Бекишев

Редактор

С.П. Барей

Подписано к печати 24.10.2007. Формат 60х84/16.

Бумага «Классика».

Печать RISO. Усл.печ.л. 8,84. Уч.-изд.л. 8,0.

Заказ . Тираж 200 экз.

Томский политехнический университет

Система менеджмента качества

Томского политехнического университета

сертифицирована NATIONAL QUALITY ASSURANCE

по стандарту ISO 9001:2000



ИЗДАТЕЛЬСТВО



ТПУ. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30.