



Министерство образования Республики Беларусь

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

Кафедра «Автоматизированный электропривод»

В. С. Захаренко

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

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

Гомель 2020

УДК 62-83-52(075.8)
ББК 31.291я73
3-38

*Рекомендовано научно-методическим советом
факультета автоматизированных и информационных систем
ГГТУ им. П. О. Сухого
(протокол № 7 от 04.03.2019 г.)*

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

Захаренко, В. С.
3-38 Системы управления электроприводами : учеб.-метод. пособие по одноим. дисциплине для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» днев. и заоч. форм обучения / В. С. Захаренко. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2020. – 161 с. – Систем. требования: PC не ниже Intel Celeron 300 МГц ; 32 Mb RAM ; свободное место на HDD 16 Mb ; Windows 98 и выше ; Adobe Acrobat Reader. – Режим доступа: <https://elib.gstu.by>. – Загл. с титул. экрана.

Изложен теоретический курс дисциплины «Системы управления электроприводами». Рассмотрены методы синтеза систем управления, типовые структуры систем управления промышленных электроприводов. Приведены рекомендации и методики выбора структуры и настройки регулирующих устройств.

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

УДК 62-83-52(075.8)
ББК 31.291я73

© Учреждение образования «Гомельский
государственный технический университет
имени П. О. Сухого», 2020

Введение

Целью курса является теоретическое и практическое изучение САУ ЭП промышленных установок. В процессе изучения решаются следующие задачи:

- изучение методов анализа и синтеза САУ;
- ознакомление с принципами построения различных систем;
- изучение свойств САУ и их принципиальных схем;
- ознакомление с методами наладки САУ.

В теоретическом курсе изучаются: принципы построения и математическое описание САУ, системы управления скоростью ЭП постоянного и переменного тока, СУ положением, натяжением и ряд других. Ряд разделов носит ознакомительный характер, поскольку курс предназначен для специалистов, работающих в области эксплуатации, а не проектирования ЭП.

В теоретическом курсе, в основной массе, рассматриваются типовые структуры СУ, которые реализуются на основе комплектных устройств и преобразователей. На практических занятиях, в курсовом проекте при определенных соотношениях параметров систем требуется отход от типовых решений для обеспечения целей управления.

Следует отметить, что в данном курсе не рассматриваются системы, осуществляющие автоматизацию управления ЭП с помощью логических схем, построенных как на электрических аппаратах, так и на интегральных элементах.

Классификация СУЭП

СУЭП в первую очередь делятся на системы с разомкнутой и замкнутой цепью воздействия. В разомкнутых системах отсутствуют обратные связи. Поэтому при различных возмущающих воздействиях выходные координаты ЭП будут отличаться от заданных предписанных значений.

Для повышения точности управления используют системы с замкнутой цепью воздействия. За счет измерения истинных значений выходных переменных и действия обратных связей производится коррекция управляющих воздействий.

При классификации по принципу построения замкнутых систем их разделяют на следующие группы:

1. Системы с регулированием по отклонению.

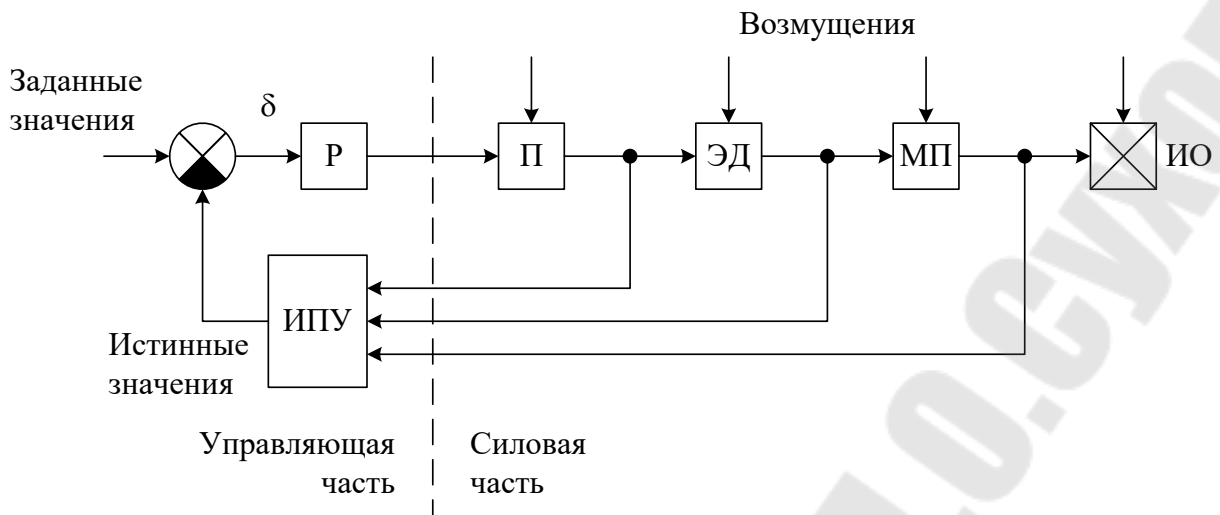


Рисунок 1. Функциональная схема системы с регулированием по отклонению.

Регулятор Р и измерительно-преобразовательное устройство ИПУ образуют управляющую часть (УЧ). В силовую часть (СЧ) входят: управляемый преобразователь УП, электродвигатель ЭД, механическая передача МП. ИО – исполнительный орган. δ – сигнал ошибки, пропорциональный отклонениям переменных от предписанных значений.

2. Системы с регулированием по возмущению (инвариантные системы) позволяют уменьшить, а в идеальном случае полностью устранить ошибки от возмущений.

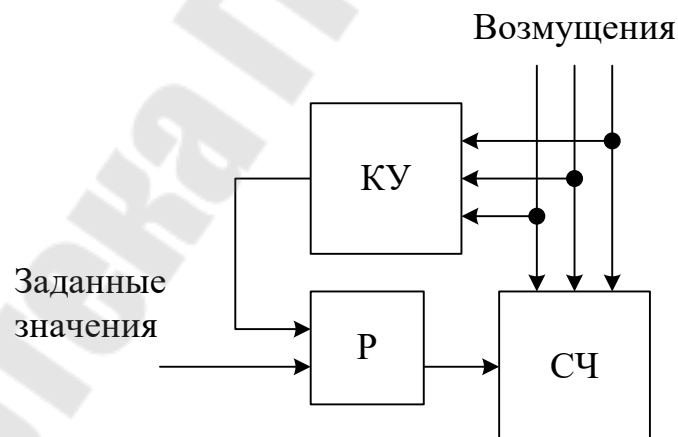


Рисунок 2. Функциональная схема системы с регулированием по возмущению.

Устройство компенсации КУ обеспечивает измерение возмущений и вырабатывает сигналы для компенсации их воздействия. При правильном выборе передаточных функций компенсационных каналов и точном измерении можно получить практически инвариантную (т.е. независимую) к возмущениям систему.

3. Системы с комбинированным управлением представляют собой комбинацию двух первых.

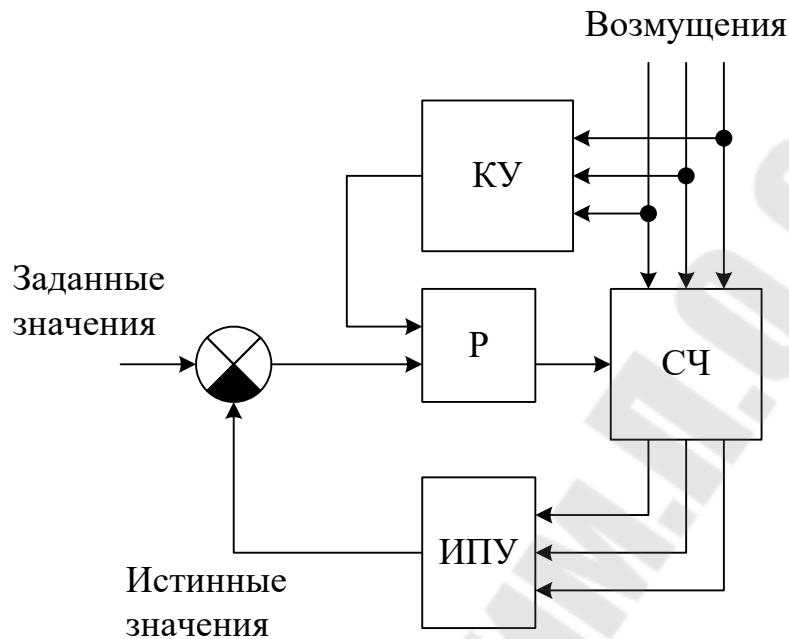


Рисунок 3. Функциональная схема системы с комбинированным управлением.

По виду управления, т.е. по основным функциям можно выделить 7 групп систем:

1. Обеспечивает пуск, торможение и реверс при питании двигателя от сети. Причем не применяется каких-либо мер по формированию переходных процессов.
2. Аналогична первой группе, но производится формирование переходных процессов с помощью логического управления со ступенчатым воздействием на двигатель, например переключение резисторов.
3. Эта группа обеспечивает оптимальные процессы пуска, торможения и реверса с точки зрения быстродействия при условии ограничения тока или момента двигателя допустимыми значениями. Ограничение тока или момента двигателя определяется перегрузочной способностью двигателя и, возможно, технологическими требованиями. Иногда также требуется ограничение ускорения или производной ускорения – рывка. Системы, входящие в эту группу в ряде случаев называют системами, работающими в режиме пуска, торможения и реверса. Поставленные задачи решаются в системе «УП–Д» с обратными связями по моменту или току. Для ограничения скорости и получения статического режима могут применяться нелинейные ОС (ОС с отсечкой) – при достижении определенной скорости либо отключается ОС по моменту, либо включается ОС по скорости.

4. Данные системы обеспечивают задание и автоматическую стабилизацию на заданном уровне скорости или другой координаты в статических режимах и динамических, обусловленных действием возмущений. Задача стабилизации решается путем введения обратной связи по соответствующей переменной и, в ряде случаев, дополняется связью по возмущению. Системы стабилизации применяют при глубоком диапазоне регулирования или неглубоком, но при жестких требованиях к точности. Часто такие системы дополняют контурами регулирования для формирования процессов пуска, торможения и реверса.
5. САУ 5-ой группы осуществляют следящее управление, которое заключается в получении значения требуемой координаты (обычно положение и скорость) с требуемой точностью в статических и динамических режимах при любом, заранее неизвестном законе изменения сигнала задания. В таких системах кроме главной ОС по регулируемой координате могут использоваться обратные связи по ее производной или производные по сигналу задания.
6. Системы этой группы обеспечивают автоматическое управление ЭП технологических машин по заранее заданной программе. Это системы программного управления. В зависимости от требований к точности они могут выполняться разомкнутыми и замкнутыми.
7. Данную группу составляют системы, обеспечивающие выбор оптимальных (наилучших) режимов работы электроприводов или механизмов в случае непредвиденного изменения возмущающих воздействий или при нестационарности параметров ЭП. Такие системы называют адаптивными или оптимальными. Их специфической особенностью является наличие блока адаптивного управления, который, как правило, содержит в себе модель какого-либо узла или всей САУ. БАУ изменяет параметры или структуру САУ.

Также САУ различают по основной регулируемой координате: системы управления скоростью, положением, натяжением и т.д.

По характеру сигналов задания и обратных связей, по принципу действия управляющей части системы управления можно разделить на:

1. Аналоговые.
2. Релейные.
3. Фазо-импульсные.
4. Частотно-импульсные.
5. Цифровые.
6. Комбинированные.

1. Математическое описание СУЭП

1.1. Математический аппарат

СУЭП описываются системами нелинейных дифференциальных уравнений, которые характеризуют зависимости координат (т.е. переменных) системы друг от друга и от входных воздействий. Последние представляют собой как управляющие воздействия, так и возмущающие. Приравнявая производные к нулю можно получить описание системы в статическом режиме.

Дифференциальные уравнения обычно используют в нормальной форме Коши. Для графической интерпретации и лучшего представления всех связей применяют структурные схемы. При исследовании сложных систем часто систему дифференциальных уравнений представляют в матричной форме и используют матричные передаточные функции и матричные структурные схемы. Для облегчения анализа и синтеза линеаризованных систем применяют операторные уравнения, передаточные функции и различного рода частотные характеристики. Воспользоваться указанными методами математического аппарата при аналитическом решении можно, если нелинейности гладкие и допускают линеаризацию, либо не оказывают существенного влияния на работу системы управления, либо при анализе динамики «в малом» (т.е. при рассмотрении процессов с малым отклонением переменных). Когда нелинейности не гладкие (релейная характеристика, петля гистерезиса, люфт, насыщение и т.д.) используют вычислительную технику и метод гармонической линеаризации, или численные методы решения систем дифференциальных уравнений. Также, для упрощения записи в ряде случаев используют относительные величины, т.е. нормирование.

1.2. Линеаризация нелинейных дифференциальных уравнений

Под линеаризацией понимают замену нелинейных членов дифференциальных уравнений линейными. При этом используют следующие приемы:

1. Линейная аппроксимация, т.е. замена нелинейных характеристик элементов систем линейными (кривая намагничивания, угловая характеристика синхронной машины).
2. Пренебрегают нелинейными членами из-за их малости (например при расчете сопротивления якорной цепи СУЭП постоянного тока пренебрегают сопротивлением щеточно-коллекторного контакта).
3. Используют разложение в ряд Тэйлора. Данный прием используется наиболее часто и позволяет избавиться от произведения переменных.

Разложение в ряд Тэйлора применяется в следующем порядке, после введения пренебрежений второстепенными физическими явлениями и эффектами:

1. Определяется начало и направление отсчета каждой из переменных.
2. Записывается система нелинейных дифференциальных уравнений, связывающая все переменные объекта.
3. Определяются значения координат для установившегося рабочего режима СУЭП X и задаются малые приращения переменных в процессе регулирования Δx .
4. Производится линеаризация путем постановки в уравнения значений переменных, представленных в виде суммы установившегося значения и малого приращения $x = X + \Delta x$. При этом появляются слагаемые 3 типов:
 - 4.1. $X \cdot X$, относящиеся только к описанию статических режимов.
 - 4.2. $X \cdot \Delta x$, в которых установившееся значение переменной выступает в роли постоянного коэффициента.
 - 4.3. $\Delta x \cdot \Delta x$, которыми пренебрегают из-за их малости.
5. Записывают линеаризованную систему уравнений но уже в отклонениях переменных.
6. По линеаризованной системе уравнений строится структурная схема.

Для примера рассмотрим линеаризацию модели ДПТ НВ при упрощенном представлении цепи возбуждения. Исходная система уравнений

$$\begin{cases} u_B = R_B \cdot i_B + L_B \cdot \frac{di_B}{dt}, \\ \Phi = k_B \cdot i_B, \\ u_Y = R_Y \cdot i_Y + L_Y \cdot \frac{di_Y}{dt} + e_Y, \\ M = k \cdot \Phi \cdot i_Y, \\ J \cdot \frac{d\omega}{dt} = M - M_C, \\ e_Y = k \cdot \Phi \cdot \omega. \end{cases}$$

где k_B – коэффициент, определяемый по кривой намагничивания.

Выбираем рабочий установившийся режим ЭП со значениями переменных $U_B, I_B, \Phi, U_Y, I_Y, E_Y, M, M_C, \Omega$ и задаем малые приращения переменных $\Delta u_B, \Delta i_B, \Delta \Phi, \Delta u_Y, \Delta i_Y, \Delta e_Y, \Delta M, \Delta M_C, \Delta \omega$. Производим линеаризацию.

1-е уравнение

$$U_B + \Delta u_B = R_B \cdot (I_B + \Delta i_B) + L_B \cdot \frac{d(I_B + \Delta i_B)}{dt},$$

$$U_B + \Delta u_B = R_B \cdot I_B + R_B \cdot \Delta i_B + L_B \cdot \frac{d\Delta i_B}{dt}.$$

Для установившегося режима $U_B = R_B \cdot I_B$, тогда получим

$$\Delta u_B = R_B \cdot \Delta i_B + L_B \cdot \frac{d\Delta i_B}{dt}.$$

2-е уравнение

$$\begin{aligned} \Phi + \Delta\Phi &= k_B \cdot (I_B + \Delta i_B), \\ \Delta\Phi &= k_B \cdot \Delta i_B. \end{aligned}$$

3-е уравнение

$$U_{Я} + \Delta u_{Я} = R_{Я} \cdot (I_{Я} + \Delta i_{Я}) + L_{Я} \cdot \frac{d(I_{Я} + \Delta i_{Я})}{dt} + E_{Я} + \Delta e_{Я},$$

$$U_{Я} + \Delta u_{Я} = R_{Я} \cdot I_{Я} + R_{Я} \cdot \Delta i_{Я} + L_{Я} \cdot \frac{d\Delta i_{Я}}{dt} + E_{Я} + \Delta e_{Я}.$$

Для установившегося режима $U_{Я} = R_{Я} \cdot I_{Я} + E_{Я}$, тогда

$$\Delta u_{Я} = R_{Я} \cdot \Delta i_{Я} + L_{Я} \cdot \frac{d\Delta i_{Я}}{dt} + \Delta e_{Я}.$$

4-е уравнение

$$\begin{aligned} M + \Delta M &= k \cdot (\Phi + \Delta\Phi) \cdot (I_{Я} + \Delta i_{Я}) = \\ &= k \cdot \Phi \cdot I_{Я} + k \cdot I_{Я} \cdot \Delta\Phi + k \cdot \Phi \cdot \Delta i_{Я} + k \cdot \Delta\Phi \cdot \Delta i_{Я}. \end{aligned}$$

Слагаемым $k \cdot \Delta\Phi \cdot \Delta i_{Я}$ пренебрегаем и учитываем, что для установившегося режима $M = k \cdot \Phi \cdot I_{Я}$,

$$\Delta M = k \cdot I_{Я} \cdot \Delta\Phi + k \cdot \Phi \cdot \Delta i_{Я}.$$

5-е уравнение

$$J \cdot \frac{d(\Omega + \Delta\omega)}{dt} = M + \Delta M - M_C - \Delta M_C,$$

$$J \cdot \frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta M - \Delta M_C.$$

Учтя, что для установившегося режима $M = M_C$, получим

$$J \cdot \frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta M - \Delta M_C.$$

6-е уравнение

$$E_{\text{я}} + \Delta e_{\text{я}} = k \cdot (\Phi + \Delta\Phi) \cdot (\Omega + \Delta\omega) = \\ = k \cdot \Phi \cdot \Omega + k \cdot \Phi \cdot \Delta\omega + k \cdot \Omega \cdot \Delta\Phi + k \cdot \Delta\Phi \cdot \Delta\omega.$$

Слагаемым $k \cdot \Delta\Phi \cdot \Delta\omega$ пренебрегаем и, учитывая, что для статического режима $E_{\text{я}} = k \cdot \Phi \cdot \Omega$, получим

$$\Delta e_{\text{я}} = k \cdot \Phi \cdot \Delta\omega + k \cdot \Omega \cdot \Delta\Phi.$$

Теперь, в приращениях линеаризованная система будет иметь вид

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta u_{\text{в}} = R_{\text{в}} \cdot \Delta i_{\text{в}} + L_{\text{в}} \cdot \frac{d\Delta i_{\text{в}}}{dt}, \\ \Delta\Phi = k_{\text{в}} \cdot \Delta i_{\text{в}}, \\ \Delta u_{\text{я}} = R_{\text{я}} \cdot \Delta i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \cdot \frac{d\Delta i_{\text{я}}}{dt} + \Delta e_{\text{я}}, \\ \Delta M = k \cdot \Phi \cdot \Delta i_{\text{я}} + k \cdot I_{\text{я}} \cdot \Delta\Phi, \\ J \cdot \frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta M - \Delta M_{\text{с}}, \\ \Delta e_{\text{я}} = k \cdot \Phi \cdot \Delta\omega + k \cdot \Omega \cdot \Delta\Phi. \end{array} \right.$$

При отсутствии регулирования со стороны обмотки возбуждения ($\Phi = \text{const}$) две системы уравнений для ДПТ – в абсолютных величинах и в приращениях одинаковы, и в этом случае ДПТ можно рассматривать как линейный элемент

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta u_{\text{я}} = R_{\text{я}} \cdot \Delta i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \cdot \frac{d\Delta i_{\text{я}}}{dt} + \Delta e_{\text{я}}, \\ \Delta M = k \cdot \Phi \cdot \Delta i_{\text{я}}, \\ J \cdot \frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta M - \Delta M_{\text{с}}, \\ \Delta e_{\text{я}} = k \cdot \Phi \cdot \Delta\omega; \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} u_{\text{я}} = R_{\text{я}} \cdot i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \cdot \frac{di_{\text{я}}}{dt} + e_{\text{я}}, \\ M = k \cdot \Phi \cdot i_{\text{я}}, \\ J \cdot \frac{d\omega}{dt} = M - M_{\text{с}}, \\ e_{\text{я}} = k \cdot \Phi \cdot \omega. \end{array} \right.$$

В дальнейшем, с целью упрощения записи при записи уравнений знак приращения « Δ » будем опускать. Когда будем использовать абсолютные величины, будем делать соответствующие указания.

Запишем линеаризованную систему в операторной форме

$$\begin{cases} \Delta u_B(p) = R_B \cdot \Delta i_B(p) + L_B \cdot p \cdot \Delta i_B(p), \\ \Delta \Phi(p) = k_B \cdot \Delta i_B(p), \\ \Delta u_{\text{я}}(p) = R_{\text{я}} \cdot \Delta i_{\text{я}}(p) + L_{\text{я}} \cdot p \cdot \Delta i_{\text{я}}(p) + \Delta e_{\text{я}}(p), \\ \Delta M(p) = k \cdot \Phi \cdot \Delta i_{\text{я}}(p) + k \cdot I_{\text{я}} \cdot \Delta \Phi(p), \\ J \cdot p \cdot \Delta \omega(p) = \Delta M(p) - \Delta M_C(p), \\ \Delta e_{\text{я}}(p) = k \cdot \Phi \cdot \Delta \omega(p) + k \cdot \Omega \cdot \Delta \Phi(p). \end{cases}$$

Введем обозначения:

$$T_B = \frac{L_B}{R_B} - \text{постоянная времени цепи возбуждения;}$$

$$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} - \text{постоянная времени якорной цепи.}$$

$$\begin{cases} \Delta i_B(p) = \frac{1/R_B}{T_B + 1} \cdot \Delta u_B(p), \\ \Delta \Phi(p) = k_B \cdot \Delta i_B(p), \\ \Delta i_{\text{я}}(p) = \frac{1/R_{\text{я}}}{T_{\text{я}} + 1} \cdot [\Delta u_{\text{я}}(p) - \Delta e_{\text{я}}(p)], \\ \Delta M(p) = k \cdot \Phi \cdot \Delta i_{\text{я}}(p) + k \cdot I_{\text{я}} \cdot \Delta \Phi(p), \\ \Delta \omega(p) = \frac{1}{J \cdot p} \cdot [\Delta M(p) - \Delta M_C(p)], \\ \Delta e_{\text{я}}(p) = k \cdot \Phi \cdot \Delta \omega(p) + k \cdot \Omega \cdot \Delta \Phi(p). \end{cases}$$

По полученной системе уравнений составим структурную схему, показанную на рис. 4.

1.3. Математическое описание линеаризованных систем

Кроме известных форм описания систем в виде дифференциальных уравнений, передаточных функций и частотных характеристик на практике часто используют и другие. Рассмотрим на примере простейшей одноконтурной системы, состоящей из:

- интегрирующий объект управления с постоянной времени T_0 и коэффициентами передачи по управлению K_0 и по возмущению K_f ;
- управляемый преобразователь в виде апериодического звена с коэффициентом передачи K_{Π} и постоянной времени T_{Π} ;
- пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи K_p .

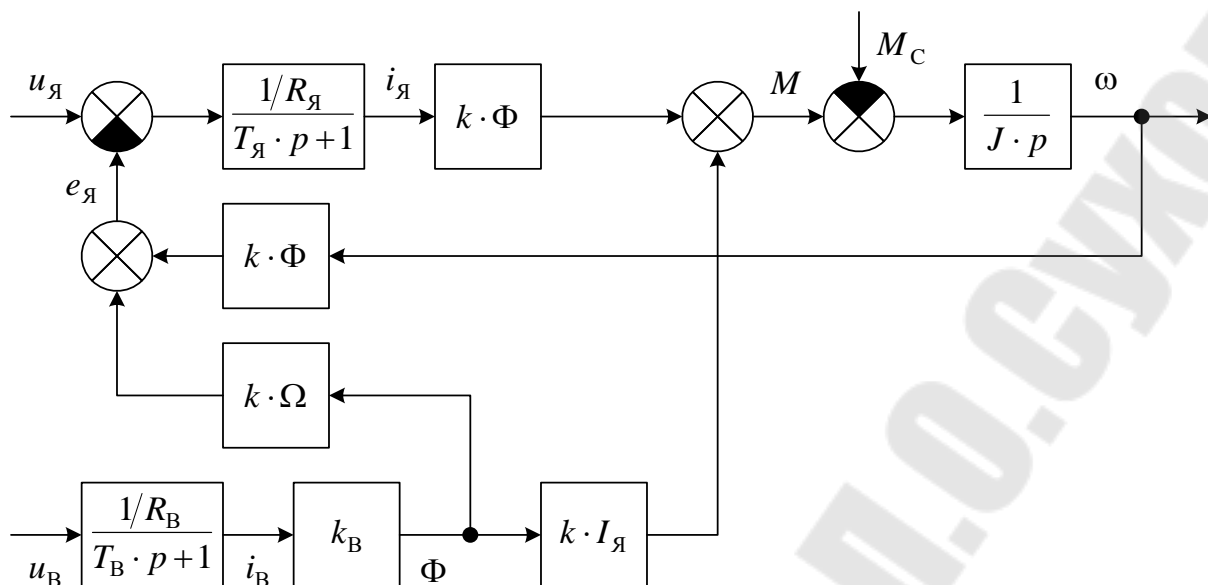


Рисунок 4. Структурная схема линеаризованной модели ДПТ НВ.

Система уравнений, описывающая данную САУ

$$\begin{cases} x_y = K_p \cdot (x_3 - x_{OC}), \\ e_{\Pi} = \frac{K_{\Pi}}{T_{\Pi} \cdot p + 1} \cdot x_y, \\ x_{ВЫХ} = \frac{1}{T_0 \cdot p} \cdot (K_0 \cdot e_{\Pi} + K_f \cdot f), \\ x_{OC} = K_{OC} \cdot x_{ВЫХ}, \end{cases}$$

где x_3 – сигнал задания;
 x_{OC} – сигнал обратной связи;
 x_y – сигнал управления преобразователем;
 e_{Π} – ЭДС преобразователя;
 f – возмущение;
 $x_{ВЫХ}$ – выходная регулируемая координата;
 K_{OC} – коэффициент передачи обратной связи.

Представленной системе уравнений соответствует следующая структурная схема, показанная на рис. 5.

В отдельных случаях удобно представлять САУ в пространстве состояний. Т.е. состояние САУ n -го порядка в любой момент времени можно охарактеризовать изображающей точкой в n -мерном пространстве. Координатами пространства являются выходные переменные динамических элементарных звеньев. Для рассматриваемой САУ 2-го порядка координатами пространства будут переменные e_{Π} и $x_{ВЫХ}$.

Представлению в пространстве состояний соответствует запись дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши. Исключим из системы переменные, производные для которых отсутствуют

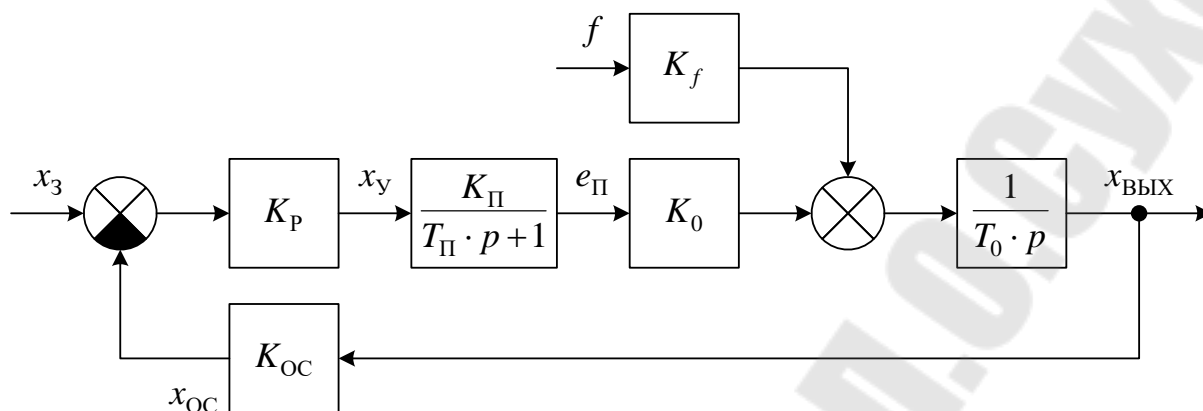


Рисунок 5. Структурная схема одноконтурной САУ.

$$\begin{cases} \frac{de_{\Pi}}{dt} = \frac{1}{T_{\Pi}} \cdot [K_{\Pi} \cdot K_{\text{P}} \cdot (x_3 - K_{\text{OC}} \cdot x_{\text{ВЫХ}}) - e_{\Pi}], \\ \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{1}{T_0} \cdot (K_0 \cdot e_{\Pi} + K_f \cdot f). \end{cases}$$

Обычно для достаточно сложных систем с целью уменьшения количества коэффициентов, упрощения записи и увеличения наглядности используют нормирование, т.е. переход к относительным единицам. Если какое-то значение выходной переменной принять за базовое $X_{\text{ВЫХ.Б}}$, то можно определить базовые величины для остальных переменных

$$E_{\Pi.Б} = \frac{X_{\text{ВЫХ.Б}}}{K_0}, F_{\text{Б}} = \frac{X_{\text{ВЫХ.Б}}}{K_f}, X_{\text{У.Б}} = \frac{E_{\Pi.Б}}{K_{\Pi}} = \frac{X_{\text{ВЫХ.Б}}}{K_{\Pi} \cdot K_0}, \\ X_{3.Б} = X_{\text{OC.Б}} = K_{\text{OC}} \cdot X_{\text{ВЫХ.Б}}.$$

Тогда

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\left(E_{\Pi.Б} \cdot \frac{e_{\Pi}}{E_{\Pi.Б}}\right)}{dt} = \frac{1}{T_{\Pi}} \times \\ \times \left[K_{\Pi} \cdot K_{P} \cdot \left(X_{3.Б} \cdot \frac{x_3}{X_{3.Б}} - K_{OC} \cdot X_{ВЫХ.Б} \cdot \frac{x_{ВЫХ}}{X_{ВЫХ.Б}} \right) - E_{\Pi.Б} \cdot \frac{e_{\Pi}}{E_{\Pi.Б}} \right], \\ \frac{d\left(X_{ВЫХ.Б} \cdot \frac{x_{ВЫХ}}{X_{ВЫХ.Б}}\right)}{dt} = \frac{1}{T_0} \cdot \left(K_0 \cdot E_{\Pi.Б} \cdot \frac{e_{\Pi}}{E_{\Pi.Б}} + K_f \cdot F_{Б} \cdot \frac{f}{F_{Б}} \right); \\ \left. \begin{array}{l} E_{\Pi.Б} \cdot \frac{de_{\Pi}^0}{dt} = \frac{1}{T_{\Pi}} \cdot \left[K_{\Pi} \cdot K_{P} \cdot \left(X_{3.Б} \cdot x_3^0 - K_{OC} \cdot X_{ВЫХ.Б} \cdot x_{ВЫХ}^0 \right) - E_{\Pi.Б} \cdot e_{\Pi}^0 \right], \\ X_{ВЫХ.Б} \cdot \frac{dx_{ВЫХ}^0}{dt} = \frac{1}{T_0} \cdot \left(K_0 \cdot E_{\Pi.Б} \cdot e_{\Pi}^0 + K_f \cdot F_{Б} \cdot f^0 \right). \end{array} \right\}$$

Подставим выражения для базовых величин

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{X_{ВЫХ.Б}}{K_0} \cdot \frac{de_{\Pi}^0}{dt} = \frac{1}{T_{\Pi}} \times \\ \times \left[K_{\Pi} \cdot K_{P} \cdot \left(K_{OC} \cdot X_{ВЫХ.Б} \cdot x_3^0 - K_{OC} \cdot X_{ВЫХ.Б} \cdot x_{ВЫХ}^0 \right) - \frac{X_{ВЫХ.Б}}{K_0} \cdot e_{\Pi}^0 \right], \\ X_{ВЫХ.Б} \cdot \frac{dx_{ВЫХ}^0}{dt} = \frac{1}{T_0} \cdot \left(K_0 \cdot \frac{X_{ВЫХ.Б}}{K_0} \cdot e_{\Pi}^0 + K_f \cdot \frac{X_{ВЫХ.Б}}{K_f} \cdot f^0 \right). \end{array} \right\}$$

Разделим на $X_{ВЫХ.Б}$ и введем обозначение $K_P^0 = K_{\Pi} \cdot K_0 \cdot K_{OC} \cdot K_P$ – относительный коэффициент передачи регулятора

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{de_{\Pi}^0}{dt} = \frac{1}{T_{\Pi}} \cdot \left[K_P^0 \cdot \left(x_3^0 - x_{ВЫХ}^0 \right) - e_{\Pi}^0 \right], \\ \frac{dx_{ВЫХ}^0}{dt} = \frac{1}{T_0} \cdot \left(e_{\Pi}^0 + f^0 \right). \end{array} \right\}$$

Представленной системе уравнений соответствует структурная схема, показанная на рис. 6.

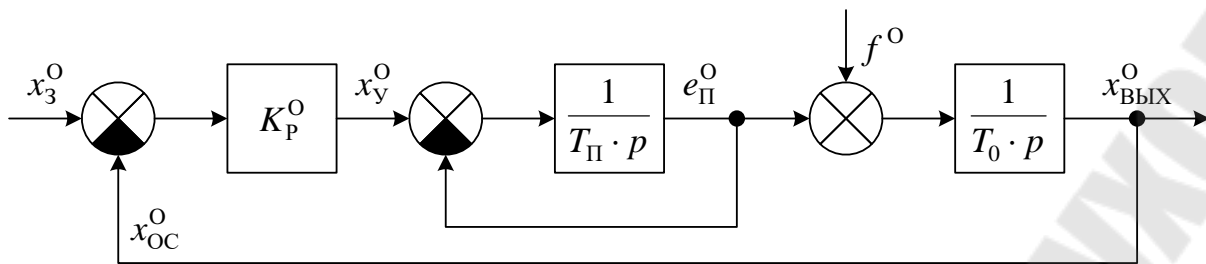


Рисунок 6. Структурная схема САУ в относительных единицах.

Подобное описание в относительных единицах или предыдущее в абсолютных позволяет ввести понятие векторов и матриц. Матричное представление целесообразно для исследования сложных и многосвязных САУ с помощью вычислительной техники. Матричная система уравнений

$$\begin{cases} \frac{d\vec{x}}{dt} = \mathbf{A} \cdot \vec{x} + \mathbf{B} \cdot \vec{u}, \\ \vec{y} = \mathbf{C} \cdot \vec{x}, \end{cases}$$

где \vec{x} – вектор состояния системы;
 \vec{u} – вектор входных воздействий;
 \vec{y} – вектор измеряемых переменных;
 \mathbf{A} – матрица коэффициентов;
 \mathbf{B} – матрица управления;
 \mathbf{C} – матрица выходных сигналов.

Вектора через переменные системы определяются следующим образом

$$\vec{x} = \begin{bmatrix} e_{II}^0 \\ x_{ВЫИХ}^0 \end{bmatrix}, \vec{u} = \begin{bmatrix} x_3^0 \\ f^0 \end{bmatrix}, \vec{y} = [x_{ВЫИХ}^0].$$

В матрице \mathbf{A} строки соответствуют уравнениям системы, а столбцы – элементам вектора \vec{x} . В матрице \mathbf{B} строки также соответствуют уравнениям, столбцы – элементам вектора \vec{u} . Строки матрицы \mathbf{C} соответствуют элементам \vec{y} , столбцы – элементам \vec{x} .

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{II}} & -\frac{K_P^0}{T_{II}} \\ \frac{1}{T_0} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{K_P^0}{T_{II}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_0} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [0 \quad 1].$$

Представленной матричной системе уравнений соответствует структурная схема, приведенная на рис. 7.

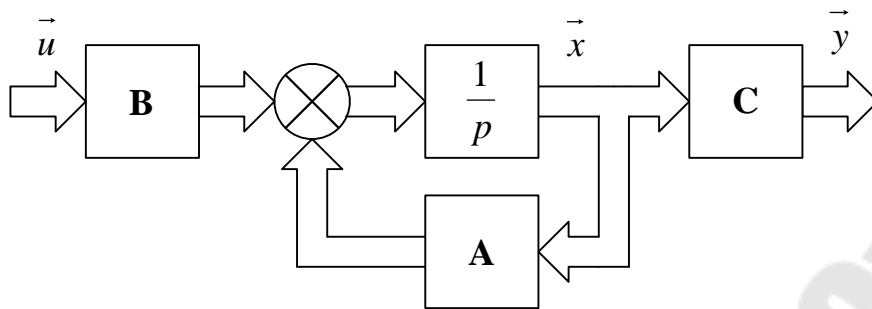


Рисунок 7. Матричная структурная схема.

Для исследований импульсных и цифровых САУ, используя z -преобразование, получают дискретные передаточные функции и, при необходимости, дискретные частотные характеристики.

1.4. Методы синтеза СУЭП

Конечной целью синтеза СУЭП является обеспечение электроприводом статических и динамических показателей, как в отношении механических координат, так и в отношении электрических и энергетических. Сам синтез заключается в выборе структуры САУ, схемы и параметров регулирующих устройств.

В зависимости от общего подхода к синтезу систем, формирование статических и динамических свойств можно рассматривать как единую или как две различные задачи. В последнем случае, для получения значения какой-либо переменной с заданной статической точностью при регулировании используется либо отрицательная обратная связь по этой переменной, либо обратная связь для компенсации возмущения, влияющего на переменную. Так, для регулирования скорости ДПТ с заданной точностью можно применить отрицательную обратную связь по скорости, или отрицательную обратную связь по напряжению и положительную по току якоря. Использовать одну положительную обратную связь по току нежелательно по динамическим свойствам и потому, что она не скомпенсирует возмущение со стороны сети. Отрицательная обратная связь по напряжению служит для компенсации падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника, а положительная обратная связь по току – на якоре. Т.о падение напряжения в силовой цепи компенсируется, и производится стабилизация ЭДС. Синтез систем по статическим показателям через коэффициент передачи контура регулирования рассматривается в курсе «Теория электропривода».

Формирование требуемых динамических свойств, т.е. синтез систем по динамическим показателям является обратной задачей анализа динамики. По заданным показателям выбирается вид переходного процесса, желаемая логарифмическая характеристика или желаемое распределение корней характеристического уравнения. Затем на основе их

сравнения с характеристиками или корнями имеющейся структуры выбирают корректирующие динамические звенья.

На практике чаще всего применяют 3 метода синтеза:

1. Частотный метод.
2. Метод оптимизации контуров регулирования.
3. Метод аналитического конструирования.

Наиболее удобным при расчетах и наладке системы управления является метод оптимизации контуров регулирования.

1.5. Стандартные настройки контуров

Рассмотрим простейший контур регулирования (в относительных единицах при единичной обратной связи).

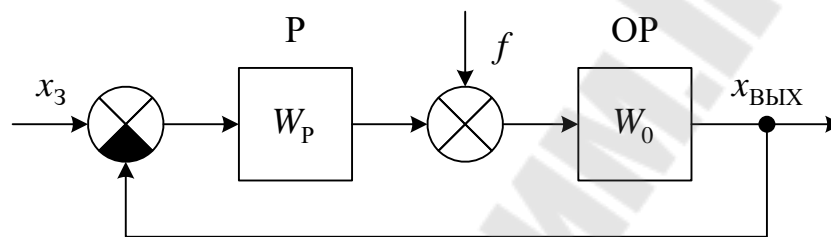


Рисунок 8. Структурная схема простейшего контура регулирования.

где P – регулятор с передаточной функцией W_p ;
 OP – объект регулирования с передаточной функцией W_0 .

Если рассмотреть требования, которые обычно предъявляются к САУ, то идеальный контур регулирования должен обладать следующими передаточными функциями:

– по заданию

$$\Phi(p) = \frac{x_{\text{ВЫХ}}(p)}{x_3(p)} = 1$$

(перерегулирование $\sigma = 0$, длительность переходного процесса $t_p = 0$);

– по возмущению

$$\Phi_B(p) = \frac{x_{\text{ВЫХ}}(p)}{f(p)} = 0.$$

Если OP – апериодическое звено

$$W_0(p) = \frac{1}{T_0 \cdot p + 1},$$

то при ступенчатом управляющем воздействии выходная координата $x_{\text{ВЫХ}}$ будет изменяться по экспоненте. Для того, чтобы она интенсивнее приближалась к установившемуся значению, необходима форсировка управляющего воздействия, как показано на диаграммах.

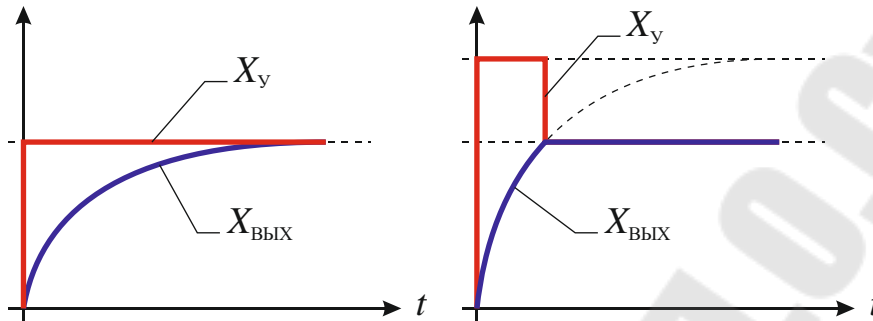


Рисунок 9. Диаграммы управляющего и выходного сигналов.

И в предельном идеальном случае управляющий сигнал объекта управления должен в момент времени $t = 0_+$ скачком возрасти до бесконечности, а передаточная функция регулятора должна быть

$$W_p(p) = T_p \cdot p + 1.$$

Реально получить такую настройку нельзя и невозможно по следующим причинам:

- неидеальность элементов, на которых выполняется регулятор;
- инерционность источника питания и ограниченное значение напряжения питания в аналоговых САУ, дискретность по времени и ограничение значений переменных в цифровых САУ;
- необходимость обеспечения помехоустойчивости контура.

Поэтому используют ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{T_0 \cdot p + 1}{T_{\text{И}} \cdot p}.$$

Тогда передаточные функции контура

$$W(p) = W_0(p) \cdot W_p(p) = \frac{1}{T_0 \cdot p + 1} \cdot \frac{T_0 \cdot p + 1}{T_{\text{И}} \cdot p} = \frac{1}{T_{\text{И}} \cdot p};$$

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{W(p) + 1} = \frac{1}{T_{\text{И}} \cdot p + 1},$$

а постоянную времени $T_{\text{И}}$ мы задаем сами.

В реальном контуре кроме объекта регулирования присутствуют и другие динамические звенья с малыми постоянными времени T_i . С учетом этого передаточная функция контура

$$W(p) = \frac{1}{T_{\text{И}} \cdot p} \cdot \frac{1}{\prod_{i=1}^N (T_i \cdot p + 1)}$$

Если можно заменить динамические звенья с малыми постоянными одним эквивалентным

$$\prod_{i=1}^N (T_i \cdot p + 1) \approx T_{\mu} \cdot p + 1,$$

то получим

$$W(p) = \frac{1}{T_{\text{И}} \cdot p \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1)}$$

При этом передаточная функция замкнутого контура

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

Обозначим $m = T_{\text{И}}/T_{\mu}$. С точки зрения перерегулирования, времени переходного процесса и колебательности, наилучший вариант обеспечивается при $m = 2$. Тогда

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

и контур представляет собой колебательное звено с коэффициентом затухания $\xi = 1/\sqrt{2} \approx 0,707$. Логарифмическая и переходная характеристики контура приведены на рис. 10 и 11.

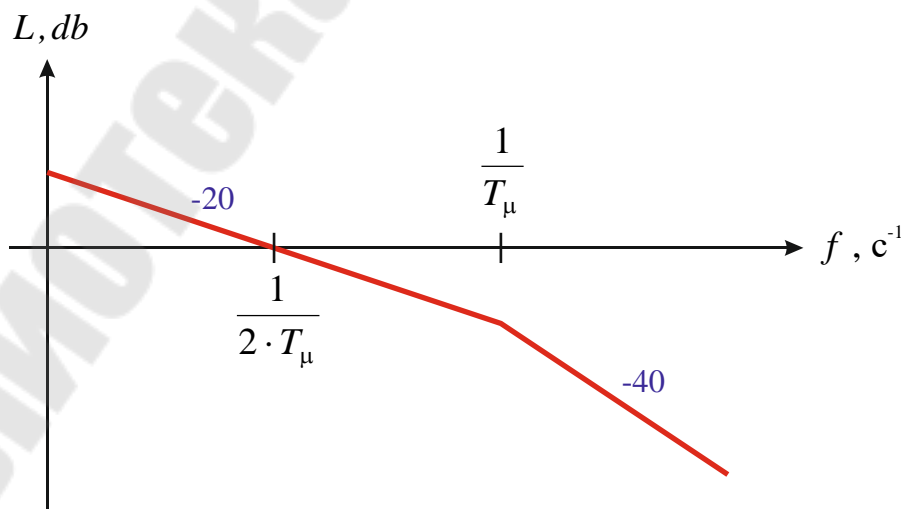


Рисунок 10. Логарифмическая характеристика контура.

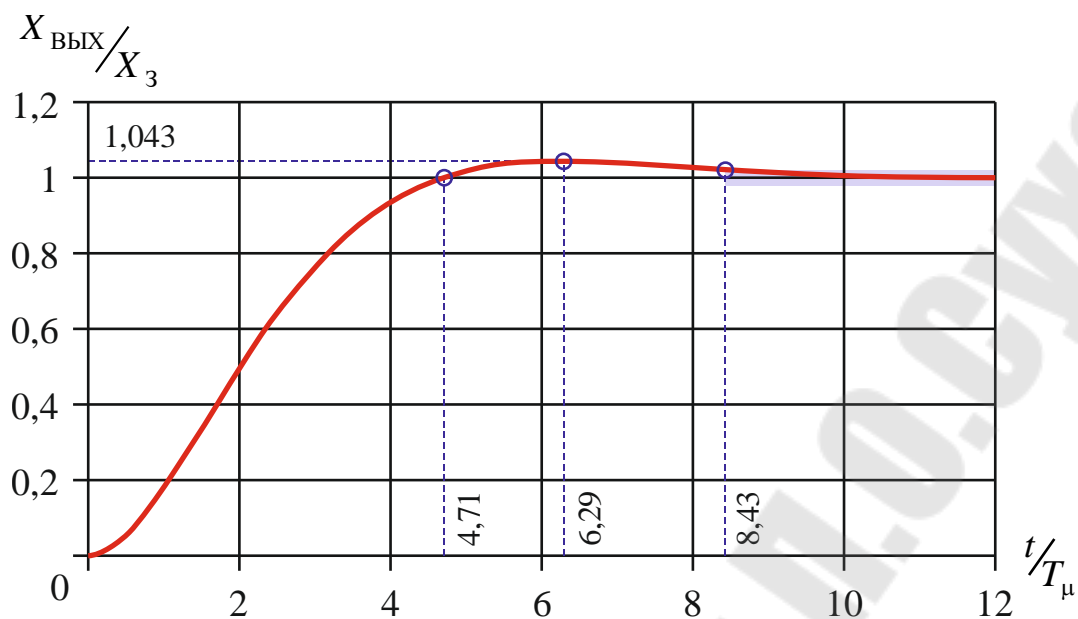


Рисунок 11. Переходная характеристика контура.

Т.о. при использовании подобного подхода при настройке контура время переходного процесса зависит только от малых постоянных времени. Такой способ настройки получил название технического оптимума или оптимума по модулю.

При других передаточных функциях объекта регулирования также можно подобрать соответствующие передаточные функции регуляторов, позволяющие реализовать этот принцип настройки.

Передаточная функция замкнутого контура по возмущению (в общем виде)

$$\Phi_B(p) = W_0 \cdot \frac{1}{W+1} = W_0 \cdot \frac{2 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1)}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1) + 1}.$$

При апериодическом объекте регулирования статическая ошибка контура равна нулю.

При интегрирующем (как показано на рис. 12)

$$\Phi_B(p) = \frac{1}{T_0 \cdot p} \cdot \frac{2 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1)}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1) + 1}.$$

Для получения установившегося значения выходной координаты подставим $p = 0$

$$x_{\text{ВЫХ}} = \frac{2 \cdot T_{\mu}}{T_0} \cdot f.$$

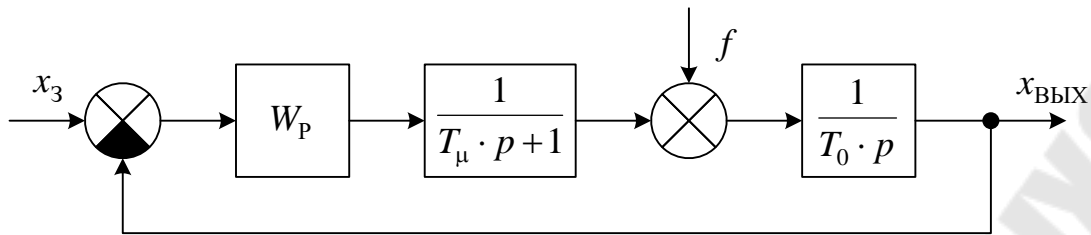


Рисунок 12. Структурная схема контура регулирования с интегрирующим объектом регулирования.

Т.о. ошибка контура по возмущению отличается от нуля. Поэтому для повышения статической точности контур в области низких частот должен быть двухкратно-интегрирующим. При этом для сохранения устойчивости необходимо введение форсирующего звена. Тогда, при интегрирующем объекте регулирования, необходим ПИ-регулятор. При этом передаточная функция контура будет иметь вид

$$W(p) = K_P \cdot \frac{T_P \cdot p + 1}{T_P \cdot p} \cdot \frac{1}{T_\mu \cdot p + 1} \cdot \frac{1}{T_0 \cdot p} = \frac{K_P \cdot (T_P \cdot p + 1)}{T_P \cdot T_0 \cdot p^2 \cdot (T_\mu \cdot p + 1)}.$$

Передаточная функция замкнутого контура по возмущению

$$\Phi_B(p) = W_0 \cdot \frac{1}{W + 1} = \frac{1}{T_0 \cdot p} \cdot \frac{T_P \cdot T_0 \cdot p^2 \cdot (T_\mu \cdot p + 1)}{T_P \cdot T_0 \cdot p^2 \cdot (T_\mu \cdot p + 1) + K_P \cdot (T_P \cdot p + 1)}.$$

Подставив $p = 0$, получим, что статическая ошибка контура по возмущению равна нулю.

Передаточная функция замкнутого контура по управлению имеет в данном случае вид

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{K_P \cdot (T_P \cdot p + 1)}{T_P \cdot T_0 \cdot p^2 \cdot (T_\mu \cdot p + 1) + K_P \cdot (T_P \cdot p + 1)} = \\ &= \frac{T_P \cdot p + 1}{\frac{T_P \cdot T_0}{K_P} \cdot p^2 \cdot (T_\mu \cdot p + 1) + (T_P \cdot p + 1)}. \end{aligned}$$

Для исключения влияния объекта управления на переходные процессы выбирают

$$K_P = \frac{T_0}{2 \cdot T_\mu}, \quad T_P = 4 \cdot T_\mu.$$

В результате

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

$$\Phi(p) = \frac{4 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1}{8 \cdot T_{\mu}^2 \cdot p^2 \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1) + (4 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1)} =$$

$$= \frac{4 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1}{(2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1) \cdot (4 \cdot T_{\mu}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1)}$$

Логарифмическая характеристика такого контура представлена на рис. 13. Исходя из вида логарифмической характеристики данный способ настройки получил название симметричного оптимума.

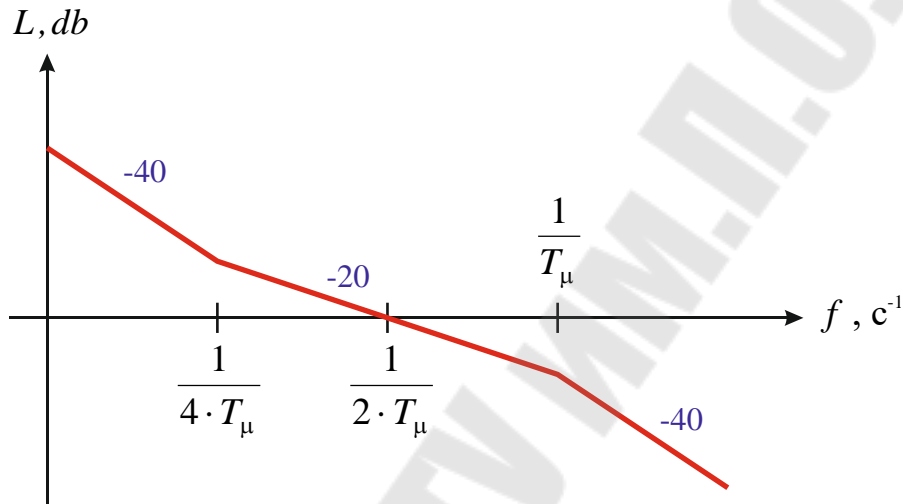


Рисунок 13. Логарифмическая характеристика контура.

Переходной процесс по управлению в таком контуре протекает со значительным перерегулированием $\sigma = 43,4\%$, вызываемым, в основном, наличием форсирующего звена. Длительность переходного процесса составляет $t_{\text{III}} = 16,5 \cdot T_{\mu}$. Для уменьшения перерегулирования до $\sigma = 8,1\%$ и длительности процесса до $t_{\text{III}} = 13,3 \cdot T_{\mu}$ на входе контура можно установить фильтр с передаточной функцией

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{4 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1}$$

На рис. 14 изображены переходные процессы контура по управлению при отсутствии и при наличии фильтра на входе.

Итак, для настройки контура регулирования на технический оптимум необходимо получить передаточную функцию контура регулирования

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

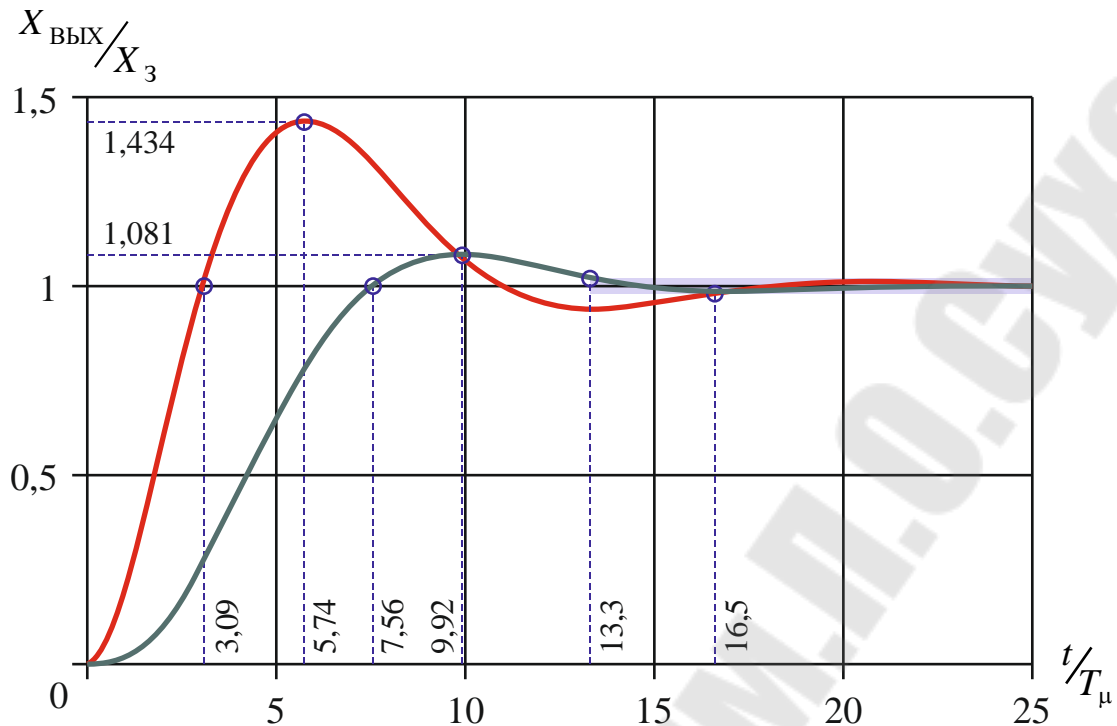


Рисунок 14. Переходная характеристика контура.

При безинерционной обратной связи с коэффициентом передачи K_{OC} получим передаточную функцию замкнутого контура по управлению

$$\Phi(p) = \frac{1/K_{OC}}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1) + 1}.$$

Такой контур можно считать оптимизированным по перерегулированию и быстродействию для переходного процесса по заданию.

При интегрирующем объекте регулирования для исключения ошибки контура по возмущению можно настроить контур на симметричный оптимум получив передаточную функцию контура

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

Т.е. производится оптимизация по статической ошибке по возмущению. Для уменьшения перерегулирования и длительности переходного процесса на входе контура включается фильтр

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{4 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1}.$$

1.6. Обзор стандартных настроек контуров

Кроме рассмотренных принципов оптимизации, на практике применяются и другие. Для их сравнения необходимо получить

характеристическое уравнение контура в нормированном виде. Пусть общий вид уравнения

$$a_n \cdot p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + a_1 \cdot p + a_0 = 0.$$

Введем оператор s

$$s = p \cdot \sqrt[n]{\frac{a_n}{a_0}}, \quad p = s \cdot \sqrt[n]{\frac{a_0}{a_n}}$$

и подставим в уравнение

$$a_n \cdot \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{n}{n}} \cdot s^n + a_{n-1} \cdot \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{n-1}{n}} \cdot s^{n-1} + \dots + a_1 \cdot \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{1}{n}} \cdot s + a_0 = 0.$$

Разделив на a_0 , получим

$$s^n + \frac{a_{n-1}}{a_0} \cdot \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{n-1}{n}} \cdot s^{n-1} + \dots + \frac{a_1}{a_0} \cdot \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{1}{n}} \cdot s + 1 = 0,$$

$$s^n + b_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + b_1 \cdot s + 1 = 0.$$

Нормирование подобным образом характеристического уравнения равносильно применению нормирующей базовой частоты

$$\omega_B = \sqrt[n]{\frac{a_0}{a_n}}.$$

Относительное время при этом $\tau = \omega_B \cdot t$.

Не рассматривая критерии, положенные в основу оптимизации, рассмотрим только способы настройки, которые представлены в таблице 1.

1.7. Понижение расчетного порядка контура регулирования

При использовании в электроприводе быстродействующего управляемого преобразователя и одной главной обратной связи получаем одноконтурную систему регулирования, для которой в большинстве случаев возможна стандартная настройка даже при большем числе динамических звеньев, чем в рассмотренных контурах. Для примера рассмотрим контур, изображенный на рис. 15. Он содержит регулятор с передаточной функцией W_p , управляемый преобразователь УП с суммарной малой постоянной времени T_μ , объект регулирования второго порядка с постоянными времени T_{01} и T_{02} .

Таблица 1.

Вид нормированного характеристического уравнения контура.

Название способа оптимизации	Порядок уравнения l	Нормированное уравнение	$\sigma, \%$	Длительность переходного
Биномиальное разложение $(s+1)^n$, апериодический процесс	2	$s^2 + 2 \cdot s + 1$	0	3,6
	3	$s^3 + 3 \cdot s^2 + 3 \cdot s + 1$	0	6,3
	4	$s^4 + 4 \cdot s^3 + 6 \cdot s^2 + 4 \cdot s + 1$	0	7,5
	5	$s^5 + 5 \cdot s^4 + 10 \cdot s^3 + 10 \cdot s^2 + 5 \cdot s + 1$	0	9,1
Разложение по Баттерворту (максимально гладкая АЧХ)	2	$s^2 + \sqrt{2} \cdot s + 1$	4,3	2,8
	3	$s^3 + 2 \cdot s^2 + 2 \cdot s + 1$	7,1	5,9
	4	$s^4 + 2,6 \cdot s^3 + 3,4 \cdot s^2 + 2,6 \cdot s + 1$	12	6,9
	5	$s^5 + 3,24 \cdot s^4 + 5,24 \cdot s^3 + 5,24 \cdot s^2 + 3,24 \cdot s + 1$	9,5	7,8
ТО	2	$s^2 + \sqrt{2} \cdot s + 1$	4,3	2,8
	3	$s^3 + 2 \cdot s^2 + 2 \cdot s + 1$	7,1	5,9
	4	$s^4 + 2,82 \cdot s^3 + 4 \cdot s^2 + 2,82 \cdot s + 1$	6,2	7
Минимум интеграла ошибки по управлению	2	$s^2 + \sqrt{2} \cdot s + 1$	4,3	2,8
	3	$s^3 + 1,75 \cdot s^2 + 2,15 \cdot s + 1$	3	3,6
	4	$s^4 + 2,1 \cdot s^3 + 3,4 \cdot s^2 + 2,77 \cdot s + 1$	10	4,7
	5	$s^5 + 2,85 \cdot s^4 + 5 \cdot s^3 + 5,5 \cdot s^2 + 3,4 \cdot s + 1$	6	7,8

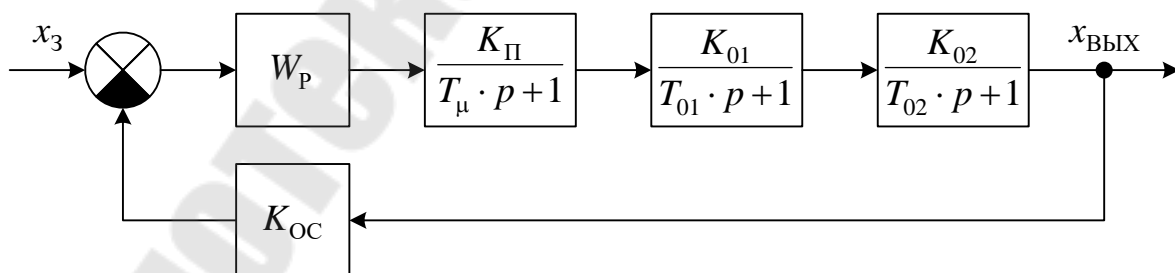


Рисунок 15. Структурная схема контура с объектом регулирования второго порядка.

В таком контуре можно произвести настройку на технический оптимум, если использовать ПИД-регулятор. Передаточная функция неизменяемой части

$$W_H(p) = \frac{K_{\Pi} \cdot K_{01} \cdot K_{02} \cdot K_{OC}}{(T_{\mu} \cdot p + 1) \cdot (T_{01} \cdot p + 1) \cdot (T_{02} \cdot p + 1)},$$

а требуемая передаточная функция регулятора

$$W_P(p) = \frac{1}{2 \cdot T_{\mu} \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1)} \cdot \frac{1}{W_H(p)} =$$

$$= \frac{T_{01}}{K_{\Pi} \cdot K_{01} \cdot K_{02} \cdot K_{OC} \cdot 2 \cdot T_{\mu}} \cdot \frac{(T_{01} \cdot p + 1) \cdot (T_{02} \cdot p + 1)}{T_{01} \cdot p}.$$

При этом исключается влияние постоянных времени T_{01} и T_{02} на переходные процессы. Логарифмическая характеристика контура показана на рис. 16 (кривая 1).

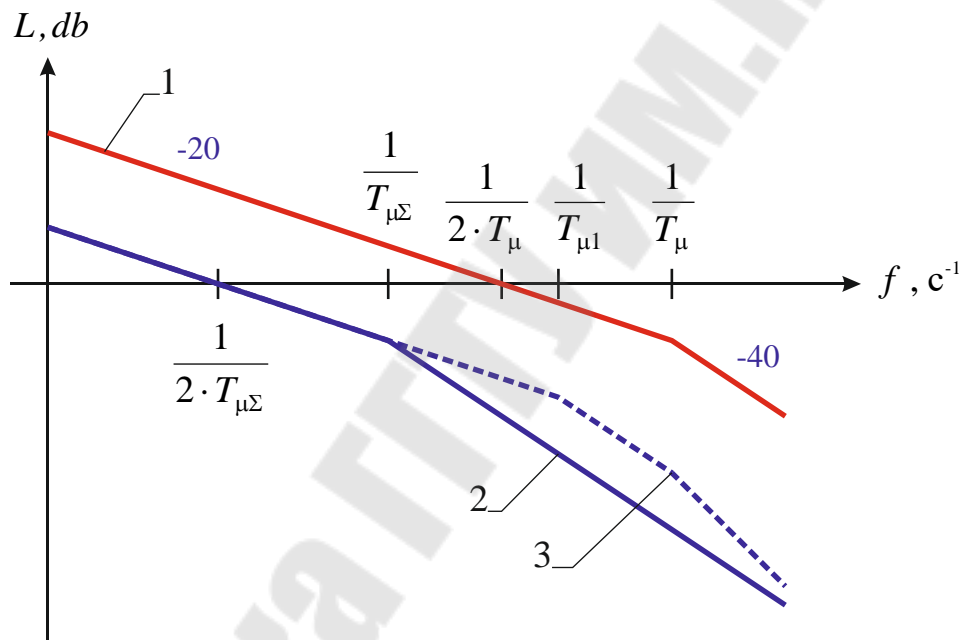


Рисунок 16. Логарифмические характеристики контура второго порядка, настроенного на технический оптимум.

Но, если одна из них, например T_{02} незначительна, и нет необходимости ее компенсировать, то, отнеся ее к малым постоянным времени для настройки на технический оптимум можно использовать ПИ-регулятор

$$T_{02} = T_{\mu 1}, T_{\mu \Sigma} = T_{\mu} + T_{\mu 1},$$

$$W_P(p) = \frac{T_{01}}{K_{\Pi} \cdot K_{01} \cdot K_{02} \cdot K_{OC} \cdot 2 \cdot T_{\mu \Sigma}} \cdot \frac{T_{01} \cdot p + 1}{T_{01} \cdot p}.$$

Логарифмическая характеристика контура в этом случае показана на рис. 16 (кривая 2).

Передаточная функция контура, без объединения малых постоянные времени

$$W(p) = \frac{1}{2 \cdot T_{\mu\Sigma} \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1) \cdot (T_{\mu1} \cdot p + 1)}$$

Соответствующая ей характеристика – кривая 3 на рис. 16.

Как видно из характеристик 2 и 3, снижение расчетного порядка за счет объединения малых постоянных времени приводит к выбору такого быстродействия, что наибольшая из малых постоянных времени $T_{\mu1}$ дает частоту сопряжения правее частоты среза более чем на октаву. Т.е. переходные процессы в контуре 3-го порядка достаточно близки к процессам в контуре 2-го порядка, настроенном на технический оптимум.

Подобный подход может быть использован и при большем числе малых постоянных времени.

Звенья с малыми постоянными времени располагаются и в каналах обратных связей. При определении эквивалентной постоянной времени для звена в прямом канале регулирования лучше воспользоваться не суммированием, а формулой Д.С. Ямпольского

$$T_{\mu} = \frac{1}{2} \cdot \left[\sum T_{\mu\Pi} + \sum T_{\mu O} + \sqrt{(\sum T_{\mu\Pi} + \sum T_{\mu O})^2 + \sum T_{\mu O}^2} \right],$$

где $T_{\mu\Pi}$ – малые постоянные времени звеньев в прямом канале,
 $T_{\mu O}$ – малые постоянные времени звеньев в канале обратной связи.

Обычно запаздывание в канале обратной связи невелико, и различие между характером изменения сигнала обратной связи и измеряемой переменной незначительно. Если в канале обратной связи имеется звено высокого порядка (фильтр низкой частоты 2-го порядка) и нецелесообразно компенсировать запаздывание, то частоту среза для характеристики контура регулирования необходимо выбирать так, чтобы падающая часть характеристики фильтра лежала правее частоты среза. При этом можно заменить фильтр эквивалентным апериодическим звеном, выбрав его постоянную времени так, чтобы низкочастотные части фазовых характеристик фильтра и эквивалентного звена совпадали.

1.8. Частотный метод синтеза

Метод оптимизации контуров регулирования может быть неприменим или не дать желаемого результата для взаимосвязанных систем регулирования или для внешних контуров. В этих случаях обычно применяют частотный метод синтеза, т.е. синтез по желаемым

логарифмическим характеристикам. Если передаточная функция нескорректированного контура $W_H(p)$ определена по параметрам элементов (объект регулирования, преобразователь, обратная связь) и определен коэффициент передачи регулятора по требуемым статическим показателям, а желаемая передаточная функция $W_{Ж}(p)$ контура выбрана с учетом требований динамики, то регулятор должен обладать передаточной функцией

$$W_P(p) = \frac{W_{Ж}(p)}{W_H(p)}.$$

Рассматривая логарифмические характеристики

$$L[W_P(p)] = L[W_{Ж}(p)] - L[W_H(p)].$$

Т.о. имея асимптотические характеристики нескорректированного контура и желаемую геометрическим вычитанием можно определить асимптотическую характеристику регулятора. Ее вид однозначно определяют передаточную функцию регулятора, а точки сопряжения дают возможность определить его параметры. Основная задача обычно заключается в определении вида желаемой характеристики.

Рассмотрим на примере одноконтурной системы управления скоростью двигателя постоянного тока.

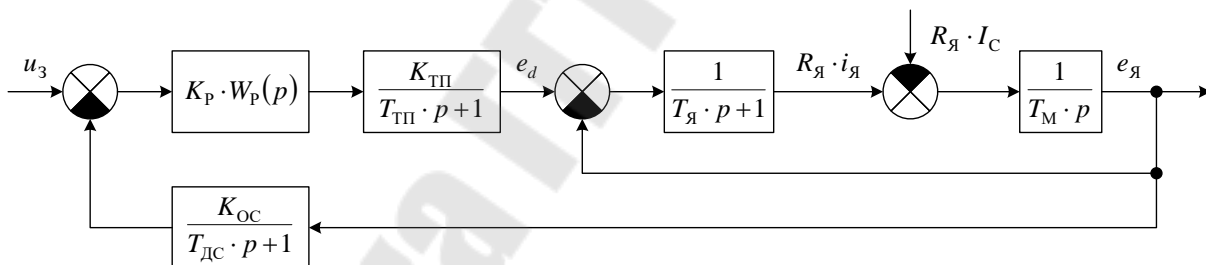


Рисунок 17. Структурная схема одноконтурной системы управления скоростью двигателя постоянного тока.

На схеме возмущение представлено как падение напряжения от тока якоря, соответствующего моменту сопротивления

$$I_C = \frac{M_C}{k\Phi_H}.$$

Коэффициент обратной связи

$$K_{OC} = \frac{K_{ДС}}{k\Phi_H}.$$

K_P – коэффициент передачи регулятора, выбранный по требуемому статизму или жесткости механической характеристики.

Если основная задача системы – стабилизация скорости, то можно производить синтез по возмущению. При этом качество процессов по управлению, как правило, оказывается удовлетворительным. Передаточная функция системы по возмущению

$$\Phi_B(p) = \frac{e_{я}}{-R_{я} \cdot I_C} = \frac{1}{T_M \cdot p} \cdot \frac{1}{W_1(p) + 1},$$

где $W_1(p)$ – передаточная функция разомкнутого контура по сигналу $R_{я} \cdot i_{я}$

Для получения $W_1(p)$ преобразуем схему, как показано на рис. 18.

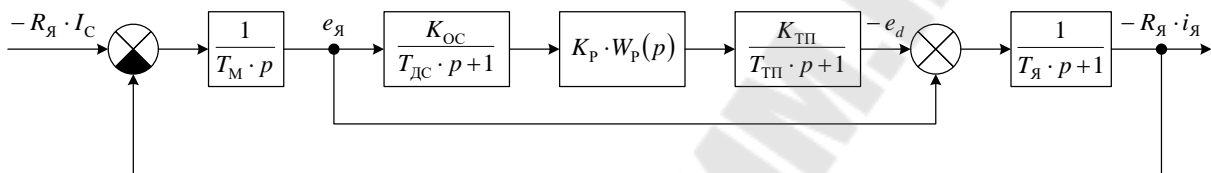


Рисунок 18. Преобразованная структурная схема одноконтурной системы управления скоростью двигателя постоянного тока.

$$W_1(p) = \frac{1}{T_M \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1)} \cdot \left[\frac{K_{OC} \cdot K_P \cdot K_{ТП}}{(T_{ДС} \cdot p + 1) \cdot (T_{ТП} \cdot p + 1)} \cdot W_P(p) + 1 \right].$$

Пренебрегая внутренней обратной связью двигателя по ЭДС якоря и заменяя два апериодических звена одним эквивалентным с малой постоянной времени T_{μ} получим

$$W_1(p) = \frac{K_{OC} \cdot K_P \cdot K_{ТП}}{T_M \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1)} \cdot W_P(p).$$

Логарифмическая амплитудная характеристика нескорректированной системы

$$L_H = L[W_1(p)] = 20 \cdot \left[\lg(K_{OC} \cdot K_P \cdot K_{ТП}) - \lg(T_M \cdot \omega) - \lg \sqrt{T_{я}^2 \cdot \omega^2 + 1} - \lg \sqrt{T_{\mu}^2 \cdot \omega^2 + 1} \right]$$

показана на рис. 19.

Если в качестве желаемой взять спрямленную характеристику, то статические показатели не изменятся, замкнутый контур будет соответствовать апериодическому звену, но частота среза ω'_C будет недопустимо большой ($> 300 \dots 500 \text{ с}^{-1}$). Это недопустимо из-за низкой

помехоустойчивости и возможном появлении автоколебаний, вызванных особенностями динамических свойств тиристорного преобразователя. Обычно для электроприводов постоянного тока контур скорости имеет частоту среза $\omega_c = 10 \dots 50 \text{ с}^{-1}$. Поэтому задаемся частотой среза исходя из требуемого быстродействия. Для обеспечения необходимого запаса устойчивости в среднечастотной области характеристика должна иметь наклон -20 db/дек . Для обеспечения этого желаемая характеристика должна иметь две точки излома на частотах ω_1 и ω_2 . Правее частоты среза вид желаемой характеристики выбирается так, чтобы получить как можно более простой регулятор. Т.е., по возможности, желаемая характеристика правее частоты среза должна иметь изломы там же, где и нескорректированная. Путем геометрического вычитания получим характеристику регулятора L_p , которая соответствует передаточной функции

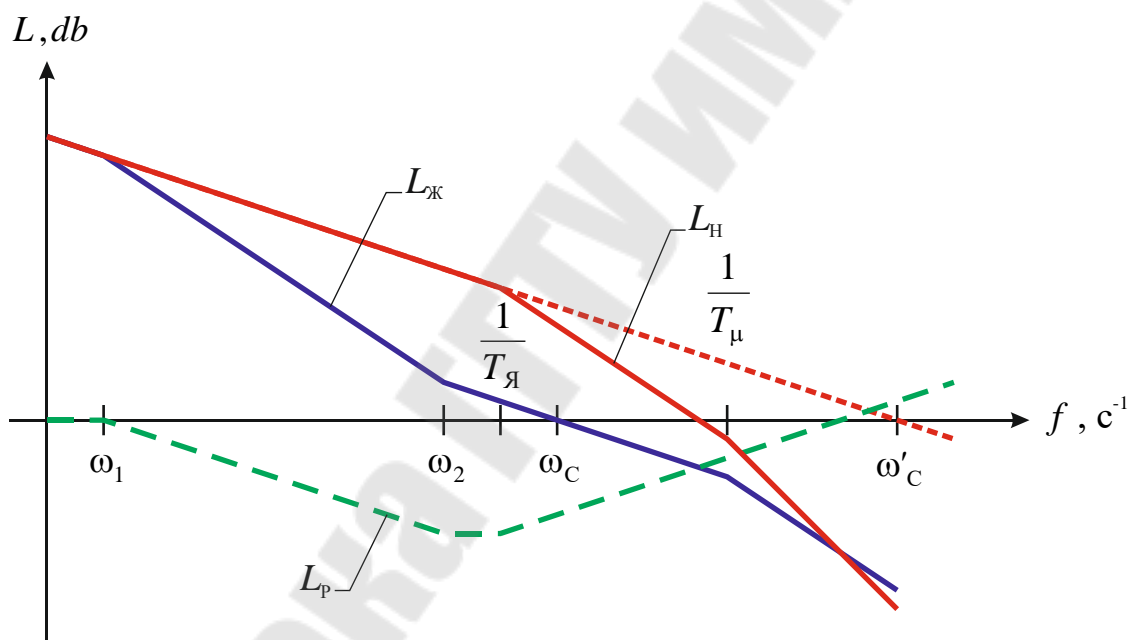


Рисунок 19. Логарифмические амплитудные характеристики.

$$W_p(p) = \frac{(T_2 \cdot p + 1) \cdot (T_я \cdot p + 1)}{(T_1 \cdot p + 1)},$$

где $T_1 = 1/\omega_1$, $T_2 = 1/\omega_2$.

Т.о. основной задачей при частотном синтезе является выбор основных точек желаемой характеристики исходя из требуемого быстродействия, перерегулирования и достаточного запаса устойчивости по фазе или колебательности.

1.9. Способы ограничения координат систем автоматического управления

Практически все системы управления должны решать задачу ограничения как основной, так и промежуточных координат электропривода. Например, ограничение скорости при отработке перемещения и ограничение тока или момента в переходных процессах. Непосредственно одноконтурная система решить указанную задачу не может. Поэтому используют дополнительные обратные связи по требующим ограничения координатам. Контур регулирования этих координат включаются, когда контролируемая переменная стремится превысить допустимое значение. Рассмотрим ряд систем управления с ограничением промежуточных координат.

1. Схема с задержанной обратной связью.

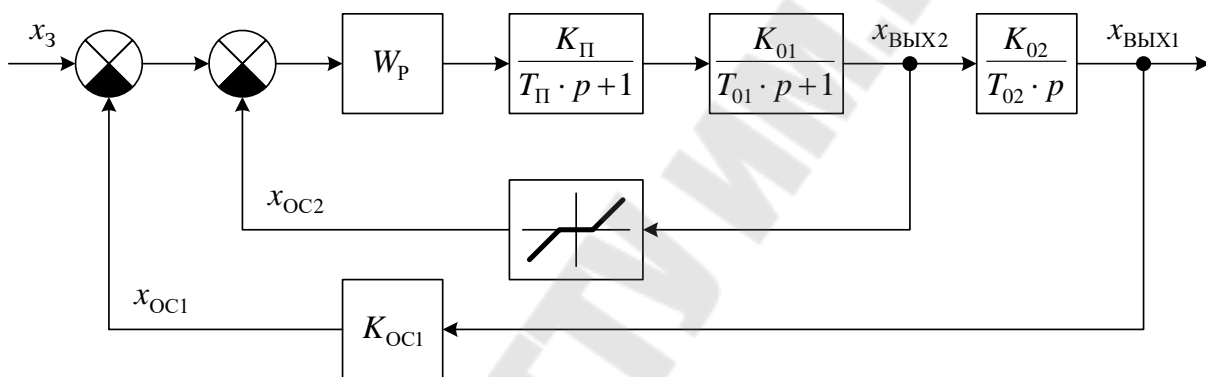


Рисунок 20. Функционально-структурная схема системы управления с задержанной обратной связью.

Если $x_{\text{ВЫХ2}} < x_{\text{ВЫХ2 ОГР}}$, то обратная связь по данной координате не работает и система работает как одноконтурная. Когда $x_{\text{ВЫХ2}} > x_{\text{ВЫХ2 ОГР}}$ нелинейный элемент в обратной связи выходит из зоны нечувствительности и дополнительная обратная связь включается. Коэффициент передачи дополнительной обратной связи определяется наклоном регулировочной характеристики нелинейного элемента. И если он достаточно велик, и главной обратной связью можно пренебречь, то система переходит в режим стабилизации промежуточной координаты $x_{\text{ВЫХ2}}$. Ее значение будет соответствовать сигналу задания x_3 . Недостатком такой системы является возможное ухудшение динамики при одновременной работе двух обратных связей, поскольку регулятор настраивается для одноконтурной системы. Из-за этого необходимо снижать коэффициент передачи второй обратной связи, что уменьшает точность регулирования промежуточной координаты $x_{\text{ВЫХ2}}$.

2. Схема с независимым регулированием координат.

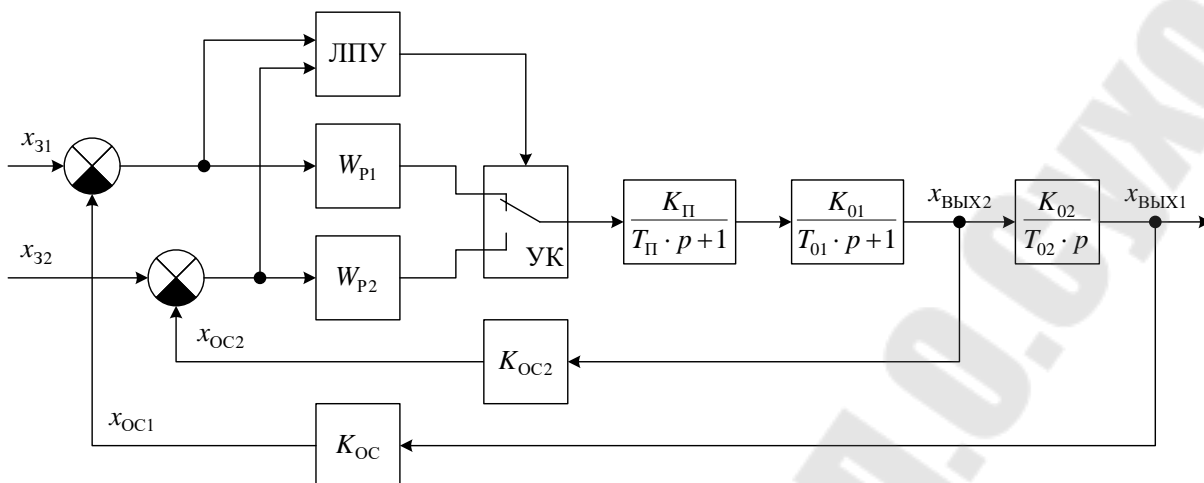


Рисунок 21. Функционально-структурная схема системы управления с независимым регулированием координат.

Когда требуется ограничить промежуточную переменную $x_{\text{ВЫХ}2}$ логическое переключающее устройство ЛПУ переключает управляемый ключ УК для получения одноконтурной системы стабилизации $x_{\text{ВЫХ}2}$. По главной выходной координате система в это время разомкнута. На вход ЛПУ подаются сигналы рассогласования. Когда главная выходная координата будет приближаться к заданному значению, ЛПУ вернет УК в исходное состояние. Регуляторы для каждой переменной настраиваются независимо, каждый для своего контура. Недостаток такой системы – наличие ЛПУ и УК, т.е. усложнение схемы, особенно при необходимости ограничения нескольких координат.

3. Схема подчиненного регулирования.

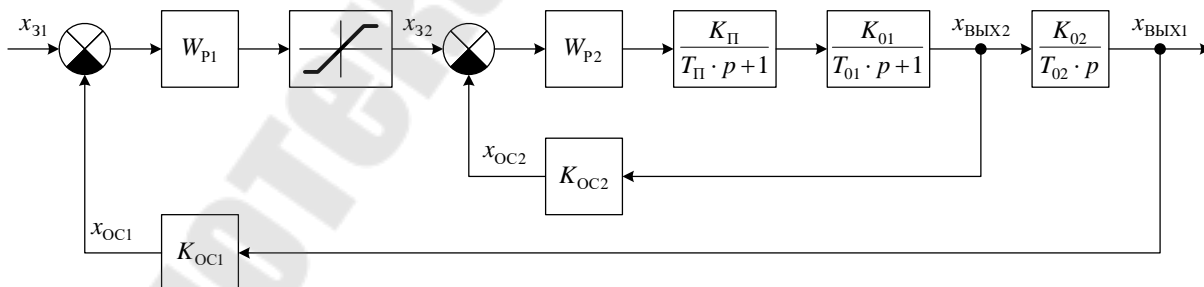


Рисунок 22. Функционально-структурная схема системы управления с подчиненным регулированием координат.

В системе имеется 2 регулятора, которые работают одновременно, но каждый настроен для своего контура. Выходной сигнал первого регулятора является сигналом задания для внутреннего контура регулирования $x_{\text{ВЫХ}2}$ и ограничен нелинейным звеном на уровне

$x_{32 \text{ MAX}} = x_{32 \text{ ОГР}}$. Нелинейное звено может быть совмещено с регулятором. В итоге промежуточная координата не превышает максимально допустимого значения. Такое построение системы основано на принципе подчиненного регулирования с последовательной коррекцией (коррекцию динамических свойств объекта регулирования выполняют корректирующие устройства, включенные последовательно в прямой канал воздействия). Особенностью систем подчиненного регулирования является более низкое быстродействие по сравнению с одноконтурными системами. Это вызвано тем, что быстродействие внешнего контура ниже внутреннего для того, чтобы исключить влияние процессов во внутреннем контуре на динамику внешнего. Из-за этого подобные системы обычно имеют не более 3 контуров.

2. САУ скоростью электроприводов постоянного тока

Рассмотрим вначале особенности элементов силовой части электропривода: двигателя и тиристорного преобразователя.

2.1. Математическое описание ДПТ НВ

В главе 1 рассматривалось описание ДПТ без учета особенностей цепи возбуждения. Для двигателей средней и большой мощности при управлении по цепи возбуждения заметное влияние оказывают вихревые токи, возникающие в массивных частях магнитной системы. Намагничивающая сила этих токов препятствует изменению магнитного потока полюсов, т.е. затягивает процессы его изменения. С учетом этого ДПТ можно представить следующей схемой модели, на которой действие вихревых токов представлено фиктивной короткозамкнутой обмоткой

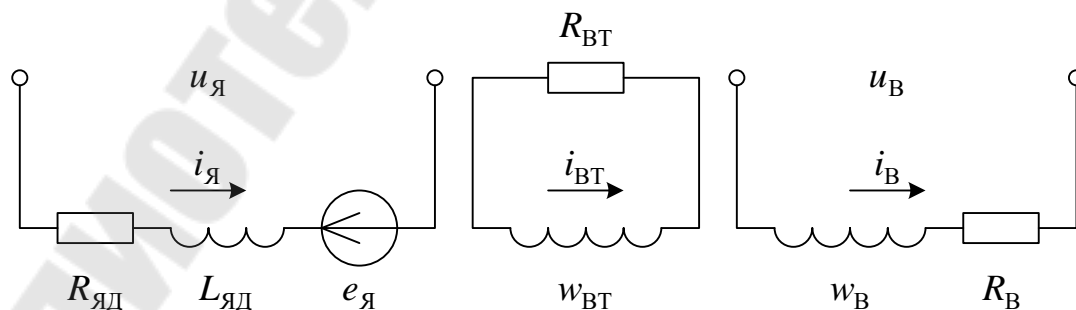


Рисунок 23. Схема модели ДПТ с учетом вихревых токов.

На представленной схеме обозначено:

$R_{\text{яд}}, L_{\text{яд}}$ –	сопротивление и индуктивность якорной цепи двигателя с учетом компенсационной обмотки и обмотки добавочных полюсов;
$w_{\text{в}}, w_{\text{вт}}$ –	число витков обмотки возбуждения (на полюс) и фиктивной обмотки вихревых токов;
$R_{\text{вт}}$ –	активное сопротивление фиктивной обмотки вихревых токов;
$i_{\text{вт}}$ –	ток фиктивной обмотки вихревых токов.

Для представленной схемы модели запишем уравнения, описывающие цепь возбуждения

$$\begin{cases} u_{\text{в}} = R_{\text{в}} \cdot i_{\text{в}} + 2 \cdot p_{\text{д}} \cdot \xi \cdot w_{\text{в}} \cdot \frac{d\Phi}{dt}, \\ 0 = R_{\text{вт}} \cdot i_{\text{вт}} + 2 \cdot p_{\text{д}} \cdot \xi \cdot w_{\text{вт}} \cdot \frac{d\Phi}{dt}, \\ F = w_{\text{в}} \cdot i_{\text{в}} + w_{\text{вт}} \cdot i_{\text{вт}}, \\ \Phi = k_{\Phi} \cdot F, \end{cases}$$

где $p_{\text{д}}$ – число пар полюсов двигателя;
 $\xi = 1 + (0,5 \dots 0,7) \cdot (\sigma - 1)$ – коэффициент, учитывающий, что поток рассеяния не сцепляется со всеми витками обмотки;
 $\sigma = 1, 12 \dots 1, 18$ – коэффициент рассеяния.

Обозначив постоянные времени

$$T_{\text{в}} = \frac{2 \cdot p_{\text{д}} \cdot \xi \cdot w_{\text{в}}^2}{R_{\text{в}}}, \quad T_{\text{вт}} = \frac{2 \cdot p_{\text{д}} \cdot \xi \cdot w_{\text{вт}}^2}{R_{\text{вт}}},$$

и пренебрегая малыми второго порядка, получим

$$\begin{cases} i_{\text{в}} = \frac{1/R_{\text{в}} \cdot (T_{\text{вт}} \cdot p + 1)}{(T_{\text{в}} + T_{\text{вт}}) \cdot p + 1} \cdot u_{\text{в}}, \\ \Phi = \frac{k_{\Phi} \cdot w_{\text{в}}}{T_{\text{вт}} \cdot p + 1} \cdot i_{\text{в}}. \end{cases}$$

Теперь, добавив уравнения линеаризованной модели для якорной цепи и механической части, получим

$$\begin{cases} i_B = \frac{1/R_B \cdot (T_{BT} \cdot p + 1)}{(T_B + T_{BT}) \cdot p + 1} \cdot u_B, \\ \Phi = \frac{k_\Phi \cdot w_B}{T_{BT} \cdot p + 1} \cdot i_B, \\ i_{Я} = \frac{1/R_{ЯД}}{T_{ЯД} + 1} \cdot (u_{Я} - e_{Я}), \\ M = k \cdot \Phi_{НАЧ} \cdot i_{Я} + k \cdot I_{Я.НАЧ} \cdot \Phi, \\ \omega = \frac{1}{J \cdot p} \cdot (M - M_C), \\ e_{Я} = k \cdot \Phi_{НАЧ} \cdot \omega + k \cdot \Omega_{НАЧ} \cdot \Phi, \end{cases}$$

где за $\Phi_{НАЧ}$, $I_{Я.НАЧ}$, $\Omega_{НАЧ}$ обозначены начальные значения соответствующих переменных в рабочей точке.

Представленной системе соответствует структурная схема, показанная на рис. 24.

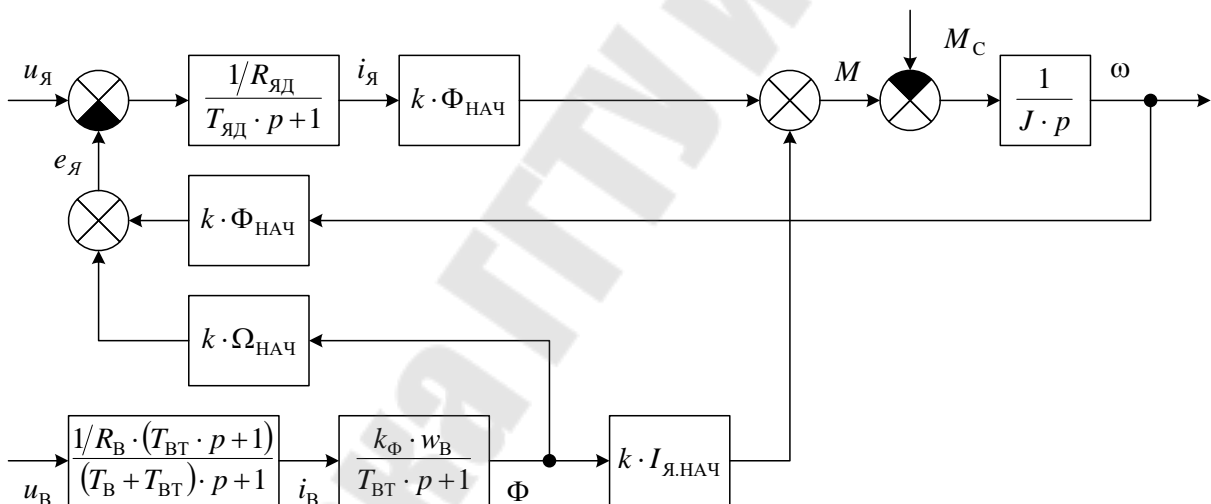


Рисунок 24. Структурная схема ДПТ НВ с учетом вихревых токов.

При питании двигателя от тиристорного преобразователя в параметрах якорной цепи учитываются параметры силовой цепи преобразователя

$$R_{Я} = R_{ЯД} + R_{П}, \quad L_{Я} = L_{ЯД} + L_{П}.$$

Когда анализируется динамика вблизи рабочей точки, соответствующей номинальному режиму, то в качестве начальных значений берутся номинальные

$$I_{Я.НАЧ} = I_N, \quad \Phi_{НАЧ} = \Phi_N, \quad \Omega_{НАЧ} = \omega_N.$$

Параметры цепи возбуждения k_Φ , T_B , T_{BT} рассчитать достаточно трудно и не всегда возможно. Целесообразно их определять экспериментально. В частности по кривой переходного процесса в цепи возбуждения при скачке напряжения.

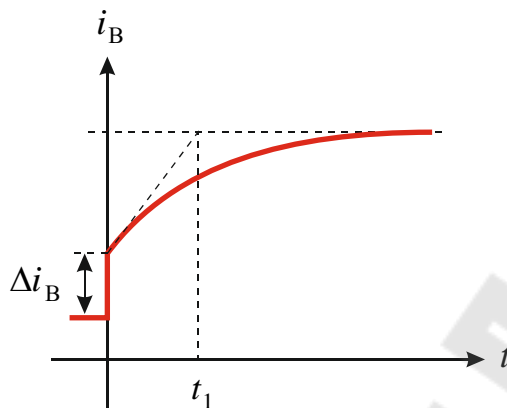


Рисунок 25. Диаграмма переходного процесса при скачке напряжения возбуждения.

Величина первоначального скачка тока возбуждения, исходя из передаточной функции, равна

$$\Delta i_B = \frac{1}{R_B} \cdot \frac{T_{BT}}{T_B + T_{BT}} \cdot \Delta u_B.$$

Проведя касательную к экспоненте до установившегося значения получим значение

$$t_1 = T_B + T_{BT}.$$

Обычно $T_{BT} = (0,05 \dots 0,15) \cdot T_B$.

2.2. Особенности динамики тиристорного преобразователя

Тиристорный преобразователь представляет собой существенно нелинейное звено из-за дискретности (дискретное изменение угла открывания) и полууправляемости тиристоров. Полоса пропускания преобразователя ограничена, а переходные процессы зависят от момента подачи управляющего сигнала, его знака и значения. При попытке реализовать очень высокое быстродействие в замкнутых системах на выходе преобразователя могут появиться субгармонические колебания, а также возможны другие нежелательные явления. Обычно они не возникают, если скорость изменения входного сигнала ограничена. Когда выполняется условие

$$\left| \frac{d\alpha(t)}{dt} \right| \leq 2 \cdot \pi \cdot f_C$$

можно считать, что процессы при увеличении и уменьшении сигнала одинаковы.

Если преобразователь включен в замкнутую систему с частотой среза, близкой к граничной $\omega_{ГР} = 0,5 \cdot m \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_C$, то необходима проверка на наличие субгармонических колебаний. Достаточным условием их отсутствия может служить неравенство

$$A(\omega_{ГР}) \cdot \cos[\varphi(\omega_{ГР})] < \frac{m}{2 \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{m}\right),$$

где $A(\omega_{ГР})$ – амплитуда частотной характеристики при граничной частоте,
 $\varphi(\omega_{ГР})$ – запас по фазе.

Причем A и φ соответствуют части контура, вход которой подключен к выходу преобразователя, выход – ко входу преобразователя.

В режиме непрерывного тока при частоте среза контура, близкой к граничной и в режиме прерывистого тока для более точного описания процессов в системе желательно использовать имитационную модель преобразователя. Для практических инженерных расчетов обычно достаточно применения непрерывной линеаризованной модели.

Преобразователь обычно представляют аperiodическим звеном

$$W_{ТП} = \frac{K_{ТП}}{T_{ТП} \cdot p + 1},$$

где $K_{ТП}$ – коэффициент передачи преобразователя

$$K_{ТП} = \frac{\Delta E_d}{\Delta U_y},$$

$T_{ТП}$ – постоянная времени преобразователя

$$T_{ТП} = \tau + T_{\Phi},$$

τ – среднее запаздывание

$$\tau = \frac{1}{p \cdot f_C},$$

T_{Φ} – постоянная времени фильтра на входе СИФУ (обычно 6...8 мс),

p – количество пульсаций выпрямленного напряжения за период сети.

В режиме прерывистого тока ток нагрузки преобразователя нарастает и спадает до нуля в течении одного интервала проводимости

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \omega_c} = \frac{1}{m \cdot f_c}.$$

В этом случае электромагнитный переходной процесс в якорной цепи не оказывает влияния на среднее значение тока. Т.о. можно считать $T_{я} = 0$. При этом коэффициент передачи преобразователя резко уменьшается. Для определения активного сопротивления якорной цепи $R_{я}$, входящего в состав электромеханической постоянной времени

$$T_M = \frac{J \cdot R_{я}}{(k\Phi_{НАЧ})^2},$$

внутреннее сопротивление преобразователя можно найти по касательной в рабочей точке к внешней характеристике преобразователя

$$R_{\Pi} = \frac{\Delta E_d}{\Delta I_{я}}.$$

Для исследования возмущающего воздействия сети используется коэффициент усиления преобразователя по питающему напряжению при непрерывном токе

$$K_C = K_{СХ} \cdot \sin(\alpha_1)$$

где α_1 – значение угла открывания, при котором анализируются процессы,
 $K_{СХ}$ – схемный коэффициент, значение которого определяется силовой схемой выпрямления.

При работе преобразователя на якорь двигателя постоянного тока очень часто применяют сглаживающий дроссель. Необходимость в нем может быть вызвана 2 причинами:

1. Сам двигатель по условиям нагрева требует ограничения пульсаций тока.
2. Для исключения режима прерывистого тока.

2.3. Особенности реверсивных тиристорных преобразователей

В реверсивных преобразователях используют 2 комплекта тиристоров (2 группы). Управление ими может быть как совместным, так и отдельным.

При совместном управлении каждый комплект имеет свою СИФУ, которые обеспечивают одновременную работу комплектов. Это приводит к наличию уравнивающего тока. При линейном согласовании углов управления первого комплекта α_I и второго α_{II} между ними поддерживается соотношение $\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$. Если отсутствует уравнивающий реактор, то ток носит начально-непрерывный характер, внешние характеристики практически линейны. Преобразователь можно рассматривать как источник с двухсторонней проводимостью.

Для преобразователей большой мощности при совместном управлении уравнивающий ток вызывает значительные потери энергии. Для его ограничения применяется нелинейное согласование, при котором $\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ + \Delta\alpha_{II}$, где $\Delta\alpha_{II}$ – дополнительный сдвиг управляющих импульсов для комплекта, работающего в режиме инвертора. Обычно реализуют такое управление с помощью контура регулирования уравнивающего тока.

При отдельном управлении имеется только одна СИФУ и импульсы подаются только на один из комплектов. При этом уравнивающий ток отсутствует, но возможен режим прерывистого тока. Упрощенная функциональная схема представлена на рис. 26.

Система управления вырабатывает сигнал управления тиристорным преобразователем u_y . Для получения сигнала с требуемым знаком служит переключатель характеристик ПХ. Управление ПХ и ключами, разрешающими подачу импульсов на соответствующие комплекты тиристоров, производится логическим переключающим устройством ЛПУ. Изменение команды на выходе ЛПУ по заданию направления тока возможно только при отсутствии тока через тиристоры (при выполнении условия $E_d = E_d$). На рис. 27 показана диаграмма изменения сигналов при реверсе. От точки 1 до точки 2 при уменьшении сигнала управления происходит уменьшение и смена полярности ЭДС преобразователя. В точке 2 ЭДС преобразователя становится равна ЭДС якоря двигателя и ток якоря двигателя становится равным нулю. При этом ЛПУ меняет полярность характеристики ПХ и производит переключение комплекта «В» на «Н» (переход на точку 3). Затем, при дальнейшем уменьшении сигнала задания, уменьшается ЭДС преобразователя и ток якоря продолжает нарастать в отрицательную сторону.

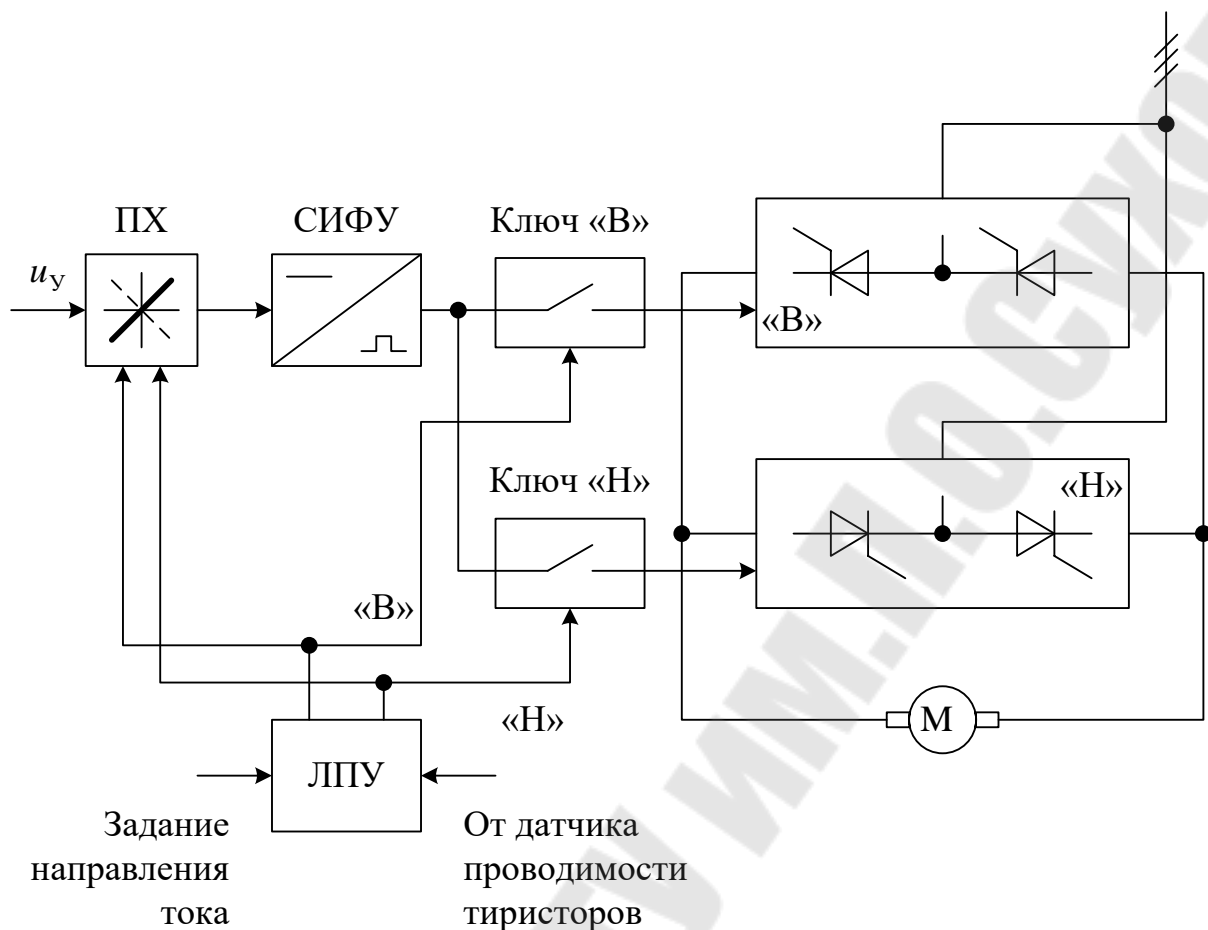


Рисунок 26. Упрощенная функциональная схема реверсивного тиристорного преобразователя с разделным управлением.

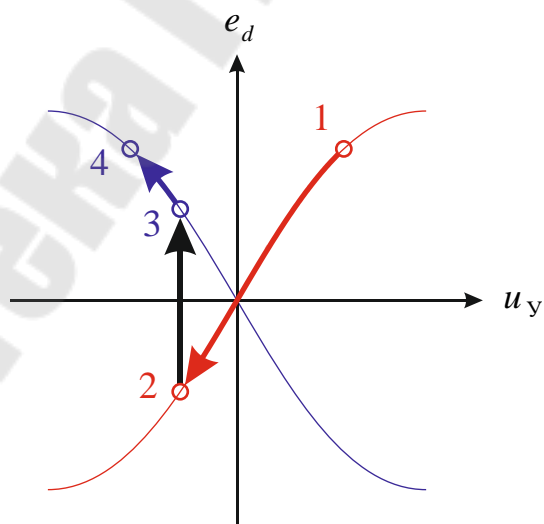


Рисунок 27. Диаграмма изменения сигналов при реверсе.

2.4. Одноконтурная система автоматического управления скоростью с воздействием по цепи якоря при постоянстве потока

Упрощенная функциональная схема показана на рис. 28. На схеме обозначено:

ЗИ – задатчик интенсивности,

РС – регулятор скорости,

ДС – датчик скорости,

ТП – тиристорный преобразователь.

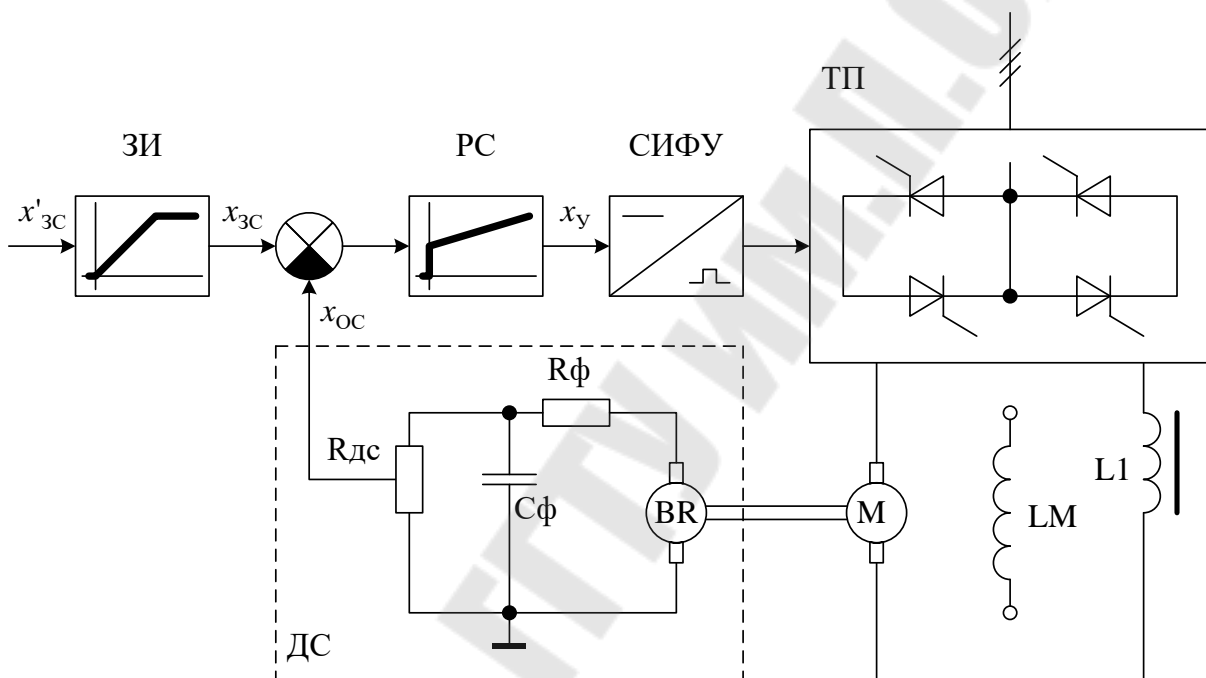


Рисунок 28. Упрощенная функциональная схема одноконтурной системы автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока.

Структурная схема системы представлена на рис. 29.

Преобразуем схему – свернем внутреннюю обратную связь двигателя по ЭДС якоря. Преобразованная схема показана на рис. 30.

Если пренебречь электромагнитной инерционностью тахогенератора, то постоянная времени датчика скорости

$$T_{дс} = C_{\phi} \cdot \frac{R_{\phi} \cdot R_{дд}}{R_{\phi} + R_{дд}}$$

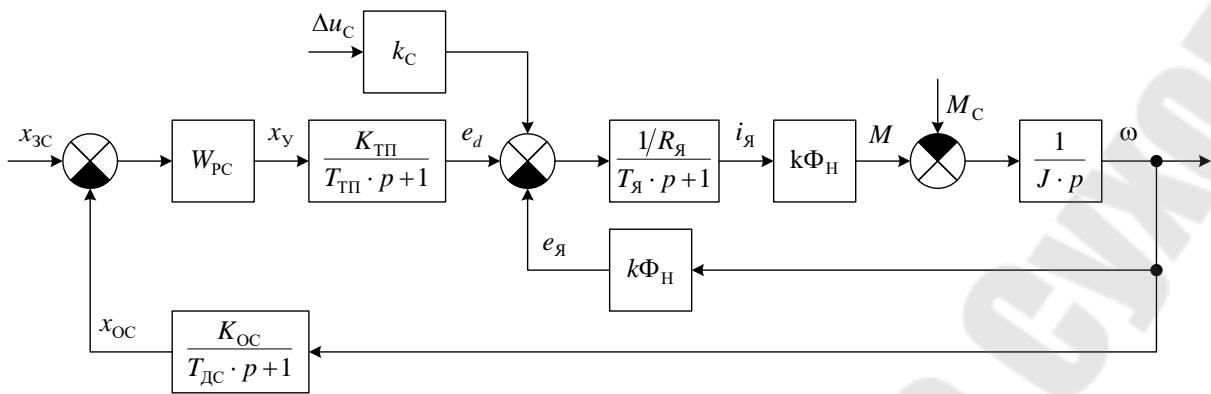


Рисунок 29. Структурная схема одноконтурной системы автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

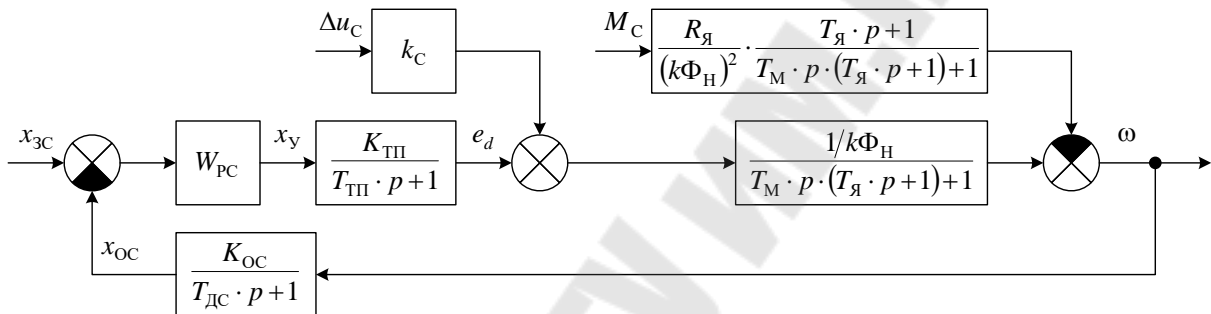


Рисунок 30. Преобразованная структурная схема одноконтурной системы автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

Рассмотрим соотношения для настройки регулятора.

1. $T_M \geq 4 \cdot T_{Я}$.

При этом передаточную функцию объекта регулирования можно разложить на два аperiodических звена

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{e_d(p)} = \frac{1/k\Phi_H}{T_M \cdot p \cdot (T_{Я} \cdot p + 1) + 1} = \frac{1/k\Phi_H}{(T_{д1} \cdot p + 1) \cdot (T_{д2} \cdot p + 1)},$$

где $T_{д1}$ и $T_{д2}$ определяются корнями характеристического уравнения $T_M \cdot p \cdot (T_{Я} \cdot p + 1) + 1 = 0$, причем, пусть $T_{д1} > T_{д2}$.

Для оптимизации контура на технический оптимум необходим ПИД-регулятор

$$W_{PC}(p) = K_{PC} \cdot \frac{(T_{PC1} \cdot p + 1) \cdot (T_{PC2} \cdot p + 1)}{T_{PC1} \cdot p \cdot (\tau_{PC} \cdot p + 1)},$$

$$K_{PC} = \frac{k\Phi_H \cdot T_{PC1}}{K_{TP} \cdot K_{OC} \cdot 2 \cdot T_{\mu\omega}}, \quad T_{PC1} = T_{д1}, \quad T_{PC2} = T_{д2},$$

где τ_{PC} – малая постоянная времени, необходимая для повышения помехоустойчивости и исключения самовозбуждения операционного усилителя
 $T_{\mu\omega}$ – малая постоянная времени контура

$$T_{\mu\omega} = T_{TP} + T_{DC} + \tau_{PC}.$$

При указанном выборе регулятора и его параметров передаточная функция контура равна

$$W(p) = \frac{1}{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{TP} \cdot p + 1) \cdot (T_{DC} \cdot p + 1) \cdot (\tau_{PC} \cdot p + 1)} \approx \frac{1}{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{\mu\omega} \cdot p + 1)}.$$

Переходной процесс по заданию будет достаточно близким к стандартному.

Запишем передаточную функцию замкнутого контура по возмущению – по моменту сопротивления

$$\begin{aligned} \Phi_B(p) &= -\frac{\omega(p)}{M_C(p)} = -\frac{R_{\text{Я}}}{(k\Phi_{\text{H}})^2} \cdot \frac{T_{\text{Я}} \cdot p + 1}{T_{\text{M}} \cdot p \cdot (T_{\text{Я}} \cdot p + 1) + 1} \cdot \frac{1}{W(p) + 1} = \\ &= -\frac{R_{\text{Я}}}{(k\Phi_{\text{H}})^2} \cdot \frac{T_{\text{Я}} \cdot p + 1}{T_{\text{M}} \cdot p \cdot (T_{\text{Я}} \cdot p + 1) + 1} \cdot \frac{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{\mu\omega} \cdot p + 1)}{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{\mu\omega} \cdot p + 1) + 1}. \end{aligned}$$

Поскольку в передаточной функции присутствует дифференциал, то статическая ошибка по моменту сопротивления отсутствует.

Когда $T_{\text{M}} \geq 10 \cdot T_{\text{Я}}$, то $T_{\text{Д1}} \approx T_{\text{M}}$ и $T_{\text{Д2}} \approx T_{\text{Я}}$. При этом передаточную функцию по моменту сопротивления можно представить в виде

$$\Phi_B(p) \approx -\frac{R_{\text{Я}}}{(k\Phi_{\text{H}})^2} \cdot \frac{1}{T_{\text{M}} \cdot p + 1} \cdot \frac{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{\mu\omega} \cdot p + 1)}{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{\mu\omega} \cdot p + 1) + 1}.$$

И если $T_{\text{Д1}}$ достаточно велика, а переходной процесс по моменту сопротивления недопустимо длительный, и выполняется условие $T_{\text{Д1}} > 4 \cdot T_{\mu\omega}$, то выбор параметров регулятора можно произвести следующим образом

$$T_{\text{PC1}} = T_{\text{Д2}}, T_{\text{PC2}} = 4 \cdot T_{\mu\omega}, K_{\text{PC}} = \frac{k\Phi_{\text{H}} \cdot T_{\text{PC1}}}{K_{\text{TP}} \cdot K_{\text{OC}} \cdot 2 \cdot T_{\mu\omega}} \cdot \frac{T_{\text{Д1}}}{4 \cdot T_{\mu\omega}}.$$

При такой настройке характеристика близка к симметричному оптимуму. И будет тем ближе, чем больше будет соотношение $T_{\text{Д1}} / (4 \cdot T_{\mu\omega})$.

2. $T_{\text{M}} < 4 \cdot T_{\text{Я}}$.

В этом случае передаточная функция двигателя примет вид

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{e_d(p)} = \frac{1/k\Phi_H}{T_M \cdot p \cdot (T_J \cdot p + 1) + 1} = \frac{1/k\Phi_H}{T_D^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_D \cdot \xi \cdot p + 1},$$

где $T_D = \sqrt{T_M \cdot T_J}$, $\xi = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{T_M}{T_J}}$.

При таком объекте регулирования для настройки на технический оптимум необходима передаточная функция регулятора с числителем $T_D^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_D \cdot \xi \cdot p + 1$. В принципе, такой регулятор реализовать возможно. Однако лучше обойтись ПИД-регулятором с постоянными времени $T_{PC1} = T_{PC2} = T_D$. Динамика контура при этом будет тем ближе к стандартной, чем больше будет соотношение $T_D/T_{\mu\omega}$, т.е. чем больше будет частота среза по сравнению с резонансной.

3. Если допустимо снижение быстродействия, то вместо ПИД-регулятора можно использовать ПИ.

Когда $T_M \geq 4 \cdot T_J$ меньшую постоянную времени двигателя T_{D2} относят к малым, а при $T_M < 4 \cdot T_J$ параметры регулятора выбирают на основе анализа частотных характеристик.

При необходимости обеспечения постоянства ускорения на входе системы используют задатчик интенсивности. Сигнал на его выходе изменяется по закону

$$x_{зс} = \frac{1}{T_{зи}} \cdot t,$$

где $T_{зи}$ – постоянная времени задатчика интенсивности.

Недостатками рассмотренной одноконтурной системы являются:

1. Отсутствие ограничения тока (требуется дополнительные узлы).
2. Нелинейность характеристик тиристорного преобразователя влияет непосредственно на контур скорости.
3. Низкое быстродействие переходных процессов при изменении напряжения сети.

2.5. Система автоматического управления скоростью с подчиненным контуром тока

Упрощенная функциональная схема показана на рис. 31. На схеме обозначено:

БО – блок ограничения,

РТ – регулятор тока,

ДТ – датчик тока.

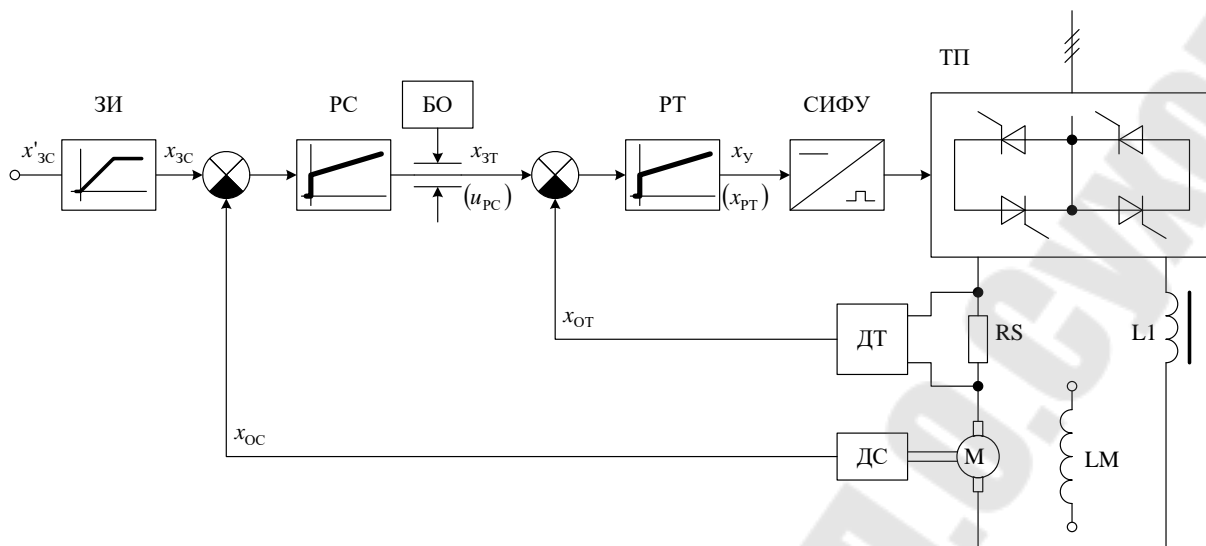


Рисунок 31. Упрощенная функциональная схема системы автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока независимого возбуждения с подчиненным контуром тока якоря.

Задачами датчика тока якоря являются: получение напряжения, пропорционального току якоря, с уровнем стандартного напряжения элементов системы управления; гальваническая развязка силовой цепи и цепей управления.

На вход регулятора тока подаются сигналы обратной связи $x_{ОТ}$ и задания тока $x_{ЗТ}$, который является выходным сигналом регулятора скорости $x_{ЗТ} = x_{РС}$. Блок ограничения не позволяет выходному сигналу регулятора скорости превысить определенное максимальное значение $X_{РС.ОГР}$, что определяет ограничение тока якоря. Например, если, при пуске сигнал задания скорости $x_{ЗС}$ изменится скачком, то сигнал на выходе регулятора скорости из-за большого значения рассогласования сразу же установится на уровне $X_{РС.ОГР} = X_{ЗТ.МАХ}$ и будет оставаться постоянным. При этом работает только контур регулирования тока, поддерживая ток якоря на уровне, соответствующем максимально допустимому значению $I_{Я.МАХ}$, которое определяется уровнем ограничения сигнала задания тока $X_{ЗТ.МАХ}$. По мере разгона двигателя рассогласование по скорости уменьшается и при $x_{ОС} \approx x_{ЗС}$ регулятор скорости выйдет из ограничения. Сигнал задания тока якоря начинает уменьшаться. Установившийся режим наступит при значении $x_{ЗТ}$, соответствующем току I_C .

Превышение током якоря значения $I_{Я.МАХ}$ возможно только при переходном процессе в контуре тока (из-за перерегулирования).

Структурная схема двухконтурной системы представлена на рис. 32.

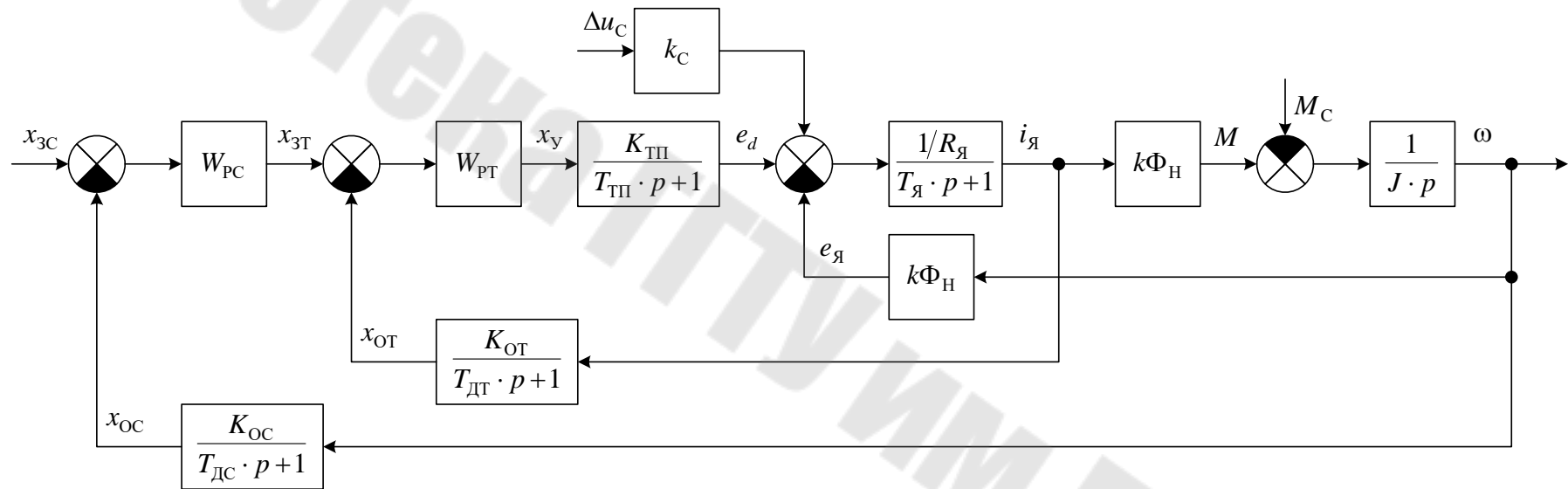


Рисунок 32. Структурная схема системы автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока независимого возбуждения с подчиненным контуром тока якоря.

Оптимизация контуров производится поочередно, начиная с внутреннего контура тока. Структурная схема контура регулирования тока якоря представлена на рис. 33.

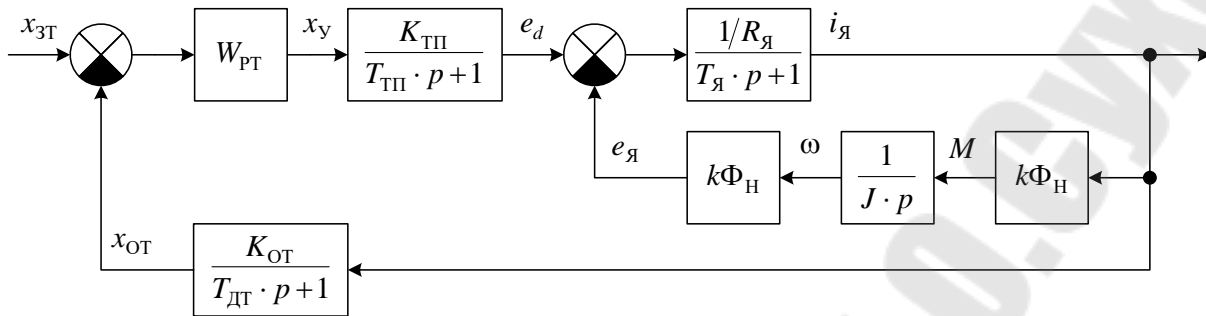


Рисунок 33. Структурная схема контура регулирования тока якоря.

На входе объекта регулирования контура тока действует внутренняя обратная связь по ЭДС якоря. Запишем передаточную функцию объекта регулирования контура тока

$$W_{OI}(p) = \frac{i_я(p)}{e_d(p)} = \frac{\frac{1/R_я}{T_я \cdot p + 1}}{\frac{1/R_я}{T_я \cdot p + 1} \cdot \frac{(k\Phi_H)^2}{J \cdot p} + 1} = \frac{1/R_я \cdot T_M \cdot p}{T_M \cdot p \cdot (T_я \cdot p + 1) + 1}.$$

Знаменатель передаточной функции объекта регулирования аналогичен предыдущей системе, но в числителе присутствует дифференцирующее звено. При оптимизации на технический оптимум необходим регулятор с передаточной функцией

$$W_{РТ}(p) = K_{РТ} \cdot \frac{T_M \cdot p \cdot (T_я \cdot p + 1) + 1}{T_M \cdot p^2}.$$

Реализовать такой регулятор можно, но теряется одно из достоинств систем подчиненного регулирования – простота наладки.

Умножим и разделим передаточную функцию объекта регулирования на $(T_я \cdot p + 1)$ и представим ее в виде

$$\begin{aligned} W_{OI}(p) &= \frac{1/R_я \cdot T_M \cdot p}{T_M \cdot p \cdot (T_я \cdot p + 1) + 1} \cdot \frac{T_я \cdot p + 1}{T_я \cdot p + 1} = \frac{1/R_я}{T_я \cdot p + 1} \cdot \frac{T_M \cdot p \cdot (T_я \cdot p + 1)}{T_M \cdot p \cdot (T_я \cdot p + 1) + 1} = \\ &= \frac{1/R_я}{T_я \cdot p + 1} \cdot A(p). \end{aligned}$$

Сомножитель $A(p)$ для контура тока обусловлен действием внутренней обратной связи по ЭДС. Сравнение частотных характеристик при различных соотношениях постоянных времени, позволяет сделать вывод:

Если частота среза контура $\omega_{CI} = 1/(2 \cdot T_{\mu})$, хотя бы в 10 раз превышает частоту $1/T_M$, то обратной связью по ЭДС можно пренебречь. Т.е. условие пренебрежения обратной связью

$$T_M > 20 \cdot T_{\mu}.$$

Это условие часто выполняется для двигателей средней и большой мощности.

Если условие $T_M > 20 \cdot T_{\mu}$ не выполняется, то при стандартной настройке необходим регулятор с указанной выше передаточной функцией. И, когда $T_M > 4 \cdot T_{я}$ регулятор будет состоять из последовательно включенных звеньев ПИД и И

$$W_{РТ}(p) = K_{РТ} \cdot \frac{(T_{Д1} \cdot p + 1) \cdot (T_{Д2} \cdot p + 1)}{T_{Д1} \cdot p} \cdot \frac{1}{T_M \cdot p},$$

$$K_{РТ} = \frac{R_{я} \cdot T_{Д1}}{K_{ТП} \cdot K_{ОТ} \cdot 2 \cdot T_{\mu}}.$$

Однако, на практике, обычно выбор передаточной функции и параметров регулятора производят на основе анализа частотных характеристик. И за счет снижения быстродействия получают более простую структуру регулятора. Если быстродействие оказывается недостаточным, то можно перейти к одноконтурной системе.

Если можно пренебречь обратной связью по ЭДС ($A(p) = 1$), то при стандартной настройке на технический оптимум для апериодического звена в качестве объекта регулирования используется ПИ-регулятор.

$$W_{РТ}(p) = K_{РТ} \cdot \frac{T_{РТ} \cdot p + 1}{T_{РТ} \cdot p}, \quad K_{РТ} = \frac{R_{я} \cdot T_{РТ}}{K_{ТП} \cdot K_{ОТ} \cdot 2 \cdot T_{\mu}}, \quad T_{РТ} = T_{я}.$$

Тогда передаточная функция оптимизированного контура регулирования

$$W_I(p) = \frac{1}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (T_{ТП} \cdot p + 1) \cdot (T_{ДТ} \cdot p + 1)} \approx \frac{1}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (T_{\mu} \cdot p + 1)}.$$

А передаточная функция замкнутого контура по управлению

$$\Phi_I(p) = \frac{T_{ДТ} \cdot p + 1}{K_{ОТ}} \cdot \frac{W(p)}{W(p) + 1} \approx \frac{1/K_{ОТ}}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1}.$$

Для электродвигателей малой мощности, или быстроходного исполнения, или при питании от однофазного выпрямителя может оказаться, что $T_{ТП}$, $T_{я}$, T_M окажутся одного порядка (около десятка миллисекунд). В этом случае выбор частоты среза контура необходимо

производить с учетом граничной частоты преобразователя. В итоге быстродействие системы снижается. При необходимости его повышения целесообразно применить преобразователь на основе широтно-импульсной модуляции.

На рис. 34 представлена структурная схема контура регулирования скорости.

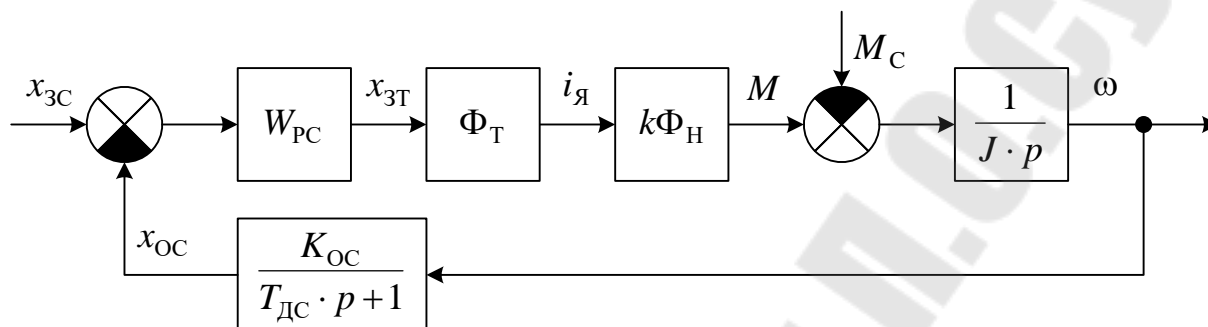


Рисунок 34. Структурная схема контура регулирования скорости.

Объект регулирования контура скорости – интегрирующее звено

$$W_{O\omega}(p) = k\Phi_H \cdot \frac{1}{J \cdot p}.$$

Если в малую постоянную времени контура включить эквивалентную постоянную времени контура тока и постоянную времени датчика скорости, то для настройки на технический оптимум необходим пропорциональный регулятор

$$W_{PC}(p) = K_{PC} = \frac{K_{OT} \cdot J}{k\Phi_H \cdot K_{OC}} \cdot \frac{1}{2 \cdot T_{\mu\omega}}.$$

Передаточная функция контура

$$W_{\omega}(p) \approx \frac{1}{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{\mu\omega} \cdot p + 1)}.$$

Запишем передаточную функцию замкнутого контура по возмущению

$$\Phi_B(p) = -\frac{\omega(p)}{M_C(p)} = -\frac{\frac{1}{J \cdot p}}{\frac{1}{J \cdot p} + \frac{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{\mu\omega} \cdot p + 1)}{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p \cdot (T_{\mu\omega} \cdot p + 1) + 1}}.$$

Подставив $p = 0$, получим выражение для статической ошибки контура по возмущению

$$\Delta\omega = -\frac{\omega(p)}{M_c(p)} = -\frac{2 \cdot T_{\mu\omega}}{J} \cdot \Delta M_c.$$

Если величина статической ошибки слишком большая, то можно перейти к синтезу на симметричный оптимум используя ПИ-регулятор

$$W_{PC}(p) = K_{PC} \cdot \frac{T_{PC} \cdot p + 1}{T_{PC} \cdot p}$$

с коэффициентом передачи, определенным ранее, и постоянной времени $T_{PC} = 4 \cdot T_{\mu\omega}$.

Рассматривая ранее процесс пуска, отмечалось, что он производится с током и моментом двигателя, равными максимально-допустимым. Если момент сопротивления и момент инерции не изменяются, то пуск будет производиться при постоянном ускорении. Если же они могут изменяться, то для получения постоянства ускорения необходимо использовать задатчик интенсивности.

2.6. Система автоматического управления скоростью с двухзонным регулированием

Электроприводы с двухзонным регулированием обеспечивают:

1. Регулирование скорости в I-ой зоне от нуля до основной (номинальной) изменением напряжения якоря.
2. Регулирование скорости во II-ой зоне от основной (номинальной) до максимальной изменением магнитного потока.

Рассмотрим диаграмму регулирования (зависимости от скорости длительно-допустимых тока, момента и мощности), представленную на рис. 35.

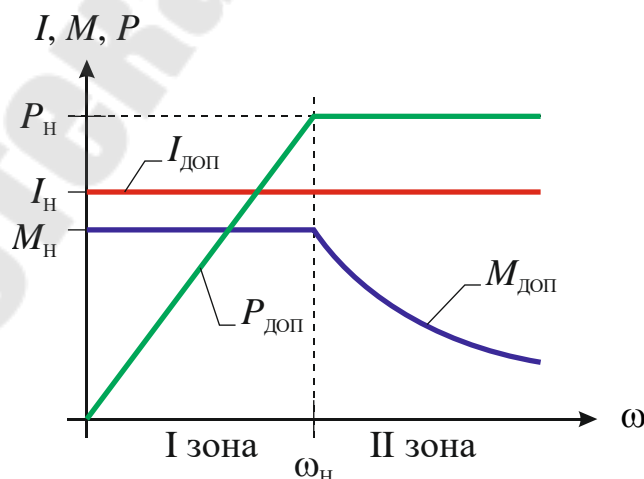


Рисунок 35. Диаграмма двухзонного регулирования.

Длительно-допустимый ток по условиям нагрева постоянен и равен номинальному

$$I_{\text{доп}} = I_{\text{н}}.$$

При регулировании в I-ой зоне, поскольку магнитный поток постоянен и равен номинальному, то длительно-допустимый момент также постоянен и равен номинальному

$$M_{\text{доп}} = k\Phi_{\text{н}} \cdot I_{\text{доп}} = k\Phi_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}} = M_{\text{н}}.$$

Длительно-допустимая мощность пропорциональна скорости

$$P_{\text{доп}} = M_{\text{доп}} \cdot \omega = M_{\text{н}} \cdot \omega.$$

Во II-ой зоне магнитный поток, а, следовательно, и длительно-допустимый момент обратно-пропорциональны скорости

$$M_{\text{доп}} = k\Phi \cdot I_{\text{доп}}.$$

Длительно-допустимая мощность постоянна и равна номинальной

$$P_{\text{доп}} = M_{\text{доп}} \cdot \omega = k\Phi \cdot I_{\text{доп}} \cdot \omega = P_{\text{н}}.$$

Перегрузочная способность двигателя определяется условиями коммутации на коллекторе, и при уменьшении магнитного потока уменьшается. Т.о. при переходе во II-ую зону должен уменьшаться уровень ограничения регулятора скорости.

В замкнутой системе при переходе во II-ую зону производится стабилизация ЭДС якоря регулятором, воздействующим на цепь возбуждения.

Упрощенная функциональная схема представлена на рис. 36. На схеме обозначено:

ТП1, ТП2 – тиристорные преобразователи якоря и возбуждения,

ДН – датчик напряжения,

ДТВ – датчик тока возбуждения,

ДЕ – датчик ЭДС,

РТВ – регулятор тока возбуждения,

РЕ – регулятор ЭДС,

ФН, ФТВ – фильтры в каналах обратных связей по напряжению и току возбуждения.

В обратной связи по току возбуждения используется фильтр с постоянной времени T_{Φ} .

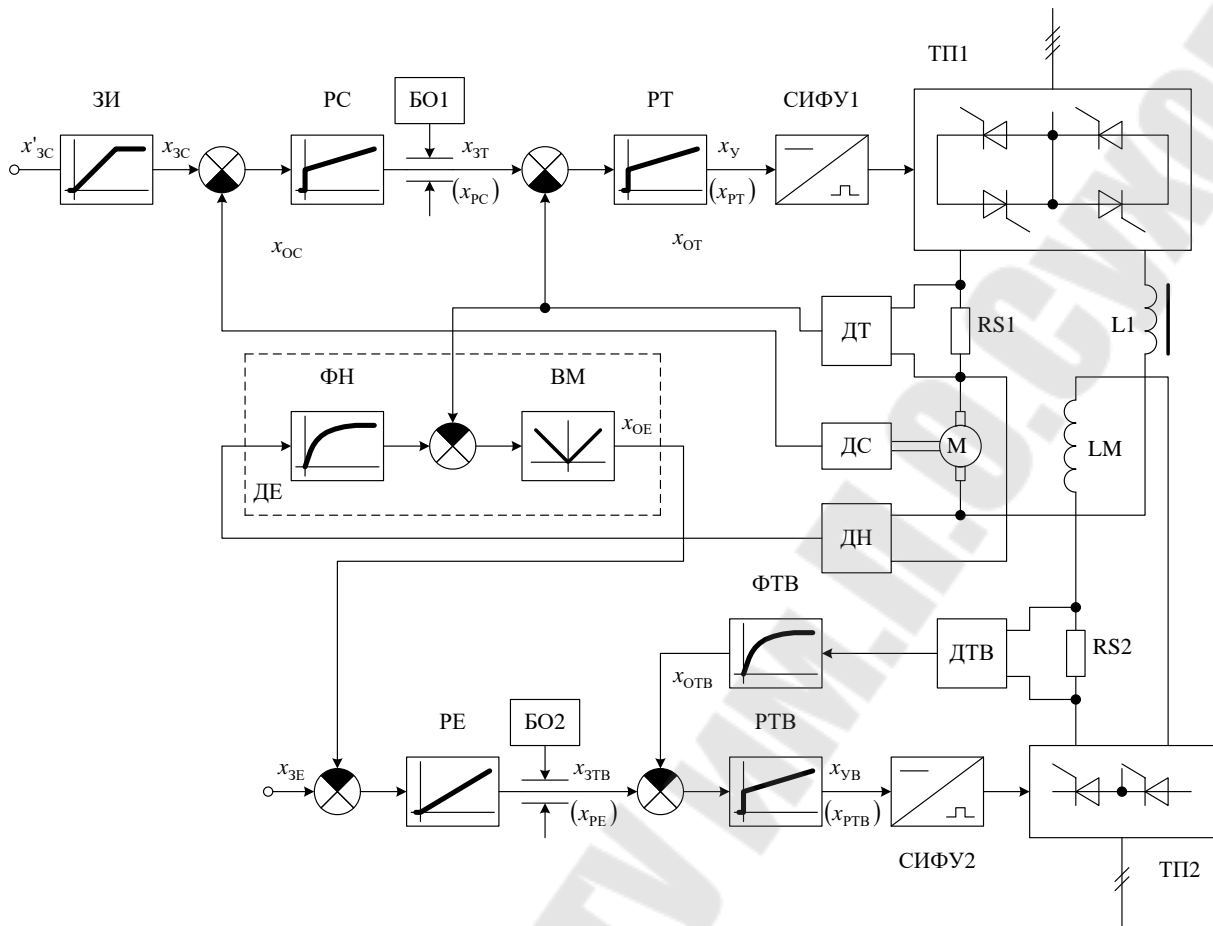


Рисунок 36. Упрощенная функциональная схема двухзонной системы автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

Сигнал задания тока возбуждения является выходным сигналом регулятора ЭДС и ограничивается блоком ограничения БО2 на уровне, соответствующем заданию номинального тока возбуждения $X_{PE.огр} = X_{зтв.мах} = X_{зтвн}$.

На вход регулятора ЭДС подается сигнал задания и обратной связи по ЭДС. Сигнал обратной связи вычисляется на основе сигналов с датчика напряжения и датчика тока якоря

$$x_{оэ} = x_{дн} \cdot \frac{1}{T_{дн} \cdot p + 1} - K_T \cdot x_{от},$$

где K_T – коэффициент передачи сумматора в датчике ЭДС по каналу обратной связи по току.

Поскольку $x_{дн} = K_{он} \cdot u_{я}$, а $x_{от} = K_{от} \cdot i_{я}$, то, приведя к общему знаменателю, получим

$$x_{\text{ОЕ}} = K_{\text{ОН}} \cdot \frac{u_{\text{я}} - \frac{K_{\text{ОТ}}}{K_{\text{ОН}}} \cdot K_{\text{T}} \cdot (T_{\text{ДН}} \cdot p + 1) \cdot i_{\text{я}}}{T_{\text{ДН}} \cdot p + 1}.$$

Сравнивая с уравнением электрического равновесия якорной цепи

$$e_{\text{я}} = u_{\text{я}} - R_{\text{яд}} \cdot (T_{\text{яд}} \cdot p + 1) \cdot i_{\text{я}}$$

получим, что постоянную времени фильтра датчика напряжения и коэффициент передачи сумматора по каналу тока якоря необходимо выбрать

$$T_{\text{ДН}} = T_{\text{яд}}, \quad \frac{K_{\text{ОТ}}}{K_{\text{ОН}}} \cdot K_{\text{T}} = R_{\text{яд}}.$$

Тогда

$$x_{\text{ОЕ}} = K_{\text{ОН}} \cdot \frac{u_{\text{я}} - R_{\text{яд}} \cdot (T_{\text{яд}} \cdot p + 1) \cdot i_{\text{я}}}{T_{\text{ДН}} \cdot p + 1} = \frac{K_{\text{ОЕ}}}{T_{\text{ДН}} \cdot p + 1} \cdot e_{\text{я}},$$

где $K_{\text{ОЕ}} = K_{\text{ОН}}$, который выбирается из условия $X_{\text{ЗЕН}} = K_{\text{ОЕ}} \cdot e_{\text{я.ОСН}} = K_{\text{ОЕ}} \cdot k\Phi_{\text{Н}} \cdot \omega_{\text{ОСН}}$.

При этом из-за того, что регулятор ЭДС интегрирующий, он будет находиться в ограничении при скоростях ниже основной (номинальной) при регулировании в I-ой зоне, задавая номинальный ток возбуждения. При скорости больше основной регулятор ЭДС выйдет из ограничения снижая сигнал задания тока возбуждения.

Линеаризованная структурная схема системы показана на рис. 37.

Настройка контуров регуляторов якорного канала такая же, как и для однозонной двухконтурной системы.

Структурная схема контура регулирования тока возбуждения показана на рис. 38.

Объект регулирования контура – комбинация апериодического и форсирующего звеньев

$$W_{\text{ОБ}}(p) = \frac{1/R_{\text{В}} \cdot (T_{\text{ВТ}} \cdot p + 1)}{(T_{\text{В}} + T_{\text{ВТ}}) \cdot p + 1}.$$

Применив фильтр в канале обратной связи, компенсируем форсирующее звено

$$W_{\Phi}(p) = \frac{K_{\Phi}}{T_{\Phi} \cdot p + 1} = \frac{1}{T_{\text{ВТ}} \cdot p + 1}.$$

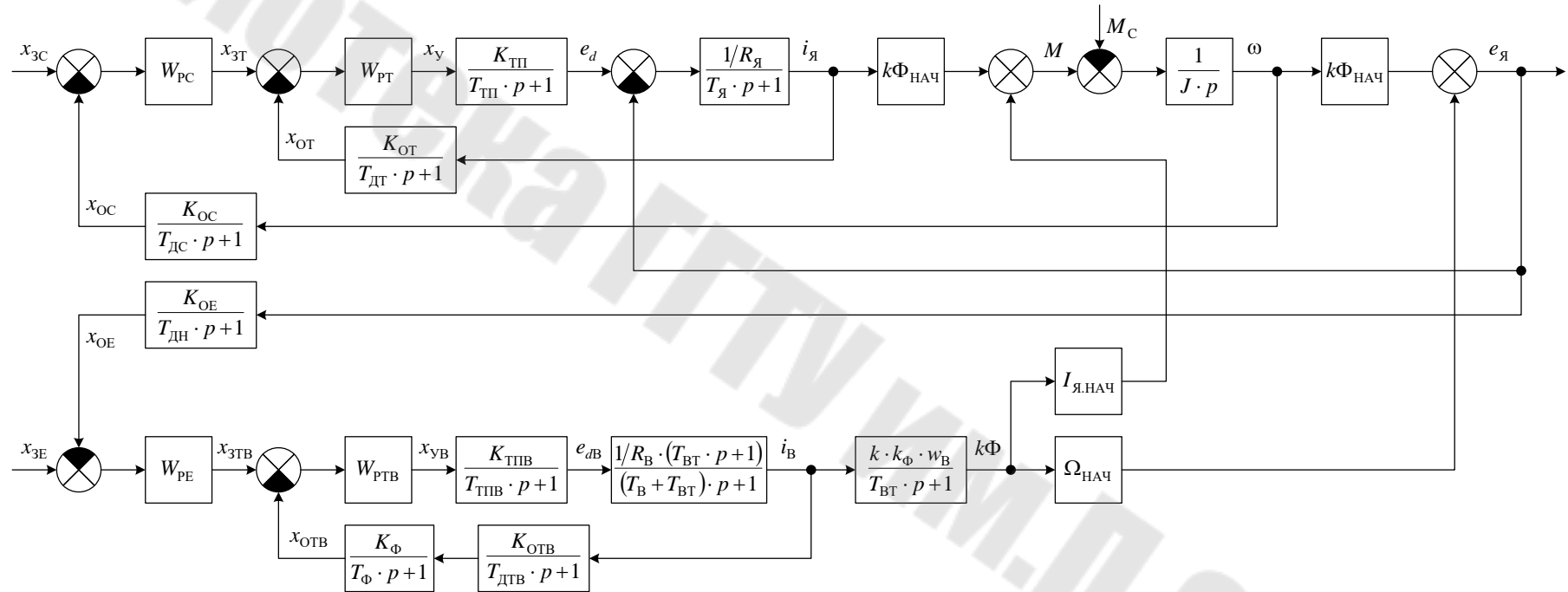


Рисунок 37. Структурная схема двухзонной системы автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

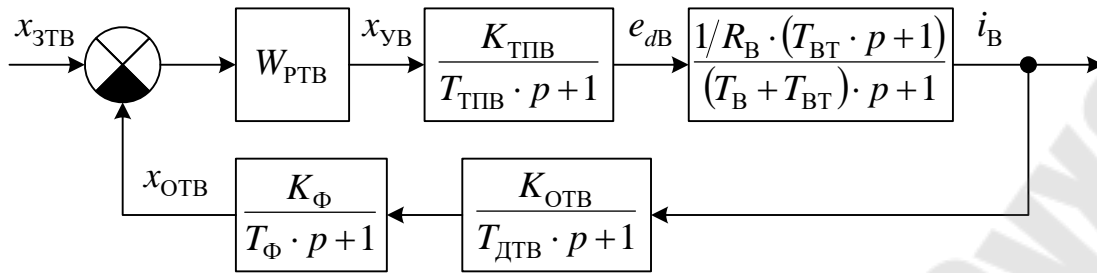


Рисунок 38. Структурная схема контура регулирования тока возбуждения.

И теперь для настройки контура на технический оптимум необходим ПИ-регулятор

$$W_{РТВ}(p) = K_{РТВ} \cdot \frac{T_{РТВ} \cdot p + 1}{T_{РТВ} \cdot p}, \quad T_{РТВ} = T_B + T_{ВТ},$$

$$K_{РТВ} = \frac{R_B \cdot T_{РТВ}}{K_{ТПВ} \cdot K_{отВ} \cdot K_{\Phi}} \cdot \frac{1}{2 \cdot T_{\muВ}},$$

а малая постоянная времени контура определяется постоянными времени преобразователя и датчика $T_{\muВ} = T_{ТПВ} + T_{дТВ}$.

При такой настройке передаточная функция замкнутого контура будет иметь вид

$$\Phi_{\muВ}(p) = \frac{1/K_{отВ} \cdot (T_{\Phi} \cdot p + 1)}{2 \cdot T_{\muВ} \cdot p + 1} = \frac{1/K_{отВ} \cdot (T_{ВТ} \cdot p + 1)}{2 \cdot T_{\muВ} \cdot p + 1}.$$

В контуре регулирования ЭДС присутствуют 2 нелинейности: коэффициент k_{Φ} , определяемый кривой намагничивания и произведение магнитного потока на скорость, поэтому объект регулирования контура ЭДС имеет достаточно сложную структуру. В связи с этим якорный канал и канал возбуждения развязывают по быстродействию, что дает возможность рассматривать влияние якорного канала на канал возбуждения как возмущение и, соответственно не учитывать при синтезе.

Структурная схема контура регулирования ЭДС приведена на рис. 39.

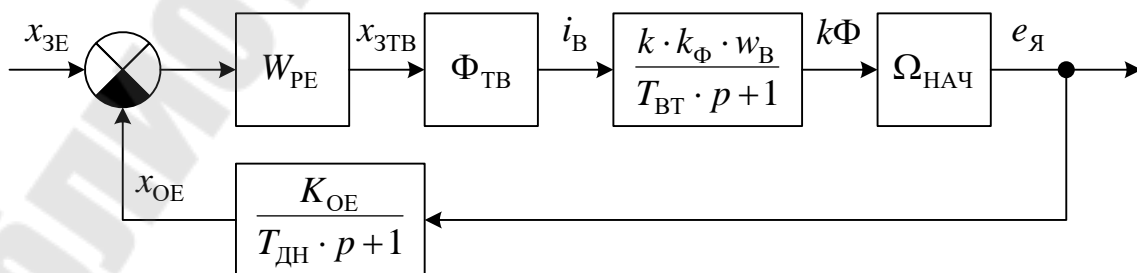


Рисунок 39. Структурная схема контура регулирования ЭДС.

Объект регулирования контура ЭДС – апериодическое звено

$$W_{OE}(p) = \frac{k \cdot k_{\Phi} \cdot w_B \cdot \Omega_{НАЧ}}{T_{BT} \cdot p + 1}.$$

Но, с учетом передаточной функции замкнутого контура регулирования тока возбуждения, получим

$$W_{OE}(p) \cdot \Phi_{IB}(p) = \frac{k \cdot k_{\Phi} \cdot w_B \cdot \Omega_{НАЧ}}{T_{BT} \cdot p + 1} \cdot \frac{1/K_{OTB} \cdot (T_{BT} \cdot p + 1)}{2 \cdot T_{\mu B} \cdot p + 1} = \frac{k \cdot k_{\Phi} \cdot w_B \cdot \Omega_{НАЧ}}{K_{OTB}}.$$

Тогда для настройки на технический оптимум необходим И-регулятор

$$W_{PE}(p) = \frac{1}{T_{PE} \cdot p}, \quad T_{PE} = \frac{k \cdot k_{\Phi} \cdot w_B \cdot \Omega_{НАЧ} \cdot K_{OE}}{K_{OTB}} \cdot 2 \cdot T_{\mu E}.$$

А в малую постоянную времени контура включаются эквивалентная постоянная замкнутого контура тока возбуждения и постоянная времени датчика ЭДС

$$T_{\mu E} = 2 \cdot T_{\mu B} + T_{ДН}.$$

Если за рабочую точку принять номинальный режим, то коэффициент передачи контура будет минимальным. В процессе регулирования коэффициент будет выше ($\omega > \omega_H$, наклон кривой намагничивания выше, чем при номинальном потоке), что уменьшит запас устойчивости по фазе и увеличит колебательность. Поэтому, для настройки контура ЭДС выбирается точка с $\omega_{МАХ}$ и Φ_{MIN} . При этом в процессе регулирования будет снижаться частота среза контура и его быстродействие.

2.7. Особенности построения систем автоматического управления скоростью электроприводов постоянного тока

2.7.1. Компенсация влияния изменения магнитного потока

Когда быстродействие контура регулирования ЭДС значительно ниже быстродействия контура скорости, то скачек задания скорости при регулировании во II-ой зоне приведет сначала к увеличению скорости, за счет ЭДС якорного преобразователя. Приращение скорости выступает в роли возмущения для контура ЭДС. И ЭДС двигателя начнет восстанавливаться при практически неизменной скорости, которую стабилизирует контур регулирования скорости. Если же контур ЭДС будет

иметь более высокое быстродействие, то в переходных процессах изменение скорости будет происходить при практически неизменной ЭДС.

Если магнитный поток и скорость отличаются от принятых при настройке значений, то быстродействие контуров регулирования снижается. Для сохранения динамических показателей может быть использована схемная линеаризация. В контуре скорости причиной изменения является магнитный поток (коэффициент передачи от $i_{\text{я}}$ до M).

Для компенсации изменения потока необходимо либо изменять коэффициент передачи регулятора скорости, либо делить выходной сигнал регулятора на величину, пропорциональную Φ . Получить сигнал, пропорциональный потоку затруднительно, поэтому можно использовать сигналы обратной связи по скорости и ЭДС

$$x_{\text{ЗТ}} = x_{\text{РС}} \cdot \frac{x_{\text{ОС}}}{x_{\text{ОЕ}}} = x_{\text{РС}} \cdot a \cdot \frac{\omega}{k\Phi \cdot \omega} = x_{\text{РС}} \cdot \frac{a}{k\Phi}.$$

Но при этом на выходе регулятора скорости требуется применение достаточно сложного устройства.

Более просто компенсация изменения потока реализуется в некоторых электроприводах за счет применения адаптивного регулятора скорости. Рассмотрим на примере комплектного электропривода серии БТУ. Упрощенная принципиальная схема показана на рис. 40.

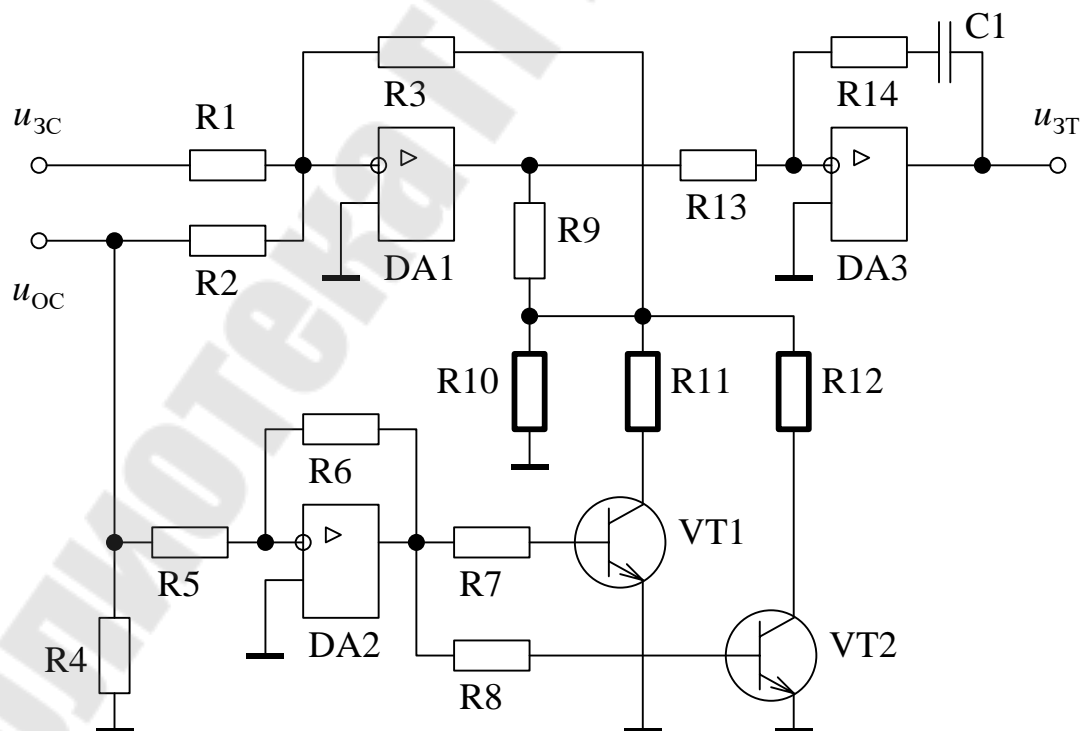


Рисунок 40. Упрощенная принципиальная схема адаптивного регулятора скорости.

Для суммирующего усилителя на DA1 обеспечивается необходимый коэффициент передачи. С помощью ключей VT1 и VT2, подключающих R11 и R12 параллельно R10 получается 3 различных значения коэффициента передачи при регулировании во II-ой зоне.

2.7.1. Ограничение якорного тока

При большой постоянной времени $T_{я}$, когда при резком изменении угла открывания тиристоров изменение тока якоря за один интервал проводимости по сравнению со значением $I_{я.МАХ}$ будет мало. Достаточно эффективно в одноконтурной системе действует обратная связь по току с отсечкой. Функциональная схема показана на рис. 41.

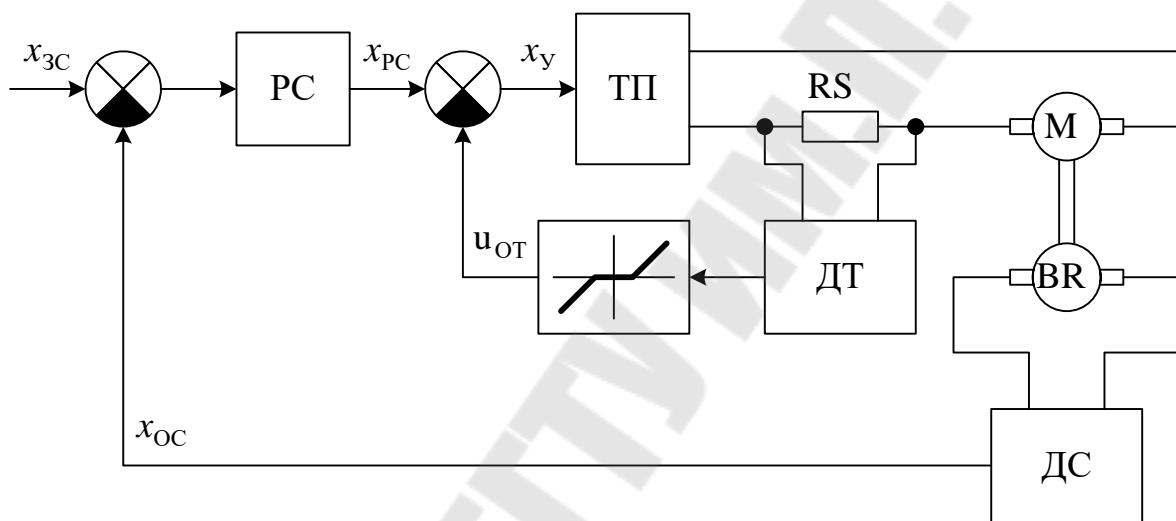


Рисунок 41. Функциональная схема одноконтурной системы с обратной связью по току с отсечкой.

При резком увеличении сигнала управления $x_{у}$ угол открывания тиристоров тоже резко уменьшается. Поскольку $T_{я}$ достаточно велика, то ток будет изменяться за интервал проводимости тиристоров незначительно. Обратная связь с отсечкой включится и начнет воздействовать на вход преобразователя раньше чем ток достигнет максимально допустимого значения.

Если $T_{я}$ соизмерима с интервалом проводимости, то после резкого уменьшения угла проводимости ток якоря начнет быстро увеличиваться, причем изменение сигнала на входе СИФУ в течении интервала проводимости не ограничит первоначальный бросок тока. Аналогичное явление происходит и в системах с подчиненным контуром регулирования тока.

Для ограничения первоначального броска тока используется упреждающее токоограничение. Т.е. для любого режима ограничивается

напряжение управления на входе СИФУ исходя из текущего значения ЭДС двигателя и максимально допустимого тока в соответствии с условиями:

– для выпрямительного комплекта

$$E_d \leq E_{\text{я}} + I_{\text{я.МАХ}} \cdot R_{\text{я}},$$

– для инверторного комплекта

$$E_d \geq E_{\text{я}} - I_{\text{я.МАХ}} \cdot R_{\text{я}}.$$

С этой целью на выходе регулятора скорости могут быть использованы узлы ограничения с использованием сигнала обратной связи по скорости или ЭДС.

Следует отметить, что упреждающее токоограничение не может обеспечить высокой точности регулирования тока, а служить лишь для ограничения первоначального броска тока.

2.7.2. Регулирование уравнительного тока

При совместном управлении комплектами тиристоров линейное согласование углов выпрямительной и инверторной групп вызывает значительный уравнительный ток. Использовать для его ограничения реактор при средних и больших мощностях не всегда оправдано. Поэтому используют регулирование уравнительного тока на уровне $I_{\text{ур}} \approx 0,1 \cdot I_{\text{я}}$ за счет воздействия на инверторный комплект в сторону увеличения угла открывания. Упрощенная принципиальная схема представлена на рис. 42.

На оба регулятора подаются сигналы задания уравнительного тока ($u_{\text{зУТ+}}$, $u_{\text{зУТ-}}$) и сигналы обратных связей. Сигнал задания тока с выхода регулятора скорости подается только на один из регуляторов тока РТв или РТн в зависимости от полярности напряжения $u_{\text{РС}}$. В установившемся режиме $u_{\text{РС}} = \text{const}$ и уравнительный ток поддерживается в соответствии с заданием $u_{\text{зУТ}}$. При изменении $u_{\text{РС}}$ начинает изменяться ЭДС одного из комплектов тиристоров. Это вызывает отклонение $i_{\text{ур}}$ от заданного значения. В результате работы второго регулятора восстанавливается значение уравнительного тока.

2.7.3. Компенсация влияния режима прерывистого тока

В зоне прерывистых токов резко изменяются параметры системы электропривода и его элементов, что вызывает трудности при настройке. На практике применяется 3 способа получения желаемых характеристик:

1. Использование, так называемой двухконтурной САР тока (с подчиненным контуром регулирования напряжения или двухконтурный регулятор тока).

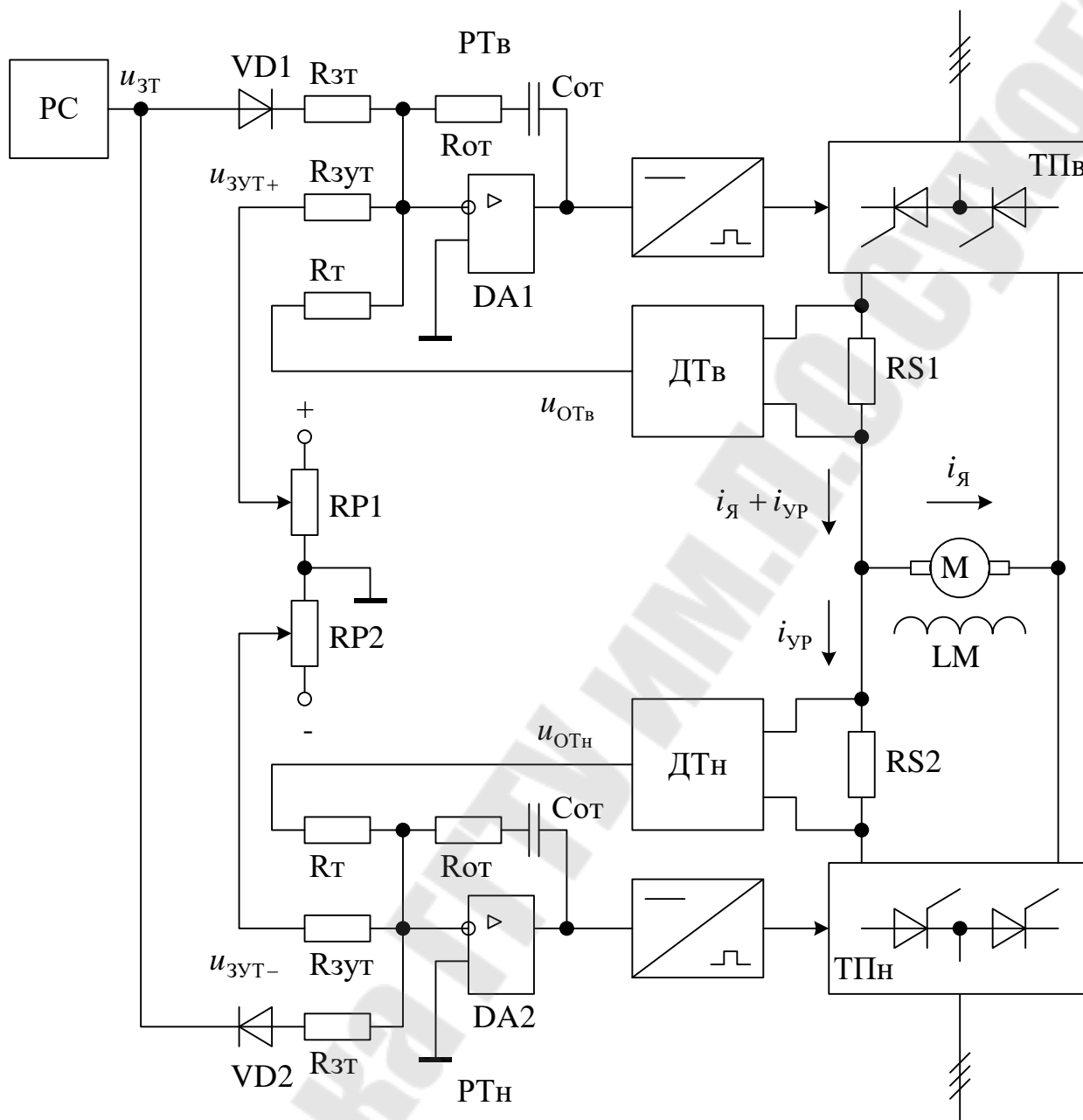


Рисунок 42. Упрощенная принципиальная схема системы регулирования уравнительного тока.

2. Компенсация нелинейностей режима прерывистого тока.
3. Использование адаптивного регулятора тока.

Двухконтурная САР тока.

Одним из вариантов двухконтурной системы регулирования тока является система с подчиненным контуром регулирования напряжения преобразователя. В режиме непрерывного тока напряжение на выходе преобразователя

$$u_{я} = e_d - i_{я} \cdot R_{\Pi} \cdot \left(\frac{L_{\Pi}}{R_{\Pi}} \cdot p + 1 \right) = e_d - i_{я} \cdot R_{\Pi} \cdot (T_{\Pi} \cdot p + 1),$$

где R_{Π} , L_{Π} – активное сопротивление и индуктивность силовой цепи преобразователя и участка якорной цепи до зажимов датчика напряжения.

Получим передаточную функцию объекта регулирования контура напряжения – от $e_d(p)$ до $u_{я}(p)$

$$\begin{aligned} \frac{u_{я}(p)}{e_d(p)} &= \frac{e_d - i_{я} \cdot R_{\Pi} \cdot \left(\frac{L_{\Pi}}{R_{\Pi}} \cdot p + 1 \right)}{e_d} = \\ &= \frac{e_d - e_d \cdot \frac{1/R_{я} \cdot T_{М} \cdot p}{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1} \cdot R_{\Pi} \cdot \left(\frac{L_{\Pi}}{R_{\Pi}} \cdot p + 1 \right)}{e_d} = \\ &= 1 - \frac{1/R_{я} \cdot T_{М} \cdot p}{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1} \cdot R_{\Pi} \cdot \left(\frac{L_{\Pi}}{R_{\Pi}} \cdot p + 1 \right) = \\ &= \frac{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1 - 1/R_{я} \cdot T_{М} \cdot p \cdot R_{\Pi} \cdot \left(\frac{L_{\Pi}}{R_{\Pi}} \cdot p + 1 \right)}{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1} = \\ &= \frac{T_{М} \cdot T_{я} \cdot p^2 + T_{М} \cdot p + 1 - T_{М} \cdot \frac{L_{\Pi}}{R_{я}} \cdot p^2 - T_{М} \cdot \frac{R_{\Pi}}{R_{я}} \cdot p}{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1} = \\ &= \frac{\frac{J \cdot R_{я}}{(k\Phi_{Н})^2} \cdot \frac{L_{я}}{R_{я}} \cdot p^2 + \frac{J \cdot R_{я}}{(k\Phi_{Н})^2} \cdot p + 1 - \frac{J \cdot R_{я}}{(k\Phi_{Н})^2} \cdot \frac{L_{\Pi}}{R_{я}} \cdot p^2 - \frac{J \cdot R_{я}}{(k\Phi_{Н})^2} \cdot \frac{R_{\Pi}}{R_{я}} \cdot p}{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1} = \\ &= \frac{\left[\frac{J \cdot L_{я}}{(k\Phi_{Н})^2} - \frac{J \cdot L_{\Pi}}{(k\Phi_{Н})^2} \right] \cdot p^2 + \left[\frac{J \cdot R_{я}}{(k\Phi_{Н})^2} - \frac{J \cdot R_{\Pi}}{(k\Phi_{Н})^2} \right] \cdot p + 1}{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1} = \\ &= \frac{\frac{J \cdot L_{яД}}{(k\Phi_{Н})^2} \cdot p^2 + \frac{J \cdot R_{яД}}{(k\Phi_{Н})^2} \cdot p + 1}{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1} = \frac{T_{МД} \cdot p \cdot (T_{яД} \cdot p + 1) + 1}{T_{М} \cdot p \cdot (T_{я} \cdot p + 1) + 1}. \end{aligned}$$

Если частота среза контура напряжения выше сопрягающих частот объекта регулирования, то рассматривая только высокочастотную часть объекта регулирования

$$\frac{u_{\text{я}}(p)}{e_d(p)} \approx \frac{T_{\text{МД}} \cdot T_{\text{яД}}}{T_{\text{М}} \cdot T_{\text{я}}} = \frac{L_{\text{яД}}}{L_{\text{я}}}.$$

Т.о. для настройки на технический оптимум необходим интегрирующий регулятор

$$W_{\text{РН}}(p) = \frac{1}{T_{\text{РН}} \cdot p}.$$

Если датчик напряжения с апериодическим фильтром и $T_{\text{ДН}} = T_{\text{я}}$, то применяют П-регулятор.

При переходе в зону прерывистых токов из-за резкого снижения коэффициента передачи преобразователя переходные процессы в системе далеки от стандартных в худшую сторону, но обычно достаточно приемлемы.

В двухконтурном регуляторе тока на регулятор напряжения подается положительная обратная связь по току.

Компенсация нелинейностей режима прерывистого тока.

ЭДС преобразователя можно представить как сумму двух составляющих:

1. e'_d – равна ЭДС, которая является непрерывной.
2. e''_d – равна падению напряжения от тока нагрузки.

Для первой составляющей нелинейность преобразователя проявляется при пилообразном опорном напряжении в нелинейности регулировочной характеристики в режиме непрерывного тока. Для ее компенсации на вход СИФУ нужно подавать сигнал, пропорциональный ЭДС через звено с арксинусной характеристикой

$$u'_y = \mp \frac{2 \cdot U_{\text{ОП.МАХ}}}{\pi} \cdot \arcsin \frac{e}{E_{d0}}.$$

Для второй составляющей нелинейность проявляется только в режиме прерывистого тока в соответствии с зависимостью $i_{\text{я}} \cdot R_{\text{я}} = f(\alpha)$. Характер этой зависимости различен при различных значениях $E_{\text{я}}$, однако на практике достаточно настроить соответствующее нелинейное звено при $E_{\text{я}} = 0$ для компенсации нелинейности, показанной на рис. 43.

При построении системы управления сигнал с выхода регулятора тока (скорости) формирует только составляющую напряжения управления, задающую падение напряжения от тока нагрузки, которое проходит через нелинейное звено НЗ, как показано на рис. 44. Сигнал с тахогенератора проходит через функциональный преобразователь ЭДС ФПЕ, который имеет арксинусную характеристику. При таком построении системы

управления коэффициент передачи преобразователя можно считать постоянным и определять его только для режима непрерывного тока.

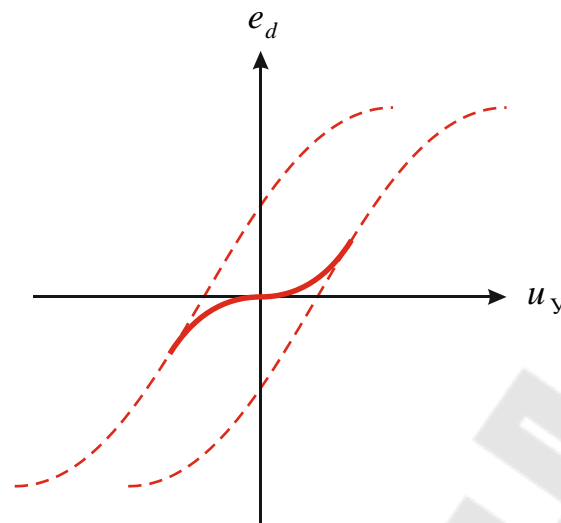


Рисунок 43. Регулировочная характеристика преобразователя с учетом режима прерывистого тока.

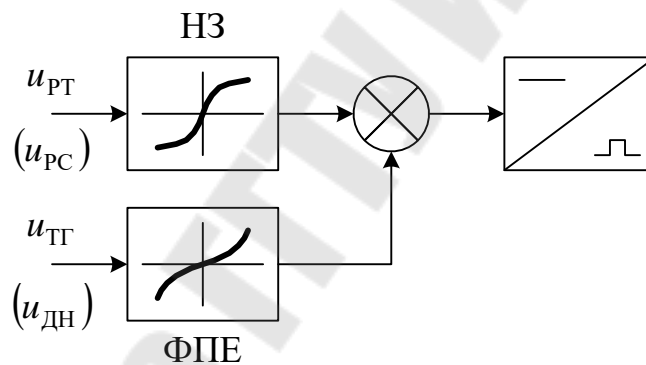


Рисунок 44. Функциональная схема компенсации нелинейностей преобразователя.

Адаптивный регулятор тока.

В режиме непрерывного тока объект управления контура тока представляет собой апериодическое звено

$$W_{OI}(p) = \frac{1/R_{\text{я}}}{T_{\text{я}} \cdot p + 1}$$

с постоянными параметрами, а регулятор тока при настройке на технический оптимум – ПИ

$$W_{PT}(p) = K_{PT} \cdot \frac{T_{PT} \cdot p + 1}{T_{PT} \cdot p}$$

В режиме прерывистого тока ток начинает протекать и спадает до нуля за один интервал проводимости тиристоров, как показано на рис. 45.

$$T = \frac{1}{m \cdot f_c}, \lambda \leq \frac{2 \cdot \pi}{m}.$$

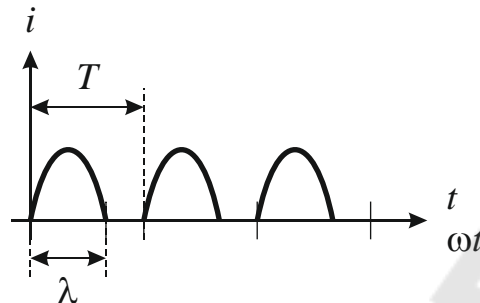


Рисунок 45. Диаграмма тока в режиме прерывистого тока.

Среднее значение тока устанавливается в первый же такт коммутации. Т.о., рассматривая систему с непрерывной частью, для которой полоса пропускания меньше частоты коммутации тиристоров $3 \cdot \omega_{\Pi} \leq 2 \cdot \pi \cdot m \cdot f_c$, электромагнитной инерционностью в силовой цепи можно пренебречь.

Рассматривая зависимость $E_d(I)$ и $E_d(\lambda)$ в соответствии с внешними характеристиками преобразователя в режиме прерывистого тока, существенное изменение ЭДС можно представить как изменение внутреннего сопротивления силовой цепи преобразователя R_{Π} при неизменной ЭДС E_d .

С достаточной точностью зависимость внутреннего сопротивления от угла проводимости описывается формулой

$$R_{\Pi.ПР} = \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot f_c}{m \cdot \lambda^2} \cdot L_{я} = \frac{A}{\lambda^2}.$$

С уменьшением тока интервал проводимости изменяется от $\lambda = 2 \cdot \pi / m$ до 0. При этом R_{Π} возрастает до бесконечности. Для режима прерывистого тока можно принять, что $R_{\Pi.ПР} \gg R_{яд}$, или $R_{я.ПР} \approx R_{\Pi.ПР}$. Т.о. объект управления контура тока

$$W_{Ол.Плп}(p) = \frac{1}{R_{\Pi.ПР}}.$$

В этом случае для настройки на технический оптимум необходим И-регулятор

$$W_{РТ.ПР}(p) = \frac{K'_{РТ}}{T'_{РТ} \cdot p}, T'_{РТ} = 2 \cdot T_{\omega}, K'_{РТ} = \frac{R_{\Pi.ПР}}{K_{ТП} \cdot K_{ОТ}} = \frac{A}{K_{ТП} \cdot K_{ОТ}} \cdot \frac{1}{\lambda^2}.$$

Соответственно при переходе в режим прерывистого тока регулятор тока должен менять с ПИ на И. При этом коэффициент передачи регулятора должен зависеть от угла проводимости $K'_{рТ} = f(\lambda^2)$. Подобного типа регулятор применяется в комплектных электроприводах серии КТЭ. Упрощенная схема одного из вариантов адаптивного регулятора тока приведена на рис. 46.

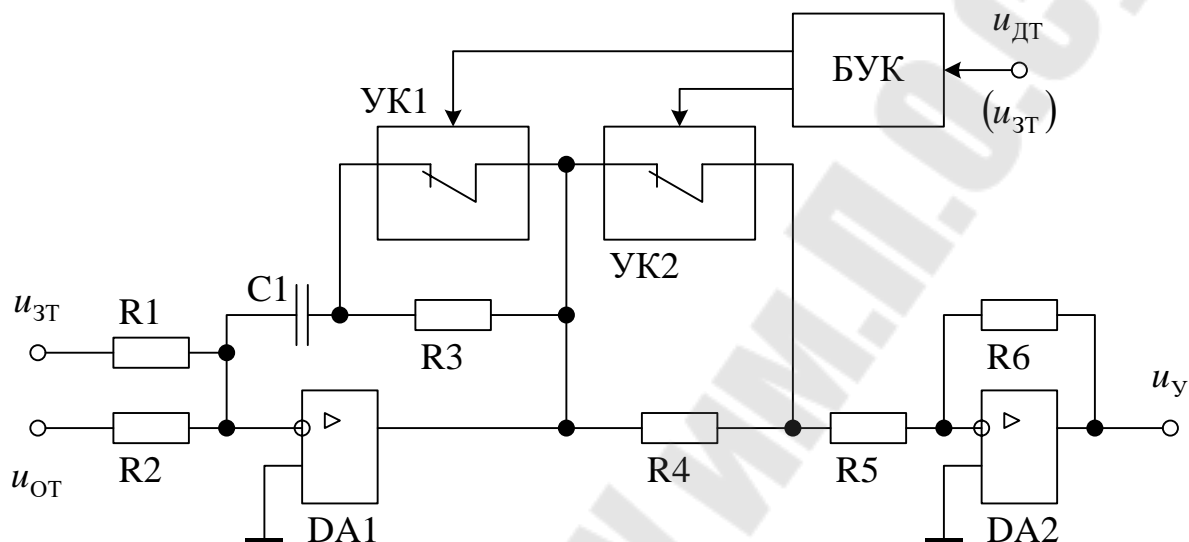


Рисунок 46. Упрощенная принципиальная схема адаптивного регулятора тока.

На схеме обозначено: УК1, УК2 – управляемые ключи; БУК – блок управления ключами.

В режиме непрерывного тока большой сигнал с датчика тока приводит к размыканию ключей УК1 и УК2. Коэффициент передачи усилителя на DA2

$$K_{DA2} = \frac{R6}{R4 + R5},$$

а структура регулятора – ПИ.

Если сигнал с датчика тока имеет форму тока, то при наличии бестоковой паузы БУК замыкает УК1 и переводит УК2 в импульсный режим. Структура регулятора меняется на И. УК2 управляется широтно-импульсной модуляцией. Управляющее напряжение модулятора должно пройти квадратичный функциональный преобразователь, чтобы скважность работы УК2 была пропорциональна λ^2

$$\gamma = \frac{t_3}{T_{ШИМ}} = a \cdot \lambda^2,$$

где $T_{\text{шим}}$ – период модуляции, t_3 – интервал замкнутого состояния УК2. Тогда, с уменьшением λ , коэффициент передачи регулятора будет изменяться от минимального до какого-то максимального значения с зависимостью, обратной λ^2 .

Настройку регулятора можно упростить, если модулирующим сигналом использовать импульсы от датчика тока, как показано на рис. 47. При таком построении коэффициент передачи регулятора тока будет обратно пропорционален углу проводимости λ .

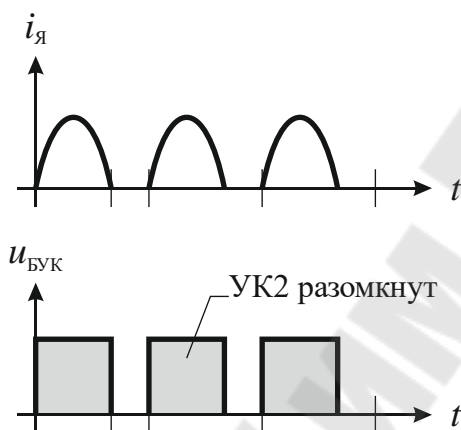


Рисунок 47. Диаграмма напряжения БУК.

На практике, как правило, датчик тока имеет инерционность (выходной фильтр узла гальванической развязки) и его выходной сигнал не соответствует действительной форме тока. Поэтому на вход БУК подают сигнал задания тока $u_{\text{ЗТ}}$, и производят настройку узла на конкретные параметры силовой части данного электропривода.

Подобные схемы регулятора (с конечным коэффициентом передачи регулятора) применяют когда ток холостого хода отличен от нуля $\lambda_{\text{MIN}} \neq 0$.

2.8. Управление скоростью при наличии упругой связи

2.8.1. Объект управления с учетом упругой связи

Введем в двухмассовую схему дополнительно, по сравнению с рассматриваемой в курсе теории электропривода, момент внутреннего трения от действия диссипативных сил, пропорциональный разности скоростей концов упругой связи.

$$M_{\text{ВТ}} = \beta_{\text{ВТ}} \cdot (\omega_1 - \omega_2).$$

Теперь объект управления с учетом якорной цепи двигателя описывается системой уравнений

$$\begin{cases} e_d - k\Phi_H \cdot \omega_1 = R_{\text{я}} \cdot (T_{\text{я}} \cdot p + 1) \cdot i_{\text{я}}, \\ k\Phi_H \cdot i_{\text{я}} = J_1 \cdot p \cdot \omega_1 + M_{12} + M_{\text{ВТ}}, \\ M_{12} + M_{\text{ВТ}} - M_{\text{С}} = J_2 \cdot p \cdot \omega_2, \\ p \cdot M_{12} = c_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2), \\ M_{\text{ВТ}} = \beta_{\text{ВТ}} \cdot (\omega_1 - \omega_2). \end{cases}$$

Обозначив упругий момент $M_{\text{у}} = M_{12} + M_{\text{ВТ}}$, получим структурную схему объекта управления, представленную на рис. 48.

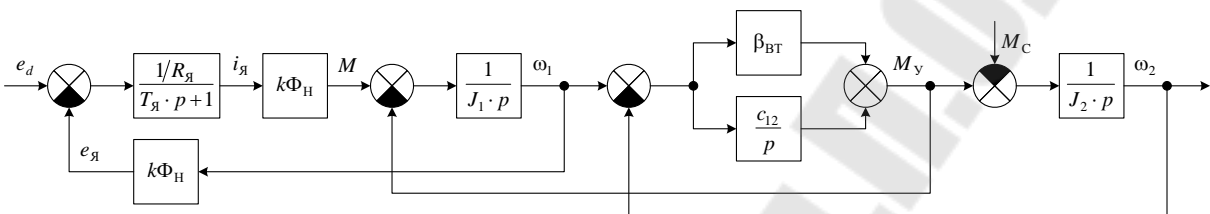


Рисунок 48. Структурная схема силовой части электропривода с учетом упругой механической связи.

Для упрощения схемы и получения передаточных функций объекта используется обобщенный параметр – период колебаний упругой связи

$$T_{\text{у}} = \frac{1}{\Omega_{12}} = \sqrt{\frac{J_2}{c_{12} \cdot \gamma}}$$

где c_{12} – коэффициент жесткости упругой связи,
 γ – коэффициент соотношения масс

$$\gamma = \frac{J_{\Sigma}}{J_1}.$$

Пренебрегая внешними силами ($M_{\text{С}}$), после преобразований получим структурную схему, показанную на рис. 49.

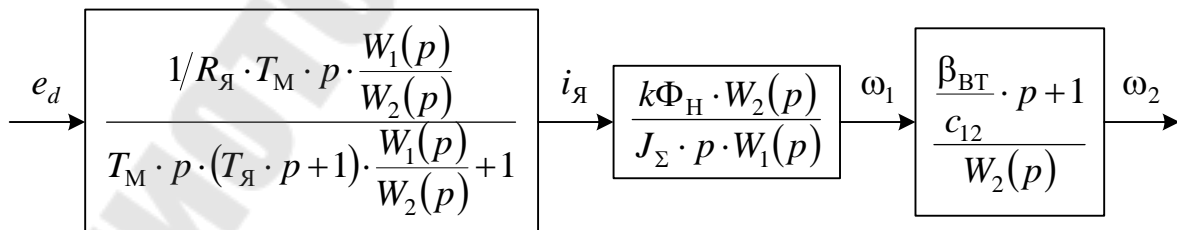


Рисунок 49. Преобразованная структурная схема силовой части электропривода с учетом упругой механической связи.

На схеме $W_1(p)$ и $W_2(p)$ – полиномы, характеризующие первую и вторую массы

$$W_1(p) = T_y^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_y \cdot \xi_{12} \cdot p + 1,$$

$$W_2(p) = T_2^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_2 \cdot \xi_2 \cdot p + 1$$

где T_2 – период колебаний второй массы

$$T_2 = \sqrt{\gamma} \cdot T_y = \frac{1}{\Omega_2} \quad (\Omega_2 = \Omega_{12} / \sqrt{\gamma} < \Omega_{12}),$$

ξ_{12} – коэффициент демпфирования упругих колебаний

$$\xi_{12} = \frac{\beta_{\text{ВТ}}}{c_{12}} \cdot \frac{1}{2 \cdot T_y},$$

ξ_2 – коэффициент демпфирования колебаний второй массы

$$\xi_2 = \frac{\beta_{\text{ВТ}}}{c_{12}} \cdot \frac{1}{2 \cdot T_2}.$$

Когда частота упругих колебаний соизмерима с полосой пропускания соответствующего контура регулирования, то необходимо проверить влияние упругой связи.

2.8.2. Неучет упругой связи при настройке контура тока

Если предположить, что ПИ-регулятор тока настроен как для жесткой системы, то передаточная функция разомкнутого контура

$$W_I(p) = W_I^{\text{ОПТ}}(p) \cdot A(p)$$

где $W_I^{\text{ОПТ}}(p)$ – передаточная функция оптимизированного на технический оптимум контура для жесткой системы с пренебрежением обратной связью по ЭДС,

$A(p)$ – множитель, учитывающий влияние обратной связи по ЭДС и упругую механическую связь

$$A(p) = \frac{T_M \cdot p \cdot (T_y \cdot p + 1) \cdot \frac{W_1(p)}{W_2(p)}}{T_M \cdot p \cdot (T_y \cdot p + 1) \cdot \frac{W_1(p)}{W_2(p)} + 1}.$$

Анализируя $A(p)$ можно выделить случаи, когда можно пренебречь упругой связью.

1. Если приведенный момент инерции второй массы значительно меньше момента инерции первой массы $J_2 \ll J_1$, то коэффициент соотношения масс близок к единице $\gamma \approx 1$. При этом $W_1(p) \approx W_2(p)$, и сомножитель $A(p)$ имеет вид как и в жесткой системе.
2. Когда период колебаний имеет значение между $2 \cdot T_{\mu l}$ и $T_{\text{я}}$, но параметры системы такие, что упругая связь не вызывает колебаний тока. Поясним при помощи логарифмических характеристик. Если обозначить

$$B(p) = T_M \cdot (T_{\text{я}} \cdot p + 1) \cdot \frac{W_1(p)}{W_2(p)}, \text{ то } A(p) = \frac{B(p)}{B(p) + 1}.$$

Соответственно для логарифмических характеристик

$$L[A(j \cdot \omega)] = L[B(j \cdot \omega)] - L[B(j \cdot \omega) + 1].$$

$L[A(j \cdot \omega)]$ будет повторять $L[B(j \cdot \omega)]$ при низких частотах и стремиться к нулю при высоких. Характеристики показаны на рис. 50.

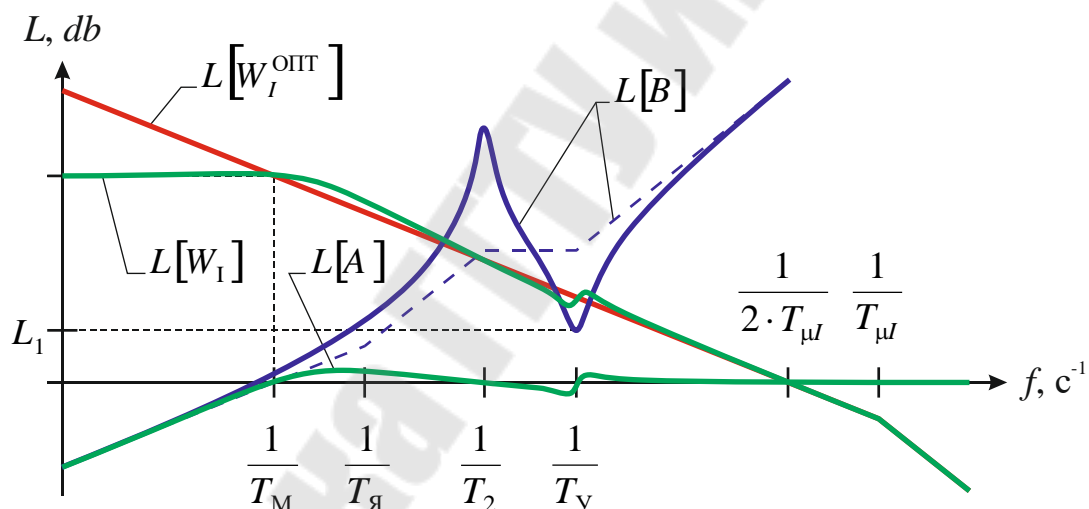


Рисунок 50. Логарифмические характеристики.

Если на частоте $1/T_{\text{я}}$ резонансный провал характеристики $L[B(j \cdot \omega)]$ будет лежать выше 6 db

$$L[B(j \cdot \omega)]_{\omega=1/T_{\text{я}}} = L_1 > 6 \text{ db},$$

то в характеристике контура упругую связь можно не учитывать. Характеристика контура будет значительно отличаться от оптимизированной для жесткой системы только на частотах, меньших $1/T_M$. Условие пренебрежения обратной связью по ЭДС сохраняется.

3. Быстродействие контура настолько велико, что контур успевает обрабатывать возмущение от воздействия ЭДС. Соответствующие характеристики представлены на рис. 51.

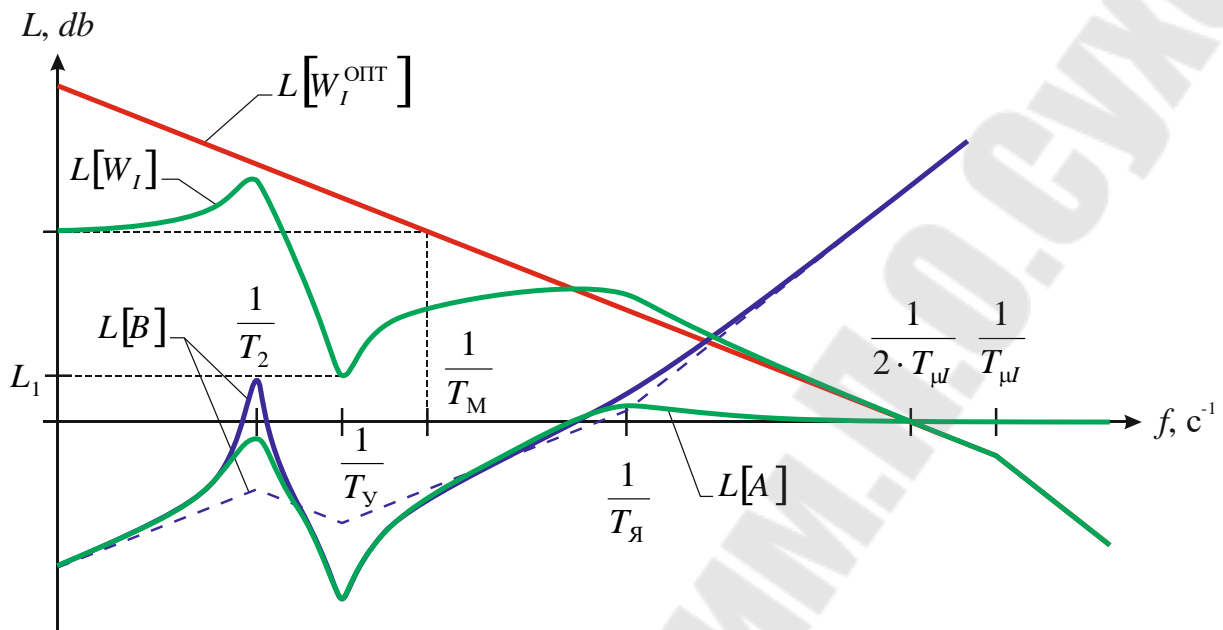


Рисунок 51. Логарифмические характеристики.

Динамические показатели замкнутого контура будут незначительно отличаться от стандартных если резонансный провал на частоте $1/T_y$ характеристики контура с учетом упругой связи $L[W_I(j \cdot \omega)]$ будет лежать выше 6 db

$$L[W_I(j \cdot \omega)]_{\omega=1/T_y} = L_1 > 6 \text{ db}.$$

И чем ниже будет располагаться провал, тем сильнее будет отличие показателей от жесткой системы.

2.8.3. Неучет упругой связи при настройке контура скорости

При настройке контура скорости (например на технический оптимум) также можно выделить 3 случая, когда упругой связью можно пренебречь. Запишем передаточную функцию контура в виде

$$W_{\omega}(p) = W_{\omega}^{\text{ОПТ}}(p) \cdot \frac{W_2(p)}{W_1(p)},$$

где $W_{\omega}^{\text{ОПТ}}(p)$ –

передаточная функция оптимизированного на технический оптимум контура для жесткой системы.

1. $\gamma \approx 1$. Влияние механической части на контур незначительно $W_1(p) \approx W_2(p)$, $W_\omega(p) \approx W_\omega^{\text{ОПТ}}(p)$. Однако при этом система управления не оказывает демпфирующего влияния на упругие колебания, которые затухают только под действием внутренних диссипативных сил.
2. Частота упругих колебаний значительно выше частоты среза контура скорости. Соответствующие логарифмические характеристики представлены на рис. 52.

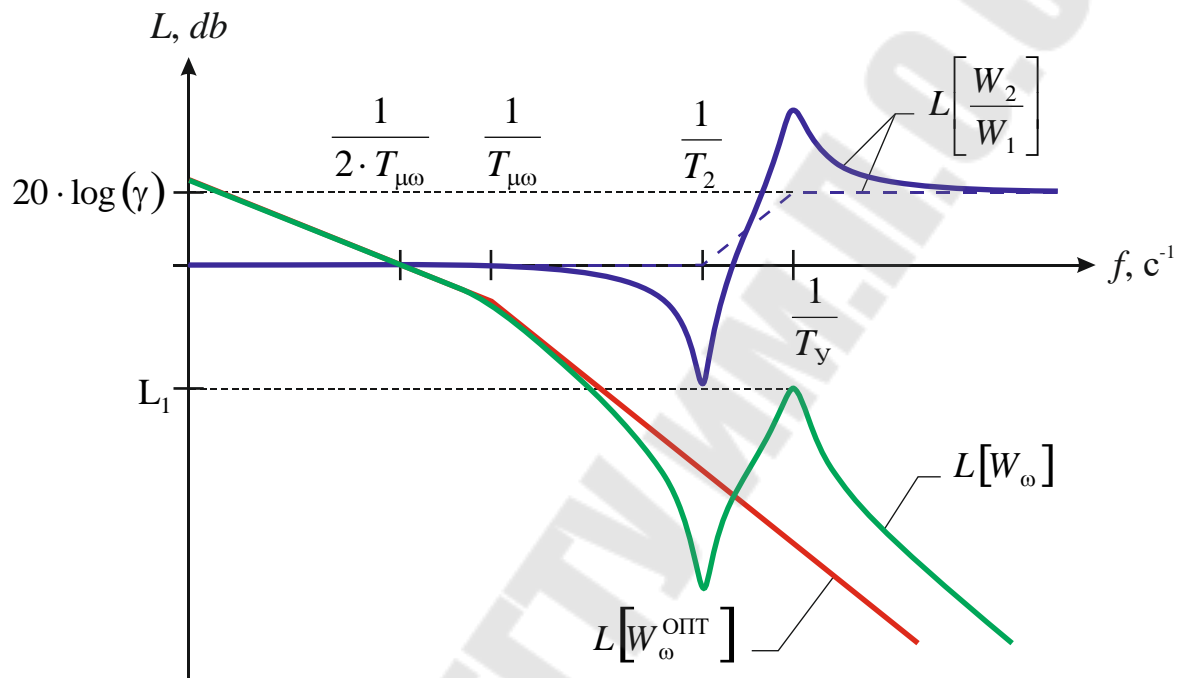


Рисунок 52. Логарифмические характеристики.

Чтобы контур настраивался как и в жесткой системе, необходимо, чтобы резонансный всплеск характеристики контура с учетом упругости $L[W_\omega(j \cdot \omega)]$ на частоте $1/T_y$ лежал ниже -6 db

$$L[W_\omega(j \cdot \omega)]_{\omega=1/T_y} = L_1 < -6 \text{ db}.$$

3. Если частота среза контура намного больше частоты упругих колебаний

$$\frac{1}{2 \cdot T_{\mu\omega}} \gg \frac{1}{T_y}.$$

При этом в области высоких частот

$$L\left[\frac{W_2(j \cdot \omega)}{W_1(j \cdot \omega)}\right] = \gamma.$$

Соответствующие характеристики представлены на рис. 53.

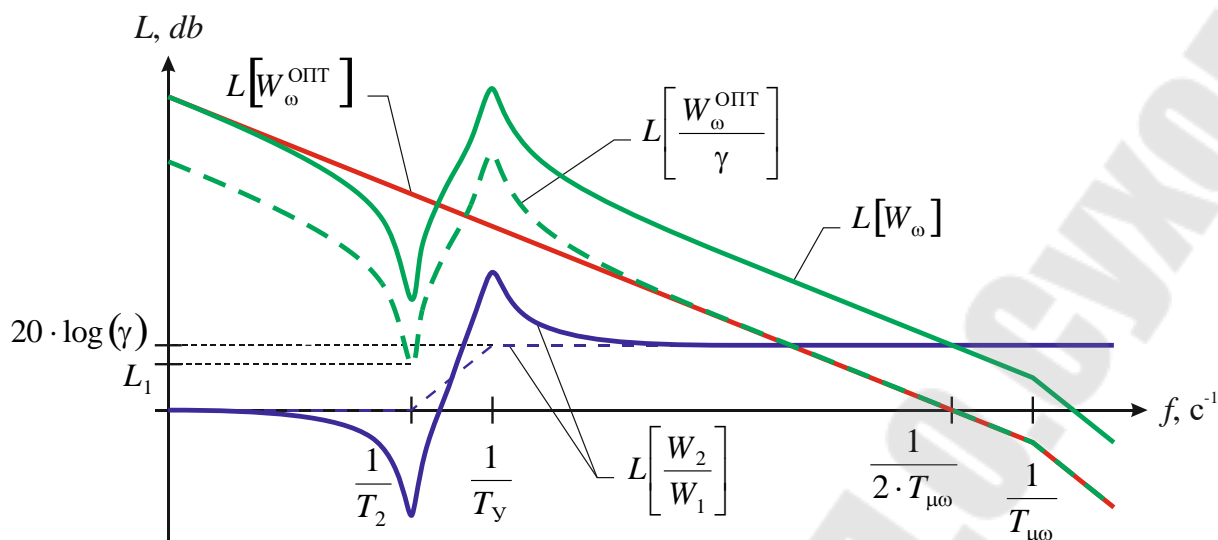


Рисунок 53. Логарифмические характеристики.

Для того чтобы сохранить частоту среза и вид характеристики контура в области средних и высоких частот необходимо снизить коэффициент передачи регулятора скорости в γ раз. При этом, для пренебрежения влияния на контур упругой связи необходимо, чтобы резонансный провал на частоте $1/T_y$ характеристики контура (с учетом уменьшения K_{PC}) $L[W_\omega(j \cdot \omega)/\gamma]$ лежал выше 6 db

$$L\left[\frac{W_\omega(j \cdot \omega)}{\gamma}\right]_{\omega=1/T_y} = L_1 > 6 \text{ db}.$$

Следует однако иметь ввиду, что возможность настройки контуров регулирования как для жесткой системы не означает, что можно пренебречь влиянием упругости на работу системы и движение исполнительного органа.

Для случая 2.

Резонансный всплеск для второй массы, соответствующий передаточной функции

$$\frac{\omega_2(p)}{\omega_1(p)} = \frac{\beta_{BT} \cdot p + 1}{W_2(p)}$$

будет почти полностью компенсирован за счет провала характеристики $L[W_\omega(j \cdot \omega)]$ на частоте $1/T_2$. В характеристике, соответствующей всей силовой части резонанс будет на частоте $1/T_y$, которая выше частоты среза. Амплитуда колебаний ω_2 будет небольшой.

Для случая 3.

Если скорость двигателя ω_1 будет изменяться как в жесткой системе при стандартной настройке, электропривод практически не будет демпфировать колебания исполнительного органа на резонансной частоте $1/T_2$ и они будут затухать только под действием внутренних диссипативных сил.

В последнем случае, как и при необходимости учета упругой связи, для плавного движения исполнительного органа при максимальном быстродействии необходимо либо решать задачу выбора настроек регулятора, либо вводить дополнительные корректирующие устройства.

2.8.4. Демпфирование упругих колебаний за счет автоматизированного электропривода

Если не выполняется случай 2 для контура скорости и пренебречь упругой связью нельзя, то используются следующие приемы:

1. При большом соотношении масс ($\gamma > 2$) и высоком быстродействии контура тока на частоте упругих колебаний $\Phi_I(p) = 1/K_{OT}$ и отсутствует влияние внутренней обратной связи по ЭДС. При достаточно большой $T_{\mu\omega}$ обычно настройкой контура скорости добиваются случая 2, чтобы резонансный всплеск логарифмической характеристики лежал ниже оси частоты. Но при этом снижается быстродействие. При $\gamma > 10$ быстродействие можно увеличить используя вместо П-регулятора регулятор вида

$$W_{PC}(p) = K'_{PC} \cdot \frac{T_{PC1} \cdot p + 1}{T_{PC2} \cdot p + 1}$$

где K'_{PC} выбирается по требуемой частоте среза, $T_{PC1} = T_Y$, $T_{PC2} = T_2$.

Если же внутренняя обратная связь по ЭДС учитывается, то $\Phi_I(p)$ на частоте $1/T_Y$ имеет провал, что частично компенсирует резонансный всплеск для контура скорости. Поэтому иногда специально уменьшают быстродействие контура тока так, чтобы его частота среза ω_{CI} снизилась до значений, близких к $1/T_2$. При этом можно также увеличить частоту среза контура скорости $\omega_{C\omega}$. Однако, для исключения низкочастотных колебаний, необходимо, чтобы выполнялось условие $\omega_{C\omega} \geq (1,5 \dots 2) \cdot \omega_{CI}$. Недостатки такого способа: ухудшение точности регулирования тока, увеличение ошибки системы при изменении напряжения сети.

При $\gamma = 2 \dots 10$, если контур тока имеет достаточное быстродействие и $T_{\mu\omega} \ll T_Y$, то при настройке можно не учитывать малые постоянные

времени. В данном случае используют передаточную функцию в относительных единицах и дополнительно нормируют, заменяя оператор p на s при их соотношении

$$p = \Omega_0 \cdot s, \quad \Omega_0 = \sqrt[3]{\frac{K_{PC}^O}{T_M \cdot T_Y}}$$

где K_{PC}^O – коэффициент передачи регулятора скорости в относительных единицах. При этом передаточная функция объекта регулирования контура скорости принимает вид

$$W_{O\omega}^O(s) = \frac{\omega_2^O(s)}{u_Y^O(s)} = \frac{1}{(\tau_1 \cdot s + 1) \cdot (\tau_{\mathcal{D}}^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \tau_{\mathcal{D}} \cdot \xi_{\mathcal{D}} \cdot s + 1)}$$

Параметры передаточной функции определяются решением системы уравнений

$$\begin{cases} \tau_1 \cdot \tau_{\mathcal{D}} = 1, \\ \tau_{\mathcal{D}}^2 + 2 \cdot \tau_{\mathcal{D}} \cdot \xi_{\mathcal{D}} \cdot \tau_1 = \frac{\gamma}{\sqrt[3]{\left(\frac{T_M}{T_Y \cdot K_{PC}^O}\right)^2}}, \\ \tau_1 + 2 \cdot \tau_{\mathcal{D}} \cdot \xi_{\mathcal{D}} = \sqrt[3]{\left(\frac{T_M}{T_Y \cdot K_{PC}^O}\right)^2}. \end{cases}$$

Для обеспечения плавного движения 2-ой массы необходимо иметь наибольшее значение коэффициента демпфирования $\xi_{\mathcal{D}}$. Для этого коэффициент передачи регулятора выбирается равным

$$K_{PC}^O = \frac{T_M}{\sqrt[3]{\gamma^4 \cdot T_Y}}$$

2. $\gamma < 2$. Когда γ близко к 1 добиться эффективного демпфирования колебаний только за счет выбора соответствующего регулятора скорости невозможно без значительного снижения быстродействия. В этом случае вводят на вход системы обратную связь либо по производной $d\omega_2/dt$ либо по разности $(\omega_1 - \omega_2)$. Если реализовать обратную связь невозможно или нежелательно, то в стационарной

системе можно использовать наблюдатель. Его задачей является по измеренным значениям $i_{\text{я}}$ и ω_1 вычислить значение $d\omega_2/dt$ или $(\omega_1 - \omega_2)$.

3. САУ скоростью ЭП переменного тока

3.1. Особенности САУ ЭП переменного тока

Перед изучением указанных САУ рассмотрим их особенности и отличия от систем ЭП постоянного тока.

Прежде всего, можно отметить, что вследствие особенностей конструкции и электромеханических свойств ЭД САУ скоростью для ЭП переменного тока более разнообразны как по структуре, так и по управляемым и измеряемым координатам. Применяются двигатели разных типов: синхронные, асинхронные с короткозамкнутым и фазным ротором, вентильные. Регулирование может производиться изменением частоты, напряжения, сопротивления и др. образом. Указанные особенности ограничивают разработку и использование общих подходов к синтезу САУ, как это делается для ЭП постоянного тока.

Для АД построение САУ дополнительно затрудняется следующими причинами:

1. Даже для 2-фазной модели момент является функцией 4 переменных.
2. Управление скоростью и магнитным потоком для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором производится по одному каналу – обмотка статора.

В итоге ЭД и управляемые преобразователи переменного тока представляют собой сложные, нелинейные и многосвязные объекты управления. Поэтому невозможно использовать их полное математическое описание для инженерных методов синтеза.

Однако, как и в ЭП постоянного тока, в САУ ЭП переменного тока получил распространение принцип подчиненного регулирования с использованием унифицированных настроек контуров. Это позволило упростить не только синтез систем, но и математическое описание ЭД и преобразователей обоснованно пренебрегая взаимосвязью между некоторыми координатами. Т.е. при синтезе взаимосвязанных систем управления скоростью и магнитным потоком для автономности (независимости друг от друга) используют дополнительные компенсационные связи между отдельными контурами и (или) разделяют их по быстрдействию.

3.2. Математическая модель АД при управлении частотой и напряжением статора

Даже используя общепринятые допущения (магнитная и конструктивная симметрия машины, отсутствие насыщения и др.) математическая модель АД в фазных координатах ABCabc оказывается неудобной из-за большого числа дифференциальных уравнений и гармонических коэффициентов, зависящих от угла поворота ротора. Для упрощения применяют 2-хфазную модель.

При разложении по осям x и y вектор напряжения статора совмещают с действительной осью x , тогда $u_{1y} = 0$.

Для получения относительно простых структурных схем принимают $R_1 = 0$, что справедливо для небольшого диапазона регулирования скорости для двигателей средней и большой мощности. Поэтому для повышения точности САУ и большего соответствия ее модели, в структуру системы обычно вводят узел компенсации падения напряжения на активном сопротивлении статора $\underline{I}_1 \cdot R_1$.

С учетом этого АД можно описать системой уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{1x} = \frac{d\psi_{1x}}{dt} - \omega_{0ЭЛ} \cdot \psi_{1y}, \\ 0 = \frac{d\psi_{1y}}{dt} + \omega_{0ЭЛ} \cdot \psi_{1x}, \\ 0 = R_2 \cdot i_{2x} + L'_\sigma \cdot \frac{di_{2x}}{dt} + K_1 \cdot \frac{d\psi_{1x}}{dt} - s \cdot \omega_{0ЭЛ} \cdot (L'_\sigma \cdot i_{2y} + K_1 \cdot \psi_{1y}), \\ 0 = R_2 \cdot i_{2y} + L'_\sigma \cdot \frac{di_{2y}}{dt} + K_1 \cdot \frac{d\psi_{1y}}{dt} + s \cdot \omega_{0ЭЛ} \cdot (L'_\sigma \cdot i_{2x} + K_1 \cdot \psi_{1x}), \\ M = p_D \cdot K_1 \cdot (\psi_{1y} \cdot i_{2x} - \psi_{1x} \cdot i_{2y}) \end{array} \right.$$

где $\omega_{0ЭЛ}$ – угловая скорость тока статора

$$\omega_{0ЭЛ} = 2 \cdot \pi \cdot f_1,$$

s – скольжение

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_{0ЭЛ} - p_D \cdot \omega}{\omega_{0ЭЛ}},$$

K_1 – коэффициент электромагнитной связи статора

$$K_1 = \frac{L_{12}}{L_1},$$

L'_σ – индуктивность рассеяния АД

$$L'_\sigma = \frac{L_1 \cdot L_2 - L_{12}^2}{L_1}.$$

При соответствующем регулировании частотой и напряжением, когда стабилизируется потокосцепление статора, можно записать уравнения статора

$$\psi_{1x} = 0, \quad \frac{u_{1x}}{\omega_{0ЭЛ}} = -\psi_{1y} = -\Psi_1 = const.$$

При этом упрощаются уравнения для ротора и выражение электромагнитного момента.

$$\begin{cases} 0 = R_2 \cdot i_{2x} + L'_\sigma \cdot \frac{di_{2x}}{dt} - s \cdot \omega_{0ЭЛ} \cdot (L'_\sigma \cdot i_{2y} + K_1 \cdot \Psi_1), \\ 0 = R_2 \cdot i_{2y} + L'_\sigma \cdot \frac{di_{2y}}{dt} + L'_\sigma \cdot i_{2x} \cdot s \cdot \omega_{0ЭЛ}, \\ M = p_D \cdot K_1 \cdot \Psi_1 \cdot i_{2x}. \end{cases}$$

Однако присутствие произведения переменных сохраняет нелинейность модели. Дальнейшая линеаризация производится разложением в ряд Тейлора, что разрешает использование полученной модели для анализа динамики только «в малом», вблизи рабочей точки.

Итак, рассматривая переменные в виде отклонений от начальных значений координат в рабочей точке, запишем

$$i_{2x} = I_{2x} + \Delta i_{2x}, \quad i_{2y} = I_{2y} + \Delta i_{2y}, \quad \omega_{0ЭЛ} = \Omega_{0ЭЛ} + \Delta \omega_{0ЭЛ}, \quad \omega = \Omega + \Delta \omega, \\ s = S_{НАЧ} + \Delta s, \quad M = M_{НАЧ} + \Delta M.$$

Используя разложение в ряд Тейлора, получим:

1. Уравнения, описывающие статический режим и связывающие начальные значения координат в рабочей точке

$$\begin{cases} \frac{U_{1x}}{\Omega_{0ЭЛ}} = -\Psi_1 \\ 0 = R_2 \cdot I_{2x} - S_{НАЧ} \cdot \Omega_{0ЭЛ} \cdot (L'_\sigma \cdot I_{2y} + K_1 \cdot \Psi_1), \\ 0 = R_2 \cdot I_{2y} + L'_\sigma \cdot I_{2x} \cdot S_{НАЧ} \cdot \Omega_{0ЭЛ}, \\ M_{НАЧ} = p_D \cdot K_1 \cdot \Psi_1 \cdot I_{2x}. \end{cases}$$

2. Уравнения, описывающие динамику (с учетом, что $\Delta\omega_{0ЭЛ} \cdot S_{НАЧ} \ll \Omega_{0ЭЛ} \cdot \Delta s$)

$$\begin{cases} \Delta i_{2x} \cdot (T_{Э2} \cdot p + 1) = \frac{S_{НАЧ}}{S_K} \cdot \Delta i_{2y} + \left(\frac{I_{2y}}{S_K} + \frac{K_1 \cdot \Psi_1 \cdot \Omega_{0ЭЛ}}{R_2} \right) \cdot \Delta s, \\ \Delta i_{2y} \cdot (T_{Э2} \cdot p + 1) = -\frac{S_{НАЧ}}{S_K} \cdot \Delta i_{2x} - \frac{I_{2x}}{S_K} \cdot \Delta s, \\ \Delta M = p_D \cdot K_1 \cdot \Psi_1 \cdot \Delta i_{2x}. \end{cases}$$

где $T_{Э2}$ – электромагнитная постоянная АД

$$T_{Э2} = \frac{L'_\sigma}{R_2},$$

S_K – критическое скольжение при начальном значении частоты

$$S_K = \frac{R_2}{L'_\sigma \cdot \Omega_{0ЭЛ}}.$$

3.3. Передаточные функции и структурные схемы АД при управлении частотой и напряжением

Используя полученную систему уравнений для описания динамики можно получить передаточную функцию

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{\frac{p_D \cdot K_1^2 \cdot U_{1x}^2}{\Omega_{0ЭЛ} \cdot R_2} \cdot (T_{Э2} \cdot p + 1) - M_{НАЧ} \cdot \frac{S_{НАЧ}}{S_K^2} \cdot (T_{Э2} \cdot p + 2)}{(T_{Э2} \cdot p + 1)^2 + \left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K} \right)^2}.$$

Коэффициент в первом слагаемом числителя можно представить как фиктивный момент короткого замыкания, если линеаризовать механическую характеристику на рабочем участке

$$M_{КЗФ} = \frac{p_D \cdot K_1^2 \cdot U_{1x}^2}{\Omega_{0ЭЛ} \cdot R_2}.$$

Исходя из линеаризации механической характеристики на рабочем участке

$$\frac{M}{s} = \frac{2 \cdot M_K}{S_K}$$

при начальных значениях U_1 и $\Omega_{0ЭЛ}$

$$M_{КЗФ} = 2 \cdot M_K \cdot \frac{s}{S_K} \Big|_{s=1} = \frac{2 \cdot M_K}{S_K}.$$

При $R_1 = 0$ начальный момент во втором слагаемом числителя передаточной функции по упрощенной формуле Клосса будет равен

$$M_{НАЧ} = \frac{2 \cdot M_K}{\frac{S_{НАЧ}}{S_K} + \frac{S_K}{S_{НАЧ}}} = \frac{M_{КЗФ} \cdot S_K}{1 + \left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K}\right)^2} \cdot \frac{S_{НАЧ}}{S_K}.$$

Теперь передаточную функцию можно записать в виде

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{КЗФ} \cdot \left[(T_{Э2} \cdot p + 1) - \frac{\left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K}\right)^2}{1 + \left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K}\right)^2} \cdot (T_{Э2} \cdot p + 2) \right]}{(T_{Э2} \cdot p + 1)^2 + \left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K}\right)^2}.$$

Если для рабочей части характеристики $\left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K}\right)^2 \ll 1$, то

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{КЗФ}}{T_{Э2} \cdot p + 1}.$$

Подставив выражение для скольжения в отклонениях

$$\Delta s(p) = \frac{\Delta \omega_{0ЭЛ} - p_D \cdot \Delta \omega}{\Omega_{0ЭЛ}}$$

получим

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta \omega_{0ЭЛ}(p) - p_D \cdot \Delta \omega(p)} = \frac{\frac{M_{КЗФ}}{\Omega_{0ЭЛ}}}{T_{Э2} \cdot p + 1}.$$

Теперь, записав в отклонениях уравнение для механической части

$$\Delta M - \Delta M_C = J \cdot p \cdot \Delta \omega$$

получим структурную схему, показанную на рис. 54.

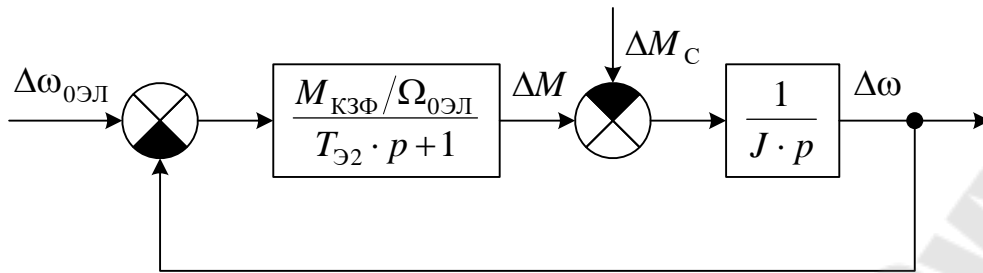


Рисунок 54. Структурная схема упрощенной модели канала управления частотой.

Для частотного управления асинхронного двигателя обычно используются относительные единицы. За базовые значения принимаются номинальные значения

$$\Omega_{1Н}, \Omega_{0Н} = \frac{\Omega_{1Н}}{p_D}, U_{1xН}, M_{КЗФН}.$$

При этом относительные величины

$$\Delta M^0 = \frac{\Delta M}{M_{КЗФН}}, \Delta \omega^0 = \frac{\Delta \omega}{\Omega_{0Н}}, \gamma = \frac{U_{1x}}{U_{1xН}}, \nu = \frac{\Omega_1}{\Omega_{1Н}}.$$

В соответствии с выражением для $M_{КЗФ}$

$$\frac{M_{КЗФ}}{M_{КЗФН}} = \left(\frac{U_{1x}}{U_{1xН}} \right)^2 \cdot \left(\frac{\Omega_{1Н}}{\Omega_1} \right) = \frac{\gamma^2}{\nu}.$$

При этом передаточная функция для момента двигателя в относительных единицах

$$\frac{\Delta M^0(p)}{\Delta \omega_1^0(p) - \Delta \omega^0(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \cdot \frac{(T_{Э2} \cdot p + 1) - \frac{\left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K} \right)^2 \cdot (T_{Э2} \cdot p + 2)}{1 + \left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K} \right)^2}}{(T_{Э2} \cdot p + 1)^2 + \left(\frac{S_{НАЧ}}{S_K} \right)^2},$$

и в упрощенном виде

$$\frac{\Delta M^0(p)}{\Delta \omega_1^0(p) - \Delta \omega^0(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \cdot \frac{1}{T_{Э2} \cdot p + 1}.$$

Передаточная функция механической части электропривода в относительных единицах

$$\frac{\Delta\omega^0(p)}{\Delta M^0(p) - \Delta M_C^0(p)} = \frac{1}{T_M \cdot p}$$

где T_M – электромеханическая постоянная времени двигателя

$$T_M = \frac{J \cdot \Omega_{0H}}{M_{КЗФН}}$$

Используя подобный подход можно получить передаточные функции двигателя по каналу управления напряжением и составить полную структурную схему двигателя при управлении частотой и напряжением, показанную на рис. 55.

На представленной схеме обозначено:

S_a – начальное значение абсолютного скольжения

$$S_a = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} = v \cdot S_{НАЧ};$$

Δi_{1x}^0 – относительное отклонение активного тока статора

$$\Delta i_{1x}^0 = \frac{\Delta i_{1x}}{I_{1xКЗН}};$$

$I_{1xКЗН}$ – активный ток в обмотке статора при номинальном напряжении, частоте и при неподвижном роторе.

При необходимости, с достаточной для практики точностью можно принять (не учитывая R_1) $\Delta i_{1x}^0 \approx \Delta i_{2x}^0$.

Анализируя схему, можно отметить, что в структуре двигателя при воздействии напряжением имеется колебательное звено

$$\left[\left(\frac{1}{\Omega_1} \right)^2 \cdot p^2 + 1 \right],$$

частота которого совпадает с частотой напряжения статора, т.е. определяется выбором рабочей точки. При учете сопротивления R_1 данное звено представляется реальным колебательным звеном.

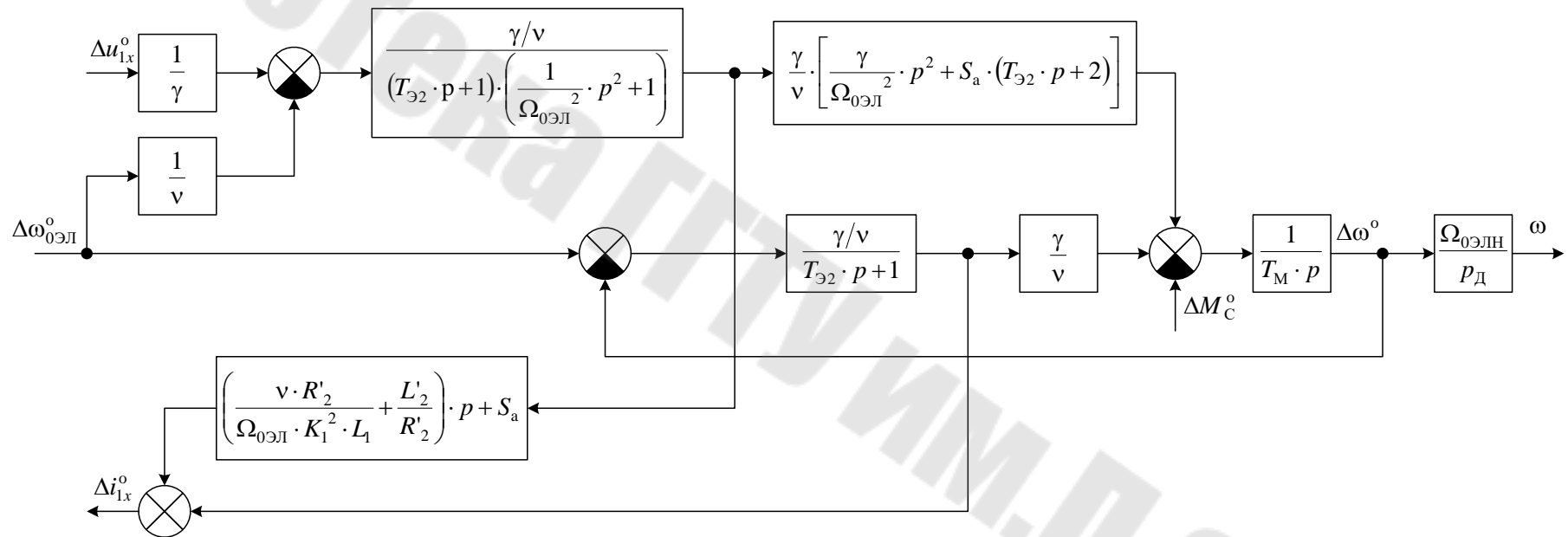


Рисунок 55. Структурная схема модели асинхронного электродвигателя при управлении частотой и напряжением.

3.4. Математическая модель и передаточные функции при управлении асинхронным электродвигателем со стороны ротора

Указанный вид управления в замкнутых САУ обычно реализуется либо в каскадных схемах АД за счет введения добавочной ЭДС, либо при импульсном регулировании добавочного сопротивления.

При данных способах регулирования можно считать постоянным потокосцепление статора и пренебречь R_1 . Учитывая, что $\omega_1 = \omega_{1H} = 2 \cdot \pi \cdot f_{1H}$ и рассматривая только активную составляющую i'_{2x} результирующего вектора тока ротора \underline{i}'_2 , по аналогии с частотным регулированием АД можно представить

$$\begin{cases} \Psi_{1x} = 0, \\ \Psi_{1y} = \Psi_{1y} = -\frac{U_{1x}}{\omega_{1H}} = const, \\ u'_{2x} = R'_2 \cdot i'_{2x} + L_\sigma \cdot \frac{di'_{2x}}{dt} - K_1 \cdot \omega_{1H} \cdot s \cdot \Psi_{1y}. \end{cases}$$

Можно использовать и действительные, не приведенные к статору переменные, но при этом необходимо Ψ_{1y} и L_σ привести к обмотке ротора. Данная система получена при пренебрежении ЭДС вращения от потока ротора $j \cdot \omega_{1H} \cdot L_\sigma \cdot s \cdot i'_{2y}$.

При регулировании добавочной ЭДС $u'_{2x} = -e'_{\text{доб}}$.

Из полученной системы, представляя переменные в виде отклонений от начальных значений в рабочей точке, получим

$$-\Delta e'_{\text{доб}} = R'_{2\Sigma} \cdot \Delta i'_{2x} + L'_{2\Sigma} \cdot p \cdot \Delta i'_{2x} + K_1 \cdot U_{1x} \cdot \Delta s$$

где $R'_{2\Sigma} = R'_2 + R'_\Pi$, $L'_{2\Sigma} = L_\sigma + L'_\Pi$, $K_1 \cdot U_{1x} \cdot \Delta s = -K_1 \cdot \omega_{1H} \cdot \Psi_{1y} \cdot \Delta s = -\Delta e'_{2y}$.

Выражение для электромагнитного момента

$$\Delta M = -\frac{3}{2} \cdot \frac{p_D \cdot K_1 \cdot U_{1x}}{\omega_{1H}} \cdot \Delta i'_{2x}.$$

Отклонение скольжения

$$\Delta s = -\frac{\Delta \omega}{\omega_{0H}} = -\frac{p_D \cdot \Delta \omega}{\omega_{1H}}.$$

Теперь получим передаточные функции

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta i'_{2x}(p)}{-\Delta e'_{\text{ДОБ}}(p) - \Delta e'_{2y}(p)} = \frac{1/R'_{2\Sigma}}{T_{\Sigma} \cdot p + 1}, \\ \frac{\Delta e'_{2y}(p)}{\Delta \omega(p)} = -\frac{K_1 \cdot U_{1x} \cdot p_D}{\omega_{1H}}, \\ \frac{\Delta M(p)}{\Delta i'_{2x}(p)} = -\frac{3}{2} \cdot \frac{p_D \cdot K_1 \cdot U_{1x}}{\omega_{1H}}, \\ \frac{\Delta \omega(p)}{\Delta M(p) - \Delta M_C(p)} = \frac{1}{J \cdot p}. \end{array} \right.$$

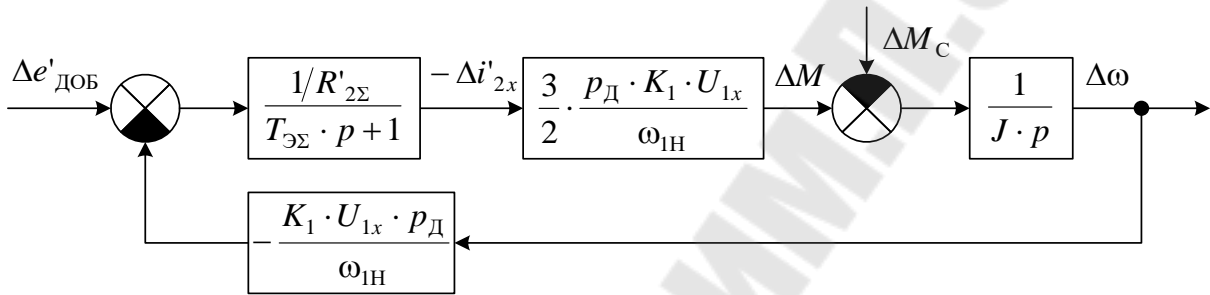


Рисунок 56. Структурная схема модели АД при управлении введением добавочной ЭДС в цепь ротора.

При регулировании сопротивлением можно представить $i'_{2x} = -R'_{\text{ДОБ}} \cdot i'_{2x}$. Тогда в отклонениях уравнение электрического равновесия примет вид ($R'_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{\text{ДОБ.НАЧ}}$)

$$-I'_{2x.\text{НАЧ}} \cdot \Delta R'_{\text{ДОБ}} = R'_{2\Sigma} \cdot \Delta i'_{2x} + L'_{2\Sigma} \cdot p \cdot \Delta i'_{2x} + K_1 \cdot U_{1x} \cdot \Delta s.$$

Тогда

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta i'_{2x}(p)}{-I'_{2x.\text{НАЧ}} \cdot \Delta R'_{\text{ДОБ}}(p) - \Delta e'_{2y}(p)} = \frac{1/R'_{2\Sigma}}{T_{\Sigma} \cdot p + 1}, \\ \frac{\Delta e'_{2y}(p)}{\Delta \omega(p)} = -\frac{K_1 \cdot U_{1x} \cdot p_D}{\omega_{1H}}, \\ \frac{\Delta M(p)}{\Delta i'_{2x}(p)} = -\frac{3}{2} \cdot \frac{p_D \cdot K_1 \cdot U_{1x}}{\omega_{1H}}, \\ \frac{\Delta \omega(p)}{\Delta M(p) - \Delta M_C(p)} = \frac{1}{J \cdot p}. \end{array} \right.$$

Причем $R'_{2\Sigma}$ и T_{Σ} будут являться переменными коэффициентами.

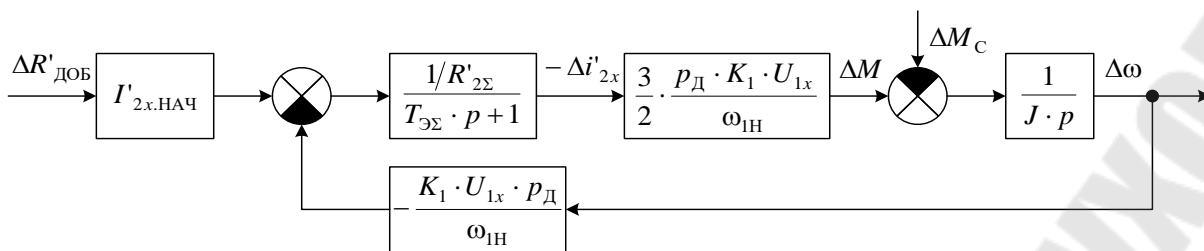


Рисунок 57. Структурная схема модели АД при регулировании введением добавочного сопротивления в цепь ротора.

3.5. Преобразователи частоты с автономными инверторами

Рассмотрим основные схемы преобразователей частоты и их влияние на анализ динамики ЭП.

Для плавного регулирования частотой вниз от номинальной при питании от промышленной сети используют преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока.

Первые поколения электроприводов имели силовую часть инвертора, выполненную на тиристорах. Управление напряжением может производиться как управляемым выпрямителем на стороне постоянного тока, так и широтно-импульсной модуляцией в самом инверторе. Рассмотрим основные схемы преобразователей частоты с автономными инверторами напряжения. На рис. 58 и 59 приведены два варианта силовой схемы инвертора на тиристорах.

Для сглаживания пульсаций напряжения в цепи постоянного тока применяется фильтр $L1C0$. Кроме того $C0$ замыкает цепь реактивного тока, который протекает от нагрузки через диоды $VD1'...VD6'$. В первом варианте схемы коммутирующие конденсаторы отделены от нагрузки отсекающими диодами $VD1...VD6$, что уменьшает возможность возникновения колебаний в цепи инвертор-двигатель. Второй вариант схемы позволяет получить напряжение на выходе преобразователя частоты с формой, мало зависящей от характера нагрузки. Однако для этой схемы требуется большая емкость конденсаторов, т.к. во время коммутации тиристоров должна быть скомпенсирована реактивная энергия не только двигателя, но и дросселей.

Достоинствами схем с управляемыми выпрямителями являются их относительная простота и разделение каналов управления напряжением и частотой. Недостатки: низкий коэффициент мощности $\cos \varphi$ (из-за сдвига момента открытия тиристоров относительно естественного угла открывания), значительный вес высших гармоник в кривой выходного напряжения. Высшие гармоники напряжения приводят к созданию

гармонических составляющих (в том числе и тормозных) момента двигателя, в особенности при низких скоростях.

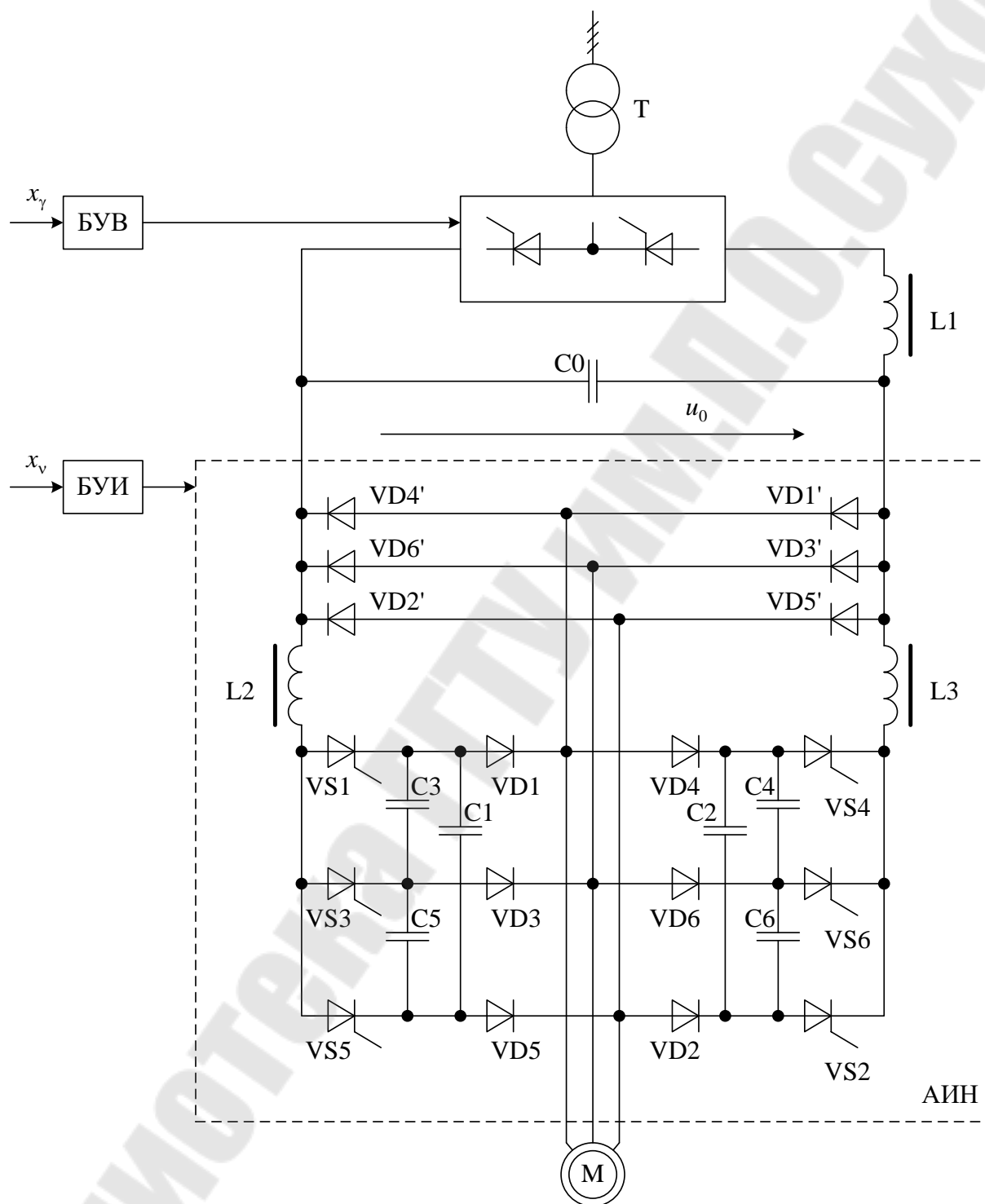


Рисунок 58. Силовая схема АИН с отсекающими диодами.

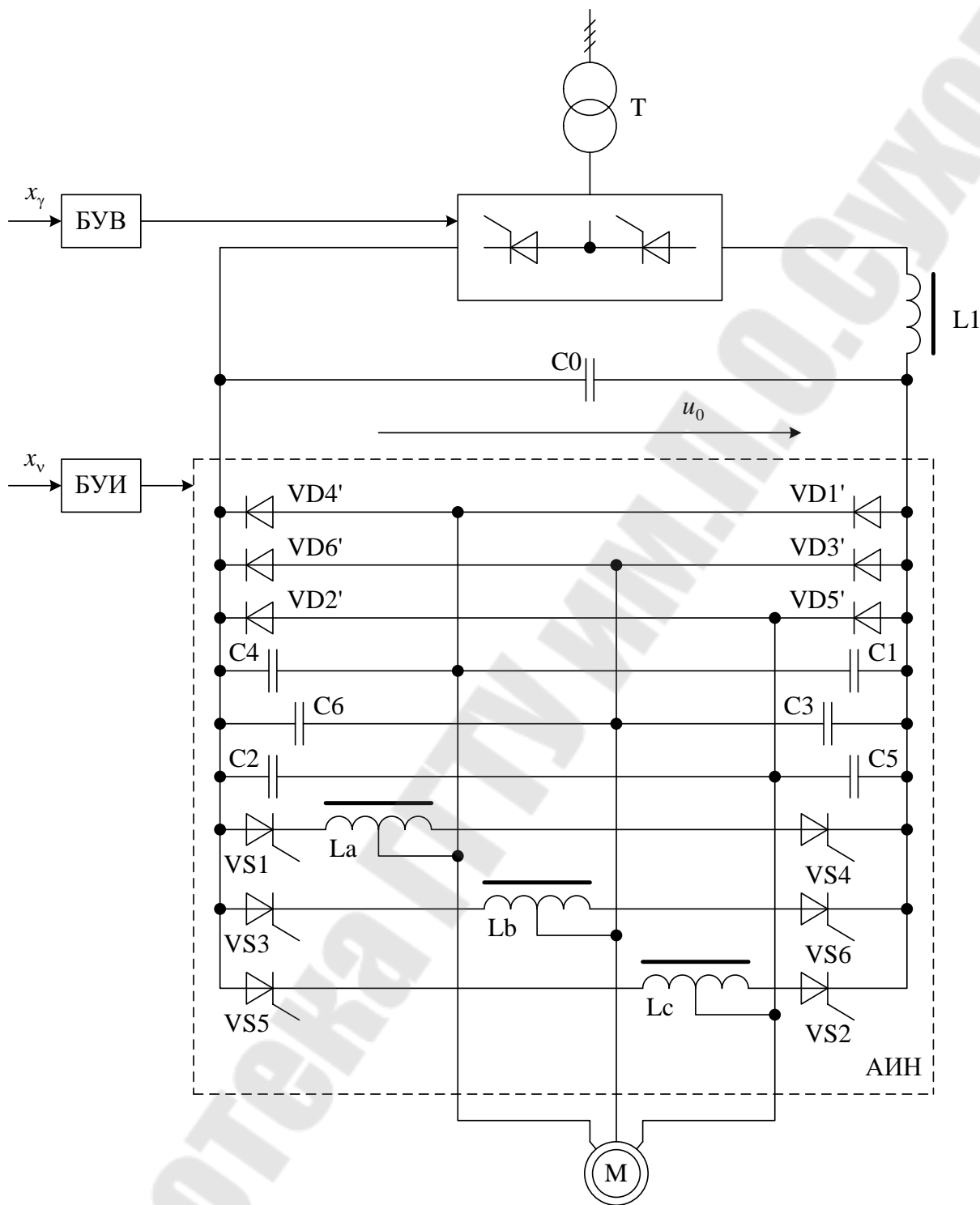


Рисунок 59. Силовая схема АИН.

При регулировании напряжения широтно-импульсной модуляцией значительно улучшается гармонический состав выходного напряжения.

При малых мощностях модуляцию напряжения производили на стороне постоянного тока с помощью транзисторных ключей. При средних и больших мощностях обычно модуляцию осуществляли с помощью основных тиристорных инверторов. Для инверторов с широтно-импульсной

модуляцией обычно применяли схемы с индивидуальной коммутацией тиристоров с отсекающими диодами.

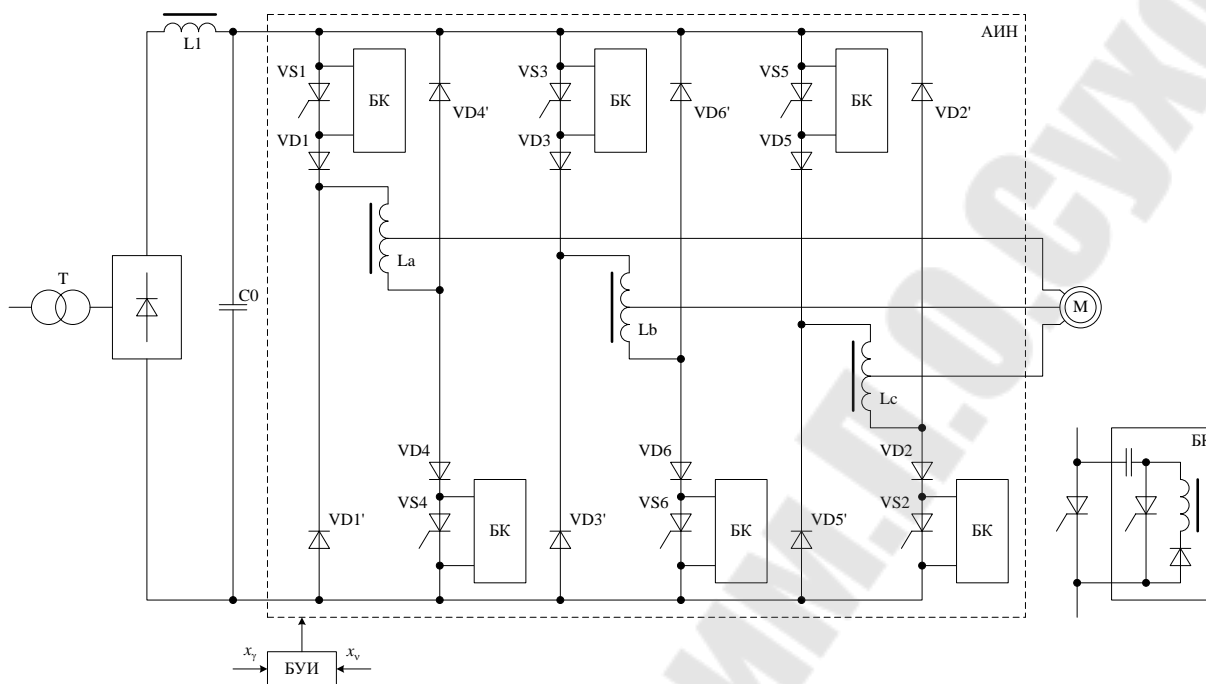


Рисунок 60. Силовая схема АИН с ШИМ с индивидуальной коммутацией тиристоров.

В современных электроприводах переменного тока применяют инверторы на основе биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT). Упрощенная схема показана на рис. 61. Выпрямитель в большинстве случаев неуправляемый, на диодах. Имеются также варианты с управляемым реверсивным выпрямителем на тиристорах или с диодным выпрямителем и параллельным ему ведомым сетью инвертором, включенным через понижающий трансформатор. Такие решения применяются для обеспечения рекуперации энергии в сеть при торможении. Выпрямитель также может быть реализован на транзисторах. Вариант с выпрямителем на транзисторах позволяет получить не только рекуперацию, но и, за счет ШИМ, синусоидальную форму тока, потребляемого из сети с регулируемым значением $\cos \varphi$.

Для получения точной картины динамических процессов в частотном электроприводе необходимо анализировать систему ПЧ-АД с учетом электромагнитных процессов в самом преобразователе. Такая задача достаточно сложна и решается только при исследовании области применения преобразователей.

При практическом решении вопросов выбора структуры системы управления, анализе и синтезе, используют упрощенную непрерывную модель преобразователя, которая отражает наиболее существенные динамические характеристики преобразователя.

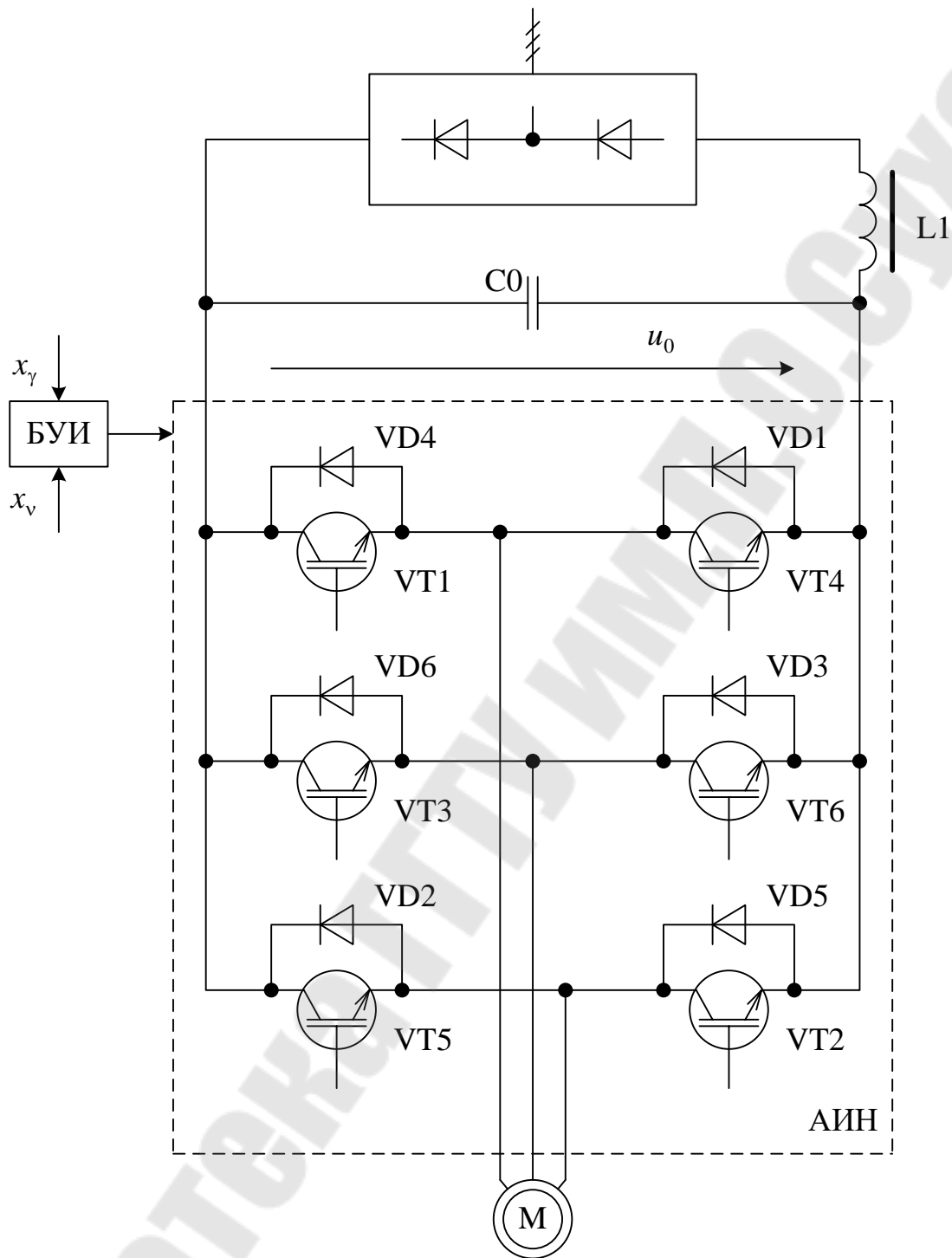


Рисунок 61. Силовая схема АИН на транзисторах.

Преобразователи с широтно-импульсной модуляцией и НПЧ с большим соотношением входной и выходной частот (>6) могут рассматриваться как безинерционные по каналу напряжения. Для них не учитывается падение напряжения на внутреннем сопротивлении и запаздывание в блоке управления.

Для преобразователей с инверторами напряжения или тока на основе тиристоров, при амплитудном управлении напряжением или током, существенно влияние нагрузки на выходные координаты преобразователя, что должно учитываться при синтезе. Внутренние параметры инвертора приводятся и учитываются в параметрах статорной цепи двигателя (по аналогии с учетом параметров тиристорного преобразователя в параметрах якорной цепи двигателя постоянного тока). Особенность проявляется в промежуточной цепи постоянного тока, в которой имеется фильтр, влияющий на динамику системы.

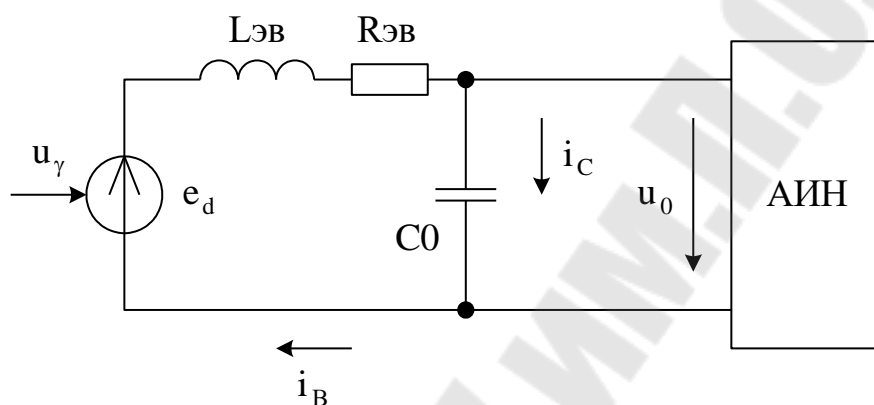


Рисунок 62. Схема замещения силовой цепи.

На эквивалентной схеме цепи постоянного тока обозначено: $R_{ЭВ}$, $L_{ЭВ}$ – эквивалентные параметры выпрямителя с учетом трансформатора, коммутационного сопротивления и дросселя L1.

Уравнения, описывающие процессы в цепи постоянного тока, записанные в отклонениях от начальных значений.

$$\begin{cases} \Delta e_d = R_{ЭВ} \cdot (T_{ЭВ} \cdot p + 1) \cdot \Delta i_B + \Delta u_0, \\ \Delta i_B = \Delta i_{И} + \Delta i_C, \\ \Delta i_C = C_0 \cdot p \cdot \Delta u_0. \end{cases}$$

При переходе к системе уравнений для двигателя или к полной структурной схеме производят согласование значений Δu_0 с Δu_{1x}^0 и $\Delta i_{И}$ с Δi_{1x}^0 через коэффициенты K_{C1} и K_{C2} . При этом структурная схема преобразователя частоты по каналу управления напряжением имеет вид, показанный на рис. 63.

При определении коэффициентов K_C необходимо учитывать угол проводимости тиристоров, схему включения обмоток статора и удельный вес первых гармоник.

На схеме управляемый выпрямитель представлен апериодическим звеном, параметры которого определяются так же, как и для тиристорного преобразователя постоянного тока.

По каналу управления частотой автономный инвертор может быть представлен безинерционным, апериодическим звеном или звеном с чистым запаздыванием в зависимости от построения блока управления и значения выходной частоты. При низких частотах могут наблюдаться значительные запаздывания, что ухудшает динамические показатели системы управления.

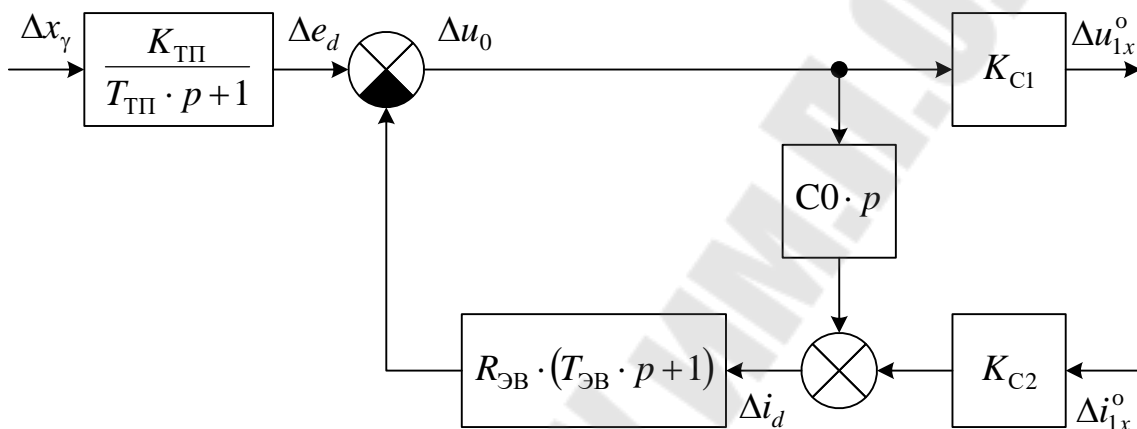


Рисунок 63. Структурная схема преобразователя частоты по каналу управления напряжением.

При частотно-токовом управлении двигателем используют инвертор тока, который формирует переменный по частоте ток двигателя.

Сравнивая схему инвертора тока со схемой инвертора напряжения можно отметить, что инвертор тока проще в реализации (отсутствует мост обратного тока) и даже при нереверсивном управляемом выпрямителе позволяет рекуперировать энергию в сеть. Но для ограничения перенапряжений на тиристорах в цепи переменного тока необходим регулируемый источник реактивной энергии. Для стабилизации тока инвертора и ограничения габаритов дросселя L1 используется контур регулирования тока. Он выполняется и настраивается аналогично контуру тока якоря электропривода постоянного тока. Значительное усложнение схемы инвертора тока происходит, когда необходимо формировать токи инвертора, близкие к синусоиде.

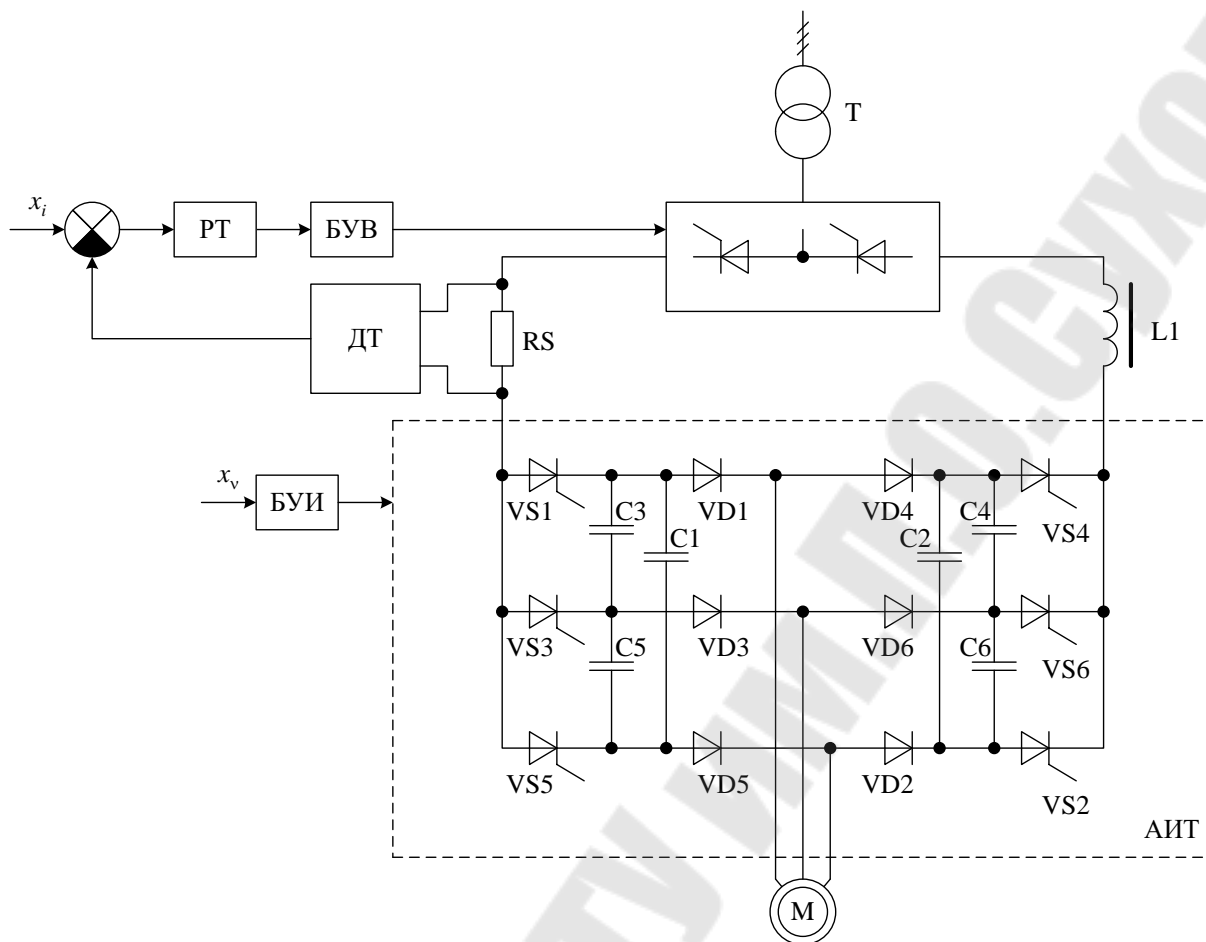


Рисунок 64. Инвертор тока.

3.6. Непосредственный преобразователь частоты

Силовая схема каждой фазы непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией аналогична реверсивной схеме тиристорного преобразователя постоянного тока.

При использовании мостовой схемы обмотки статора двигателя не имеют общей точки. Два комплекта тиристоров необходимы для получения двухполярного (переменного) тока нагрузки.

Форма выходного напряжения может быть близка к синусоиде при большой кратности входной и выходной частот и при синусоидальном управляющем напряжении. При малой кратности частот или при прямоугольном управляющем напряжении форма выходного напряжения близка к трапецеидальной или прямоугольной. Поэтому диапазон частот ограничен до $1/3 \dots 1/2$ от частоты сети.

Управление комплектами тиристоров может быть отдельным или совместным. В последнем случае для ограничения уравнивающих токов требуются реакторы L_1 и L_2 .

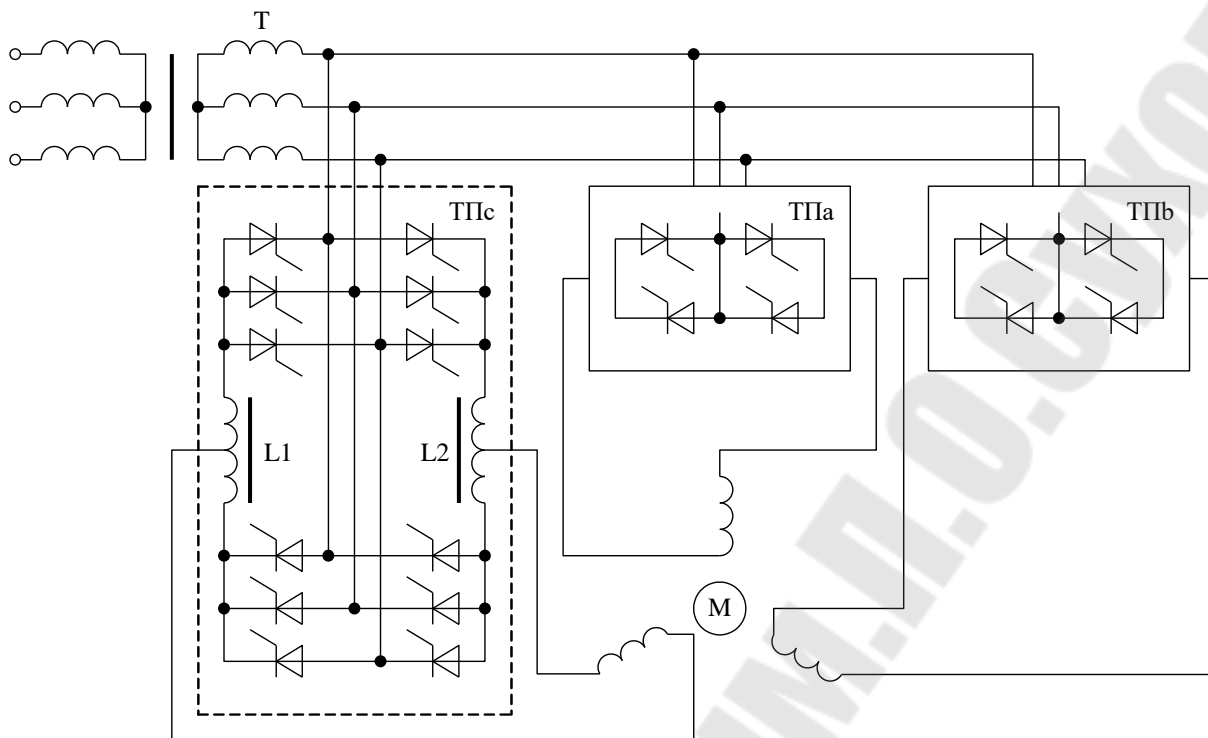


Рисунок 65. Силовая схема НПЧ.

Динамические свойства аналогичны динамическим свойствам реверсивных тиристорных преобразователей постоянного тока.

Непосредственный преобразователь частоты с искусственной коммутацией (т.н. матричный преобразователь) позволяет получить полный диапазон выходных частот, в т.ч. выше частоты сети. В данный момент он не получил широкого распространения из-за ряда особенностей: ключи преобразователя должны обладать неблокирующей двухсторонней проводимостью, необходимы цепи защиты преобразователя при пропадании сети. Упрощенная схема матричного преобразователя представлена на рис. 66. Свое название он получил из-за сходности с матрицей 3×3 .

Динамические и энергетические свойства матричного преобразователя аналогичны двухзвенному транзисторному (и выпрямитель, и инвертор – на транзисторах) преобразователю с ШИМ.

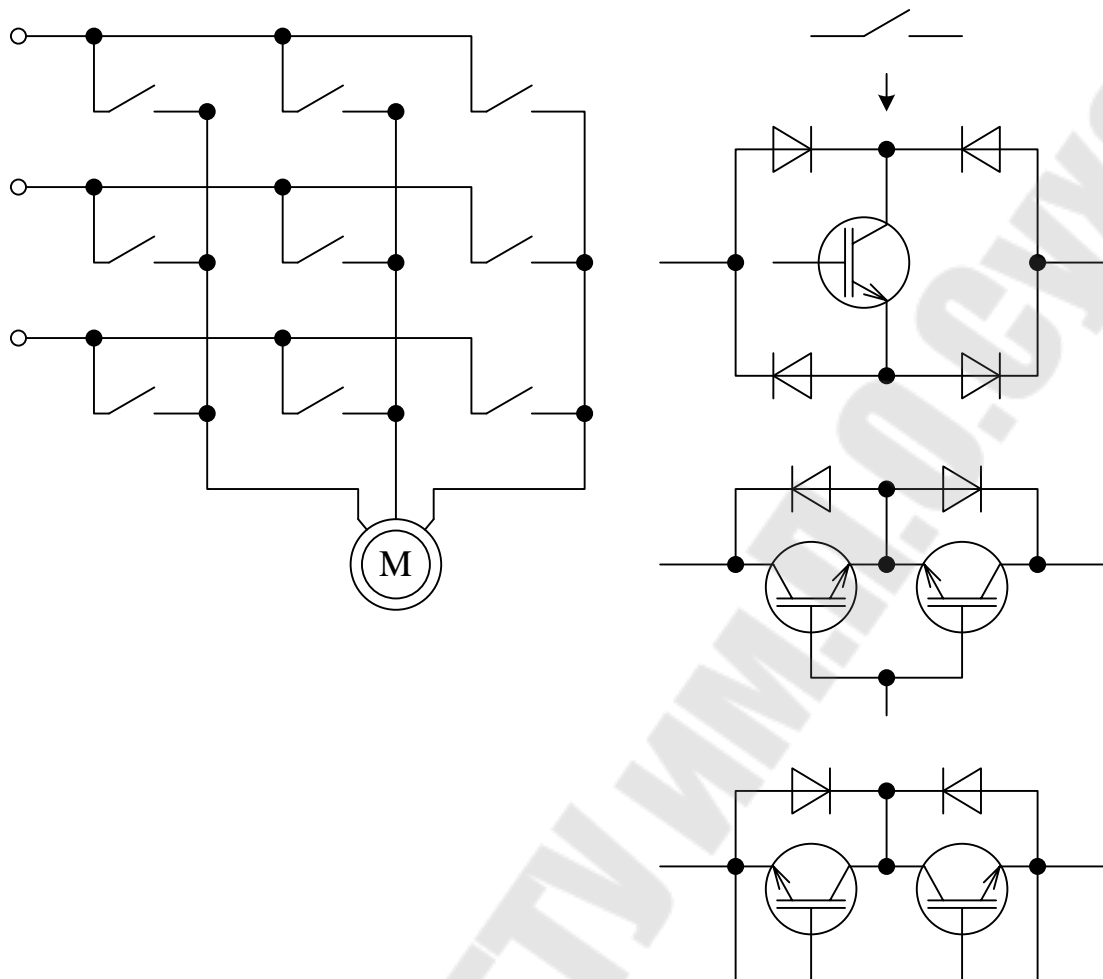


Рисунок 66. Матричный преобразователь частоты и варианты исполнения его ключей.

3.7. Получение требуемых законов частотного управления

Для описания статических режимов и получения закона частотного регулирования основные соотношения для асинхронного двигателя можно найти по T-образной схеме замещения. К этим выражениям относятся зависимости от относительных напряжения, частоты и абсолютного скольжения следующих величин: ЭДС, магнитного потока, тока статора и ротора, тока намагничивания, момента двигателя.

$$E_1(v, \gamma, S_a) = E'_2(v, \gamma, S_a), \Phi(v, \gamma, S_a), I'_2(v, \gamma, S_a), I_1(v, \gamma, S_a), I_\mu(v, \gamma, S_a), M(v, \gamma, S_a).$$

Они не дают однозначного алгоритма управления двигателем. Для получения однозначности необходимо магнитный поток или ток статора принять за независимую переменную и в системе управления осуществлять их стабилизацию. При этом остальные переменные будут

определяются абсолютным скольжением. Исходя из этого разделяют два основных способа управления:

1. Частотное управление с управляющими воздействиями частотой и напряжением.
2. Частотно-токовое управление с управляющими воздействиями частотой и током статора.

К основным задачам автоматического управления относятся получение механических характеристик требуемой жесткости и необходимой перегрузочной способности во всем диапазоне регулирования скорости. Причем, для разомкнутых частотных электроприводов жесткость механических характеристик достаточно велика (выше, чем у электроприводов постоянного тока). Поэтому при неглубоком регулировании частотные электропривода могут выполняться разомкнутыми.

Для получения требуемой перегрузочной способности при различных механических характеристиках рабочих машин необходимо обеспечить определенное соотношение между напряжением и частотой при регулировании. Так, например для обеспечения постоянства максимального момента характеристика $\gamma(v)$ показана на рис. 67.

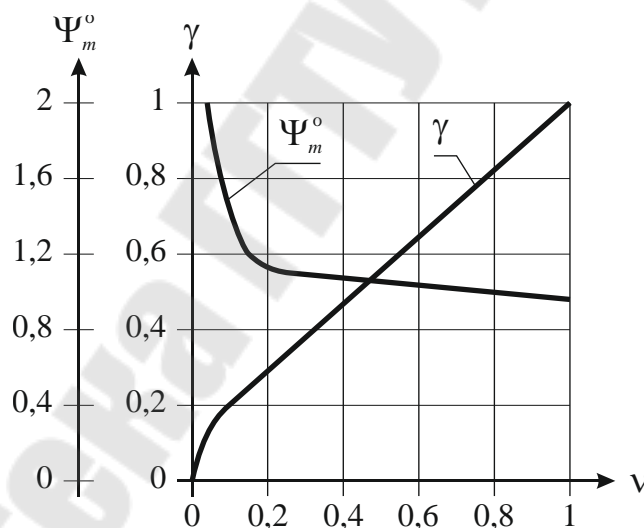


Рисунок 67. Зависимость $\gamma(v)$.

При таком регулировании магнитный поток двигателя практически сохраняется при относительной частоте от 1 до 0,2...0,3, а затем резко увеличивается. При этом увеличивается и ток намагничивания. В результате получение заданного момента двигателя с учетом ограничения тока статора при $v \leq 0,1$ практически невозможно.

Из основных соотношений для двигателя можно получить требуемые законы $\gamma(v)$ для других видов механических характеристик. В системах

управления эти характеристики реализуются с помощью функциональных преобразователей.

3.8. Системы с функциональными преобразователями.

Простейшей является разомкнутая система, схема которой показана на рис. 68. На схеме обозначено:

- AI – задатчик интенсивности,
- AF – функциональный преобразователь,
- UZ – управляемый выпрямитель,
- UF – автономный инвертор.

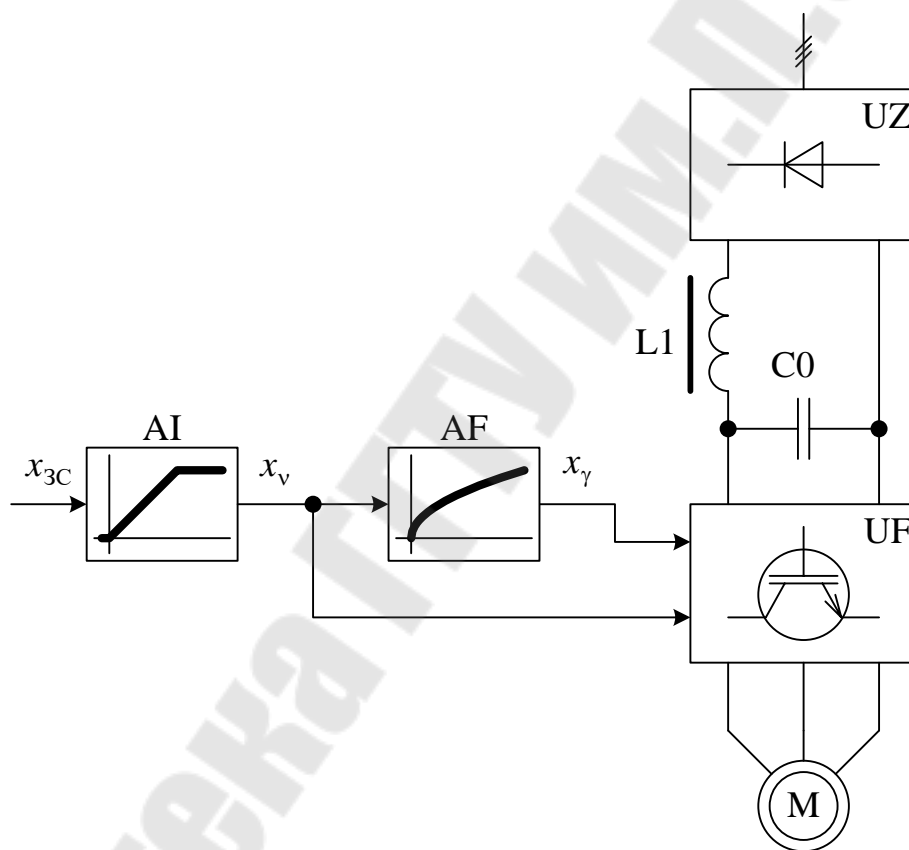


Рисунок 68. Функциональная схема частотного разомкнутого ЭП с ФП.

Системы с функциональным преобразователем при применении силовой части на тиристорах могут выполняться с обратными связями по напряжению выпрямителя или инвертора, как показано на рис. 69. На схеме обозначено:

- UV – датчик напряжения,
- AV – регулятор напряжения.

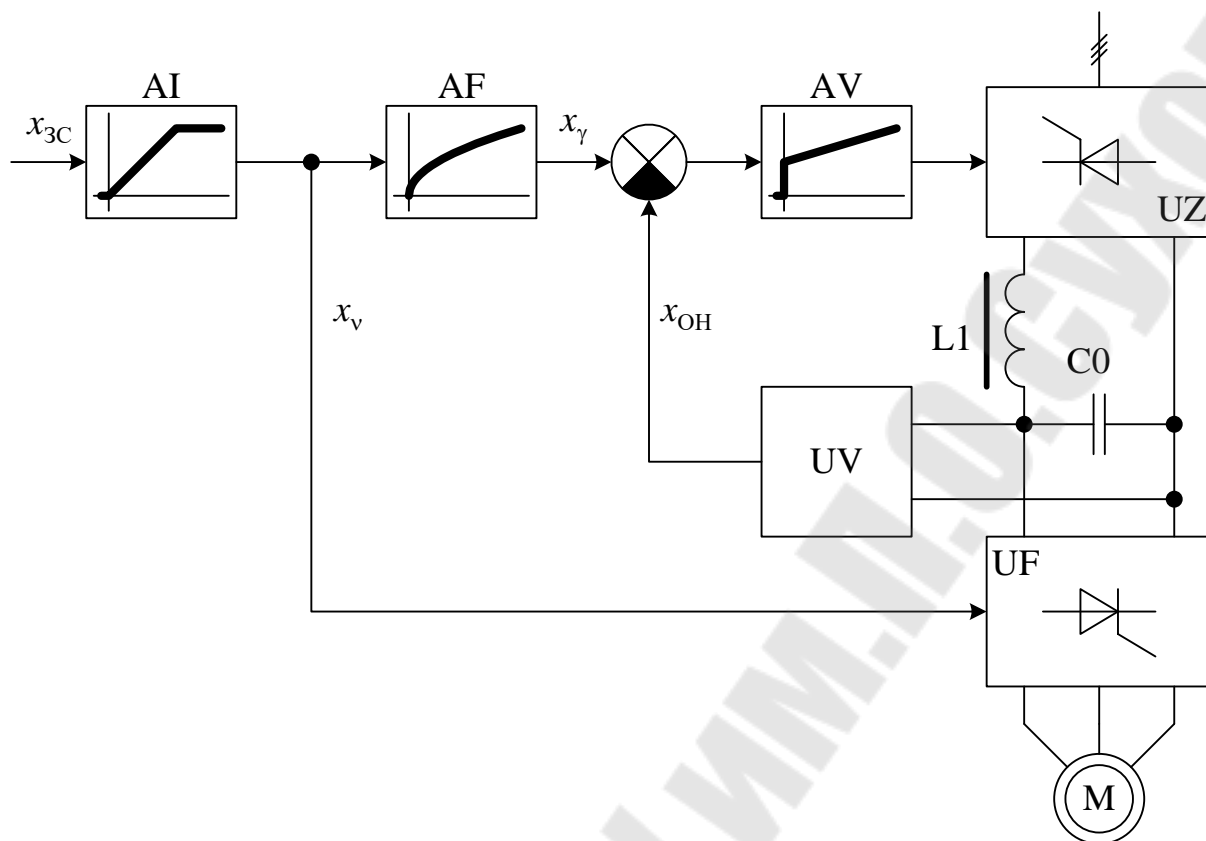


Рисунок 69. Функциональная схема частотного ЭП с контуром регулирования напряжения.

При жестких требованиях к точности и (или) широком диапазоне регулирования может выполняться контур регулирования скорости, как показано на рис. 70. На схеме обозначено:

UR – датчик скорости,
AR – регулятор скорости.

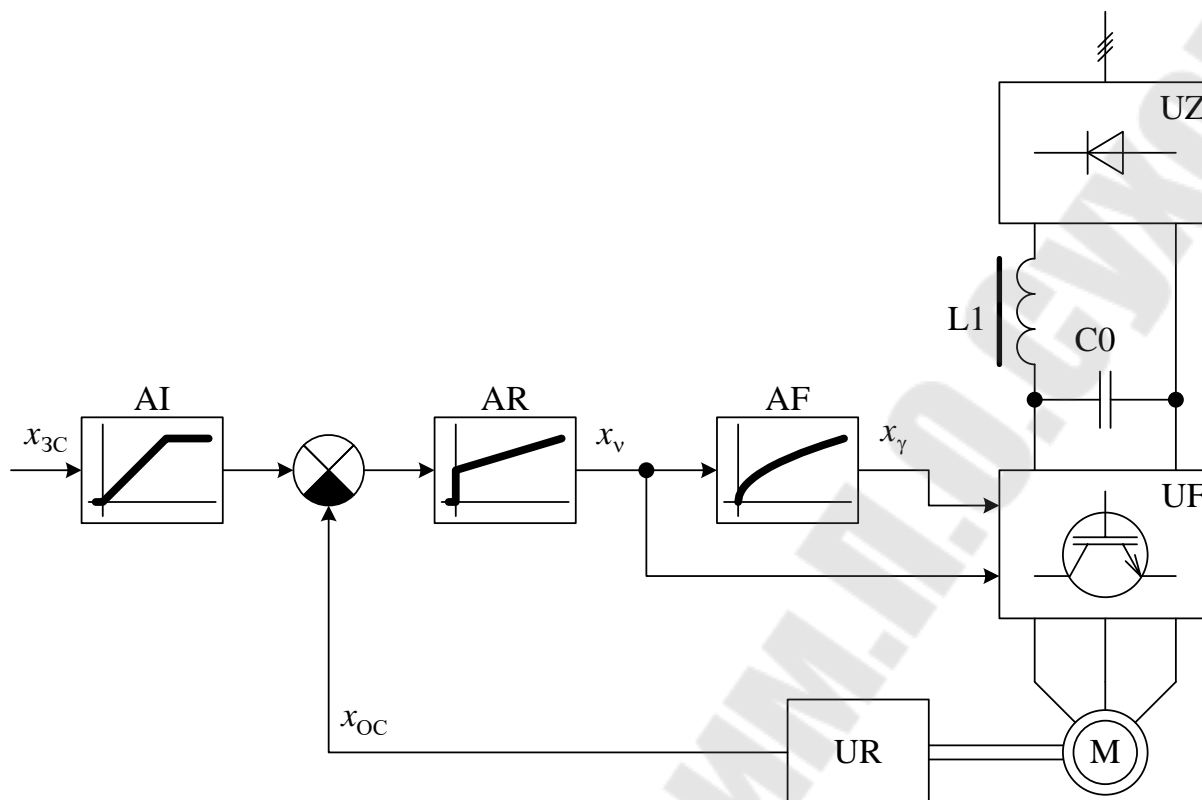


Рисунок 70. Функциональная схема частотного ЭП с контуром регулирования скорости.

Структурная схема системы с контуром регулирования напряжения (функциональная на рис. 69) приведена на рис. 71. Она составлена на основе рассмотренных ранее схем двигателя и инвертора. В представленной схеме блоки

$$K_{C1} = K_U \cdot \frac{1}{U_{1xH}}, K_{C2} = k_I \cdot \frac{1}{I_{1xH}}, \frac{1}{\Omega_{1H}}, \Omega_{0H}$$

связывают относительные и абсолютные значения. K_f – коэффициент передачи инвертора по каналу управления частотой.

$$T'_2 = \frac{L'_2}{R'_2} \cdot \left(1 + \frac{\nu \cdot R'_2{}^2}{\Omega_1^2 \cdot L_{12} \cdot L'_2} \right).$$

Использовать данную структурную схему для синтеза контуров регулирования тока и напряжения весьма неудобно, поэтому стараются использовать упрощения:

1. Инерционности фильтра – электромагнитная со стороны выпрямителя и электрическая по цепи реактивного тока

$$T_{ЭВ} = \frac{L_{ЭВ}}{R_{ЭВ}}, T_0 = C0 \cdot k_U \cdot k_I \cdot \frac{M_{КЗФН}}{M_H} \cdot \frac{S_a}{\nu}$$

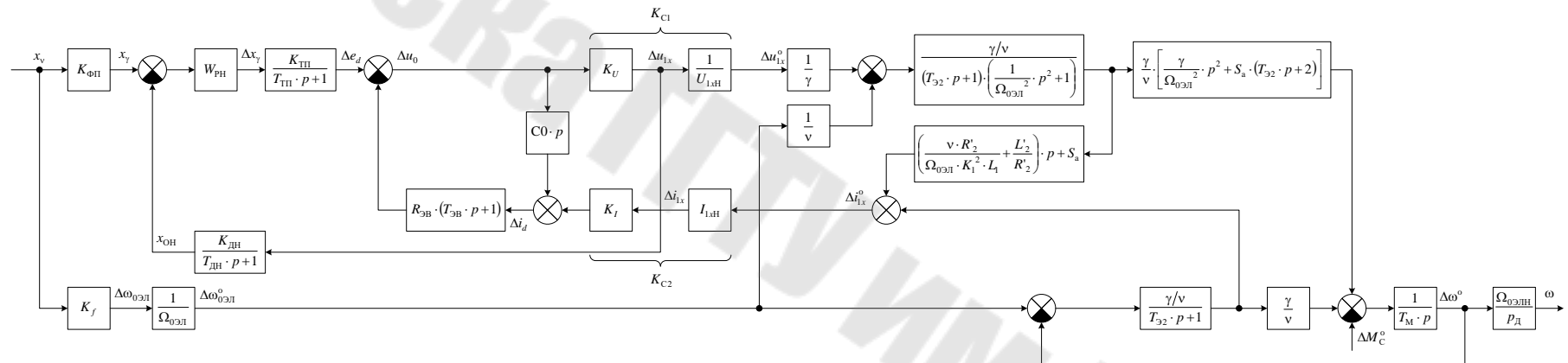


Рисунок 71. Структурная схема модели частотного электропривода с контуром регулирования напряжения.

обычно много больше электромагнитных инерционностей двигателя (T_{Ω} и T'_2), поэтому принимают $T_{\Omega} = T'_2 = 0$.

2. Во время переходного процесса по напряжению скорость двигателя не изменяется.

Упрощенная структурная схема представлена на рис. 72. Обычно соотношение параметров таково, что используются ПИ-регуляторы.

Компенсация падения напряжения на активном сопротивлении статора выполняется за счет функционального преобразователя. Это вызвано тем, что при введении положительной компенсирующей обратной связи по току возникают колебания во время переходных процессов. Варианты реализации характеристика функционального преобразователя показаны на рис. 73. На характеристиках начальное значение относительного напряжения

$$u_0^o = \frac{R_1 \cdot I_{1H}}{U_{1H}}.$$

3.9. Использование обратной связи по ЭДС в частотных электроприводах.

В системах управления с обратной связью по ЭДС статора для стабилизации потока не требуется функциональный преобразователь. Используя Т-образную схему замещения, когда магнитный поток принят за независимую переменную, получим выражение для ЭДС

$$E_1 = E_{1H} \cdot v \cdot \frac{\Phi}{\Phi_H}, \quad \Phi = \frac{\Phi_H}{E_{1H}} \cdot \frac{E_1}{v}.$$

Т.о. постоянство потока будет обеспечено при изменении ЭДС пропорционально изменению частоты (при изменении сигнала задания ЭДС пропорционально сигналу задания частоты). Для получения достаточно жестких механических характеристик система может иметь контур регулирования скорости. Функциональная схема показана на рис. 74.

Датчик ЭДС может быть выполнен по схеме, показанной на рис. 75.

В данной схеме сигнал обратной связи по ЭДС вычисляется по уравнению электрического равновесия для цепи статора

$$u_1 = R_1 \cdot i_1 + L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + e_1,$$

$$e_1 = u_1 - R_1 \cdot i_1 - L_1 \cdot \frac{di_1}{dt}.$$

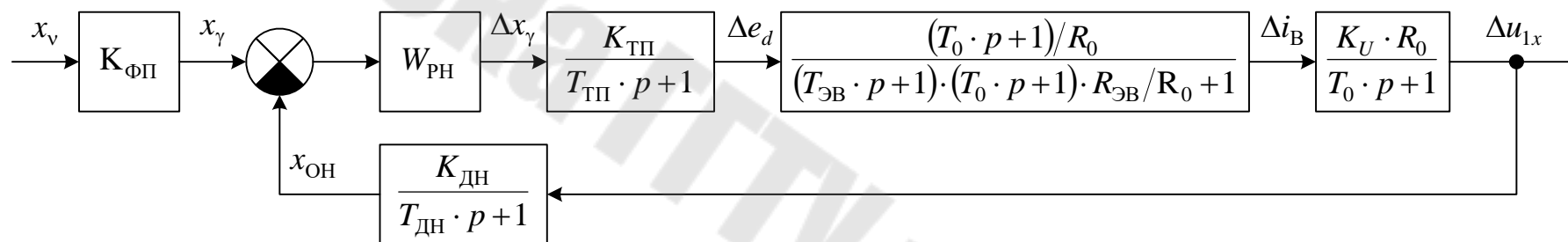


Рисунок 72. Упрощенная структурная схема модели частотного электропривода с контуром регулирования напряжения

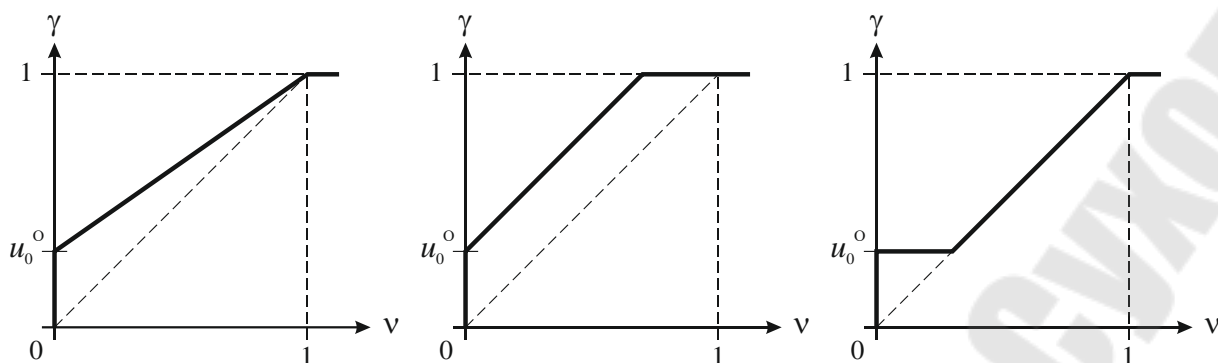


Рисунок 73. Примеры реализации характеристики функционального преобразователя.

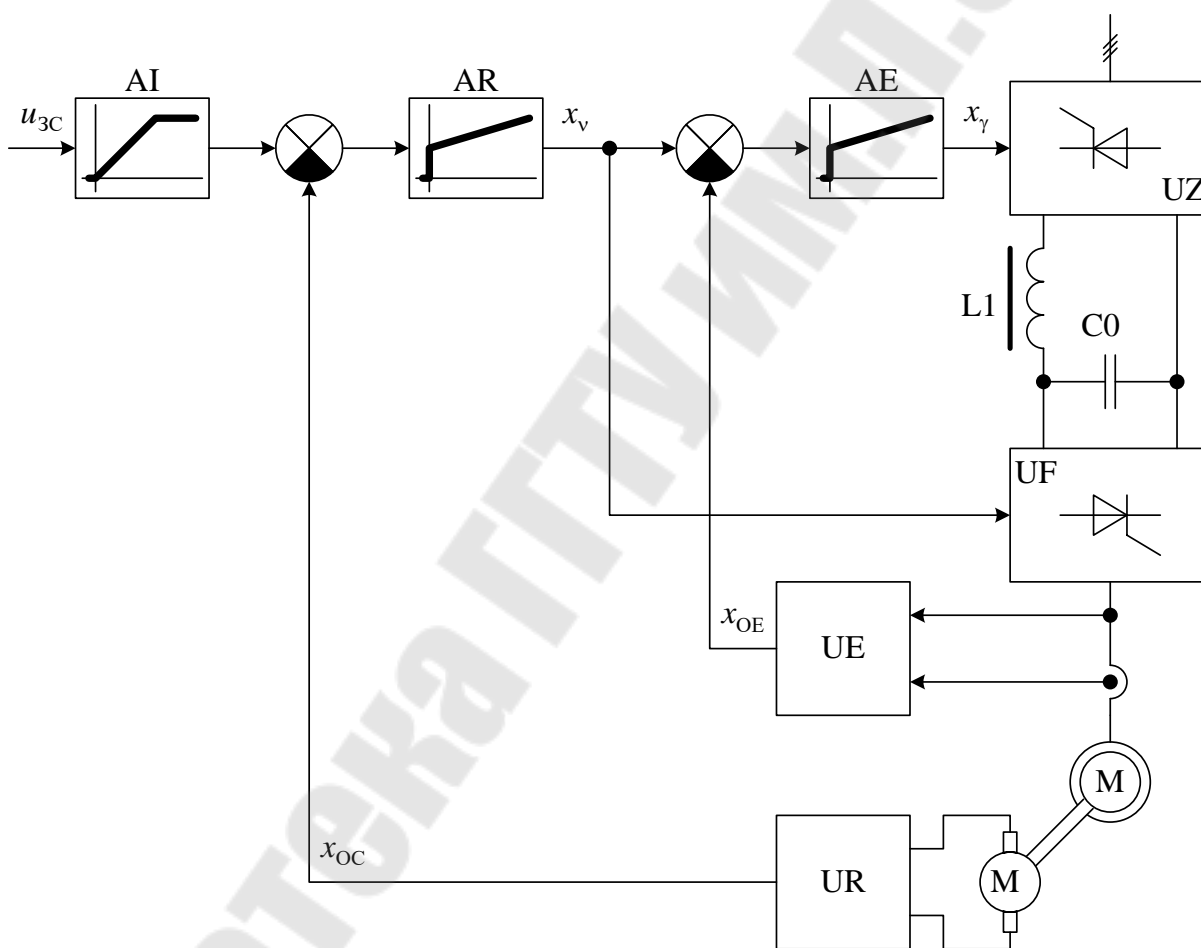


Рисунок 74. Функциональная схема частотного ЭП с датчиком ЭДС.

Синтез регулятора ЭДС может быть произведен по рассмотренной ранее структурной схеме контура напряжения (см. рис. 72) с дополнением, показанным на рис. 76.

Следует обратить внимание на то, что коэффициент k_E является переменным. При независимом потоке связь между ЭДС и напряжением в

функции абсолютного скольжения, полученная по Т-образной схеме замещения

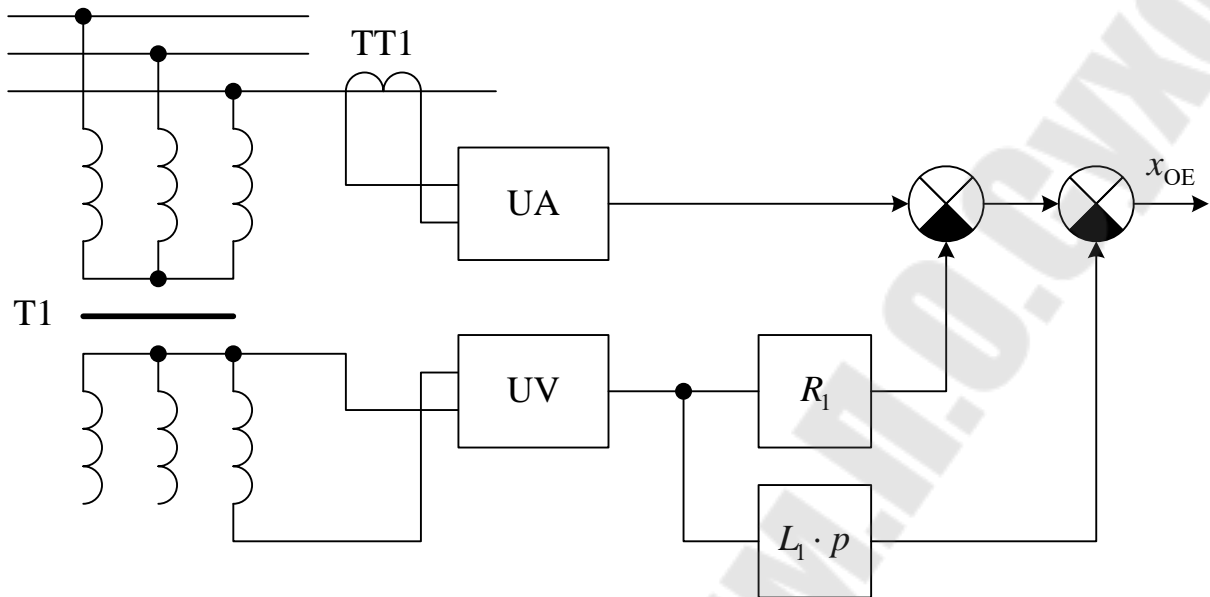


Рисунок 75. Схема датчика ЭДС.

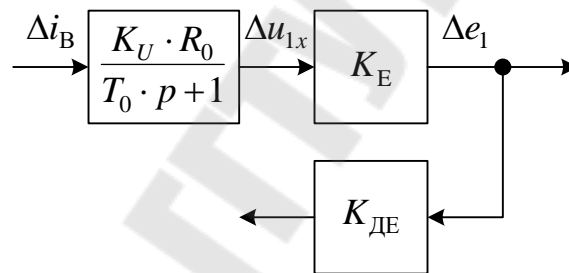


Рисунок 76. Фрагмент структурной схемы для синтеза контура ЭДС.

$$k_E = \frac{E_1}{\gamma \cdot U_{1H}} = v \cdot \sqrt{\frac{B(S_a)}{A(v, S_a)}}$$

где A и B – алгебраические полиномы S_a с коэффициентами из параметров схемы замещения.

Т.о. при регулировании скорости коэффициент k_E будет изменяться. И для сохранения динамических показателей качества необходимо с изменением сигнала задания скорости изменять коэффициент передачи регулятора ЭДС.

Контур регулирования скорости может быть синтезирован по упрощенной структурной схеме двигателя для частотного управления при постоянстве Ψ_1 (см. рис. 54).

Более точный синтез системы управления производится при одновременном рассмотрении переходных процессов во взаимосвязанных контурах, с помощью методов синтеза взаимосвязанных систем управления.

3.10. Частотно-токовое управление асинхронным двигателем

При частотном управлении скольжение и потребляемый ток двигателя устанавливается в соответствии с моментом, развиваемым двигателем. Причем момент не регулируется специальным регулятором. Это приводит к тому, что отсутствует режим работы на упор и нету возможности регулировать момент и ускорение в переходных процессах. Еще одним недостатком частотного управления является сложность реализации законов регулирования когда потокосцепление является функцией момента.

Если при частотном управлении основной закон регулирования $\Psi_1 = const$, то при частотно-токовом $\Psi_2 = const$. В общем же случае амплитуда переменного тока регулируется в функции абсолютного скольжения (момента). Если принять ток статора за независимую переменную, то по Т-образной схеме замещения можно получить выражение зависимости тока статора от абсолютного скольжения.

$$I_1 = f(S_a) = I_{1XX} \cdot x_\mu \cdot \sqrt{\frac{C(S_a)}{B(S_a)}}.$$

Так, если требуется получить $\Phi = \Phi_H = const$ указанная зависимость представляет собой кривую, близкую к параболе. Для упрощения реализации функционального преобразователя кривая аппроксимируется 3 отрезками, как показано на рис. 77.

Функциональная схема показана на рис. 78. Сигнал задания тока статора вырабатывается функциональным преобразователем АФ, реализующим зависимость $I_1 = f(S_a)$. Сигнал на входе преобразователя, пропорциональный абсолютному скольжению вычисляется путем вычитания сигналов задания частоты обратной связи по скорости. Для получения достаточной жесткости механических характеристик используется контур регулирования скорости.

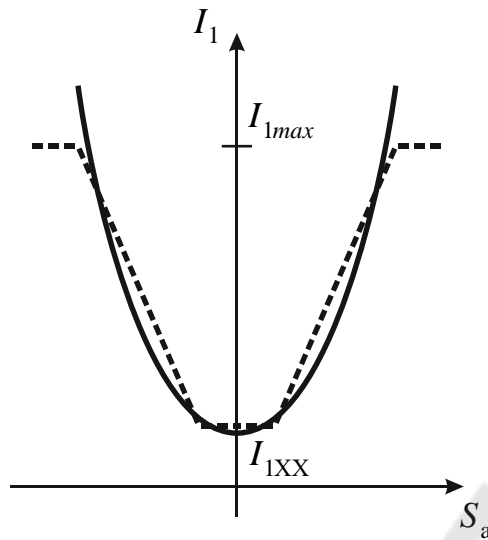


Рисунок 77. Характеристика функционального преобразователя ЭП с частотно-токовым управлением.

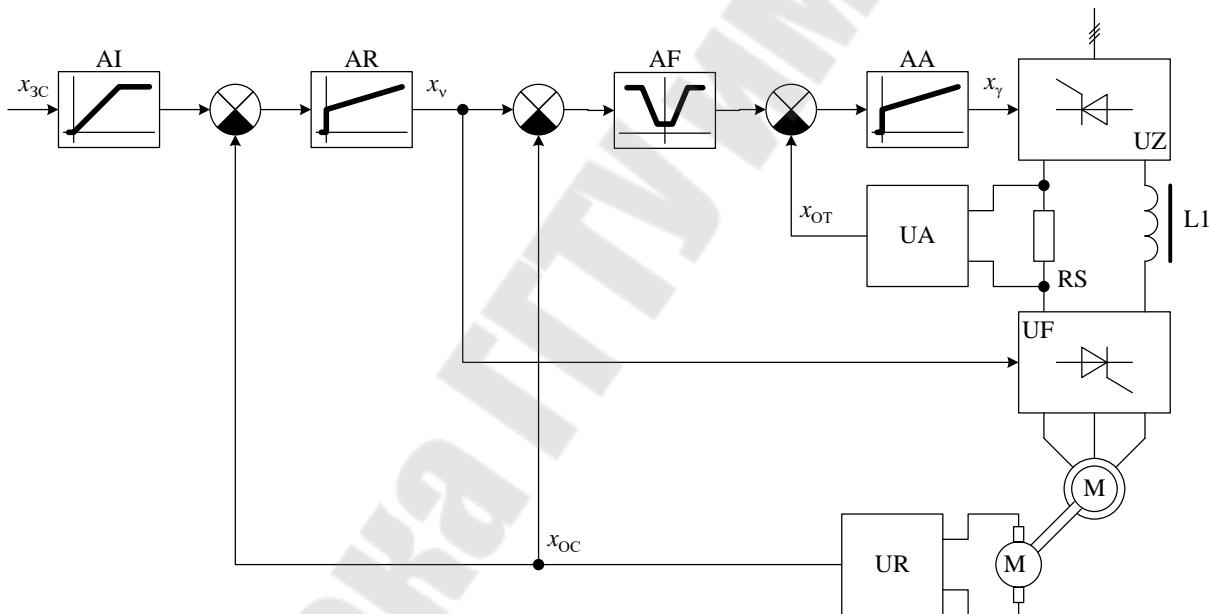


Рисунок 78. Функциональная схема ЭП с частотно-токовым управлением.

4. Системы стабилизации скорости

4.1. Режимы работы и показатели систем стабилизации скорости

Назначение этих систем заключается в поддержании с требуемой точностью скорости движения рабочего органа. Наиболее характерными режимами являются: длительный в установках с непрерывным

технологическим процессом и кратковременный при программном управлении скоростью в широких пределах.

В длительном режиме работают электропривода непрерывных прокатных станков, бумагоделательных машин и др. Кратковременный режим характерен для электроприводов металлорежущих станков, реверсивных прокатных станков. Для электроприводов машин с кратковременным режимом работы кроме стабилизации скорости ставится задача формирования оптимальных по быстродействию переходных процессов.

При длительной же непрерывной обработке режимы пуска и торможения являются вспомогательными и система управления проектируется для обеспечения требуемой точности стабилизации скорости в установившихся режимах. Весьма существенно при этом исключить долговременные дрейфы параметров, которые вызваны, главным образом тепловыми процессами.

Для систем с кратковременным режимом работы требования по точности стабилизации скорости на одних участках работы могут находиться в противоречии с требованиями максимального быстродействия на других участках.

Для оценки точности систем стабилизации скорости может применяться статическая ошибка в виде отношения отклонения скорости $\Delta\omega_{ст}$ к заданной скорости ω_3 . $\Delta\omega_{ст}$ определяется в установившемся режиме по окончании переходного процесса по моменту сопротивления или напряжению сети. Данный показатель статической точности применяется в основном для сравнительно грубых систем. При наличии интегральной составляющей регулятора скорости статическая точность очень высока.

Более важным показателем является показатель динамической точности, основанный на оценке мгновенных отклонений скорости на различных временных интервалах. Эти отклонения определяются рядом факторов, к основным из которых относятся:

1. Динамические изменения момента сопротивления и напряжения сети.
2. Параметрические возмущения в двигателе, преобразователе и механической передаче.
3. Погрешности измерения текущего значения скорости.
4. Помехи в каналах управления.

Когда один из названных факторов оказывается более значимым, то оценка точности обычно производится только по его действию. Если же несколько факторов оказываются примерно равнозначными, то оценку точности производят как при воздействии каждого отдельно, так и при суммарном.

Динамическую точность оценивают по отношению мгновенного максимального отклонения $\Delta\omega_{\text{МГ}}$ или среднеквадратичного $\Delta\omega_{\text{СК}}$ к заданному значению $\Delta\omega_{\text{МГ}}/\omega_3$ или $\Delta\omega_{\text{СК}}/\omega_3$. Оценка по среднеквадратичному отклонению более полно характеризует систему, поскольку основана на статистических характеристиках отклонений. По динамической точности системы можно разделить на:

1. Системы малой точности с отклонением 1–5 %.
2. Системы средней точности с отклонением 0,1–1 %.
3. Точные – 0,01–0,1 %.
4. Высокоточные – менее 0,01 %.

В зависимости от требований к точности системы могут выполняться аналоговыми, цифровыми или аналого-цифровыми. Причем на точность влияет и исполнение силовой части электропривода. Так, для точных и высокоточных систем целесообразно применять безредукторные электропривода с управляемым преобразователем на основе ШИМ. Для малой и средней точности допустимо использовать тиристорный преобразователь и редуктор.

Существенным показателем при проектировании системы стабилизации скорости является диапазон регулирования скорости. По этому показателю различают:

1. Системы с малым диапазоном $D < 3$.
2. Системы со средним диапазоном $3 < D < 50$.
3. Системы с широким диапазоном $D > 50$.

Современные электропривода могут обеспечить диапазон регулирования до 100000.

Если регулирование производится в широком диапазоне, то могут значительно изменяться динамические характеристики возмущающих воздействий и погрешности информационных устройств. Это обычно приводит к построению системы с перенастройкой структуры информационно-управляющей части.

4.2. Построение обратной связи по скорости

На точность систем стабилизации скорости существенное влияние оказывают способы задания и измерения скорости, выделения сигнала ошибки. Указанные устройства, в целом, можно назвать системой обработки информации о скорости.

Наиболее простыми являются аналоговые. Сигналом задания скорости является напряжение постоянного тока, которое получают от стабилизированного источника питания. Измерение скорости производится тахогенератором постоянного или переменного тока. При применении тахогенератора переменного тока используется выпрямитель и фильтр. Выделение ошибки производится сумматором на операционном

усилителе. Как правило сумматор совмещается с регулятором скорости. Для формирования процессов изменения скорости используется задатчик интенсивности. Схема с тахогенератором переменного тока показана на рис. 79. RLC-фильтр применяется для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения тахогенератора, обратных пульсаций, связанных с магнитной анизотропией магнитопровода и неточным согласованием валов двигателя и тахогенератора.

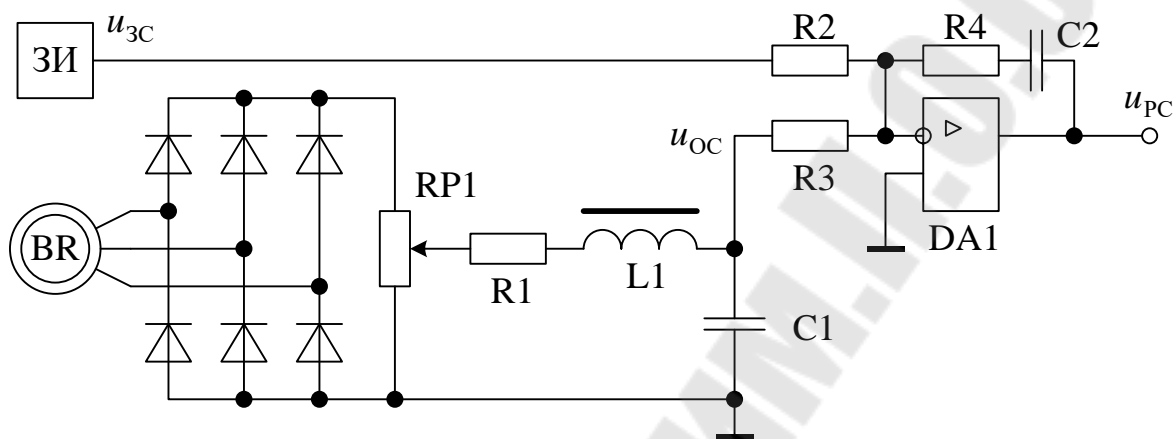


Рисунок 79. Принципиальная схема узла обратной связи по скорости на основе тахогенератора переменного тока.

При применении тахогенератора постоянного тока кроме обратных пульсаций в напряжении присутствуют и коллекторные пульсации, что также требует применения фильтра.

Сопротивление обмоток тахогенератора и его нагрузки достаточно большие. При длинной линии связи между тахогенератором и платами управления в ней присутствуют наводки от силовой части.

В результате наличие высокого уровня помех в канале обратной связи и необходимость их фильтрации является недостатком тахогенераторов. Минимальная погрешность лучших образцов аналоговых систем обработки информации о скорости практически не ниже 0,1 %.

Для получения более высокой точности используют импульсные датчики скорости и цифровые системы обработки информации. В современных электроприводах используют фотоэлектрические и индуктивные датчики скорости. При непрерывном движении датчика образуется последовательность импульсов, частота которых пропорциональна мгновенному значению скорости. Такие датчики также имеют регулярные погрешности (роторные, шаговые и др.), но их уровень гораздо ниже, чем у тахогенераторов.

При использовании импульсного датчика скорости задание скорости и сигнал ошибки также могут представляться в цифровой форме. Цифровые системы обработки информации о скорости могут применяться

в цифровых и аналого-цифровых системах управления. Функциональная схема цифровой системы обработки информации о скорости представлена на рис. 80.

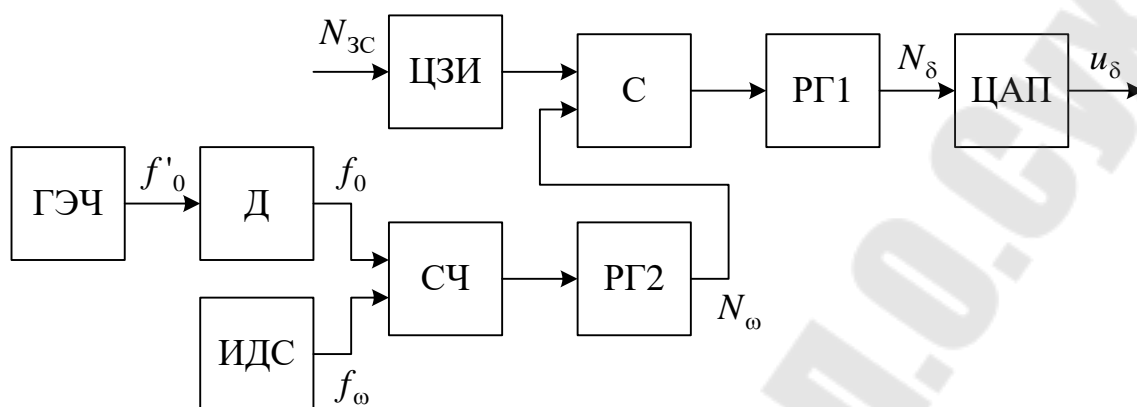


Рисунок 80. Функциональная схема цифровой системы обработки информации о скорости.

Сигнал задания скорости в цифровой форме $N_{зс}$ может подаваться непосредственно или через цифровой задатчик интенсивности ЦЗИ на вход сумматора С. ГЭЧ – генератор эталонной частоты f'_0 . Д – делитель. В зависимости от принципа измерения скорости выбираются необходимые входы реверсивного счетчика СЧ для импульсов с делителя и импульсного датчика скорости ИДС. РГ1 и РГ2 – регистры для промежуточного хранения информации.

В цифровых системах обработки информации о скорости используются 2 принципа измерения скорости в зависимости от требуемой точности, диапазона регулирования и разрешающей способности датчика.

Первый основан на подсчете числа импульсов от ИДС за интервал времени определяемый частотой дискретизации системы $T_0 = 1/f_0$. Число N_{ω} , равное числу импульсов за T_0 , пропорционально действительной скорости. Импульсы по каналу f_0 останавливают счетчик. При этом число записывается в РГ2, и счетчик обнуляется. В сумматоре С производится вычитание чисел $N_{зс}$ и N_{ω} . На его выходе число, пропорциональное ошибке $N_{\delta} = N_{зс} - N_{\omega} = K_{ос} \cdot (\omega_з - \omega)$.

При втором принципе измерения скорости с помощью эталонной частоты f_0 определяется временной интервал между i -ым и $(i+k)$ -ым импульсами ИДС (k может изменяться в зависимости от значения скорости). Период дискретизации системы будет в этом случае переменным, даже при $k = const$.

$$T_n = \sum_{j=i}^{i+k} T_{\text{ДС}j}$$

где k – число импульсов от ИДС за период измерения,
 $T_{\text{ДС}j}$ – длительность текущих интервалов времени между импульсами от ИДС.

За временной интервал T_n в общем случае с ИДС поступает m импульсов эталонной частоты f_0 . При этом значение скорости в момент времени $t = i \cdot T_0$ будет обратно пропорционально m .

$$\omega(i \cdot T_0) = \frac{1}{m \cdot T_0} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot k}{z},$$

где z – число импульсов ИДС за один оборот вала.

Недостатком такого способа является обратная зависимость числа m от скорости (поэтому требуется дополнительная обработка N_ω). Достоинством второго способа является более высокая частота дискретизации при низких скоростях, и, как следствие, более высокая точность измерения и стабилизации скорости.

Дальнейшее повышение точности измерения скорости можно реализовать, если производить измерение временных интервалов не между двумя соседними импульсами ИДС, а между импульсами задающей эталонной частоты f_3 и импульсами ИДС (при абсолютном равенстве усредненных мгновенных значений частот). Это практически соответствует измерению отклонения текущего перемещения от заданного за интервал времени $T_3 = 1/f_3$. Формирование задающей частоты f_3 можно рассматривать как задание линейно изменяющегося во времени перемещения, что эквивалентно заданию скорости.

4.3. Основы оптимизации систем стабилизации скорости

Суммарная динамическая ошибка зависит от регулярных и случайных воздействий на систему. К регулярным воздействиям относятся: изменения момента сопротивления, связанные с технологическим процессом; обратные пульсации момента, связанные с кинематической цепью; обратные изменения электромагнитного момента, связанные с зубцовыми и другими изменениями магнитного потока, связанные с коммутацией в щеточно-коллекторном узле и т.д. К случайным воздействиям относят случайные изменения момента сопротивления и напряжения сети, помехи в каналах измерения и управления.

Если в системе имеется внутренний контур регулирования тока или напряжения преобразователя, то обеспечивается эффективное уменьшение влияния изменений напряжения сети. Наибольшее влияние при этом на динамическую ошибку оказывают изменения момента сопротивления и помехи. При этом оптимизация систем стабилизации скорости связана с обеспечением противоречивых требований оптимальной фильтрации помех и измерения составляющих ошибки от случайных изменений момента сопротивления. И основана на следующем подходе. Помехи и изменения момента сопротивления в общем случае являются некоррелированными случайными процессами с нормальным законом распределения и нулевым математическим ожиданием. Для определения частоты среза контура скорости и вида частотной характеристики определяют: дисперсии составляющих суммарной ошибки от каждого вида воздействия, дисперсию результирующей ошибки, частные производные дисперсии суммарной ошибки по варьируемым параметрам системы стабилизации скорости. После приравнивания последних к нулю находят значения параметров, обеспечивающих минимум ошибки.

Для точных и высокоточных систем стабилизации необходимо учитывать помехи измерения промежуточных координат, параметрические возмущения в двигателе и ряд других явлений (ограничение регуляторов, сумматоров и т.д.). В результате синтез является задачей многомерного синтеза, который обычно производится с помощью статистической теории автоматического управления.

4.4. Функциональные схемы систем стабилизации скорости точных электроприводов

Структуры цифро-аналоговых систем также как и аналоговых могут выполняться по принципу подчиненного регулирования. Функциональная схема показана на рис. 81.

Основной контур регулирования скорости выполняется цифровым: цифровой датчик интенсивности ЦЗИ, цифровая система обработки информации о скорости, цифровой регулятор скорости РС. Сигнал задания тока формируется на выходе цифро-аналогового преобразователя ЦАП. УЗ – устройство задания скорости.

При пропорциональном РС сигнал ошибки N_{δ} подается непосредственно на ЦАП. При более сложной структуре регулятора вводятся дополнительные регистры для приема и промежуточного хранения информации в процессе выполнения вычислительных операций. А также сумматоры для выполнения арифметического суммирования. При пропорционально-интегрирующем РС для получения интегральной составляющей производится суммирование текущих значений ошибки N_{δ} в накапливающем сумматоре С2 с последующим сохранением результата в

регистре РГ3. Все составляющие выходного сигнала регулятора суммируются в сумматоре С4 и виде числа N_{Σ} поступают на ЦАП. При пропорционально-интегрально-дифференциальном регуляторе для получения дифференциальной составляющей в сумматоре С3 из текущего значения ошибки N_{δ} вычитается предыдущее значение ошибки, хранимое в РГ4. В цифровой форме ПИД-закон регулирования может быть представлен в следующем виде

$$N_{\delta}(i \cdot T_0) = N_{3C}(i \cdot T_0) - N_{\omega}(i \cdot T_0),$$

$$N_{\Sigma}(i \cdot T_0) = K_1 \cdot N_{\delta}(i \cdot T_0) + K_2 \cdot \sum N_{\delta}(i \cdot T_0) + K_3 \cdot \{N_{\delta}(i \cdot T_0) - N_{\delta}[(i-1) \cdot T_0]\}.$$

где K_1, K_2, K_3 – масштабные коэффициенты.

Когда управление рабочей машиной производится от ЭВМ, то для локальной цифро-аналоговой системы управления можно применить более простую, функциональная схема которой представлена на рис. 82.

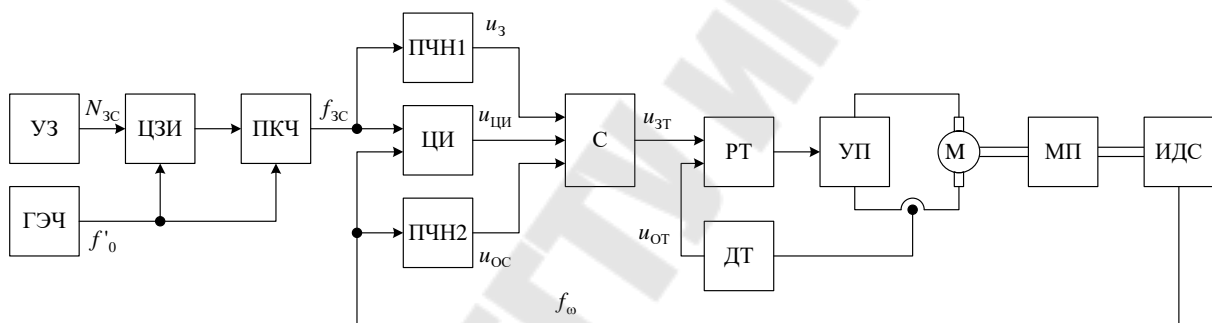


Рисунок 82. Функциональная схема цифро-аналоговой системы стабилизации скорости при управлении от ЭВМ.

В преобразователе «код-частота» ПКЧ производится преобразование сигнала задания скорости в импульсную форму. Частота импульсов f_{3C} определяет требуемую скорость вращения электропривода. Регулятор скорости состоит из цифрового интегратора ЦИ аналогового пропорционального звена, совмещенного с аналоговым сумматором С. Напряжение задания u_3 на входе системы формируется преобразователем «частота-напряжение» ПЧН1. Если исключить из системы ЦИ, то получим систему управления с пропорциональным регулятором скорости. Сигнал обратной связи u_{OC} формируется с помощью ПЧН2.

ЦИ включает в себя 3 основных узла: узел разделения входных импульсов по времени, реверсивный счетчик, ЦАП. Импульсы частот f_{3C} и f_{ω} разделяются таким образом, чтобы импульсы одной последовательности поступали на вход счетчика во время паузы второй

последовательности. Переходная характеристика интегратора при постоянном значении частоты входного сигнала представлена на рис. 83.

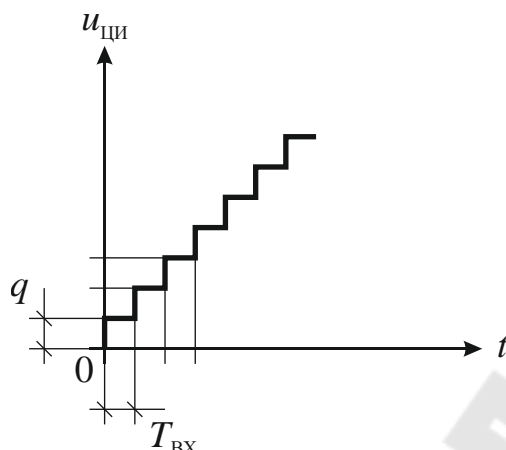


Рисунок 83. Переходная характеристика цифрового интегратора.

На характеристике обозначено:

$T_{ВХ} = \frac{1}{f_{ВХ}}$ – период импульсов входного сигнала,

$q = \frac{U_{ЦИ\max}}{N}$ – дискретность по уровню,

где N – емкость реверсивного счетчика (максимальное число),

$U_{ЦИ\max}$ – максимальное напряжение на выходе ЦАП.

Переходная характеристика соответствует интегрирующему звену с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{q}{T_{ВХ} \cdot p} = \frac{1}{T_{И} \cdot p},$$

где $T_{И}$ – постоянная времени интегратора

$$T_{И} = \frac{T_{ВХ}}{q} = \frac{T_{ВХ} \cdot N}{U_{ЦИ\max}}.$$

Изменять $T_{И}$ в зависимости от схемной реализации можно изменением опорного напряжения ЦАП (соответствует изменению $U_{ЦИ\max}$), изменением емкости счетчика N , изменением масштаба входной частоты ($T_{ВХ}$).

Уровень и полярность выходного сигнала интегратора $u_{ци}$ определяются разностью частот

$$u_{\text{ЦИ}} = q \cdot \int_0^t (f_{\text{ЗС}} - f_{\omega}) \cdot dt = q_1 \cdot \Delta\varphi,$$

где $\Delta\varphi$ – разность фаз последовательностей импульсов,

$$q_1 = \frac{q}{2 \cdot \pi}.$$

В результате подобная реализация может быть названа частотно-фазовой.

Если допустимо пренебречь дискретизацией ЦИ, то систему структурная схема модели системы будет иметь вид, показанный на рис. 84. На схеме обозначено:

K_1, K_2 – коэффициенты передачи соответствующих ПЧН (должны быть равны $K_1 = K_2 = K$),
 K_f – коэффициент передачи ИДС

$$K_f = \frac{\Delta f_{\omega}}{\Delta \omega}.$$

Коэффициент передачи регулятора скорости $K_{\text{РС}}$ определяется исходя из настройки на технический оптимум. Для определения постоянной времени интегратора преобразуем структурную схему, перенеся сигналы u_3 и $u_{\text{ОС}}$ со второго сумматора на первый. Преобразованная схема показана на рис. 85.

Полученная передаточная функция регулятора соответствует ПИ-регулятору. Выбор его параметров

$$K_{\text{Р}} = \frac{K_{\text{РС}}}{K}, T'_{\text{И}} = \frac{T_{\text{И}}}{K}$$

производится исходя из настройки на симметричный оптимум. Процессы в такой цифро-аналоговой системе близки к процессам в аналоговой системе, но наличие цифровой части с ИДС позволяет получить более высокую точность стабилизации скорости.

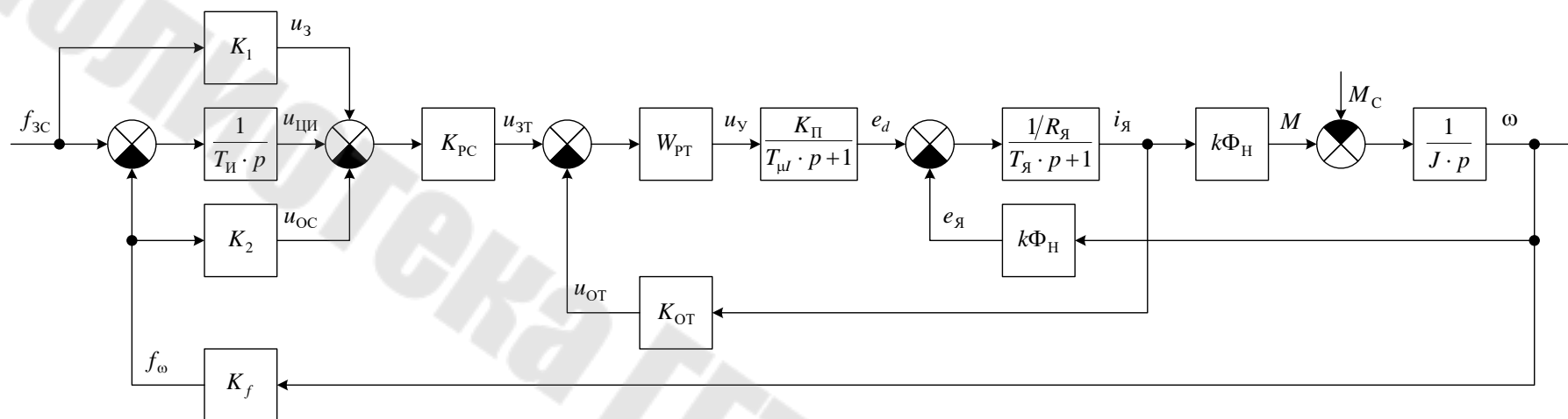


Рисунок 84. Структурная схема цифро-аналоговой системы стабилизации скорости с управлением от ЭВМ.

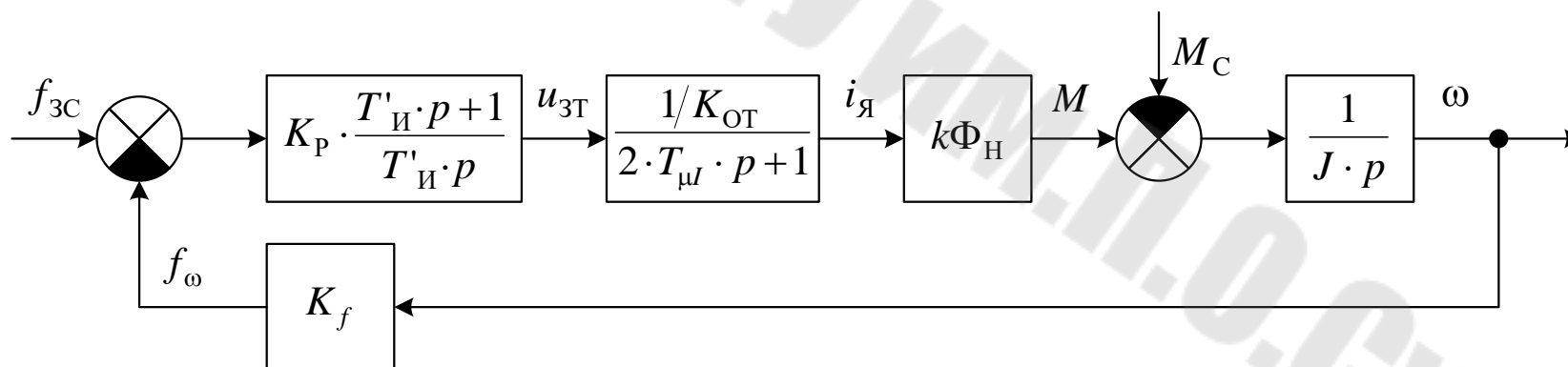


Рисунок 85. Преобразованная структурная схема цифро-аналоговой системы стабилизации скорости с управлением от ЭВМ.

4.5. Требования к многодвигательным электроприводам

Целый ряд промышленных установок с непрерывным технологическим процессом имеют многодвигательные электроприводы со стабилизацией скорости. К ним относятся непрерывные прокатные станы, линии по производству линолеума, обоев, машины текстильного производства и др. Рассмотрим условия работы на примере прокатного стана. Отдельные рабочие секции представляют рабочие клетки в которых одновременно производится прокатка металла.

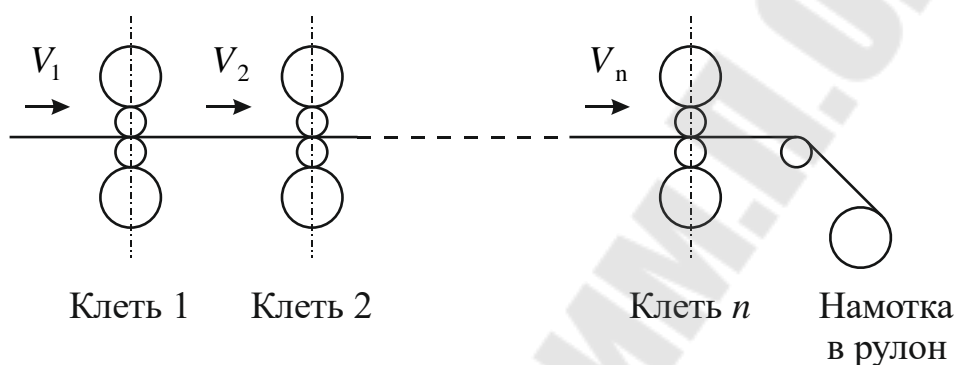


Рисунок 86. Упрощенная кинематическая схема установки с непрерывным технологическим процессом.

Если производится прокатка полосы, то и подача металла производится с разматывателя.

При одновременной прокатке в установившемся режиме количество металла, проходящее каждую клетку в единицу времени должно быть одинаковым. При этом должно соблюдаться равенство

$$Q_1 \cdot V_1 = Q_2 \cdot V_2 = \dots = Q_i \cdot V_i = \dots = Q_n \cdot V_n$$

где: Q_i – сечение металла,
 V_i – скорость движения металла перед входом в i -ую клетку.

Скорость после обжатия в клетке

$$V = \frac{\omega \cdot d}{2} \cdot (1 + s)$$

где: ω, d – угловая скорость и диаметр валков,
 s – коэффициент опережения по скорости.

Если отсутствует связь между валками соседних клеток через металл, то скорость выхода из i -ой и $(i+1)$ -ой клетки

$$V_{\text{ВЫХ}i} = \frac{\omega_i \cdot d_i}{2} \cdot (1 + s_i), \quad V_{\text{ВЫХ}i+1} = \frac{\omega_{i+1} \cdot d_{i+1}}{2} \cdot (1 + s_{i+1}).$$

Отсюда соотношение скоростей

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \frac{V_{\text{ВЫХ}_{i+1}}}{V_{\text{ВЫХ}_i}} \cdot \frac{d_i \cdot (1 + s_i)}{d_{i+1} \cdot (1 + s_{i+1})}.$$

В установившемся режиме количество выходящего из клеток металла одинаково. Обозначив соотношение сечений (вытяжка металла)

$$\lambda_{i+1} = \frac{Q_{\text{ВХ}_{i+1}}}{Q_{\text{ВЫХ}_{i+1}}}$$

получим

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \lambda_{i+1} \cdot \frac{d_i \cdot (1 + s_i)}{d_{i+1} \cdot (1 + s_{i+1})}.$$

Выполнение данного условия обеспечивает режим так называемой свободной прокатки, когда металл большего сечения не испытывает усилий растяжения или сжатия, а металл меньшего сечения прокатывается с образованием петли, имеющей постоянную величину. При этом $V_{\text{ВЫХ}_i} = V_{\text{ВХ}_{i+1}}$.

Если производят прокатку с постоянным натяжением металла между клетями, то соотношение скоростей

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \lambda_{i+1} \cdot \delta \cdot \frac{d_i \cdot (1 + s_i)}{d_{i+1} \cdot (1 + s_{i+1})}$$

где $\delta > 1$ – постоянный коэффициент, определяемый значением натяжения.

Таким образом скорости вращения рабочих валков разных клеток должны иметь строго определенное соотношение, которое зависит от технологии и свойств металла. Качество прокатываемого металла обеспечивается при стабилизации скорости каждой клетки и соотношения скоростей. Для получения заправочной и рабочей скоростей необходимо также обеспечить одновременное регулирование электроприводов всех клеток.

В машинах непрерывного действия по производству обоев, нанесения покрытия на полимерные материалы и в некоторых текстильных имеются участки: нанесения покрытия или покраски, сушильная часть, каландр. Последний служит для придания необходимой гладкости и плотности.

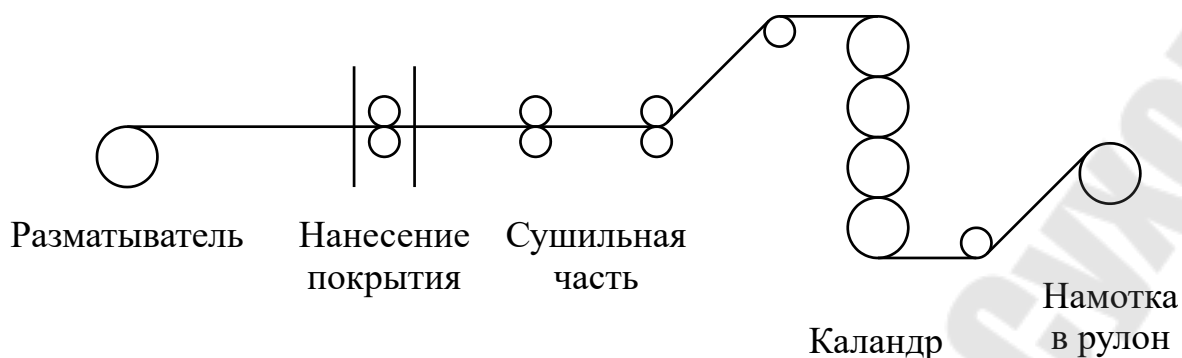


Рисунок 87. Функциональная схема линии по производству обоев.

Для таких машин характерны те же основные особенности, что и для прокатных станков. Отличие проявляется в том, что в сушильной части может происходить усадка материала, из-за которой потребуется уменьшение линейной скорости.

Для большинства подобных машин требования к системе управления скоростью общие:

1. Длительная стабилизация с заданной точностью линейной скорости обрабатываемого материала.
2. Стабилизация отношения скоростей отдельных секций машины исходя из технологических требования для получения заданного натяжения или заданной петли в межсекционных промежутках.
3. Одновременное плавное регулирование скоростей всех секций в диапазоне, определяемым технологическими требованиями.
4. Подрегулировка скоростей отдельных секций с зависимым или независимым управлением скоростями соседних секций.

При анализе и синтезе систем управления таких электроприводов их необходимо рассматривать как взаимосвязанные через полотно обрабатываемого материала при натяжении.

Соотношение скоростей устанавливается по отношению к ведущей секции, в качестве которой обычно выступает сушильная часть или участок нанесения покрытия. Для этой секции обеспечивается только стабилизация скорости.

В подобных машинах непрерывного действия кроме систем управления скоростью могут применяться системы регулирования натяжения или петли.

4.6. Системы управления скоростью и соотношением скоростей взаимосвязанных многодвигательных электроприводов

Многодвигательные электропривода установок непрерывного действия ранее выполнялись с электродвигателями постоянного тока. Сейчас находят применение и привода переменного тока с векторным

управлением, структура систем управления которыми аналогична системам управления приводов постоянного тока. Системы автоматического управления скоростью приводов постоянного тока более просты и обладают более широкими регулировочными способностями по отношению к электродвигателям переменного тока. Питание якорных обмоток двигателей может осуществляться от общего тиристорного преобразователя или от индивидуальных. В двухзонных электроприводах используются как общие преобразователи для возбуждения так и индивидуальные. При высоких требованиях к стабилизации скорости, когда электродвигатель может перейти в рекуперативный режим электропривод выполняется реверсивным.

Рассмотрим построение и особенности системы на примере 3-хдвигательного электропривода, функциональная схема которого представлена на рис. 88.

На схеме обозначено: УЗ – общее устройство задания скорости, ЗИ – задатчик интенсивности, ИЗ – инерционное звено, УЗСС – устройство задания соотношения скоростей.

Локальные системы управления электроприводами выполняются по типовым схемам. Взаимосвязь систем происходит по цепи нагрузки через полотно обрабатываемого материала и по цепи управления для задания скорости и соотношения скоростей.

Плавное изменение общей скорости электроприводов обеспечивается ЗИ. Задание скорости для каждой локальной системы подается через ИЗ. Соотношение скоростей отдельных электроприводов обеспечивается УЗСС. Они включаются в зависимости от способа управления соотношением скоростей локальных систем:

1. С параллельным или независимым управлением.
2. С последовательным (зависимым).
3. С комбинированным управлением, сочетающем первые 2 способа.

Реализация последовательного управления на аналоговой базе показана на рис. 89. При последовательном управлении коэффициенты передачи устройств задания соотношения скоростей определяются

$$K_{CC_{i+1}} = \frac{U_{ЗC_{i+1}}}{U_{ЗC_i}} = \frac{\omega_{i+1}}{\omega_i},$$

которые в зависимости от условий работы могут быть как больше, так и меньше единицы. Если изменить коэффициент передачи для одного устройства, то произойдет изменение значения сигнала задания и для последующих электроприводов. Сигнал задания определяется

$$U_{ЗC_2} = K_{CC_2} \cdot U_{ЗC_1}, U_{ЗC_3} = K_{CC_3} \cdot U_{ЗC_2}, U_{ЗC_N} = \prod_{i=2}^N K_{CC_i} \cdot U_{ЗC_1}.$$

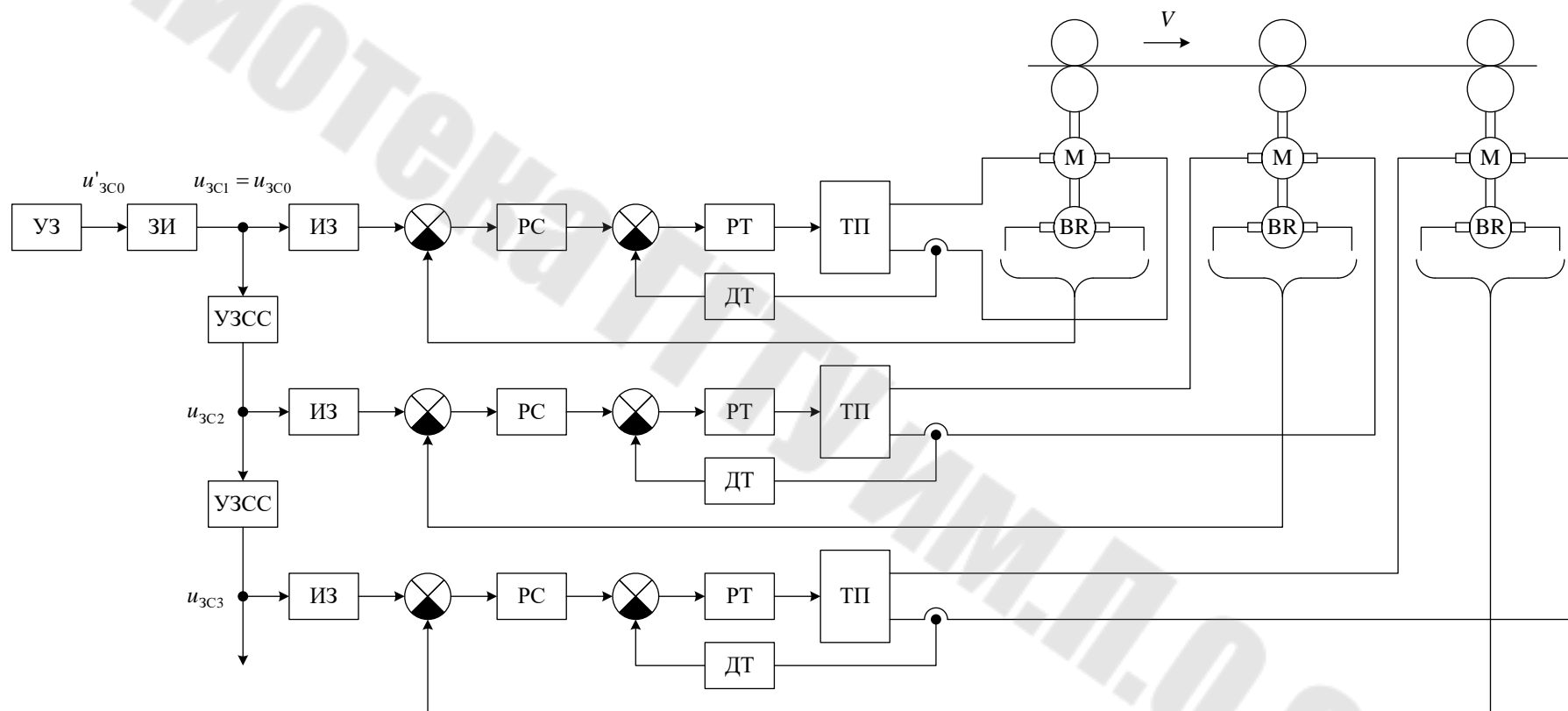


Рисунок 88. Функциональная схема трехдвигательного ЭП.

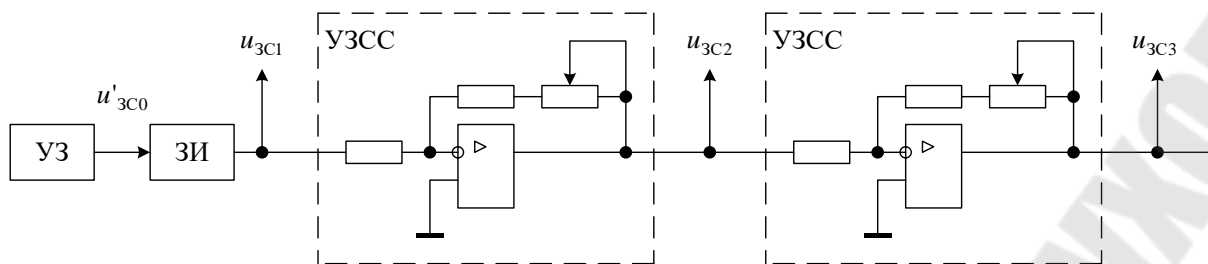


Рисунок 89. Принципиальная схема аналоговой реализации последовательного управления соотношением скоростей.

Реализация параллельного способа управления на аналоговой базе показана на рис. 90. При параллельном способе изменение сигнала задания для одного электропривода за счет изменения коэффициента передачи УЗСС не повлечет за собой изменение скоростей остальных электроприводов, а соотношение скоростей устанавливается в соответствии с выражением

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \frac{U_{зсi+1}}{U_{зсi}} = \frac{K_{ССi+1}}{K_{ССi}}, \text{ где } K_{ССi} = \frac{U_{зсi}}{U_{зс1}}, K_{ССi+1} = \frac{U_{зсi+1}}{U_{зс1}}.$$

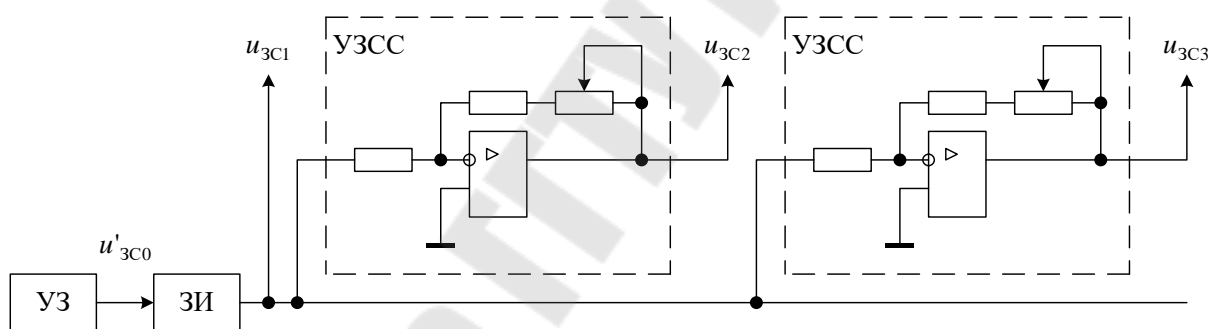


Рисунок 90. Принципиальная схема аналоговой реализации параллельного управления соотношением скоростей

Обычно контура регулирования скорости локальных систем управления настраиваются на симметричный оптимум. И для уменьшения перегуливания на входе систем устанавливаются ИЗ.

Взаимосвязь локальных систем управления через обрабатываемый материал происходит, когда движение полотна материала в межсекционных промежутках осуществляется с натяжением F . Для определения соотношений используем схему механической части, представленную на рис. 91.

Будем считать, что радиусы всех валков одинаковы и равны r . Все параметры и переменные приведены к угловой скорости валков. Кинематическая цепь каждого из ЭП абсолютно жесткая.

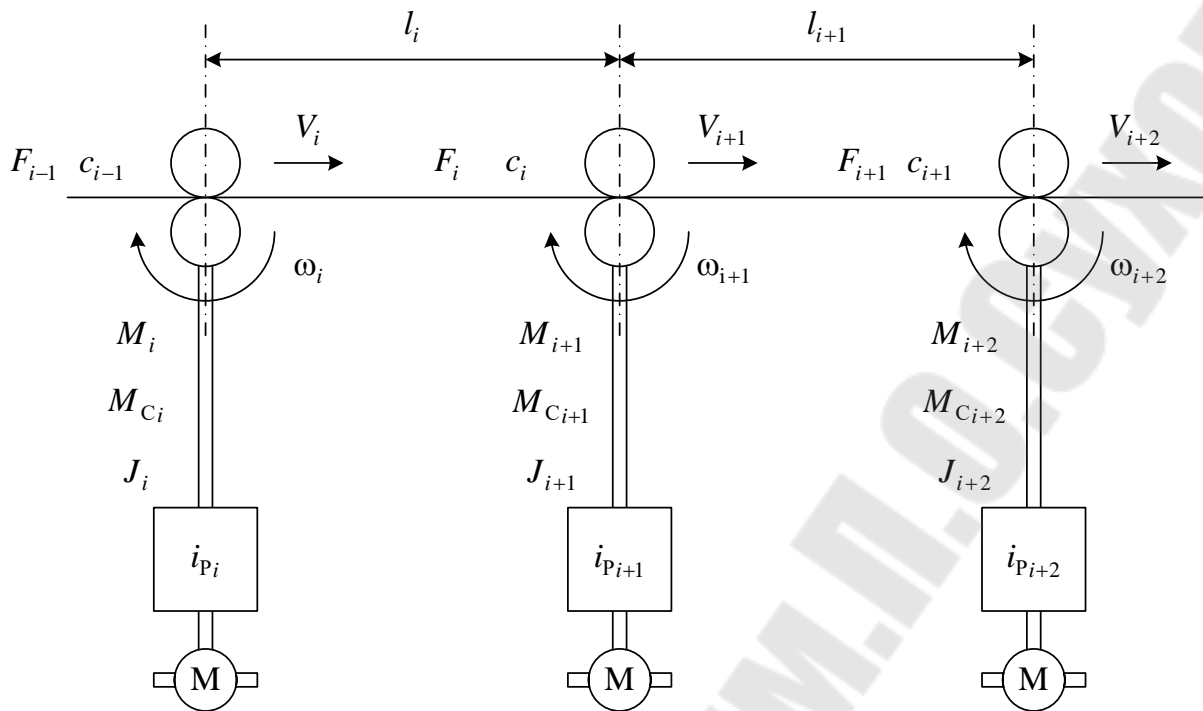


Рисунок 91. Схема механической части многодвигательного ЭП.

Действие на полотно предшествующей и последующей клетей представлено усилиями F_{i-1} и F_{i+1} . Натяжение полотна определяется коэффициентом жесткости c_i при удлинении Δl_i заготовки

$$F_i = c_i \cdot \Delta l_i = c_i \cdot l_i \cdot \varepsilon_i,$$

где ε_i – относительное удлинение

$$\varepsilon_i = \frac{\Delta l_i}{l_i}.$$

Для анализа динамических процессов при наличии натяжения в межсекционном (межклетевом) промежутке используют допущения:

1. Материал полотна однороден на длине межсекционного промежутка и имеет одинаковую ширину и толщину.
2. Вес материала не влияет на деформацию.
3. Деформация имеет упругий характер и равномерна по сечению.
4. Отсутствует проскальзывание материала относительно валков и т.д.

Следует учесть, что натяжение связано не только с деформацией, но и с ее изменением. При этом

$$F_i = \frac{c_i}{p} \cdot [V_{i+1} - V_i \cdot (1 + \varepsilon_i)].$$

Тогда уравнения движения для i -го ЭП можно записать в следующем виде

$$\left\{ \begin{array}{l} M_i - M_{C_i} + (F_i - F_{i-1}) \cdot r = J_i \cdot p \cdot \omega_i, \\ F_i = \frac{c_i}{p} \cdot [V_{i+1} - V_i \cdot (1 + \varepsilon_i)], \\ V_i = \omega_i \cdot r, \\ \varepsilon_i = \frac{F_i}{c_i \cdot l_i}. \end{array} \right.$$

Аналогично для $(i+1)$ -го ЭП

$$\left\{ \begin{array}{l} M_{i+1} - M_{C_{i+1}} + (F_{i+1} - F_i) \cdot r = J_{i+1} \cdot p \cdot \omega_{i+1}, \\ F_{i+1} = \frac{c_{i+1}}{p} \cdot [V_{i+2} - V_{i+1} \cdot (1 + \varepsilon_{i+1})], \\ V_{i+1} = \omega_{i+1} \cdot r, \\ \varepsilon_{i+1} = \frac{F_{i+1}}{c_{i+1} \cdot l_{i+1}}. \end{array} \right.$$

Полученные уравнения являются нелинейными из-за наличия произведений скорости на относительную деформацию. Для линеаризации используется разложение в ряд Тэйлора. Записав систему в отклонениях от начальных значений в рабочей точке, получим

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta M_i - \Delta M_{C_i} + (\Delta F_i - \Delta F_{i-1}) \cdot r = J_i \cdot p \cdot \Delta \omega_i, \\ \Delta F_i = \frac{c_i}{p} \cdot [\Delta V_{i+1} - \Delta V_i \cdot (1 + \varepsilon_{\text{НАЧ}_i}) - V_{\text{НАЧ}_i} \cdot \Delta \varepsilon_i], \\ \Delta V_i = \Delta \omega_i \cdot r, \\ \Delta \varepsilon_i = \frac{\Delta F_i}{c_i \cdot l_i}, \\ \Delta M_{i+1} - \Delta M_{C_{i+1}} + (\Delta F_{i+1} - \Delta F_i) \cdot r = J_{i+1} \cdot p \cdot \Delta \omega_{i+1}, \\ \Delta F_{i+1} = \frac{c_{i+1}}{p} \cdot [\Delta V_{i+2} - \Delta V_{i+1} \cdot (1 + \varepsilon_{\text{НАЧ}_{i+1}}) - V_{\text{НАЧ}_{i+1}} \cdot \Delta \varepsilon_{i+1}], \\ \Delta V_{i+1} = \Delta \omega_{i+1} \cdot r, \\ \Delta \varepsilon_{i+1} = \frac{\Delta F_{i+1}}{c_{i+1} \cdot l_{i+1}}. \end{array} \right.$$

Учитывая, что обычно $\varepsilon_{\text{НАЧ}} \ll 1$, можно считать $(\varepsilon_{\text{НАЧ}} + 1) \approx 1$. При этом структурная схема взаимосвязанных через материал заготовки электроприводов будет выглядеть как показано на рис. 92.

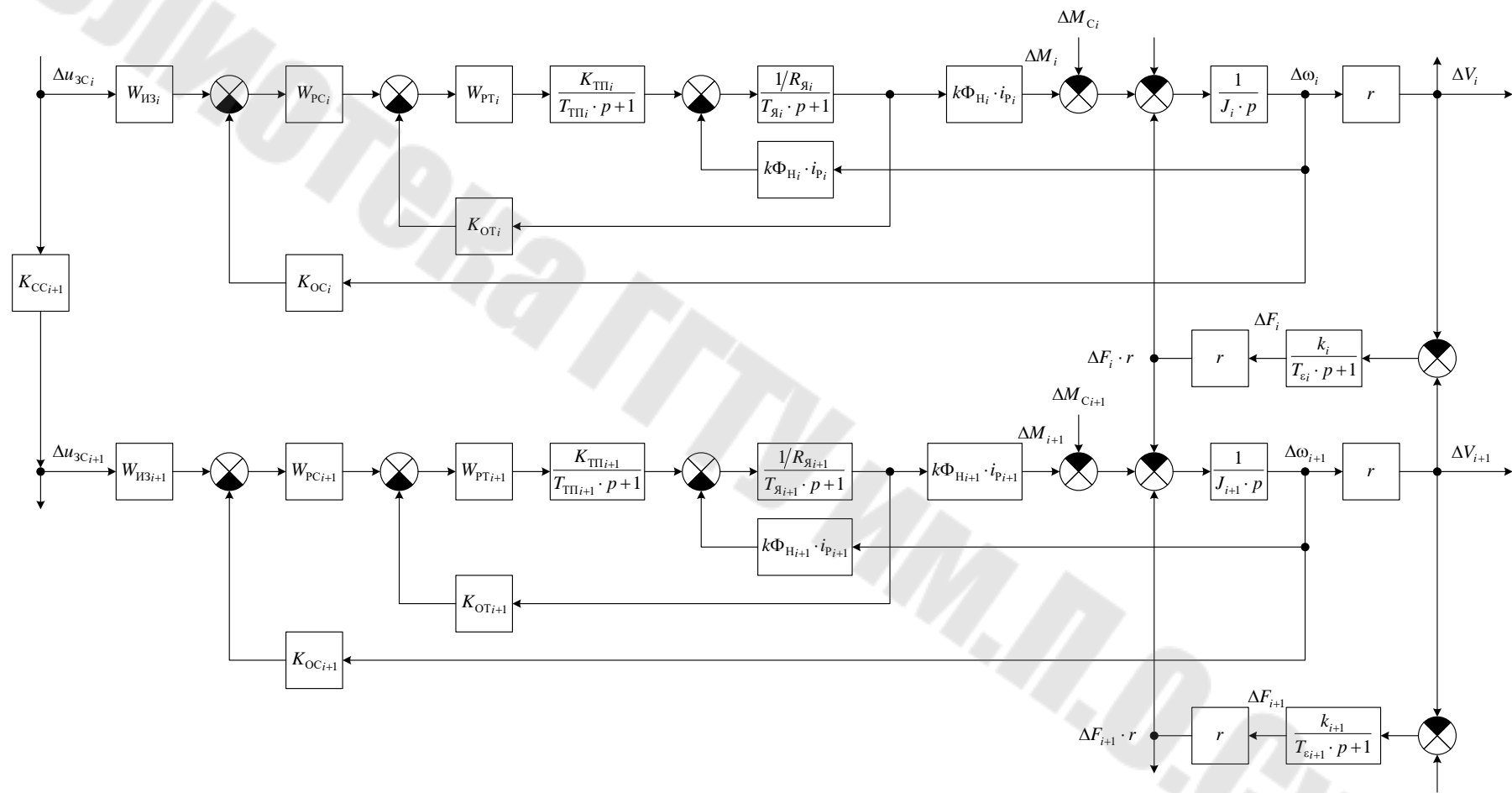


Рисунок 92. Структурная схема взаимосвязанных электроприводов.

Постоянная времени T_ϵ характеризует скорость изменения деформации (удлинения) полотна на соответствующих участках

$$T_{\epsilon i} = \frac{l_i}{V_{\text{НАЧ}i}}, K_i = \frac{c_i \cdot l_i}{V_{\text{НАЧ}i}}.$$

Синтез локальных систем управления может быть произведен для каждого электропривода в частном случае по рассмотренным ранее методам для систем управления скоростью. Однако, учитывая взаимосвязь, синтез регуляторов и расчет переходных процессов по скорости и натяжению необходимо проводить на основе численного математического моделирования.

Приведенную структурную схему можно также использовать для определения условий, при которых можно пренебречь взаимосвязью между электроприводами по каналу натяжения. Для этого необходимо получить и проанализировать передаточную функцию для упругого момента ($\Delta F \cdot r$).

При использовании дополнительной системы регулирования натяжения сигнал задания скорости i -ой клетки корректируется регулятором натяжения. Он обрабатывает информацию о токе предыдущей ($i-1$)-ой клетки.

5. Автоматические системы управления положением механизма

5.1. Принципы построения систем

Как правило, в настоящее время, промышленные системы управления положением строятся по принципу подчиненного регулирования. Т.е. к внутренним контурам регулирования тока и скорости добавляется внешний контур регулирования положения. Принцип действия может быть аналоговым и цифровым.

Для аналогового контура в качестве измерительного устройства положения широко применяют сельсины, включенные по схеме трансформаторного режима, которая представлена на рис. 93.

Сельсин-приемник СП связан с валом исполнительного органа ИО. Задаёт управляющий сигнал сельсин-датчик СД при повороте ротора на угол $\varphi_{ЗП}$ относительно согласованного положения с ротором СП. Выходной сигнал однофазной обмотки переменного тока СД $u_{СД}$ определяется величиной рассогласования $\delta\varphi = \varphi_{ЗП} - \varphi$, где φ – угол поворота вала ИО. Фаза $u_{СД}$ относительно опорного напряжения на однофазной обмотке СП $u_{ОП} = u_{СП}$ зависит от знака рассогласования.

Поэтому напряжение рассогласования выпрямляется фазочувствительным выпрямителем ФЧВ. Знак его выходного напряжения $u_{\text{ФЧВ}}$ соответствует знаку рассогласования.

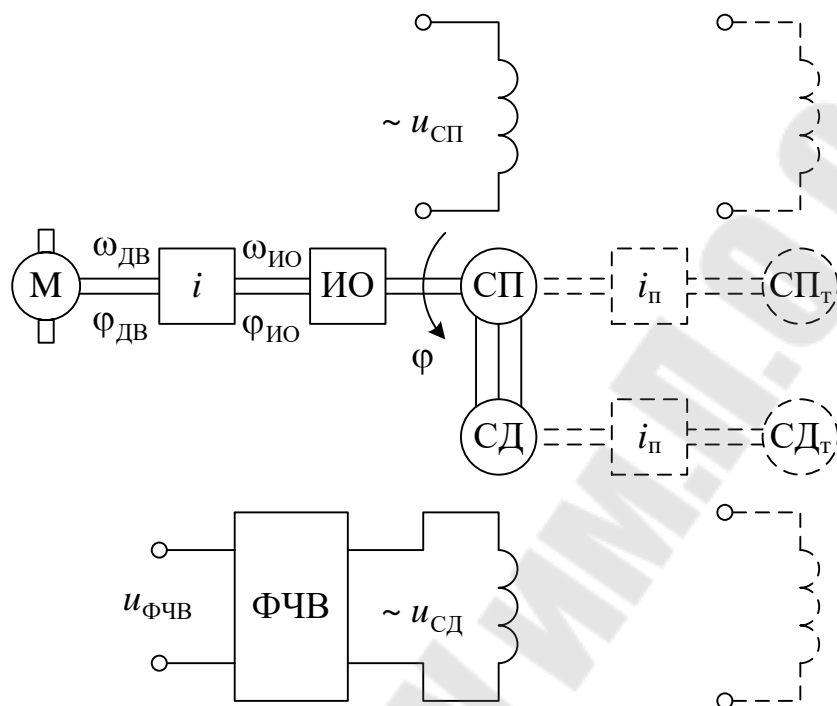


Рисунок 93. Схема включения сельсинов в трансформаторном режиме.

Зависимость $u_{\text{СД}}(\delta\varphi)$ является синусоидальной, но уже при небольших значениях рассогласования регулятор положения входит в ограничение. Поэтому коэффициент передачи измерителя рассогласования можно считать постоянным

$$K_{\text{СС}} = \frac{u_{\text{СД}}}{\delta\varphi} = \text{const}.$$

Для повышения точности при малых рассогласованиях может использоваться канал точного отсчета, включающий СП_Т и СД_Т. Сельсины этого канала связаны с сельсинами грубого отсчета через повышающие редукторы с передаточным числом $i_{\text{П}}$.

В цифровых системах в качестве датчика положения чаще всего применяется фотоэлектрический датчик с преобразователем числа импульсов в двоичный код. Для получения знака рассогласования импульсный датчик имеет 2 выхода, импульсы на которых сдвинуты между собой на 90 эл. градусов.

В зависимости от функционального использования управляющей вычислительной машины и ее места различают автономные и неавтономные системы управления положением. Первый вид обычно

применяется когда система управления является одной из локальных систем, работающих под управлением вычислительной машины, управляющей технологическим процессом. Функциональная схема данного варианта представлена на рис. 94.

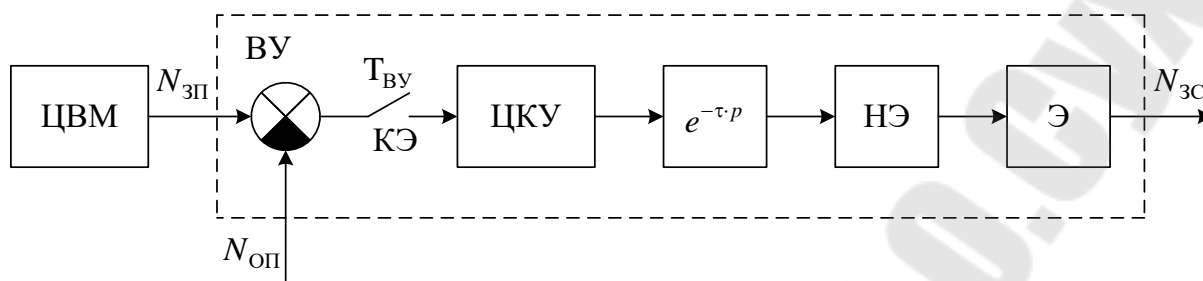


Рисунок 94. Функциональная схема построения контура регулирования положения с цифровым регулятором положения.

$N_{зп}$, $N_{оп}$ – сигналы задания и обратной связи поп положению, представленные в цифровой форме. ВУ – вычислительное устройство. Ключевой элемент КЭ отражает эффект квантования по времени (в цифровых системах значение переменной, полученное с помощью математических операций сохраняется в течении следующего периода дискретизации по времени $T_{вУ}$). ЦКУ – цифровое корректирующее устройство (цифровой регулятор), обрабатывающее информацию для реализации принятого закона управления. Звено с чистым запаздыванием $e^{-\tau \cdot p}$ учитывает задержку на обработку информации в ВУ. НЭ – нелинейный элемент, отражающий квантование сигнала по уровню. Э – экстраполятор, преобразующий дискретный сигнал в непрерывный.

В неавтономных системах управления ЦВМ включается в структуру системы управления электроприводом и, в зависимости от ее возможностей и структуры системы управления может выполнять роль регулятора положения, регулятора скорости и тока.

5.2. Настройка систем управления положением в режиме позиционирования

Позиционированием называется режим работы системы, при котором задачей системы управления является перемещение рабочего органа из одного положения в другое с максимальным быстродействием и без значительного перерегулирования. Для позиционных систем различают режимы:

- малого перемещения, при котором ни один из регуляторов не ограничивается (система – линейная);

- среднего перемещения, когда ограничивается регулятор скорости и, соответственно, ток, но отсутствует участок движения с установившейся скоростью;
- большого перемещения, когда присутствует участок движения с установившейся скоростью в результате ограничения регулятора положения (регулятор скорости ограничивается при разгоне и торможении).

5.2.1. Режим малых перемещений.

Структурная схема системы представлена на рис. 95. Выходным сигналом является угол поворота φ исполнительного вала рабочего органа. i – передаточное число редуктора. $K_{ДП}$ – коэффициент передачи обратной связи по положению. u_{δ} – сигнал ошибки.

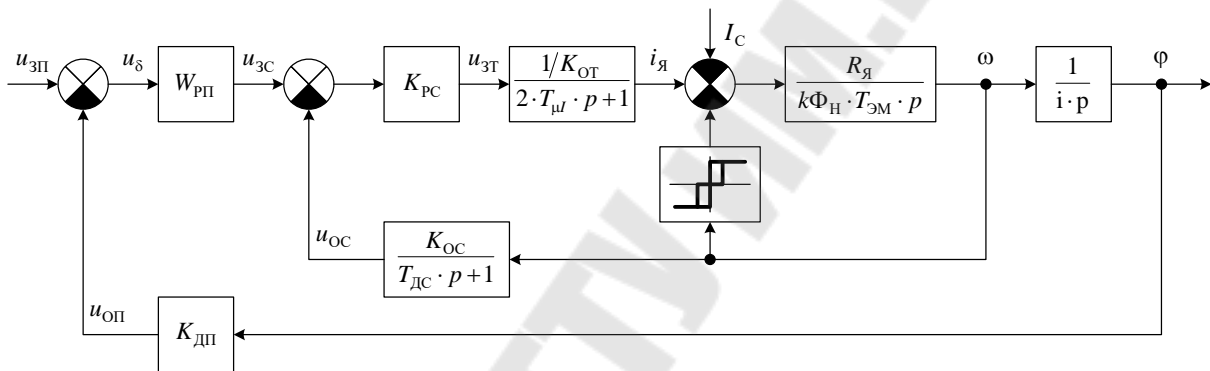


Рисунок 95. Структурная схема системы управления положением.

Если используются сельсины, то контур положения может быть представлен в виде, показанном на рис. 96. Обычно применяются сельсины с частотой $f = 200 \dots 400$ Гц. При этом инерционностью сельсинов и ФЧВ можно пренебречь.

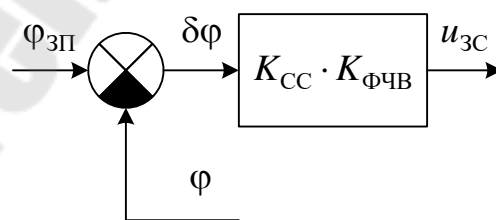


Рисунок 96. Фрагмент структурной схемы системы управления положением при использовании сельсинов в качестве датчика и задающего устройства.

При рассмотрении контура положения контур скорости, настроенный на технический оптимум, представляется эквивалентным апериодическим звеном

$$\Phi_{\omega}(p) = \frac{1/K_{OC}}{2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p + 1}.$$

Тогда при стандартной настройке, поскольку объект управления – интегрирующий, необходим пропорциональный регулятор положения

$$W_{РП}(p) = K_{РП} = \frac{i \cdot K_{OC}}{K_{ДП} \cdot 2 \cdot T_{\muП}} \quad (T_{\muП} = 2 \cdot T_{\mu\omega}).$$

В такой системе заданное положение рабочего органа будет достигаться со статической ошибкой. При активном характере момента сопротивления, определяющем статический ток

$$I_C = \frac{M_C}{k\Phi_H}$$

по окончании переходного процесса ошибка составит

$$\delta\varphi_{СТ} = \frac{I_C \cdot K_{OT}}{K_{РС} \cdot K_{РП} \cdot K_{ДП}} = \frac{K_{OT}}{K_{РС} \cdot K_{РП} \cdot K_{ДП} \cdot k\Phi_H} \cdot M_C.$$

При наличии сухого трения снижается точность и увеличивается длительность переходных процессов при позиционировании, а в отдельных случаях возможны автоколебания системы.

5.2.2. Режим средних перемещений

Для полного использования двигателя по перегрузочной способности и исключения перерегулирования по положению скорость двигателя должна изменяться по треугольному закону.

Для определения $K_{РП}$ и рассмотрения системы примем допущение, что $T_{ДС} = 0$. Тогда $T_{\mu\omega}$ очень мала, а коэффициент передачи регулятора скорости очень большой и при малом значении рассогласования он входит в ограничение.

Рассмотрим диаграммы работы системы при принятом допущении, показанные на рис. 97.

На вход системы подается сигнал задания перемещения $u_{ЗП} = K_{ДП} \cdot \varphi_Y$, где φ_Y – требуемое установившееся значение. $u_{ОП} = 0$ и регулятор положения входит в ограничение. При этом сразу же входит в ограничение и регулятор скорости. При $M_C = const$ разгон двигателя происходит при динамическом моменте

$$M_D = M_{МАХ} - M_C = k\Phi_H \cdot (I_{Я.МАХ} - I_C),$$

где $I_{Я.МАХ}$ – максимально допустимый ток

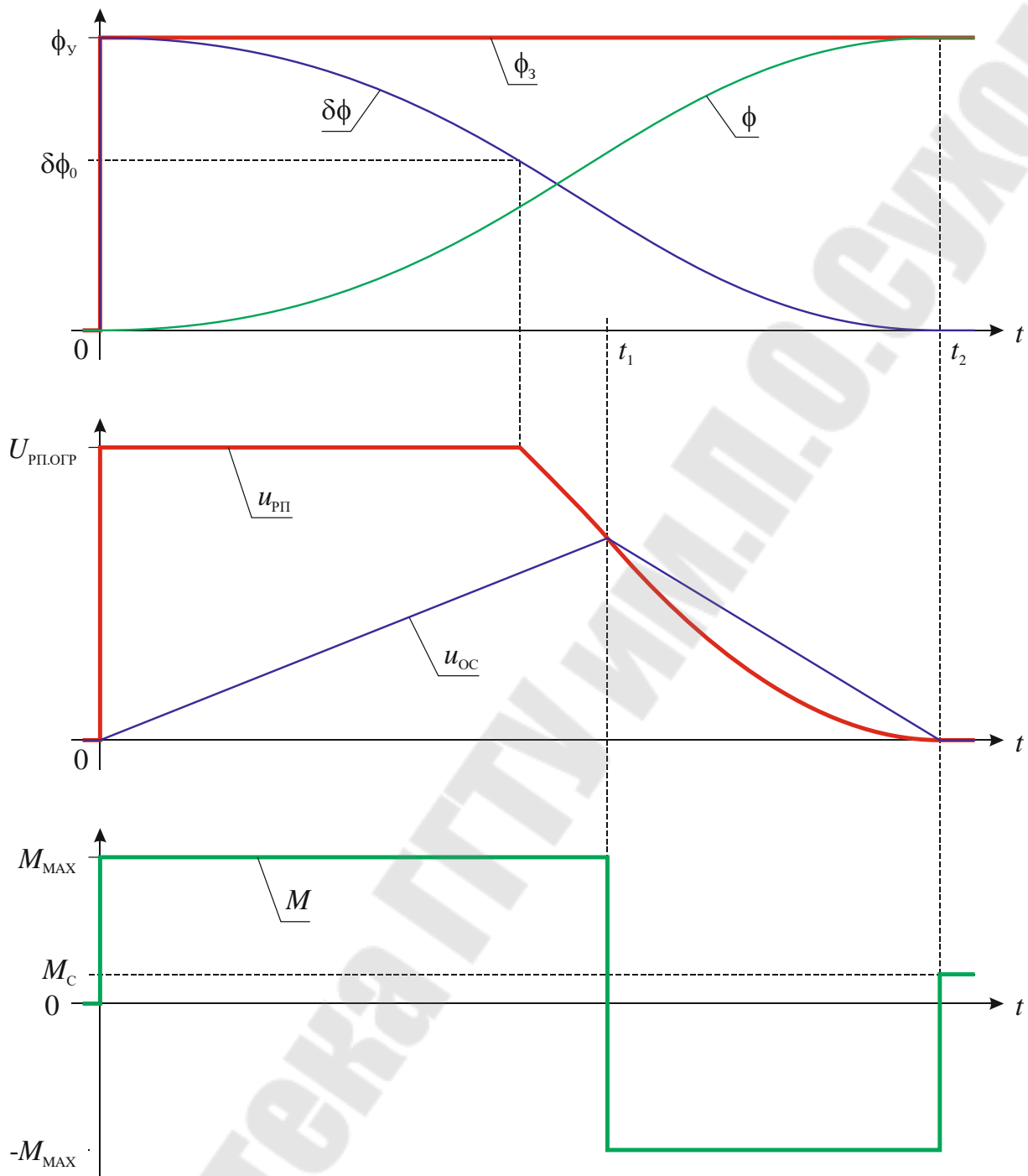


Рисунок 97. Диаграммы работы системы в режиме средних перемещений.

$$I_{\text{я.МАХ}} = \frac{U_{\text{РС.ОГР}}}{K_{\text{ОТ}}}$$

Поскольку регулятор скорости находится в ограничении, разгон происходит с постоянным ускорением. При некотором значении рассогласования $\delta\phi_0$, зависящем от значения $K_{\text{РП}}$, регулятор положения

выходит из ограничения и напряжение на его выходе будет изменяться по закону

$$u_{рп} = K_{рп} \cdot K_{дп} \cdot \delta\varphi = K_{рп} \cdot K_{дп} \cdot (\varphi_y - \varphi).$$

Но регулятор скорости остается в ограничении. Затем, в момент времени t_1 скорость станет равной ω_1 , а перемещение φ_1 , при которых выполняется равенство $u_{рп} = u_{ос}$, т.е.

$$K_{рп} \cdot K_{дп} \cdot (\varphi_y - \varphi_1) = K_{ос} \cdot \omega_1.$$

В следующий момент времени $u_{рп} < u_{ос}$. При этом $u_{рс}$ и $i_{я}$ меняют знак. Начинается процесс торможения с постоянным ускорением при динамическом моменте

$$M_{д} = -M_{маx} - M_{с} = -k\Phi_{н} \cdot (I_{я.маx} + I_{с}).$$

Процесс торможения закончится в момент времени t_2 , когда рассогласование станет $\delta\varphi = 0$. Определяя из уравнения движения время пуска t_{01} и торможения t_{12} , и представляя

$$\varphi_y = \frac{\omega_1}{2 \cdot i} \cdot (t_{01} + t_{12})$$

из условия $u_{рп} = u_{ос}$, после преобразования, получим коэффициент передачи регулятора положения

$$K_{рп} = \frac{2 \cdot K_{ос}}{K_{дп}} \cdot \sqrt{\frac{i \cdot R_{я}}{T_{эм} \cdot \varphi_y} \cdot \frac{I_{я.маx} \cdot (I_{я.маx} + I_{с})}{k\Phi_{н} \cdot (I_{я.маx} - I_{с})}}.$$

Т.о. для обеспечения перемещения без перерегулирования коэффициент передачи регулятора положения должен рассчитываться для конкретного перемещения и конкретной нагрузки.

Если теперь задать перемещение $\varphi_3 < \varphi_y$, то регулятор положения выйдет из ограничения раньше. И при меньшей скорости произойдет выполнение равенства $u_{рп} = u_{ос}$. Интенсивность торможения не изменится. Однако темп изменения рассогласования уменьшится, и сигнал $u_{рп}$ сравняется с $u_{ос}$ еще при $\delta\varphi > 0$. Окончательное дотягивание будет производиться при примерном равенстве указанных сигналов и при меньшем токе.

При задании перемещения $\varphi_3 > \varphi_y$ переход в режим торможения произойдет при скорости выше расчетной, и позиционирование будет происходить с перерегулированием.

Для исключения перерегулирования с пропорциональным регулятором положения и треугольным графиком скорости принимают за настроечное перемещение φ_y такое, чтобы $\omega_1 = \omega_H$ при $M_C = 0$. Тогда

$$K_{РП} = \frac{2 \cdot K_{OC}}{K_{ДП}} \cdot \frac{i \cdot R_{Я} \cdot I_{Я.MAX}}{T_{ЭМ} \cdot k\Phi_H \cdot \omega_H} = \frac{2 \cdot K_{OC}}{K_{ДП}} \cdot \frac{i \cdot k\Phi_H \cdot I_{Я.MAX}}{J \cdot \omega_H}.$$

При такой настройке $U_{РП.ОГР} = K_{OC} \cdot \omega_H$ и момент выхода регулятора положения из ограничения будет совпадать с t_1 . Если задать перемещение, меньше настроечного, то позиционирование будет производиться с дотягиванием. При задании перемещения больше настроечного, скорость ω_H достигается при ограниченном регуляторе положения, и сохраняется, пока регулятор положения не выйдет из ограничения. Средний участок перемещения будет с постоянной скоростью. Т.е. график скорости станет трапецеидальным, что соответствует режиму большого перемещения.

5.3. Следящие системы

В общем случае задача систем управления положением в режиме слежения заключается в перемещении рабочего органа с заданной точностью в соответствии с изменяющимся по произвольному закону управляющим воздействием во всех режимах и в условиях действия возмущений. Не смотря на одновременное действие управляющего и возмущающих воздействий при анализе и синтезе следящих систем разделяют их реакцию от каждого воздействия отдельно.

Точность следящих систем оценивают по ошибке обработки трех видов сигнала в зависимости от назначения исполнительного органа:

1. Линейно изменяющийся сигнал.
2. Сигнал с постоянным ускорением.
3. Гармонический сигнал.

Часто в качестве требования по точности задают значения добротности системы по скорости D_ω и по ускорению D_ε . D_ω характеризует значение ошибки системы с астатизмом 1-го порядка при отработке линейно изменяющегося сигнала. D_ε характеризует значение ошибки системы с астатизмом 2-го порядка при отработке сигнала с постоянным ускорением.

Передаточная функция разомкнутой системы управления с астатизмом 1-го порядка имеет вид

$$\begin{aligned}
 W(p) &= \frac{b_m \cdot p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + b_1 \cdot p + 1}{a_n \cdot p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + a_1 \cdot p} = \\
 &= \frac{1}{a_1 \cdot p} \cdot \frac{b_m \cdot p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + b_1 \cdot p + 1}{\frac{a_n}{a_1} \cdot p^{n-1} + \frac{a_{n-1}}{a_1} \cdot p^{n-2} + \dots + \frac{a_2}{a_1} \cdot p + 1}.
 \end{aligned}$$

При этом

$$D_\omega = \frac{1}{a_1}.$$

Т.е. желаемая логарифмическая характеристика должна иметь наклон низкочастотной части -20 db/дек и пересекать ось частоты на частоте $\omega = D_\omega$.

Система с астатизмом 2-го порядка имеет передаточную функцию

$$\begin{aligned}
 W(p) &= \frac{b_m \cdot p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + b_1 \cdot p + 1}{a_n \cdot p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + a_2 \cdot p^2} = \\
 &= \frac{1}{a_2 \cdot p^2} \cdot \frac{b_m \cdot p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + b_1 \cdot p + 1}{\frac{a_n}{a_2} \cdot p^{n-2} + \frac{a_{n-1}}{a_2} \cdot p^{n-3} + \dots + \frac{a_3}{a_2} \cdot p + 1}.
 \end{aligned}$$

При этом

$$D_\varepsilon = \frac{1}{a_2}.$$

Т.о. желаемая логарифмическая характеристика должна иметь наклон низкочастотной части -40 db/дек и пересекать ось частоты на частоте $\omega = \sqrt{D_\varepsilon}$.

Для отработки гармонического сигнала желаемая логарифмическая характеристика должна иметь частоту среза много больше частоты сигнала.

Если за счет повышения добротности и астатизма при удовлетворительном качестве переходных процессов заданная точность не может быть достигнута, то применяют комбинированное управление. Для этого в кроме задания перемещения дополнительно подают 1-ую и 2-ую производные задания (1-ую – на вход регулятора скорости, 2-ую – на вход регулятора тока). Иногда для повышения точности применяют двухканальные системы, в которых два электропривода работают на один исполнительный вал, который соединяется с двигателями через механический дифференциал.

Наиболее часто следящие системы применяются в металлорежущих станках в виде так называемых следяще-регулируемых электроприводов с управлением от систем числового программного управления, структурная схема которого показана на рис. 98. На схеме обозначено: i_p – передаточное число от вала двигателя до вала ходового винта; ρ – радиус приведения ходового винта; l – линейное перемещение.

Поскольку при работе в установившемся режиме регулируемый электропривод не должен иметь ошибку выше допустимой, то чаще всего используется настройка на симметричный оптимум. Тогда передаточная функция замкнутого контура скорости будет иметь вид

$$\Phi_{\omega}(p) = \frac{1}{K_{OC}} \cdot \frac{4 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p + 1}{(2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p + 1) \cdot (4 \cdot T_{\mu\omega}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_{\mu\omega} \cdot p + 1)}$$

Достаточно часто на практике применяют и другие критерии оптимизации, дающие похожий вид передаточной функции и логарифмической характеристики, но с другой реакцией на управление и возмущение.

Для уменьшения возможного перерегулирования регулятор положения выполняется пропорциональным, но из-за интегрирующего звена в составе объекта управления контур положения имеет астатизм 1-го порядка. Т.о. процесс настройки контура положения сводится к выбору добротности по скорости.

Не рассматривая подробно взаимосвязи между параметрами и показателями следяще-регулируемого электропривода, отметим только основные рекомендации:

1. Допустимое ускорение механизмов подач в режимах слежения связано с формированием процесса торможения без перерегулирования. И чем выше точность станка, тем меньше ускорение и меньше максимальное значение скорости подачи. Причем увеличение добротности требует уменьшения скорости.
2. Принимая за полосу пропускания замкнутого контура скорости ω_{Π} частоту, на которой коэффициент передачи уменьшается до 0,707 ($L[\Phi_{\omega}(j \cdot \omega)] = -3 \text{ db}$), желательно выдержать соотношения:

$$\frac{\Omega_{12}}{\omega_{\Pi}} \approx \frac{\omega_{\Pi}}{D_{\omega}} \geq 3 \dots 5,$$

где Ω_{12} – собственная частота механической части.

3. В зависимости от типа управляемого преобразователя ограничивается верхняя граница добротности: для 3-хфазного нулевого выпрямителя $D_{\omega} \leq 30 \dots 40 \text{ c}^{-1}$, для 3-хфазного мостового $D_{\omega} \leq 60 \dots 90 \text{ c}^{-1}$, для широтно-импульсного преобразователя $D_{\omega} \leq 150 \dots 200 \text{ c}^{-1}$.

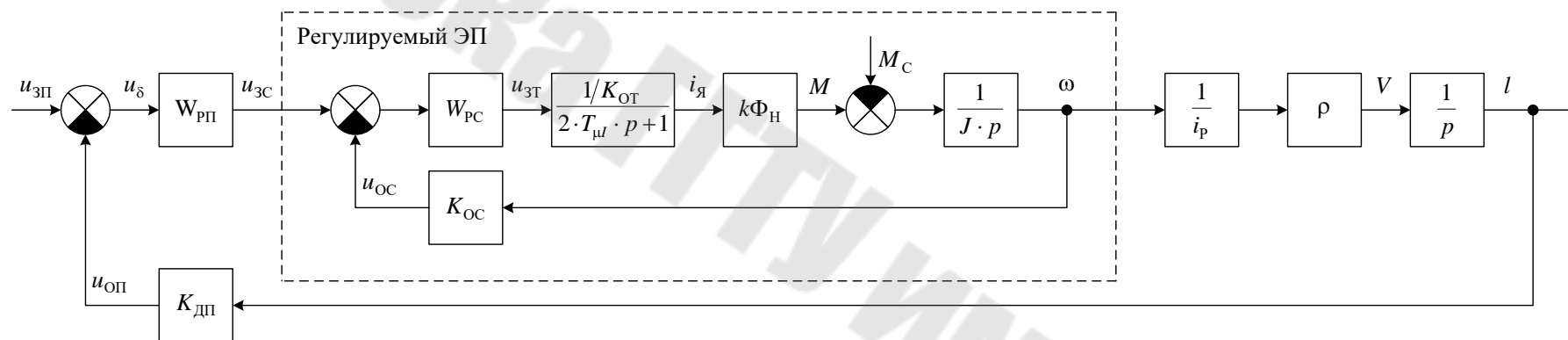


Рисунок 98. Структурная схема следяще-регулируемого электропривода.

4. Для всех формообразующих приводов одного станка добротность по скорости должна быть одинаковой и не менее 16 с^{-1} .

В специальных электроприводах (бортовые, приборные и т.д.) для уменьшения габаритов и упрощения схемы принцип подчиненного регулирования применяют редко. В них обычно применяют один усилитель, на котором выполняют сумматор и регулятор. В зависимости от уровня требований к точности и переходным процессам на вход усилителя кроме обратной связи по положению могут подаваться сигналы 1-ой и 2-ой производных по выходной координате (скорость, ускорение), сигнал компенсационной обратной связи (ток, момент) и производные сигнала задания.

6. Системы управления ЭП намоточно-размоточных механизмов

При намотке или размотке материалов с рулона появляется задача регулирования натяжения материалов, т.е. усилия в полосе (в нитке, кабеле и т.д.) В зависимости от материала и от качества намотки допустимая погрешность колеблется в пределах от 0,5% до 10%, причем диапазон значений усилия для одного механизма может быть больше 10. Механизмы, работающие с достаточно жестким материалом (металлическая полоса, кабель и др.) должны иметь вспомогательный режим регулирования скорости для заправки материала.

6.1. Принципы построения систем

В большинстве случаев кинематическая схема рабочей машины имеет вид, показанный на рис. 99. На схеме обозначено: а – последняя секция рабочей машины, на выходе которой скорость материала V_p , б – наматывающий рулон с текущим диаметром d , V – линейная скорость намотки (в точке касания материала с рулоном)

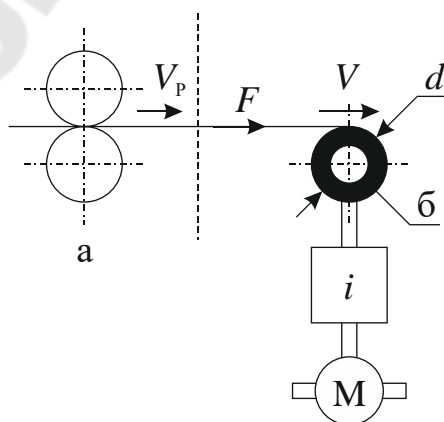


Рисунок 99. Кинематическая схема намоточно-размоточного механизма.

Задачей электропривода механизма является регулирование и стабилизация натяжения F . Когда производится размотка с рулона, то направление движения материала обратно показанному на рисунке, а двигатель работает в режиме торможения. Будем рассматривать намотку материала в рулон. Для механизмов, разматывающих материал с рулона, необходимо учитывать знаки для соответствующих переменных.

Момент на валу ЭД можно представить суммой следующих составляющих:

- M_F – момент, определяемый усилием натяжения

$$M_F = \frac{F \cdot d}{2 \cdot i};$$

- ΔM – момент, определяемый потерями в механической части;
- $M_{\text{ДЕФ}}$ – момент, определяемый усилием деформации материала при изгибе

$$M_{\text{ДЕФ}} = \frac{F_{\text{ДЕФ}} \cdot d}{2 \cdot i};$$

- M_D – динамический момент, обусловленный ускорением механической части при разгоне и торможении, а также при изменении скорости из-за изменения диаметра рулона.

$$M_{\Sigma} = M_F + \Delta M + M_{\text{ДЕФ}} + M_D.$$

Соотношения между составляющими в зависимости от материала и технологии могут быть самыми разными. Например, при малом передаточном числе редуктора и большой силе F можно пренебречь потерями ΔM . При намотке изделий из ткани, бумаги и мягкого материала (медная проволока) можно пренебречь моментом деформации.

Полезный момент при намотке пропорционален диаметру рулона

$$M_F = \frac{F \cdot d}{2 \cdot i},$$

а мощность пропорциональна линейной скорости, которая изменяется только в переходных процессах пуска и торможения

$$P_F = F \cdot V.$$

При этом угловая скорость двигателя

$$\omega = \frac{V \cdot 2 \cdot i}{d}$$

обратно пропорциональна диаметру рулона в процессе намотки с постоянной линейной скоростью. Т.о. диапазон регулирования скорости в течение одного цикла работы равен изменению диаметра рулона.

По принципу построения различают 2 вида систем:

1. Система управления с непосредственным измерением натяжения.
2. Система с косвенным регулированием, т.е. системы с регулированием параметров, изменяющихся в функции натяжения.

Первый вид систем требует применения измерителей натяжения. Для этой цели используют следующие устройства:

1. Измерение деформации полосы между последней секцией рабочей машины и рулоном, обусловленной собственным весом материала (рис. 100, а).

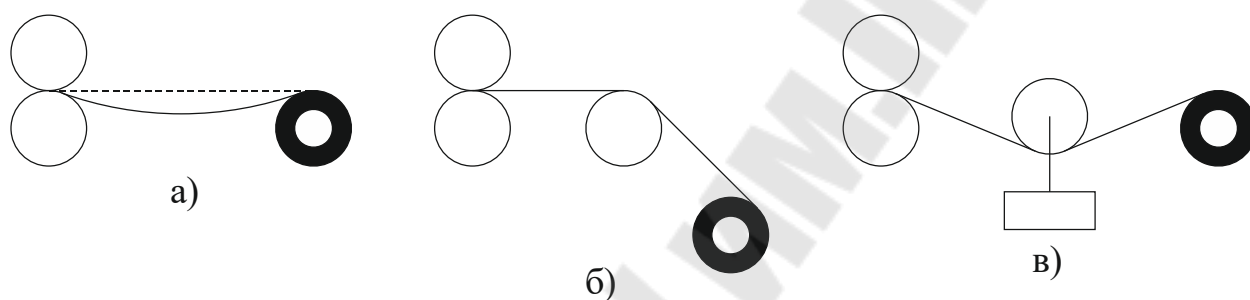


Рисунок 100. Принципы измерения натяжения.

2. Если на указанном участке есть валик, который огибается наматывающим материалом, то с помощью магнито-упругих или тензометрических датчиков измеряется давление валика на опоры (рис. 100, б).
3. Измерение размера петли, создаваемой грузом с определенным весом (рис. 100, в).

В большинстве случаев указанные датчики либо недостаточно надежны, либо недостаточно точны. Поэтому наибольшее распространение получили системы с косвенным управлением. Недостатком данных систем является необходимость введения поправок для учета потерь ΔM и для учета момента на деформацию при намотке жесткого материала. При этом момент деформации обычно определить достаточно легко, а определить значение потерь достаточно трудно.

Если можно пренебречь или скомпенсировать динамический момент потери и момент деформации, то формулы для M_F , P_F и ω можно использовать для построения структуры системы управления натяжением. Дополнительно пренебрегая потерями в двигателе, получим, что момент двигателя должен изменяться в соответствии с выражением

$$M_F = \frac{F \cdot d}{2 \cdot i},$$

а составляющая тока якоря для создания требуемого натяжения будет равна

$$I_F = \frac{F \cdot d}{2 \cdot i \cdot k\Phi}.$$

Т.о. для стабилизации натяжения при постоянстве тока якоря необходимо изменять магнитный поток двигателя пропорционально диаметру рулона. Либо, при постоянстве магнитного потока, изменять ток пропорционально диаметру рулона.

Второй путь заключается в регулировании электромагнитной мощности пропорционально мощности натяжения, которая изменяется только в переходных процессах пуска и торможения

$$P = E \cdot I_F = P_F = F \cdot V,$$

и при регулировании ЭДС получим

$$E = k\Phi \cdot \omega = k\Phi \cdot \frac{V \cdot 2 \cdot i}{d}.$$

Т.е. при обеспечении системой управления постоянства ЭДС и стабилизации V будет обеспечиваться изменение магнитного потока пропорционально диаметру рулона.

В отдельных случаях для уменьшения номинальной мощности двигателя целесообразно использовать комбинированное управление. При изменении радиуса от минимального до 65 – 80% от максимального скорость двигателя изменять, воздействуя на магнитный поток двигателя, а затем – за счет изменения напряжения на якоре.

6.2. Динамическая составляющая момента наматывающего механизма

Заправка полосы материала на ряде машин производится при неподвижном механизме или на пониженной заправочной скорости. Затем в процессе разгона и иногда торможения САУ должна стабилизировать заданное натяжение при изменении радиуса и момента инерции.

Динамическая составляющая момента на валу двигателя

$$M_D = J \cdot \frac{d\omega}{dt}.$$

Запишем производную угловой скорости вращения двигателя с учетом изменения радиуса рулона

$$\omega = \frac{V \cdot 2 \cdot i}{d} = \frac{V \cdot i}{r},$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{i}{r} \cdot \frac{dV}{dt} - \frac{i \cdot V}{r^2} \cdot \frac{dr}{dt}.$$

Первое слагаемое создает динамический момент, который определяется ускорением $a = \frac{dV}{dt}$ при текущем значении радиуса

$$M_{д1} = J \cdot \frac{i}{r} \cdot \frac{dV}{dt}.$$

Второе слагаемое определяет составляющую динамического момента от изменения радиуса рулона

$$M_{д2} = -J \cdot \frac{i \cdot V}{r^2} \cdot \frac{dr}{dt}$$

Разделим на составляющие и суммарный момент инерции:

- J_1 – момент инерции двигателя и вращающихся масс с учетом редуктора, валов и катушки (барабана), на которую наматывается материал;
- J_2 – момент инерции самого рулона наматываемого материала

$$J_2 = \frac{m \cdot \rho^2}{i^2},$$

где: m –

масса рулона

$$m = q \cdot \pi \cdot b \cdot (r^2 - r_{\min}^2);$$

ρ –

радиус центра масс рулона;

q –

плотность материала;

b –

ширина рулона;

r_{\min} –

радиус катушки, на которую наматывается рулон, т.е. внутренний радиус рулона;

r –

текущее значение радиуса рулона (внешний радиус).

Квадрат радиуса центра масс равен

$$\rho^2 = \frac{r^2 + r_{\min}^2}{2}.$$

Тогда

$$J = J_1 + J_2 = J_1 + \frac{q \cdot \pi \cdot b \cdot (r^2 - r_{\min}^2) \cdot (r^2 + r_{\min}^2)}{2 \cdot i^2} = J_1 + \frac{q \cdot \pi \cdot b \cdot (r^4 - r_{\min}^4)}{2 \cdot i^2} =$$

$$= J_1 - \frac{q \cdot \pi \cdot b}{2 \cdot i^2} \cdot r_{\min}^4 + \frac{q \cdot \pi \cdot b}{2 \cdot i^2} \cdot r^4 = J_0 + \frac{q \cdot \pi \cdot b}{2 \cdot i^2} \cdot r^4,$$

где J_0 – постоянная составляющая момента инерции

$$J_0 = J_1 - \frac{q \cdot \pi \cdot b}{2 \cdot i^2} \cdot r_{\min}^4.$$

Подставим в выражения для составляющих динамического момента

$$M_{Д1} = J_0 \cdot \frac{i}{r} \cdot \frac{dV}{dt} + \frac{q \cdot \pi \cdot b}{2 \cdot i} \cdot r^3 \cdot \frac{dV}{dt},$$

$$M_{Д2} = -J_0 \cdot \frac{i \cdot V}{r^2} \cdot \frac{dr}{dt} - \frac{q \cdot \pi \cdot b \cdot V}{2 \cdot i} \cdot r^2 \cdot \frac{dr}{dt}.$$

Теперь надо определить связь между радиусом рулона и скоростью. Определим ее через изменение объема рулона. Изменение объема рулона при намотке от какого-то начального $r_{\text{НАЧ}}$ до текущего значения r равно:

$$\Delta Q = \pi \cdot (r^2 - r_{\text{НАЧ}}^2) \cdot b.$$

Длина перемотанного за это время материала равна интегралу от линейной скорости

$$\Delta l = \int_0^t V \cdot dt.$$

Т.е. изменение объема также может быть определено через длину

$$\Delta Q = a \cdot b \cdot \int_0^t V \cdot dt,$$

где a – толщина полосы.

Тогда

$$\pi \cdot (r^2 - r_{\text{НАЧ}}^2) \cdot b = a \cdot b \cdot \int_0^t V \cdot dt;$$

$$r^2 = r_{\text{НАЧ}}^2 + \frac{a}{\pi} \cdot \int_0^t V \cdot dt.$$

После дифференцирования получим

$$2 \cdot r \cdot \frac{dr}{dt} = \frac{a}{\pi} \cdot V.$$

Откуда

$$\frac{dr}{dt} = \frac{a \cdot V}{2 \cdot \pi \cdot r}.$$

Подставим в выражение для второй составляющей динамического момента

$$M_{д2} = -J_0 \cdot \frac{i \cdot V}{r^2} \cdot \frac{dr}{dt} - \frac{q \cdot \pi \cdot b \cdot V}{2 \cdot i} \cdot r^2 \cdot \frac{dr}{dt} = - \left(\frac{J_0 \cdot i \cdot a}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{r^3} + \frac{q \cdot b \cdot a}{4 \cdot i} \cdot r \right) \cdot V^2.$$

Т.о. при разгоне и торможении присутствуют обе составляющих динамического момента, а при намотке с постоянной линейной скоростью присутствует только $M_{д2}$, определяемая изменением угловой скорости при увеличении радиуса рулона. Для механизмов, разматывающих материал, 2-ая составляющая имеет знак «+».

Полученные формулы позволяют при известных параметрах механизма и материалов и известном графике движения рассчитать зависимости радиуса, момента инерции и динамических моментов от времени.

6.3. Система управления натяжением с поддержанием тока якоря

При стабилизации тока якоря и регулировании потока возбуждения пропорционально радиусу рулона система управления включает в себя контур регулирования ЭДС с воздействием на магнитный поток двигателя. Упрощенная функциональная схема показана на рис. 101. На схеме обозначено:

- У1 – У3 – пропорциональные усилители (У1 – с ограничением);
- ДФ, РФ – датчик и регулятор натяжения;
- ДТ, РТ, ДН, РН – датчики и регуляторы тока и напряжения;
- ДЕ, РЕ – датчик и регулятор ЭДС;
- И – интегратор;
- ФП1 – функциональный преобразователь для компенсации потерь, зависящих от скорости;
- ФП2 – функциональный преобразователь моделирующий кривую намагничивания;
- РФ – регулятор потока;
- КЗ – контактор замедления.

ЭДС якоря равна

$$E = k\Phi \cdot \omega = k\Phi \cdot \frac{V \cdot 2 \cdot i}{d}.$$

И если ее регулировать пропорционально линейной скорости, то изменение потока возбуждения будет пропорционально радиусу рулона

$$\Phi = \Phi_{\text{MAX}} \cdot \frac{r}{r_{\text{MAX}}}.$$

При этом без учета потерь и динамического момента для стабилизации натяжения необходимо стабилизировать ток якоря пропорционально заданному натяжению (при $r/\Phi = \text{const}$)

$$I_{\text{я}} = \frac{F \cdot r}{i \cdot k\Phi}.$$

Задание тока якоря формируется из следующих составляющих: сигнал, пропорциональный натяжению с выхода регулятора натяжения, $u_{\text{к}}$ – сигнал компенсации динамической составляющей тока, сигналы с Р1 и ФП1 для компенсации потерь.

Контур регулирования ЭДС выполняется аналогично двухзонной системе управления скоростью, но, в отличие от нее, внутренний контур регулирует не ток, а поток возбуждения. В результате в процессе работы при стабилизации ЭДС якоря обеспечивается изменение потока возбуждения пропорционально радиусу рулона.

Регулятор ЭДС выполнен на пропорциональном усилителе УЗ и интеграторе, что позволяет синтезировать контур ЭДС на ТО и сохранять на выходе регулятора ЭДС значение сигнала, пропорциональное радиусу. Это необходимо для обеспечения сигнала задания минимального потока перед включением системы управления.

При неподвижном механизме сигналы u_{V} и u_{OE} равны нулю и, для задания минимального потока, соответствующего начальному радиусу рулона (радиус пустой катушки) используется контактор замедления. Когда он замыкается регулятор ЭДС получается охвачен единичной отрицательной обратной связью, что соответствует апериодическому звену с единичным коэффициентом передачи. Одновременно на вход регулятора ЭДС подается сигнал $u_{3,r}$, равный заданию минимального потока возбуждения, пропорционального начальному радиусу. Затем, после размыкания КЗ, сигнал на выходе регулятора ЭДС сохраняет свое значение до включения системы управления, поскольку на входе регулятора сигнал равен нулю.

Сигнал, пропорциональный радиусу рулона, необходимо сохранить и при разрыве полосы. Для этого датчик, фиксирующий обрыв своими контактами переключает вход интегратора на нуль. При обрыве полосы, кроме сохранения сигнала задания потока необходимо снизить сигнал тока якоря для исключения разгона двигателя. На усилителе У1 с ограничением выполнен формирователь сигнала задания натяжения. При $u_V - u_{OE} \geq 0$ У1 находится в ограничении. Сигнал на его выходе постоянен и задает требуемое натяжение материала. После обрыва полосы при разгоне двигателя ($u_V - u_{OE} < 0$) сигнал на выходе У1 начинает уменьшаться, система переходит из режима стабилизации тока якоря в режим стабилизации ЭДС. При этом система сохраняет угловую скорость вращения двигателя, близкую к скорости перед обрывом.

Рассматриваемая система косвенного регулирования имеет контур регулирования натяжения, который при упругом полотне имеет маленькое быстродействие, но позволяет компенсировать момент деформации и составляющую динамического момента $M_{Д2}$, обусловленную изменением радиуса рулона. Т.е. когда сигнал задания тока на выходе регулятора натяжения обеспечивает заданное натяжение, то на входе регулятора натяжения разность сигналов задания и ОС равна нулю и сигнал на выходе остается неизменным.

Сигнал u_K предназначен для компенсации динамической составляющей тока при разгоне и торможении. Поскольку контур ЭДС обеспечивает изменение магнитного потока, пропорционального радиусу рулона, то динамическая составляющая тока будет изменяться в соответствии с выражением

$$i_{ЯД} = \frac{M_{Д1}}{k\Phi} = \frac{M_{Д1}}{r} \cdot \frac{r_{MAX}}{k\Phi_{MAX}}.$$

Подставив выражение для соответствующей составляющей динамического момента

$$M_{Д1} = J_0 \cdot \frac{i}{r} \cdot \frac{dV}{dt} + \frac{q \cdot \pi \cdot b}{2 \cdot i} \cdot r^3 \cdot \frac{dV}{dt}$$

получим

$$i_{ЯД} = \left(\frac{J_0 \cdot i}{r^2} + \frac{q \cdot \pi \cdot b}{2 \cdot i} \cdot r^2 \right) \cdot \frac{r_{MAX}}{k\Phi_{MAX}} \cdot \frac{dV}{dt} = \left(A \cdot r^2 + \frac{B}{r^2} \right) \cdot \frac{dV}{dt}.$$

Если усилитель У2 имеет единичный коэффициент передачи по всем входам, а регулятор тока имеет одинаковый коэффициент передачи по заданию и по обратной связи, то компенсирующее напряжение

$u_K = K_{OT} \cdot i_{ЯД}$. Для получения составляющих $i_{ЯД}$ и их сложения используется отдельный функциональный преобразователь, на вход которого подается напряжение, пропорциональное радиусу рулона. Характеристика преобразователя показана на рис. 102.

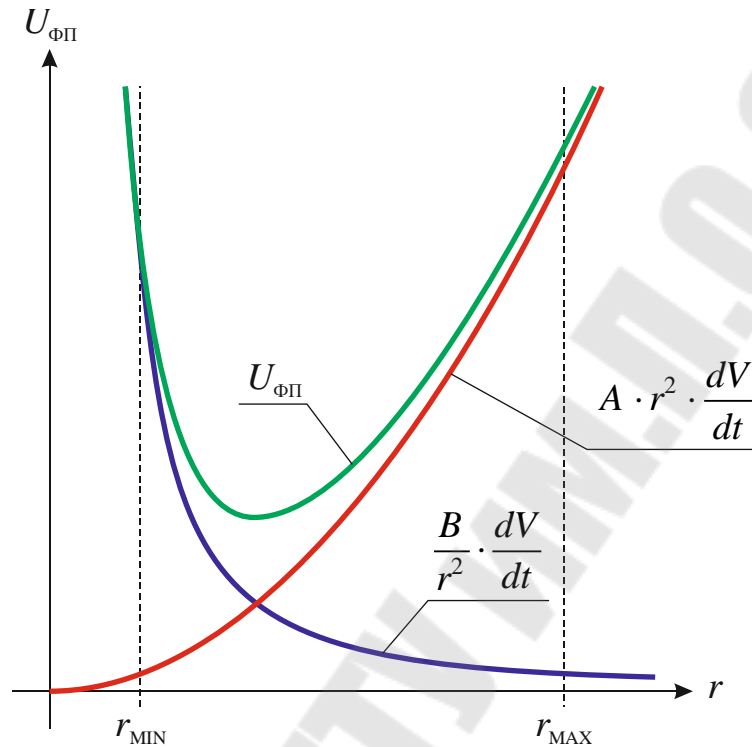


Рисунок 102. Характеристика функционального преобразователя для компенсации динамической составляющей тока.

Функциональный преобразователь настраивается для максимально возможного значения ускорения $(dV/dt)_{MAX}$. На выходе функционального преобразователя устанавливается резистивный делитель, с помощью которого производится подстройка для реального значения ускорения.

В качестве сигнала, пропорционального радиусу u_r , можно использовать сигнал задания магнитного потока с выхода регулятора ЭДС, либо разделить сигнал с тахогенератора последней секции рабочей машины на сигнал с тахогенератора наматывающего устройства

$$u_r = \frac{K_{ТГ1} \cdot V}{K_{ТГ2} \cdot \omega} = K_3 \cdot r.$$

При низких требованиях к точности поддержания натяжения напряжение u_K берется постоянным.

6.4. Двухзонная система управления натяжением

Для наиболее полного использования двигателя необходимо требуемую скорость вращения обеспечивать при максимально возможном значении ЭДС и магнитного потока.

Управлением магнитным потоком при ослаблении поля аналогично рассмотренной системе с поддержанием тока якоря. По мере увеличения радиуса рулона магнитный поток достигает номинального значения, регулятор ЭДС и магнитного потока входят в ограничение и для стабилизации натяжения необходимо изменять ток якоря в соответствии с выражением

$$i_{\text{я}} = \frac{F}{i \cdot k\Phi_{\text{H}}} \cdot r.$$

Рассмотрим часть схемы, которая относится к регулированию по цепи якоря, показанную на рис. 103. На схеме обозначено: БО – блок ограничения, УЗТ – узел задания тока.

Принципиальное отличие канала регулирования тока якоря заключается в одноконтурной схеме и коррекции сигнала задания тока в узле коррекции УК умножением на отношение r/Φ . Дополнительно в схеме имеется регулятор линейной скорости, состоящий из двух звеньев РС1 и РС2. РС1 – сумматор и пропорциональный усилитель, предназначенный для получения сигнала ошибки δV , РС2 – ПИ-звено. ИЗУ – интегро-запоминающее устройство, которое предназначено для получения сигнала обратной связи по линейной скорости.

Регулятор тока пропорционально-интегрирующий, но имеет отдельные входы для двигательного и тормозного рекуперативного режимов. Для намотки материала в рулон первый вход – с РС, второй – с УЗТ. При размотке рулона – наоборот.

При работе в режиме стабилизации натяжения сигнал задания скорости определяется сигналом u_v . Вычисление текущего значения радиуса рулона обеспечивается компенсационным способом с помощью ИЗУ. В процессе намотки при увеличении радиуса за счет действия контура тока происходит снижение угловой скорости, на выходе РС1 появляется сигнал ошибки δV , который увеличивает выходное напряжение ИЗУ до величины, соответствующей $V = (\omega \cdot r)/i$ ($u_v = u_{OV}$), т.е. до тех пор, пока вычисленное значение u_r не станет соответствовать текущему значению радиуса. Вычисление линейной скорости V (u_{OV}) производится путем умножения выходного напряжения ИЗУ, соответствующего r на u_{OC} , соответствующего ω .

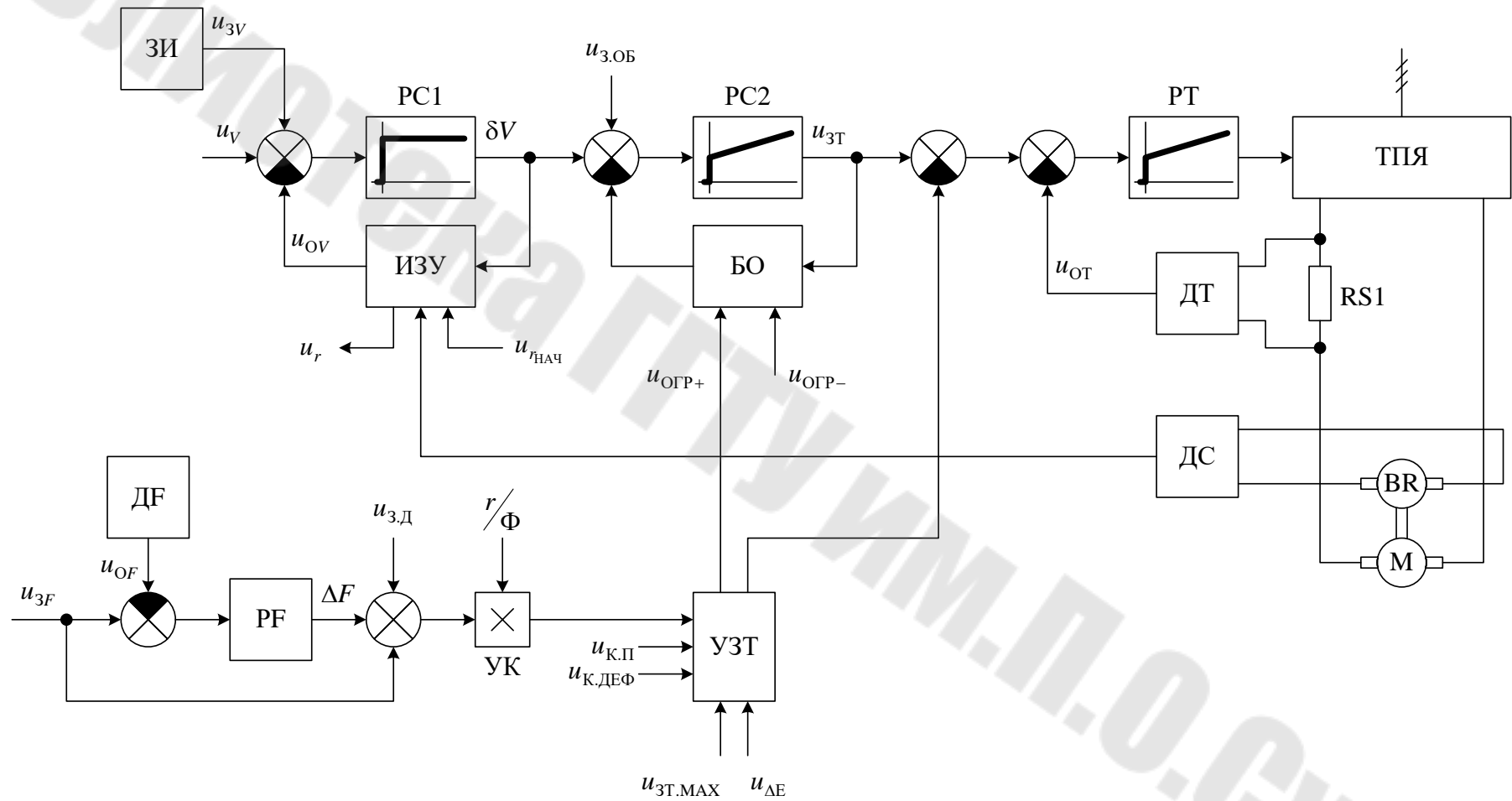


Рисунок 103. Функциональная схема двухзонной системы управления натяжением.

Напряжение ограничения регулятора скорости, т.е. сигнал задания максимального тока якоря при намотке в двигательном режиме определяется сигналом с УЗТ, а в тормозном режиме $U_{\text{ОГР-}}$. В режиме регулирования скорости он постоянен и равен $U_{\text{ЗТ.МАХ}}$.

При переходе в режим регулирования натяжения на вход РС2 подается $u_{\text{З.ОБ}}$, под действием которого РС2 входит в ограничение и сигнал на его выходе определяется узлом УЗТ.

При обрыве полосы момент сопротивления резко уменьшается и двигатель начинает увеличивать скорость до момента выполнения равенства

$$V - \omega \cdot r = \Delta V = V_{\text{ОБ}}.$$

Значение $V_{\text{ОБ}}$ называется скоростью обгона, которая составляет около 10-20 % от скорости заправки и 2-3 % от максимального значения линейной скорости при намотке.

В режиме регулирования натяжения УЗТ суммирует составляющие, определяющие ток двигателя:

1. Сигнал с выхода регулятора натяжения, определяющий составляющую тока, создающую требуемое натяжение.
2. $u_{\text{З.Д}}$ – составляющая для компенсации динамического момента $M_{\text{Д1}}$.
3. $u_{\text{К.П}}$ – составляющая для компенсации постоянных потерь.
4. $u_{\text{К.ДЕФ}}$ – компенсация усилия деформации материала.
5. $u_{\text{ДЕ}}$ – компенсация внутренней обратной связи двигателя по ЭДС якоря.

Сигналы, определяющие натяжение и динамический момент корректируются умножением на отношение r/Φ . Сигналы компенсации потерь и усилия деформации вычисляются в собственных узлах компенсации.

6.5. Интегро-запоминающее устройство

Функциональная схема интегро-запоминающего устройства показана на рис. 104. Оно служит для расчета текущего значения радиуса рулона (сигнал u_r) и линейной скорости (сигнал $u_{\text{ОВ}}$). На схеме обозначено:

- ПНЧ – преобразователи «напряжение-частота»,
- СТ – реверсивный счетчик.

При положительном напряжении с выхода ДА состояние СТ увеличивается. При отрицательном – уменьшается и сохраняется, когда напряжение на выходе близко к нулю.

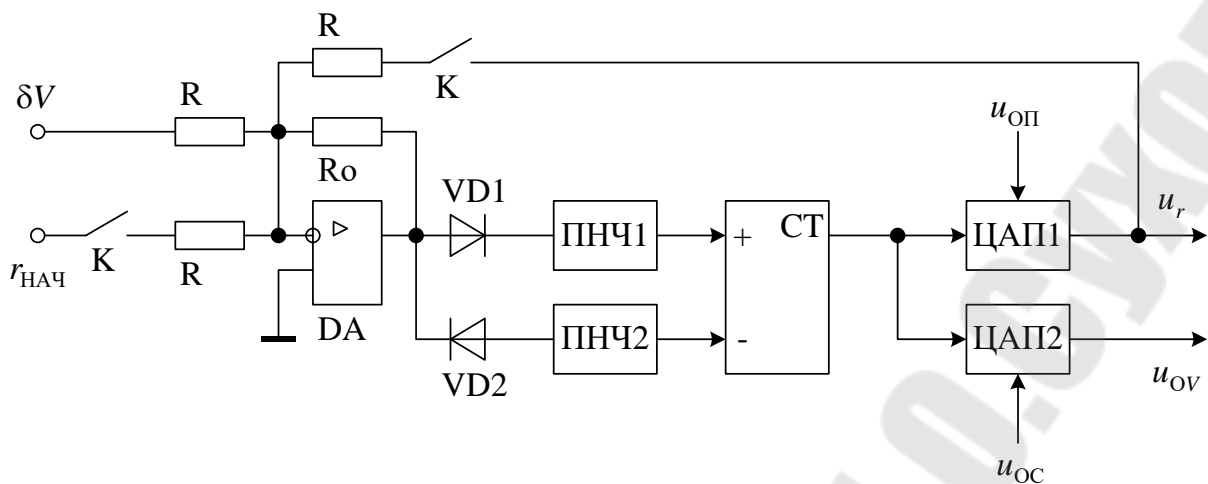


Рисунок 104. Функциональная схема интегро-запоминающего устройства.

Опорное напряжение для матрицы резисторов цифро-аналогового преобразователя ЦАП1 постоянно и напряжение на его выходе пропорционально радиусу рулона. Для ЦАП2 в качестве опорного напряжения используется сигнал обратной связи по угловой скорости двигателя и напряжение на его выходе пропорционально произведению $r \cdot \omega$, т.е. линейной скорости катушки.

Контакты К служат для начальной установки. При их замыкании после выдержки времени в счетчике будет записан код, соответствующий начальному значению радиуса. Погрешность измерения радиуса определяется разрядностью счетчика и цифро-аналоговых преобразователей, а также зоной нечувствительности ПНЧ.

6.6. Узел коррекции и задания тока

Упрощенная принципиальная схема узла представлена на рис. 105.

Сигналы $u_{\Delta F1}$ и $u_{\Delta F2}$ — сигналы с отдельных выходов регулятора натяжения.

Формирование сигнала задания динамической составляющей тока $u_{3,д}$ производится на основе сигнала, пропорционального ускорению dV/dt , который получают путем дифференцирования сигнала с тахогенератора последней секции рабочей машины. Изменение момента инерции и радиуса рулона учитывается умножением сигнала на отношение J/r^2 в перемножителе М1. Для коррекции составляющей задания тока, определяемой натяжением в перемножителе М2 производится умножение на отношение r/Φ . Данное отношение непосредственным делением вычисляют достаточно редко из-за низкой точности. Более точно данный сигнал можно получить путем сравнения и выбора одной из двух

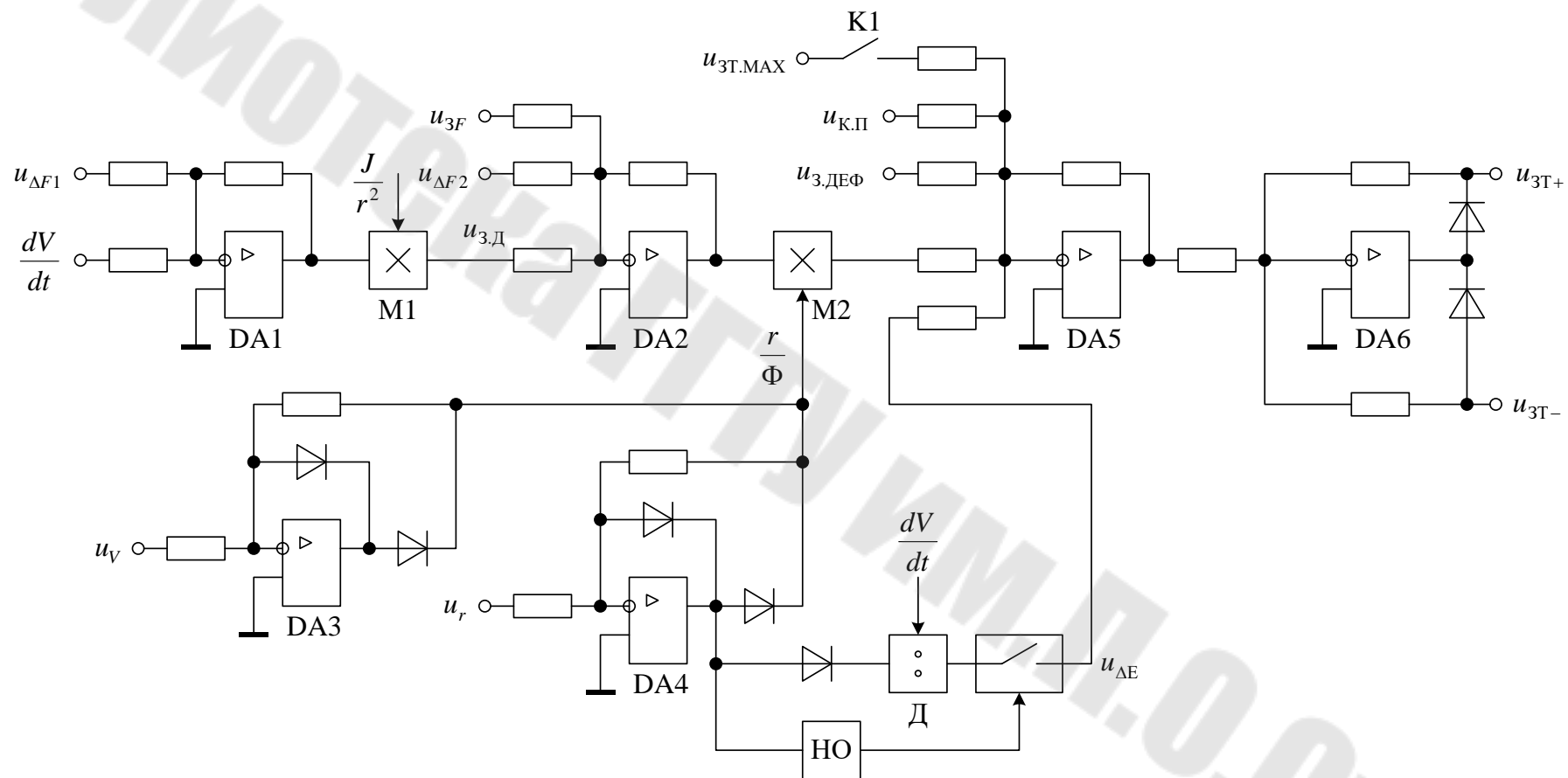


Рисунок 105. Упрощенная принципиальная схема узла коррекции и задания тока.

составляющих, пропорциональной линейной скорости или пропорциональной радиусу.

Для конкретной технологической ситуации и определенных значений линейной скорости V и радиуса рулона $r_{НАЧ} \dots r_1 \dots r_{МАХ}$ (r_1 соответствует Φ_H) масштабы для сравнения составляющих (коэффициенты усилителей на DA3 и DA4) выбираются из условия, чтобы сигнал, пропорциональный радиусу u_r , при

$$r_1 = r_{НАЧ} \cdot \frac{\omega_{МАХ}}{\omega_H} = i \cdot \frac{V_{МАХ}}{\omega_H},$$

был равен напряжению, пропорциональному скорости u_v при $V = V_{МАХ}$. При увеличении радиуса от $r_{НАЧ}$ до r_1 при регулировании за счет изменения магнитного потока контур регулирования ЭДС поддерживает соотношение r/Φ постоянным пропорционально линейной скорости. При этом на перемножитель M2 поступает сигнал пропорциональный линейной скорости с усилителя DA3. Затем, при постоянстве магнитного потока регулирование производится по цепи якоря, отношение r/Φ определяется величиной радиуса и на M2 подается сигнал пропорциональный радиусу с усилителя DA4.

Исключение влияния ЭДС якоря на динамические режимы в задании тока необходимо, поскольку ЭДС преобразователя в соответствии с уравнением электрического равновесия для якорной цепи должно иметь составляющую, пропорциональную ЭДС

$$e_d = e_{я} + i_{я} \cdot R_{я} \cdot (T_{я} \cdot p + 1)$$

Приращение сигнала задания тока с учетом интегрирующей части регулятора тока равно

$$u_{\Delta E} = \frac{1}{\omega_{с.л}} \cdot \frac{1}{R_{я}} \cdot \frac{de_{я}}{dt},$$

$\omega_{с.л}$ – частота среза контура тока.

Эту составляющую можно скомпенсировать непосредственно в регуляторе тока, применив функциональный преобразователь ЭДС, либо подав на вход регулятора тока положительную обратную связь по производной ЭДС. Однако, из-за присутствия пульсаций и помех, дифференцирование может привести к существенным погрешностям, поэтому целесообразно реализовать расчет $u_{\Delta E}$ как в представленной схеме. При регулировании во второй зоне ЭДС постоянна и $u_{\Delta E} = 0$. При регулировании в первой зоне при постоянстве магнитного потока

изменение ЭДС пропорционально угловой скорости, при этом соответствующая составляющая равна

$$u_{\Delta E} = \frac{k\Phi_H \cdot i}{r \cdot R_{Я} \cdot \omega_{C.I}} \cdot \frac{dV}{dt}.$$

В представленной схеме данный сигнал вычисляется делением dV/dt на сигнал, пропорциональный радиусу r .

6.7. Регулятор натяжения

Структурная схема контура регулирования натяжения показана на рис. 106.

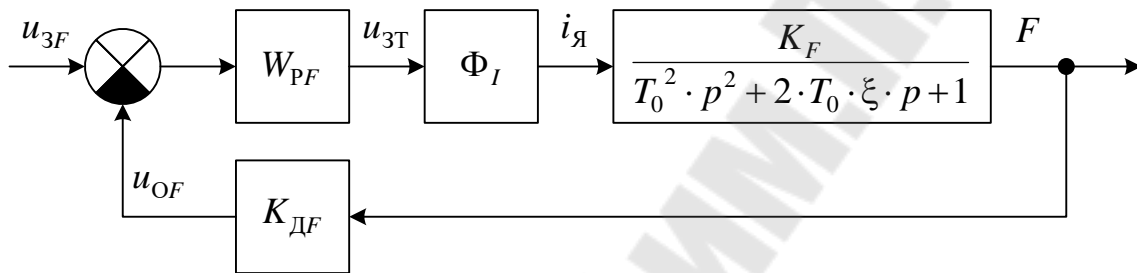


Рисунок 106. Структурная схема контура регулирования натяжения.

Параметры передаточной функции объекта регулирования определяются следующим образом

$$K_F = \frac{i \cdot k\Phi}{r}, T_0 = \frac{i}{r} \cdot \sqrt{J \cdot \gamma \cdot V \cdot T_{\text{ПОЛ}}}, \xi = \frac{i}{2 \cdot r} \cdot \sqrt{\frac{J \cdot \gamma \cdot V}{T_{\text{ПОЛ}}}},$$

где $T_{\text{ПОЛ}}$ – постоянная времени упругой полосы

$$T_{\text{ПОЛ}} = \frac{1}{a \cdot b \cdot E_y \cdot \gamma \cdot V},$$

E_y – модуль упругости материала,

γ – коэффициент, учитывающий изменение жесткости от натяжения

$$\gamma = \frac{\partial S}{\partial F} + \frac{1}{a \cdot b \cdot E_y},$$

S – коэффициент опережения, равный отношению линейной скорости в точке касания рулона и линейной скорости на выходе из последней секции рабочей машины.

Наилучшим регулятором должен быть ПИД

$$W_{PF}(p) = K_1 \cdot \frac{K_3 \cdot p^2 + K_2 \cdot p + 1}{p} = K_1 \cdot \left(K_3 \cdot p + K_2 + \frac{1}{p} \right),$$

$$K_3 = T_0^2 = \frac{i^2 \cdot J}{a \cdot b \cdot E_y \cdot r^2}, \quad K_2 = 2 \cdot T_0 \cdot \xi = \frac{i^2 \cdot J \cdot \gamma \cdot V}{r^2}.$$

Т.о. параметры регулятора необходимо корректировать в соответствии с текущим режимом работы. Если установлены натяжные ролики, то опережение равно нулю и

$$K_2 = \frac{i^2 \cdot J \cdot V}{r^2 \cdot a \cdot b \cdot E_y}.$$

Схема регулятора для этого случая представлена на рис. 107.

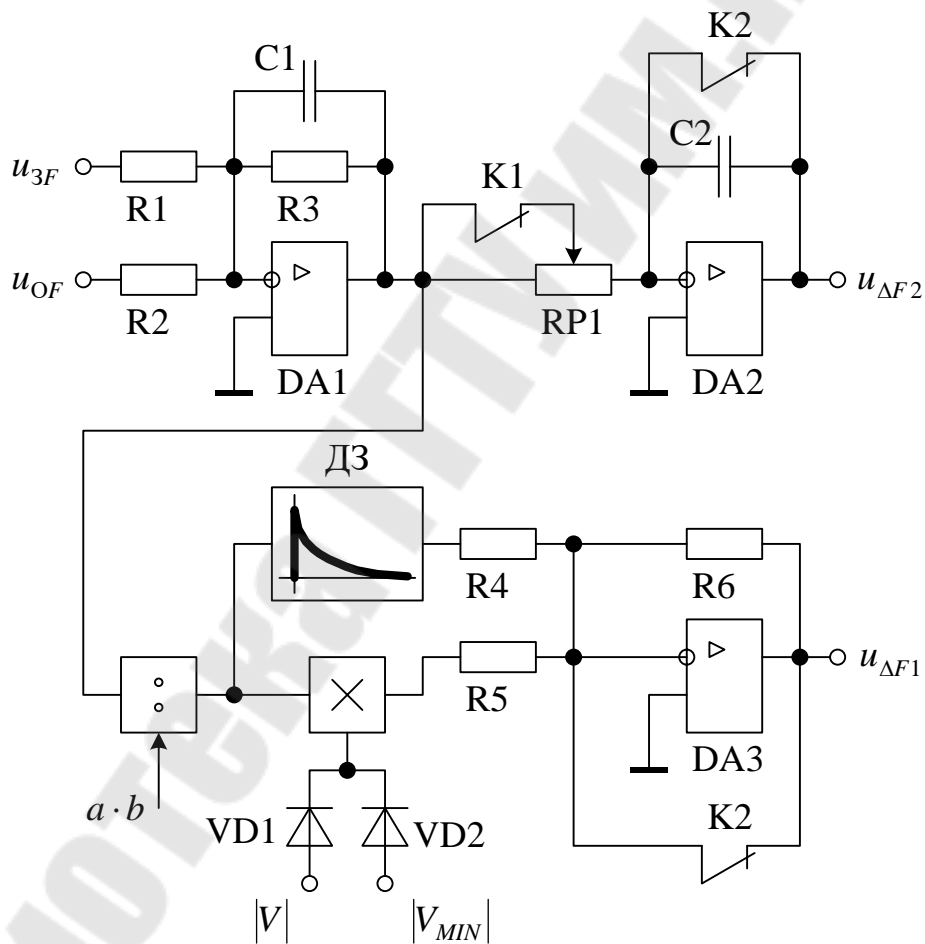


Рисунок 107. Упрощенная принципиальная схема регулятора натяжения.

Входной фильтр C1R3 служит для сглаживания пульсаций, вызванными эксцентриситетами измерительного ролика, рулона и другими причинами.

Контакты К2 блокируют регулятор, а К1 изменяет коэффициент передачи по интегральному каналу регулятора, когда в режиме покоя изменяется объект управления. Сигнал $u_{\Delta F2}$ (интегральная часть) подается на вход DA2 устройства коррекции и задания тока для суммирования составляющих, определяющих натяжение.

ДЗ – дифференцирующее звено, определяющее дифференциальную составляющую выходного напряжения регулятора. Коэффициент передачи в этой составляющей равен $K_3 = R6/R4$. Коэффициент передачи пропорциональной составляющей равен $K_1 = R6/R5$.

Когда полоса наматывается без натяжного ролика, γ является функцией многих факторов и регулятор настраивается для среднего значения γ . Коэффициент передачи K_1 выбирается исходя из получения требуемого значения перерегулирования при малой постоянной времени контура, равной

$$T_{\mu F} = 2 \cdot T_{\mu} + C1 \cdot R3 + \Delta T_{\mu},$$

где ΔT_{μ} определяется изменением частоты среза при изменениях параметров объекта управления.

7. Адаптивные системы управления

Нестационарность работы электропривода обусловлена как изменением его параметров, так и изменением свойств исполнительного оборудования. А также управляющие и возмущающие воздействия могут ухудшать статические и динамические показатели системы. Указанные особенности требуют перенастройки параметров регуляторов для минимизации ошибок системы. Это обеспечивают адаптивные системы управления. Взаимосвязи в адаптивной системе управления можно представить с помощью функциональной схемы, показанной на рис. 108. На схеме обозначено:

- Р – регулятор,
- ОУ – объект управления,
- БАУ – блок адаптивного управления,
- x_3 – сигнал задания,
- F – возмущения,
- x – выходная управляемая координата.
- Блок адаптивного управления производит обработку информации о текущем состоянии объекта управления или всей системы и вырабатывает воздействие Z , обеспечивающее перенастройку регуляторов в соответствии с принятым критерием качества работы адаптивной системы.

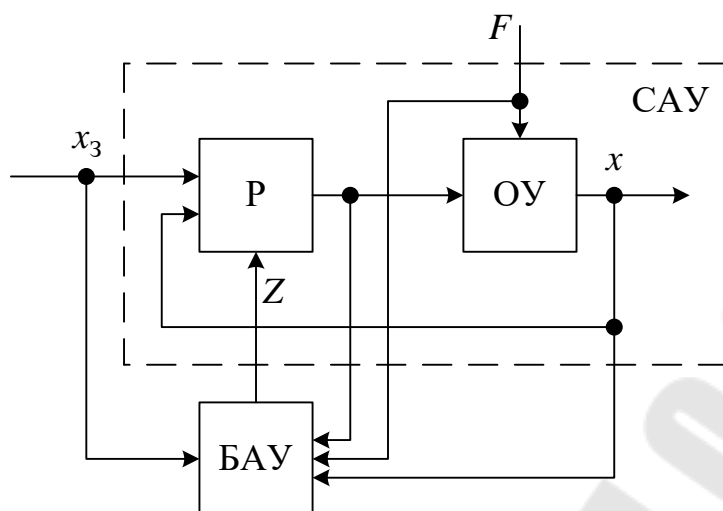


Рисунок 108. Функциональная схема адаптивной системы управления.

Наиболее часто перед адаптивными системами ставятся следующие задачи:

1. Сохранить заданные динамические свойства системы управления при произвольном изменении параметров электропривода.
2. Поиск оптимальных условий работы электропривода в соответствии с заданным критерием качества при начальном отсутствии информации о параметрах электропривода и воздействиях.

Первая задача обычно решается наиболее простыми методами с компенсацией изменяющихся параметров. Например, введение внутренних обратных связей, охватывающих узлы с нестационарными параметрами (адаптивный регулятор тока с внутренним контуром регулирования ЭДС преобразователя). Если требуемые для компенсационных обратных связей параметры или координаты не могут быть измерены, то возможно использование наблюдателей для их вычисления.

Решение второй задачи связано с поиском оптимального режима. Перенастройка регуляторов должна быть направлена в сторону обеспечения требуемого критерия качества.

При неполной информации о системе управления или непрогнозируемых изменениях параметров и воздействий применяют приемы связанные с идентификацией, т.е. с оценкой параметров и состояния системы. Если невозможно для этих целей использовать естественные динамические процессы, то в управляющие воздействия специально вводят тестовые сигналы. Их форма должна позволить максимально оценить состояние системы. Для получения временных характеристик используют импульсные и ступенчатые сигналы, а для частотных характеристик – прямоугольные, синусоидальные и другие периодические.

По принципу, заложенному в блок адаптивного управления для формирования воздействия Z , адаптивные системы можно разделить на поисковые и безпоисковые. В основу безпоисковых систем чаще всего закладывают эталонную модель части или всей системы, величины, являющиеся эталоном для нестационарной системы в конкретных условиях. Для получения заданных динамических показателей может производиться:

- стабилизация частотных и временных характеристик (если имеется достаточно сведений о природе нестационарных свойств и их влиянии на параметры);
- воздействие на коэффициент передачи системы на основе сравнения высокочастотных и низкочастотных составляющих сигналов;
- изменение структуры регуляторов или всей системы.

В поисковых системах организуется режим поисковых изменений параметров регуляторов при которых достигается экстремальное значение показателя качества управления (максимальное быстродействие, минимальные потери, минимальная среднеквадратичная ошибка и т.д.). Основной особенностью этих систем является наличие пробных движений (т.е. пробных изменений параметров) и оценка при каждом изменении нужного направления к экстремуму. В этих системах блок адаптивного управления включает в себя блок оценки показателя качества, узел организации движения к экстремуму показателя качества, адаптивные регуляторы.

Литература

1. Анучин, А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов / А.С. Анучин. – Москва: Академия, 2015. – 371 с.
2. Анхимюк, В.Л. Проектирование систем автоматического управления электроприводами: [учеб. пособие для вузов по спец. «Электропривод и автоматизация пром. установок»] / В.Л. Анхимюк, О.Ф. Опейко. – Минск: Вышэйшая школа, 1986. – 142 с.
3. Башарин, А.В. Управление электроприводами: учеб. пособие для вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Ленинград: Энергоиздат, 1982. – 391 с.
4. Фираго Б.И. Теория электропривода: учеб. пособие для вузов. – Изд. 2-е. – Минск: Техноперспектива, 2007. – 585 с.
5. Фираго, Б.И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б.И. Фираго, Л.Б. Павлявчик. – Минск: Техноперспектива, 2006. – 363 с.
6. Фираго, Б.И. Расчеты по электроприводу производственных машин и механизмов: учебное пособие для вузов / Б.И. Фираго. – Минск: Техноперспектива, 2012. – 639 с.
7. Усольцев, А.А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. / А.А. Усольцев. – Санкт-Петербург: СПбГУ ИТМО, 2006 – 94 с.
8. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для вузов. – 2-е изд., испр. – Москва: Академия, 2007. – 265 с.

Содержание

Введение	3
Классификация СУЭП	3
1. Математическое описание СУЭП	7
1.1. Математический аппарат	7
1.2. Линеаризация нелинейных дифференциальных уравнений	7
1.3. Математическое описание линеаризованных систем	11
1.4. Методы синтеза СУЭП	16
1.5. Стандартные настройки контуров	17
1.6. Обзор стандартных настроек контуров	23
1.7. Понижение расчетного порядка контура регулирования	24
1.8. Частотный метод синтеза	27
1.9. Способы ограничения координат систем автоматического управления	31
2. САУ скоростью электроприводов постоянного тока	33
2.1. Математическое описание ДПТ НВ	33
2.2. Особенности динамики тиристорного преобразователя	36
2.3. Особенности реверсивных тиристорных преобразователей	39
2.4. Одноконтурная система автоматического управления скоростью с воздействием по цепи якоря при постоянстве потока	41
2.5. Система автоматического управления скоростью с подчиненным контуром тока	44
2.6. Система автоматического управления скоростью с двухзонным регулированием	50
2.7. Особенности построения систем автоматического управления скоростью электроприводов постоянного тока	56
2.7.1. Компенсация влияния изменения магнитного потока	56
2.7.1. Ограничение якорного тока	58
2.7.2. Регулирование уравнивающего тока	59
2.7.3. Компенсация влияния режима прерывистого тока	59
2.8. Управление скоростью при наличии упругой связи	66
2.8.1. Объект управления с учетом упругой связи	66
2.8.2. Неучет упругой связи при настройке контура тока	68
2.8.3. Неучет упругой связи при настройке контура скорости	70
2.8.4. Демпфирование упругих колебаний за счет автоматизированного электропривода	73
3. САУ скоростью ЭП переменного тока	75
3.1. Особенности САУ ЭП переменного тока	75
3.2. Математическая модель АД при управлении частотой и напряжением статора	76

3.3.	Передаточные функции и структурные схемы АД при управлении частотой и напряжением	78
3.4.	Математическая модель и передаточные функции при управлении асинхронным электродвигателем со стороны ротора	83
3.5.	Преобразователи частоты с автономными инверторами	85
3.6.	Непосредственный преобразователь частоты	92
3.7.	Получение требуемых законов частотного управления	94
3.8.	Системы с функциональными преобразователями.	96
3.9.	Использование обратной связи по ЭДС в частотных электроприводах.	100
3.10.	Частотно-токовое управление асинхронным двигателем	104
4.	Системы стабилизации скорости	105
4.1.	Режимы работы и показатели систем стабилизации скорости	105
4.2.	Построение обратной связи по скорости	107
4.3.	Основы оптимизации систем стабилизации скорости	110
4.4.	Функциональные схемы систем стабилизации скорости точных электроприводов	111
4.5.	Требования к многодвигательным электроприводам	117
4.6.	Системы управления скоростью и соотношением скоростей взаимосвязанных многодвигательных электроприводов	119
5.	Автоматические системы управления положением механизма	126
5.1.	Принципы построения систем	126
5.2.	Настройка систем управления положением в режиме позиционирования	128
5.2.1.	Режим малых перемещений.	129
5.2.2.	Режим средних перемещений	130
5.3.	Следящие системы	133
6.	Системы управления ЭП намоточно-размоточных механизмов	137
6.1.	Принципы построения систем	137
6.2.	Динамическая составляющая момента наматывающего механизма	140
6.3.	Система управления натяжением с поддержанием тока якоря	143
6.4.	Двухзонная система управления натяжением	148
6.5.	Интегро-запоминающее устройство	150
6.6.	Узел коррекции и задания тока	151
6.7.	Регулятор натяжения	154
7.	Адаптивные системы управления	156
	Литература	159

Захаренко Владимир Сергеевич

**СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ**

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

Подписано к размещению в электронную библиотеку
ГГТУ им. П. О. Сухого в качестве электронного
учебно-методического документа 27.01.20.

Рег. № 32Е.

<http://www.gstu.by>