



Негосударственное частное образовательное учреждение
высшего образования
«Технический университет УГМК»

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ
КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ ПО ДИСЦИПЛИНЕ**

**НАЛАДКА И ЭКСПЛУАТАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ**

Направление подготовки	<u>13.03.02 Электроэнергетика и электротехника</u>
Профиль подготовки	<u>Электрооборудование и электрохозяйство горных и промышленных предприятий</u>
Уровень высшего образования	<u>бакалавриат</u> <i>(бакалавриат, специалитет, магистратура)</i>

Автор - разработчик: Бородин М. Ю., канд.техн.наук, доцент
Рассмотрено на заседании кафедры энергетики
Одобрено Методическим советом университета 30 июня 2021 г., протокол № 4

г. Верхняя Пышма
2021

Выполнение контрольной работы заключается в составлении ответов на задания, указанные в соответствии с заданным вариантом. Ответы должны быть полными, с соответствующими пояснениями, с указанием необходимых формул, с разъяснением физических процессов в элементах автоматизированного электропривода, с представлением необходимых графических зависимостей, с учетом требований ГОСТ на обозначения в электрических схемах и требований по оформлению работ, предъявляемых в негосударственном частном образовательном учреждении высшего образования «Технический университет УГМК».

Номер варианта обучающийся получает от преподавателя.

Контрольные работы выполняются в течение семестра и представляются преподавателю до экзаменационной сессии.

Перечень контрольных работ

Контрольная работа №1

НАЛАДКА КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЯКОРНОГО ТОКА В СИСТЕМЕ ТП-Д

1. Выписать параметры электродвигателя в соответствии с номером варианта.
2. Выбрать тиристорный преобразователь для электродвигателя.
3. Начертить силовую схему системы ТП-Д с цепями обратных связей.
4. Начертить структурную схему системы ТП-Д.
5. Рассчитать параметры объекта регулирования системы ТП-Д (тиристорного преобразователя, якорной цепи двигателя и электромеханического преобразователя).
6. Определить передаточную функцию регулятора тока якоря для настройки на модульный оптимум.
7. Рассчитать параметры регулятора тока якоря.
8. Начертить структурную схему контура регулирования якорного тока с рассчитанными параметрами.
9. Реализовать регулятор тока якоря на операционном усилителе.
10. Начертить принципиальную электрическую схему РТ.

Контрольная работа №2

НАЛАДКА КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ В СИСТЕМЕ ТП-Д

1. Начертить структурную схему контура регулирования скорости с внутренним контуром регулирования якорного тока (использовать данные контрольной работы №1).
2. Определить передаточную функцию регулятора скорости при настройке контура на модульный оптимум.
3. Рассчитать параметры регулятора скорости, построить зависимость выходного напряжения РС от ошибки на входе с учетом ограничения выходного напряжения РС.
4. Реализовать регулятор скорости на операционном усилителе.
5. Начертить принципиальную электрическую схему РС.
6. Рассчитать статическую просадку скорости при величине нагрузки на валу, равной номинальному моменту двигателя, сравнить ее с просадкой скорости в разомкнутой системе.
7. Определить передаточную функцию регулятора скорости при настройке контура регулирования на симметричный оптимум.

8. Рассчитать параметры регулятора скорости.
9. Реализовать РС на операционном усилителе, с учетом добавочного фильтра по заданию на входе РС.
10. Начертить принципиальную электрическую схему РС.
11. Рассчитать параметры датчика интенсивности скорости для обеспечения заданного ускорения.
12. Реализовать датчик интенсивности скорости на операционных усилителях.
13. Начертить принципиальную электрическую схему датчика интенсивности.

Контрольная работа №3

НАЛАДКА СИСТЕМЫ СКАЛЯРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПЧ-АД

1. Выписать параметры асинхронного двигателя в соответствии с номером варианта.
2. Рассчитать параметры Т-образной схемы замещения фазы асинхронного двигателя.
3. Начертить функциональную схему системы скалярного управления ПЧ-АД.
4. Рассчитать время пуска для наладки датчика интенсивности на входе ПЧ, обеспечивающего заданную величину динамического момента.
5. Определить значение минимальной частоты исходя из условия обеспечения заданной величины пускового момента.
6. Рассчитать величину начального подъема напряжения характеристики функционального преобразователя.
7. Начертить характеристику функционального преобразователя для нагрузки $M_c = \text{const}$ (подъемно – транспортные механизмы с учетом ограничения выходного напряжения на уровне номинального).

Контрольная работа №4

НАЛАДКА СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПЧ-АД

1. Начертить структурную схему объекта регулирования ПЧ-АД в системе векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления ротора.
2. На основании данных контрольной работы №3 рассчитать параметры структурной схемы объекта регулирования.
3. Рассчитать параметры контурных регуляторов в системе векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления ротора.
4. Начертить структурную схему системы векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления ротора с рассчитанными параметрами.
5. Описать работу системы векторного управления в режиме пуска, торможения, наброса (сброса) нагрузки.

Методические указания по выполнению практических и контрольных работ

1. Организация самостоятельной работы при изучении дисциплины

Методические указания предназначены для самостоятельной работы обучающихся по дисциплине **Наладка и эксплуатация систем управления электроприводов** при подготовке к лекционным, практическим занятиям и выполнении контрольных работ.

В основной части методических указаний представлен теоретический материал, необходимый для качественного усвоения изучаемого материала, в приложениях представлены варианты заданий для практических и контрольных работ, технические характеристики электродвигателей, преобразователей, приведены примеры расчетов и реализации регуляторов, датчиков, функциональных преобразователей.

Перед выполнением практических занятий и контрольных работ, обучающийся должен внимательно изучить теоретический материал по теме самостоятельной работы. При этом используется материал лекций и содержание учебных пособий, представленных в списке основной и дополнительной литературы. После этого обучающийся выписывает технические данные для своего номера варианта и выполняет практическое задание или контрольную работу.

2. Оформление контрольных работ и практических занятий

При оформлении контрольных работ и практических занятий необходимо выполнять следующие требования:

- все расчеты выполняются в основных единицах измерения международной системы;
- все позиции формулы должны быть расшифрованы;
- нумеруются только те формулы, на которые далее следуют ссылки в тексте;
- при выполнении расчетов сначала приводится формула в общем виде, а затем - в числовом выражении для всех позиций формулы;
- рисунки и таблицы должны следовать сразу за первой ссылкой на них в тексте;
- в названиях разделов и подразделов сокращения не допустимы;
- литературные источники должна иметь сквозную нумерацию, если в тексте нет ссылок на соответствующую литературу, ее не должно быть в списке использованных источников;
- схемы выполняются с соблюдением стандартных условных графических изображений.

3. Методические указания по выполнению практических занятий и контрольных работ

3.1. Объект регулирования в системе ТП-Д

3.1.1 Технические данные электродвигателя.

Полные технические данные и параметры электродвигателя приведены в каталогах и справочниках. Для системы двухзонного регулирования скорости необходимо привести кривую намагничивания, для построения которой можно использовать универсальную кривую намагничивания электродвигателя (приложение А) .

3.1.2. Выбор и характеристика тиристорного преобразователя

Выбор тиристорного преобразователя (ТП) проводится в соответствии с методиками, рассмотренными в курсах «Преобразовательная техника» и «Теория электропривода».

Выбор ТП производится по номинальным данным электродвигателя в соответствии с соотношениями:

$$U_{дн} \geq U_{ндв}, I_{дн} \geq I_{ндв} \lambda / \lambda_{ТП}$$

где $U_{дн}$ – номинальное выпрямленное напряжение ТП, В;

$I_{дн}$ – номинальный выпрямленный ток ТП, А;

$\lambda, \lambda_{ТП}$ – перегрузочная способность по току двигателя и ТП соответственно.

Технические данные по ТП приведены в приложении Д. Для питания двигателя выбирается реверсивный ТП с отдельным управлением вентилями группами и мостовой схемой выпрямления. Напряжение питающей сети 380 В (0,4 кВ), поэтому для электродвигателей с номинальным напряжением 220В необходимо применить трансформаторный вариант питания ТП, а при $U_{днв} = 440$ В применить подключение ТП к питающей сети 380В через токоограничивающий реактор.

При выполнении практических занятий и контрольных работ необходимо привести принципиальную электрическую схему силовых цепей электропривода, особое внимание уделить месту подключения датчиков обратных связей и элементам защиты ТП и двигателя:

- защита от аварийных токов в цепи переменного тока;
- защита от перенапряжений на обмотках трансформатора и тиристорах;
- защита от аварийных токов в цепи выпрямителя;
- защита от включения ТП на вращающийся двигатель;
- защита от обрыва поля и перенапряжений на обмотке возбуждения двигателя, и др. виды защит.

Кроме того, необходимо привести тип и технические данные трансформатора (реактора) для расчета параметров объекта регулирования.

3.1.3. Выбор и характеристика тиристорного возбудителя

Для двухзонной СУЭП скорости необходимо выбрать нереверсивный тиристорный возбудитель (ТВ), который может входить в состав комплектного тиристорного электропривода. Выбор ТВ производится из условий:

$$U_{днв} \geq \alpha U_{нв}, \quad I_{днв} \geq I_{нв},$$

где $U_{днв}, I_{днв}$ – номинальные напряжение и ток ТВ;

$U_{нв}, I_{нв}$ – номинальные напряжение и ток возбуждения двигателя;

$\alpha = U_{max} / U_{нв}$ – коэффициент форсировки возбуждения.

Для обеспечения максимального быстродействия контура регулирования тока возбуждения (потока) необходимо принять коэффициент форсировки $\alpha = 3 - 5$, для чего нужен ТВ с максимально возможным выпрямленным напряжением, т.е. $U_{днв} = 440 - 460$ В.

Принципиальная электрическая схема ТВ должна быть совмещена с принципиальной электрической схемой силовой части электропривода.

3.1.4. Основные параметры объекта регулирования

На рис.1 – 4 представлены структурные схемы объектов регулирования системы ТП – Д.

- *Тиристорный преобразователь и возбудитель.*

Коэффициенты усиления ТП и ТВ рассчитываются по зависимости $K_{п} = E_{d0} / U_{y_{max}}$.

С ТП и ТВ совмещен эквивалентный фильтр прямого канала регулирования с некомпенсируемой постоянной времени T_{μ} .

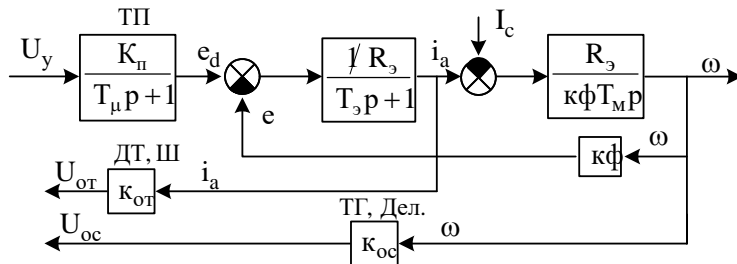


Рис.1. Структурная схема объекта регулирования в СУЭП скорости

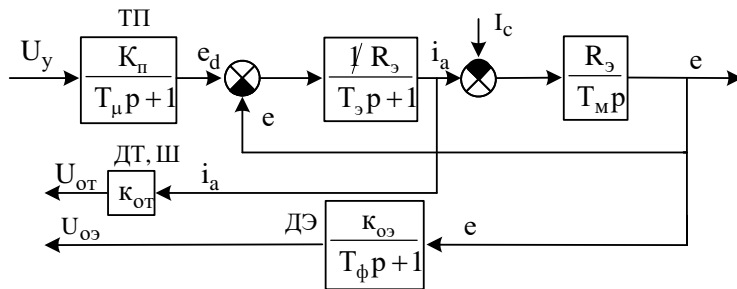


Рис.2. Структурная схема объекта регулирования в СУЭП скорости (ЭДС) с обратной связью по ЭДС двигателя

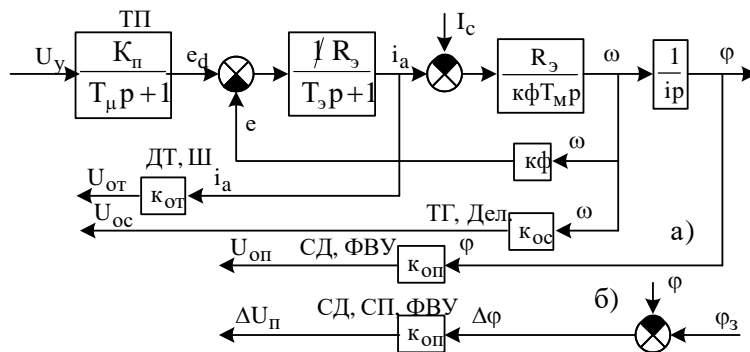


Рис.3. Структурная схема объекта регулирования в позиционной СУЭП (а- СУЭП положения б- СУЭП перемещения).

В случае применения адаптивного регулятора тока или стандартного регулятора тока некомпенсируемую постоянную времени ТП и ТВ можно принять одинаковыми в пределах 0,005 – 0,01 с.

В случае применения двойного регулятора тока (двойной контур регулирования якорного тока) ТП представляется безынерционным звеном, а эквивалентный фильтр прямого канала реализуется первым (внутренним) замкнутым контуром регулирования тока. Здесь реализовано предельное быстродействие и некомпенсируемая постоянная времени для шестипульсовой схемы ТП составляет 3,3 мс. Некомпенсируемая постоянная времени ТВ в этом случае лежит в пределах 0,005 – 0,01 с.

• Якорная цепь электропривода

В СУЭП скорости и позиционной СУЭП применяют двигатели серии Д, которые можно включать без сглаживающего дросселя. В двухзонной СУЭП при использовании двигателей серии П относительно небольшой мощности (без компенсационной обмотки) индуктивности цепи выпрямленного тока (якорь двигателя и трансформатор или реактор) обычно достаточно для снижения пульсаций выпрямленного тока до (10 – 15)% и сглаживающий дроссель также не нужен.

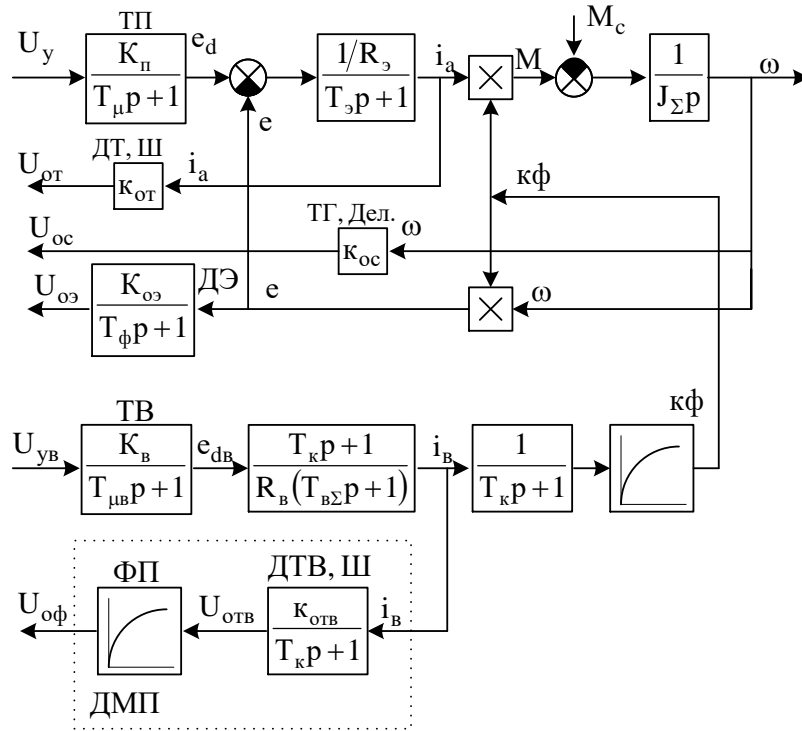


Рис. 4. Структурная схема объекта регулирования в двухзонной САР

Поэтому эквивалентное сопротивление якорной цепи системы ТП-Д можно определить по формуле:

$$R_{\text{э}} = 1,1R_a + a_{\text{в}}(R_{\text{Т}} + mX_{\text{Т}}/(2\pi)),$$

где $R_a = \beta(r_{\text{яо}} + r_{\text{дп}})$ – активное сопротивление якоря двигателя, Ом;

$\beta = 1,24 - 1,32$ – коэффициент приведения сопротивления к рабочей температуре двигателя;

$r_{\text{яо}}, r_{\text{дп}}$ – активное сопротивление якорной обмотки и обмотки дополнительных полюсов двигателя при температуре $(20 - 25)^\circ\text{C}$, Ом;

$a_{\text{в}} = 2$ – схемный коэффициент для мостовой схемы выпрямления;

$R_{\text{Т}} = P_{\text{КЗ}}/3I_{2\text{фн}}^2$ – активное сопротивление трансформатора (реактора), Ом;

$P_{\text{КЗ}}$ – потери короткого замыкания трансформатора, Вт;

$I_{2\text{фн}}$ – номинальный фазный ток трансформатора, А;

$X_{\text{Т}} = \sqrt{Z_{\text{Т}}^2 - R_{\text{Т}}^2}$ – индуктивное сопротивление трансформатора, Ом;

$Z_{\text{Т}} = e_{\text{к}\%} U_{2\text{фн}}/(100 * I_{2\text{фн}})$ – полное сопротивление фазы трансформатора, Ом;

$e_{\text{к}\%}$ – ЭДС короткого замыкания трансформатора, %;

$U_{2\text{фн}}$ – номинальное вторичное фазное напряжение трансформатора, В.

Эквивалентная индуктивность якорной цепи системы ТП – Д определяется по формуле:

$$L_{\text{э}} = L_a + a_{\text{в}}L_{\text{Т}},$$

где $L_a = 0,6 * U_{\text{н}}/(p_{\text{п}} * I_{\text{н}} * \omega_{\text{н}})$ – индуктивность якоря некомпенсированного двигателя, Гн;

$U_{\text{н}}, I_{\text{н}}, \omega_{\text{н}}, p_{\text{п}}$ – номинальные напряжение, ток, частота вращения и число главных полюсов двигателя, соответственно;

$L_{\text{Т}} = X_{\text{Т}}/(2 * \pi * f_{\text{с}})$ – индуктивность трансформатора (реактора), Гн.

Эквивалентная постоянная времени T_3 якорной цепи системы ТП – Д определяется по формуле:

$$T_3 = L_3 / R_3 .$$

Электромагнитная постоянная времени двигателя (необходима в СУЭП, где применяется датчик ЭДС) рассчитывается по формуле:

$$T_a = L_a / R_a .$$

- *Механическое звено электропривода.*

Суммарный момент инерции электропривода J_Σ , приведенный к валу двигателя, определяется выражением:

$$J_\Sigma = J_{дв} (1 + J_{мех} / J_{дв}) ,$$

где $J_{дв}$ – момент инерции двигателя, кг*м²;
 $J_{мех}$ – момент инерции механизма, кг*м².

Электрохимическая постоянная времени T_M электропривода рассчитывается по формуле:

$$T_M = J_\Sigma R_\Omega / c^2 ,$$

где $c = k\Phi_n = (U_n - I_n R_a) / \omega_n$ – постоянная двигателя, Вc.

Электромагнитная постоянная времени цепи возбуждения двигателя рассчитывается по формуле:

$$T_{об} = \frac{L_b}{R_b} = \frac{2p_n w^2}{a_b^2 R_b} \left(\frac{d\Phi}{dF} + \frac{\Phi_n (\sigma_n - 1)}{F_n} \right)$$

где p_n – число пар главных полюсов двигателя,

a_b – число параллельных ветвей обмотки возбуждения;

R_b – активное сопротивление цепи возбуждения, приведенное к рабочей температуре, Ом;

Φ_n, F_n – номинальный магнитный поток и намагничивающая сила, приходящиеся на один главный полюс двигателя, соответственно;

$\sigma_n = (1,1 - 1,2)$ – коэффициент рассеяния;

w – число витков обмотки возбуждения , приходящееся на один главный полюс двигателя.

Электромагнитная постоянная времени контура вихревых токов T_k принимается равной:

$$T_k = (0,1 - 0,15) T_{об} .$$

Суммарная электромагнитная постоянная времени цепи возбуждения $T_{вс}$ рассчитывается по формуле:

$$T_{\Sigma} = T_{OB} + T_{\kappa}.$$

Коэффициент цепи возбуждения (аппроксимирует кривую намагничивания двигателя при построении контура регулирования магнитного потока) рассчитывается по формуле:

$$K_{\Phi} = K\Phi_{H} / I_{BH},$$

где I_{BH} – номинальный ток возбуждения двигателя, А.

• Цепи обратных связей

Коэффициенты обратных связей должны обеспечить работу элементов СУЭП (операционных усилителей, датчиков) в рабочем диапазоне ± 10 В. В общем виде коэффициент обратной связи K_{oi} для i – го параметра X_i может быть рассчитан по формуле:

$$K_{oi} = (8 - 10) V / X_{imax}.$$

Рекомендуется выбирать максимальное значение напряжения обратной связи равное 10 В.

Тогда коэффициент обратной связи по току якоря двигателя определится:

$$K_{от} = K_{ш} K_{дт} = 10 V / \lambda I_{H},$$

где λ – перегрузочная способность двигателя по току,

$K_{ш}, K_{дт}$ – передаточные коэффициенты шунта и датчика тока соответственно.

Коэффициент обратной связи по скорости двигателя определится:

$$K_{oc} = K_{тг} K_{дел} = 10 V / \omega_{max},$$

где $K_{тг}, K_{дел}$ – коэффициенты передачи тахогенератора и делителя напряжения цепи обратной связи по скорости двигателя, соответственно;

$\omega_{max} = E_{d0} / (k\Phi_{H})$ – для однозонной СУЭП скорости;

$\omega_{max} = 1,5 * \omega_{H}$ – для двухзонной СУЭП скорости (определяется диапазоном регулирования скорости второй зоны);

$\omega_{max} = \omega_{H}$ – для позиционной СУЭП.

Коэффициент обратной связи по ЭДС двигателя (датчика ЭДС) определяется по формуле:

$$K_{оэ} = K_{дэ} = 10 V / E_{d0}.$$

Постоянная времени фильтра T_{Φ} датчика ЭДС принимается в зависимости от реализации датчика от $T_{\Phi} = T_{a}$ (инерционный датчик) до $T_{\Phi} = 2 - 5$ мс.

Коэффициент обратной связи по току возбуждения рассчитывается по формуле:

$$K_{отв} = K_{шв} K_{дтв} = 9 V / I_{BH},$$

где $K_{шв}, K_{дтв}$ – передаточные коэффициенты шунта и датчика тока возбуждения, соответственно.

Коэффициент обратной связи по потоку двигателя может быть рассчитан по формуле:

$$K_{\text{оф}} = 9V/\Phi_{\text{н}}.$$

Коэффициент обратной связи по положению $K_{\text{оп}}$ определяется рабочим диапазоном датчика углового положения – сельсина и фазовыпрямляющего устройства (ФВУ), максимально измеряемый угол поворота которого φ_{max} равен одному радиану, поэтому

$$K_{\text{оп}} = 10V/\varphi_{\text{max}} = 10V/\text{рад}.$$

На рис. 3,а приведена структурная схема объекта регулирования для СУЭП положения, а на рис. 3,б – для СУЭП перемещения, которые с точки зрения построения системы регулирования не имеют принципиальных отличий. Отличие заключается в том, что в СУЭП перемещения используется датчик рассогласования по положению, состоящий из сельсина – датчика, сельсина – приемника и ФВУ.

Передаточное отношение измерительного редуктора рассчитывается из условий реализации всех возможных перемещений, включая и большие. Ориентировочно передаточное отношение редуктора определяется соотношением:

$$i_p \approx \frac{\omega_{\text{max}}^2 k_{\text{оп}}}{(0,5 - 0,8)\varepsilon u_{\text{зпmax}}}$$

где $(0,5 - 0,8)$ – коэффициент запаса, учитывающий не идеальность элементов СУЭП;
 $\omega_{\text{max}} = \omega_{\text{н}}$ – максимальная скорость позиционирования;
 $u_{\text{зпmax}} = 10V$ – максимальное задание на перемещение;
 $\varepsilon = M_{\text{дин}}/J_{\Sigma}$ – угловое ускорение (замедление) электропривода, определяемое заданным динамическим моментом $M_{\text{дин}}$, т.е. работой датчика интенсивности скорости (ЗИ).

3.2. Построение системы управления электроприводом

Современные системы электроприводов постоянного тока строятся, в основном, по принципу подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией.

Передаточные функции замкнутых контуров регулирования таких систем оптимальны с точки зрения обеспечения минимальной интегральной квадратичной ошибки регулирования по задающему воздействию и являются передаточными функциями фильтров Баттерворса соответствующих порядков. Настройка этих систем соответствует настройке на модульный (технический) оптимум. При этом получаются оптимальные переходные процессы, обеспечивающие максимальное быстродействие при минимальном перерегулировании. Передаточная функция регулятора i -го контура регулирования при настройке на модульный оптимум определяется по формуле:

$$W_{pi}(p) = \frac{1}{2^i T_{\mu} p} \frac{1}{W_{oi}(p)} \frac{k_{oi-1}}{k_{oi}} \quad (1)$$

где T_{μ} – некомпенсируемая постоянная времени СУЭП;
 $W_{oi}(p)$ – передаточная функция объекта регулирования i -го контура (звена, подлежащего компенсации настройкой регулятора);
 k_{oi-1}, k_{oi} – коэффициенты обратных связей предыдущего и рассматриваемого контуров.
 В случае, когда под воздействием момента нагрузки основные показатели качества регулирования электропривода (статическая просадка скорости или статическая ошибка

регулирования по положению) не удовлетворяют поставленным требованиям, применяют астатические системы регулирования, построенные по симметричному оптимуму или отвечающие «минимальному показателю колебательности».

3.2.1. Настройка контура регулирования якорного тока

В простых случаях, когда не требуется повышенных показателей качества системы регулирования и предельного быстродействия, регулятор тока якоря строится при следующих допущениях:

- пренебрегают внутренней обратной связью по ЭДС двигателя;
- не учитывают режим прерывистых токов;
- считают все параметры объекта регулирования неизменными;
- пренебрегают реакцией якоря двигателя.

На рис.5 представлена структурная схема контура регулирования якорного тока. Тогда в соответствии с соотношением (1) получается пропорционально – интегральный (ПИ) регулятор тока (РТ) якоря с передаточной функцией:

$$W_{РТ}(p) = \frac{T_3 p + 1}{2T_\mu k_\Pi \frac{k_{от}}{R_3} p} = \frac{T_3 p + 1}{T_{ит} p} \quad (2)$$

где $T_{ит}$ - постоянная времени интегрирования РТ.

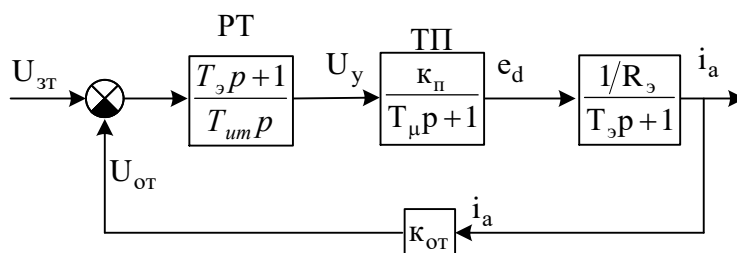


Рис.5. Структурная схема контура регулирования тока

Передаточные функции замкнутого контура регулирования якорного тока соответствуют оптимальным передаточным функциям второго порядка:

$$W_{зт}(p) = \frac{u_{от}(p)}{u_{зт}(p)} = \frac{i_a(p)}{i_{зад}(p)} = \frac{1}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1} \quad (3)$$

$$W_{зт}(p) = \frac{i_a(p)}{u_{зт}(p)} = \frac{1/k_{от}}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1} \quad (4)$$

Передаточная функция разомкнутого токового контура, настроенного на модульный оптимум, равна:

$$W_{разт} = \frac{u_{от}(p)}{u_{зт}(p)} = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)}$$

при этом частота среза контура тока определяется отношением:

$$\omega_{ст} = \frac{1}{2T_{\mu}}$$

- **Адаптивный регулятор тока с эталонной моделью**

При питании электродвигателя постоянного тока от реверсивного тиристорного преобразователя (РТП) с отдельным управлением вентильными группами при снижении тока меньше граничного, определяемого выражением:

$$I_{дгр} = \frac{E_{до} \text{Sin} \alpha}{\omega_o L_{\Sigma}} \left(1 - \frac{\pi}{\rho} \text{ctg} \frac{\pi}{\rho}\right),$$

где $E_{до}$ - ЭДС тиристорного преобразователя при угле регулирования равном нулю;

$\omega_o = 2\pi f_c = 314 \text{ с}^{-1}$ – угловая частота напряжения питающей сети частотой 50 Гц;

$\rho = 6$ – пульсность схемы выпрямления для мостовой схемы выпрямления;

а также при реверсе тока якоря наступает режим прерывистого тока работы ТП. В зоне прерывистого режима переходные процессы тока заканчиваются в пределах интервала проводимости вентилях $\lambda < 60^\circ$, в этом случае можно пренебречь электромагнитными переходными процессами в цепи ТП-Д. При этом существенно изменяются параметры объекта регулирования (снижается коэффициент передачи ТП, исчезает электромагнитная инерция якорной цепи, поэтому $T_{\Sigma} = 0$, увеличивается эквивалентное сопротивление ТП, которое существенно превышает R_{Σ} цепи ТП-Д), система регулирования практически размыкается, резко ухудшаются динамические свойства СУЭП – снижается быстродействие, возрастает перерегулирование.

Для повышения качества работы СУЭП в режиме прерывистых токов применяют определенные конструктивные решения, например, используют адаптивный регулятор тока с эталонной моделью. Адаптация заключается в изменении структуры регулятора тока с пропорционально – интегральной на интегральную с одновременным повышением коэффициента интегральной части в 5 – 10 раз по сравнению с непрерывным режимом.

Передачная функция РТ в прерывистом режиме должна быть равна:

$$W_{рт}(p) = 1/T'_{ит}p$$

где $T'_{ит} = (0,1 - 0,2)T_{ит}$ – постоянная времени интегрирования регулятора тока в прерывистом режиме.

На рис. 6 представлена структурная схема контура регулирования якорного тока с эталонной моделью. Применение эталонной модели позволяет:

- при неточной настройке параметров СУЭП или неустойчивости параметров СУЭП и объекта регулирования получить свойства контура регулирования тока, близкие к стандартным – оптимальным;
- улучшить свойства СУЭП в зоне режима прерывистых токов;
- снизить влияние внутренней обратной связи по ЭДС двигателя на свойства СУЭП.

Эталонная модель в точном варианте реализации имеет передачную функцию оптимального фильтра второго порядка:

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

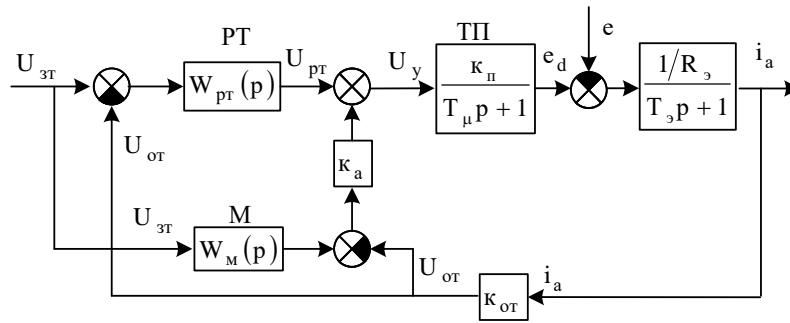


Рис.6. Структурная схема контура регулирования тока с эталонной моделью

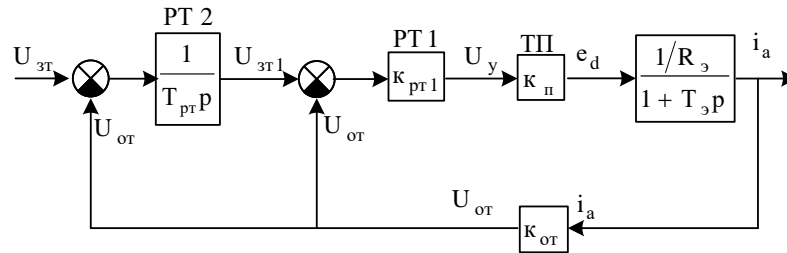


Рис.7. Двойной регулятор тока

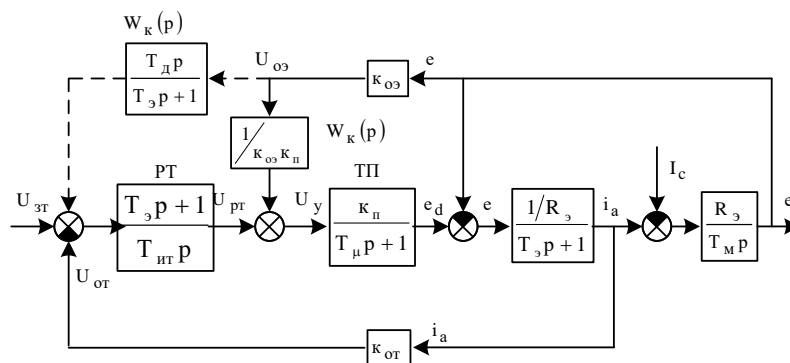


Рис.8. Контур тока с учетом ЭДС двигателя.
Компенсация ЭДС

в упрощенном (аппроксимируемом) варианте – передаточную функцию фильтра первого порядка:

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

На вход эталонной модели подается сигнал напряжения задания якорного тока $u_{зт}$, поэтому на выходе эталонной модели получается стандартный (оптимальный) переходный процесс якорного тока в масштабе сигнала обратной связи по току. Сигнал эталонного процесса сравнивается с фактическим переходным процессом якорного тока (сигналом $u_{от}$) и их разность (ошибка) с коэффициентом передачи k_a добавляется к основному сигналу с выхода РТ, подгоняя реальный переходный процесс к оптимальному.

Коэффициент передачи k_a в контуре модели выбирается из условия обеспечения устойчивой работы СУЭП (для исключения автоколебаний) по формуле:

$$k_a \leq \frac{T_3 R_3}{2T_\mu k_\pi k_{от}} \left(\frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} (1 + \omega_{гр}^2 T_\mu^2) - 1 \right),$$

где $\omega_{гр} = 0,5\omega_{ор} = 942 \text{ с}^{-1}$ – граничная частота для трехфазной мостовой схемы выпрямления. Коэффициент k_a уточняется при наладке электропривода (обычно $k_a \leq 25$).

- **Двойной регулятор тока**

В том случае, когда постоянная времени ТП относительно мала (менее одной мс), для повышения качества работы СУЭП электропривода в режиме прерывистых токов возможно использование двойного контура регулирования якорного тока.

При построении двойного регулятора тока ТП принимают безинерционным звеном с коэффициентом передачи k_π .

На рис. 7 представлена структурная схема двойного РТ. Замкнутый первый (внутренний) контур регулирования тока с пропорциональным (П) РТ1 в непрерывном режиме имеет передаточную функцию инерционного звена, реализующего предельное быстродействие из условий дискретности ТП с эквивалентной постоянной времени фильтра $T'_a = 3,3 \text{ мс}$ для шестипульсной схемы выпрямления и $T'_a = 1,67 \text{ мс}$ для двенадцатипульсной схемы выпрямления:

$$\begin{aligned} W_{зт1}(p) &= \frac{k_{рт1} k_\pi}{(k_{рт1} k_\pi k_{от} + R_3) \left(\frac{R_3 T_3}{k_{рт1} k_\pi k_{от} + R_3} p + 1 \right)} = \\ &= \frac{k_{рт1} k_\pi}{(k_{рт1} k_\pi k_{от} + R_3) (T'_a p + 1)}. \end{aligned}$$

Отсюда можно определить коэффициент передачи (передаточную функцию) первого РТ из условия:

$$\frac{R_3 T_3}{k_{рт1} k_\pi k_{от} + R_3} = T'_a,$$

тогда

$$W_{рт1}(p) = k_{рт1} = \frac{R_3 (T_3 - T'_a)}{T'_a k_\pi k_{от}}$$

На основании вышеизложенного, передаточная функция первого замкнутого контура регулирования якорного тока может быть представлена в виде:

$$W_{зт1}(p) = \frac{I_a(p)}{u_{зт1}(p)} = \frac{K}{K+1} \frac{1/k_{от}}{(T'_a p + 1)} \approx \frac{1/k_{от}}{T'_a p + 1} \approx \frac{1/k_{от}}{T_\mu p + 1}$$

где $K = k_{рт1} k_\pi k_{от} / R_3$.

В этом случае замкнутый внутренний контур регулирования якорного тока представляет собой эквивалентный фильтр прямого канала регулирования с некомпенсируемой постоянной времени $T_\mu = T'_a$, которая применяется при дальнейшей реализации СУЭП.

Передаточная функция второго контура регулирования соответствует передаточной функции оптимальной системы второго порядка (3,4) и в соответствии с (1) передаточная функция второго РТ2 записывается в виде:

$$W_{PT2}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p} = \frac{1}{2T_a'p}$$

т. е. второй регулятор тока – интегральный.

В режиме прерывистых токов, когда ток прерывается, внутренний токовый контур размыкается, т. к. сигнал обратной связи по току равен нулю, и коэффициент интегрального РТ2 увеличивается в k_{PT1} раз, компенсируя изменение параметров объекта регулирования в прерывистом режиме.

Имеются и другие варианты СУЭП с двойными регуляторами, например, с внутренним контуром регулирования напряжения.

- *Анализ влияния внутренней обратной связи по ЭДС двигателя. Компенсация влияния ЭДС*

При построении контура регулирования тока внутренняя обратная связь по ЭДС двигателя не учитывается, однако в некоторых случаях она оказывает существенное влияние на работу СУЭП электропривода. На рис. 8 приведена структурная схема контура регулирования тока с учетом внутренней обратной связи по ЭДС двигателя. В этом случае контур регулирования якорного тока становится статическим с коэффициентом передачи в статическом режиме, равном:

$$\frac{u_{от}}{u_{зт}} = \frac{T_M}{T_M + 2T_{\mu}}$$

Относительная статическая ошибка по току при скачке задания составляет:

$$\Delta i = \frac{i_{зад} - i_{уст}}{i_{зад}} = 1 - \frac{T_M}{T_M + 2T_{\mu}} = \frac{2T_{\mu}}{T_M + 2T_{\mu}}$$

$$\Delta i_{\%} = \frac{2T_{\mu}}{2T_{\mu} + T_M} 100\%$$

при этом возрастает перерегулирование в токе.

Анализ влияния обратной связи по ЭДС двигателя на свойства СУЭП тока и скорости позволяет сделать следующие выводы:

- уменьшается коэффициент передачи замкнутого контура тока, что снижает быстродействие СУЭП и приводит к недоиспользованию двигателя по току;
- в режиме токоограничения (регулятор скорости находится в насыщении) происходит увеличение тока выше уровня токоограничения при приложении чрезмерной нагрузки в стопорных режимах;
- увеличивается колебательность токового контура;
- увеличивается время восстановления скорости при набросе нагрузки;
- увеличивается ударное падение скорости.

Если относительная ошибка регулирования тока превышает заданную, следует применить дополнительную положительную обратную связь, компенсирующую влияние обратной связи по ЭДС двигателя.

На рис. 8 показан наиболее рациональный вариант компенсирующей обратной связи по ЭДС, которая воздействует непосредственно на ТП (на дополнительный вход суммирующего усилителя адаптивного РТ или на дополнительный вход П-РТ1 двойного регулятора тока). В СУЭП однозонного регулирования скорости в качестве компенсирующего сигнала вместо сигнала по ЭДС двигателя можно использовать сигнал обратной связи по скорости $U_{ос}$, тогда передаточная функция компенсирующего звена будет равна:

$$W_k(p) = \frac{k\Phi_n}{k_{oc}k_n}$$

Иногда в качестве компенсирующего сигнала используют сигнал по напряжению двигателя. В некоторых случаях компенсирующую обратную связь подают через реальное дифференцирующее звено на дополнительный вход РТ (показано на рис.8 штриховыми линиями). В этом случае передаточная функция компенсирующего звена примет вид:

$$W_k(p) = \frac{T_d p}{T_d p + 1}$$

где $T_d = \frac{T_{ит}}{k_{oc}k_n}$ - постоянная дифференцирования.

На практике необходимость применения компенсирующей обратной связи по ЭДС уточняется окончательно при наладке электропривода.

- *Оценка величины производной якорного тока.
Задатчик интенсивности тока.*

Одним из факторов, ограничивающих быстродействие СУЭП электропривода, является предельно допустимая скорость нарастания якорного тока. Это ограничение обусловлено ухудшением коммутации машины при повышении производной тока, а также особенностями механической части оборудования из-за возможной необходимости ограничения скорости нарастания момента (тока), т. е. ограничения рывка.

Максимальное значение производной тока оценивается при скачке задания якорного тока, равном уровню токоограничения в СУЭП, в относительных единицах (т. е. в номинальных токах в секунду) по соотношению:

$$\left(\frac{di_a}{dt}\right)_{\max}^* = 0.322 \frac{I_{\text{зад}}^*}{T_\mu}, I_n / c$$

где $I_{\text{зад}}^*$ - заданный ток по отношению к номинальному току.

Если значение производной тока превышает допустимое, необходимо применять задатчик интенсивности тока (ЗИТ), включаемый на входе РТ. На рис. 9 показана структурная схема задатчика интенсивности тока, постоянная времени интегратора которого определяется выражением:

$$T_{\text{зит}} \geq \frac{1,0432 U_0}{k_{от} I_n (di_a / dt)_{\text{доп}}^*},$$

где U_0 - напряжение ограничения выхода нелинейного (релейного) элемента ($U_0 \leq \pm 10V$).

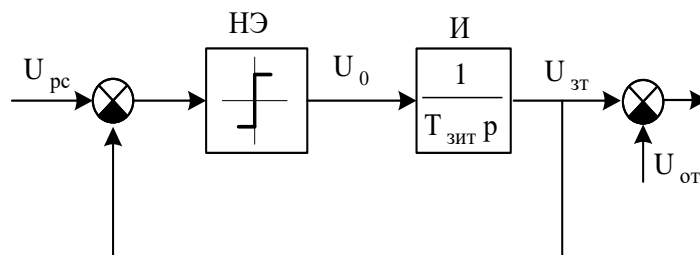


Рис.9 Задатчик интенсивности тока

3.2.2. Настройка контура регулирования скорости

Передаточная функция регулятора второго контура регулирования (контура регулирования скорости), настроенного на модульный оптимум в соответствии со структурой объекта регулирования определяется выражением:

$$W_{pc}(p) = \frac{T_m k_{\Phi} k_{от}}{4T_{\mu} R_3 k_{oc}} = k_{pc}, \quad (5)$$

т. е. регулятор скорости (РС) получился пропорциональным (П – РС). Система с П – РС и ПИ – РТ получила название однократноинтегрирующей и является астатической по заданию и статической по нагрузке.

Передаточные функции замкнутого контура регулирования скорости являются оптимальными передаточными функциями третьего порядка и определяются соотношениями:

$$W_{zc}(p) = \frac{u_{oc}(p)}{u_{zc}(p)} = \frac{\omega(p)}{\omega_{зад}(p)} = \frac{1}{8T_{\mu}^3 p^3 + 8T_{\mu}^2 p^2 + 4T_{\mu} p + 1} = \frac{1}{Q_3(p)},$$

$$W_{zc}(p) = \frac{\omega(p)}{u_{zc}(z)} = \frac{1/k_{oc}}{Q_3(p)}.$$

где $Q_3(p)$ - оптимальный полином третьего порядка.

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования скорости и частота среза контура скорости равны:

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

$$\omega_{cc} = \frac{1}{4T_{\mu}}$$

Для систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией, имеющих передаточные функции фильтров Баттерворса, при построении СУЭП и их теоретическом

анализе внутренние контуры регулирования можно рассматривать в упрощенном виде. При этом передаточные функции внутренних контуров регулирования аппроксимируются аperiодическим звеном соответствующего быстродействия в соответствии с выражением:

$$W_{i-1}(p) = \frac{1/k_{oi}}{2^{i-1}T_{\mu}p + 1},$$

где $(i-1)$ – номер рассматриваемого внутреннего контура регулирования (где $i \geq 2$). Тогда внешний контур представляется оптимальным звеном второго порядка соответствующего быстродействия.

В частности, при рассмотрении контура регулирования скорости ($i = 2$), передаточная функция замкнутого контура регулирования тока упрощается:

$$W_{зтк}(p) \cong \frac{1/k_{от}}{2T_{\mu}p + 1} = \frac{1/k_{от}}{T_{\muт}p + 1},$$

где $T_{\muт}$ – эквивалентная (некомпенсируемая) постоянная времени контура тока, а передаточная функция замкнутого контура скорости принимает вид:

$$W_{зс}(p) \cong \frac{1/k_{ос}}{8T_{\mu}^2p^2 + 4T_{\mu}p + 1} = \frac{1/k_{ос}}{2T_{\muт}^2p^2 + 2T_{\muт}p + 1}.$$

- *Пропорциональный регулятор ЭДС (скорости)*

В СУЭП скорости с отрицательной обратной связью по ЭДС двигателя при определении передаточной функции регулятора ЭДС (РЭ) необходимо учитывать фильтр датчика ЭДС, а на входе РЭ со стороны задания необходимо включить такой же фильтр, как и в цепи датчика ЭДС.

На рис. 10 представлена структурная схема СУЭП регулирования скорости с обратной связью по ЭДС и эквивалентные структурные преобразования с учетом фильтра датчика ЭДС (суммирование малых постоянных времени) в эквивалентном фильтре (т. е. замкнутом контуре тока) прямого канала регулирования.

Тогда на основании данной структурной схемы передаточная функция регулятора ЭДС при настройке на модульный оптимум определится выражением:

$$W_{рэ}(p) = \frac{T_{\mu}k_{от}}{2(2T_{\mu} + T_{\phi})R_{\phi}k_{ос}} = k_{рэ}.$$

Таким образом, РЭ получился пропорциональным (П – РЭ). На величину коэффициента передачи РЭ существенное влияние оказывает величина постоянной времени фильтра датчика ЭДС. Поэтому при расчете РЭ необходимо определиться со структурой датчика ЭДС отчего будет зависеть постоянная времени его фильтра, например, при реализации инерционного датчика постоянная времени фильтра будет равна постоянной времени якоря двигателя ($T_{\phi} = T_a$), а при реализации быстродействующего датчика постоянная времени фильтра будет определяться фильтром выходного ОУ в пределах от 2 до 5 мс.

Теоретический анализ СУЭП с обратной связью по ЭДС проводят по структурной схеме, приведенной на рис. 10.б, поэтому передаточная функция замкнутого контура регулирования ЭДС соответствует оптимальной передаточной функции второго порядка:

$$W_{33}(p) = \frac{e(p)}{u_{33}(p)} = \frac{1/k_{o3}}{2(2T_{\mu} + T_{\phi})^2 p^2 + 2(2T_{\mu} + T_{\phi})p + 1} =$$

$$= \frac{1/k_{o3}}{2T_{\mu\Gamma}^2 p^2 + 2T_{\mu\Gamma} p + 1},$$

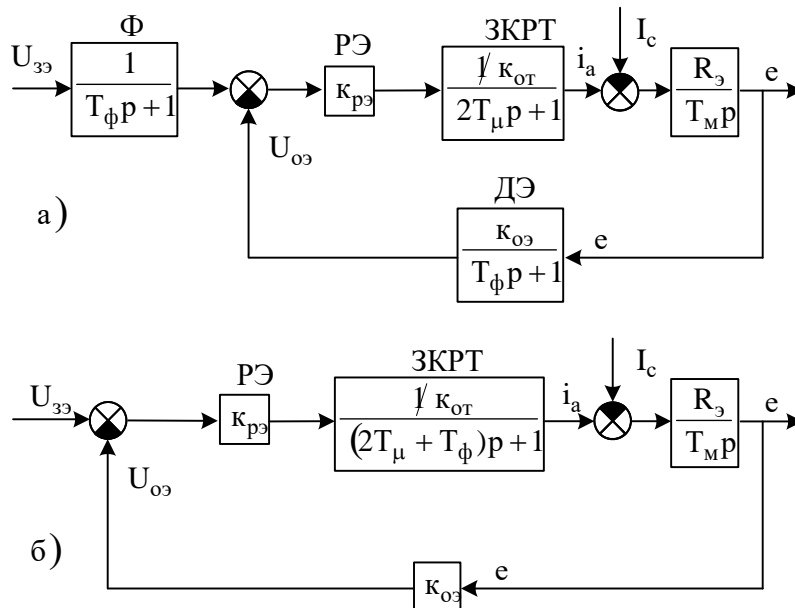


Рис. 10 СУЭП ЭДС (а- исходная структура ,б - эквивалентная преобразованная)

Передаточная функция разомкнутого контура и частота среза контура ЭДС примут вид:

$$W_{\text{разз}}(p) = \frac{u_{o3}(p)}{u_{33}(p)} = \frac{1}{2T_{\mu\Gamma} p (T_{\mu\Gamma} p + 1)},$$

$$\omega_{c3} = \frac{1}{2T_{\mu\Gamma}} = \frac{1}{2(2T_{\mu} + T_{\phi})}.$$

где $T'_{\mu\Gamma} = 2T_{\mu} + T_{\phi}$ - эквивалентная постоянная времени замкнутого контура регулирования тока.

- *Пропорционально – интегральный регулятор скорости (ПИ-РС)*

При приложении статического момента в СУЭП с П-РС появляется статическая просадка скорости, определяемая соотношением:

$$\Delta\omega_c = \frac{I_c R_{\text{э}}}{k\Phi_H} \frac{4T_{\mu}}{T_M}.$$

В СУЭП электропривода с П-РЭ статическая просадка скорости будет больше:

$$\Delta\omega_c = \frac{I_c R_{\text{э}}}{k\Phi_H} \frac{2(2T_{\mu} + T_{\phi})}{T_M}.$$

Статическая просадка скорости определяется при номинальной нагрузке ($M_c=M_n$).

В позиционных СУЭП с П-РС статическая просадка скорости определяет статическую ошибку регулирования по положению с соответствием с выражением:

$$\Delta\varphi_c = \frac{\Delta\omega_c k_{oc}}{k_{рпм} k_{оп}}$$

где $k_{рпм}$ - коэффициент передачи регулятора положения при малых перемещениях.

Если статическая ошибка регулирования превышает заданную, необходимо применять астатическую СУЭП скорости с ПИ регулятором скорости.

Астатические СУЭП скорости (двукратно интегрирующие) обычно строятся по симметричному оптимуму с ПИ регулятором скорости, передаточная функция которого имеет

$$W_{pc}(p) = \frac{8T_\mu p + 1}{32T_\mu^2 \frac{R_\omega k_{oc}}{k\Phi_n T_M k_{от}} p} = \frac{8T_\mu p + 1}{T_{ис} p},$$

вид:

где $T_{ис}$ - постоянная времени интегрирования регулятора скорости.

Возможно использование варианта ПИ регулятора скорости, обеспечивающего «минимальный показатель колебательности» СУЭП, с передаточной функцией:

$$W_{pc}(p) = \frac{8T_\mu p + 1}{25,6T_\mu^2 \frac{R_\omega k_{oc}}{k\Phi_n T_M k_{от}} p}.$$

Для снижения перерегулирования в СУЭП при управлении со стороны задания на входе ПИ – РС необходимо включать фильтр с передаточной функцией:

$$W_{дф}(p) = \frac{1}{8T_\mu p + 1}$$

В этом случае при настройке на симметричный оптимум передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости соответствует оптимальной передаточной функции четвертого порядка:

$$W_{zc}(p) = \frac{\omega(p)}{u_{zc}(p)} = \frac{1/k_{oc}}{64T_\mu^4 p^4 + 64T_\mu^3 p^3 + 32T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu p + 1} = \frac{1/k_{oc}}{Q_4(p)}.$$

- *Пропорционально – интегральный регулятор ЭДС*

(скорости)

В СУЭП скорости с отрицательной обратной связью по ЭДС, ПИ регулятор ЭДС должен строиться с учетом фильтрации датчика ЭДС по методике, аналогичной построению пропорционального РЭ. На рис. 11 показана исходная (а) и эквивалентная преобразованная (в) структурные схемы с учетом фильтра датчика ЭДС в замкнутом контуре регулирования тока.

Для симметричного оптимума на основании преобразованной структурной схемы можно записать передаточную функцию разомкнутой системы следующим образом:

$$W_{\text{раз}}(p) = \frac{u_{\text{оэ}}(p)}{u_{\text{зэ}}(p)} = \frac{4T'_{\mu\tau}p + 1}{8T_{\mu\tau}^2 p^2 (T'_{\mu\tau}p + 1)},$$

где $T'_{\mu\tau} = 2T_{\mu} + T_{\phi}$ - эквивалентная постоянная времени замкнутого контура регулирования тока.

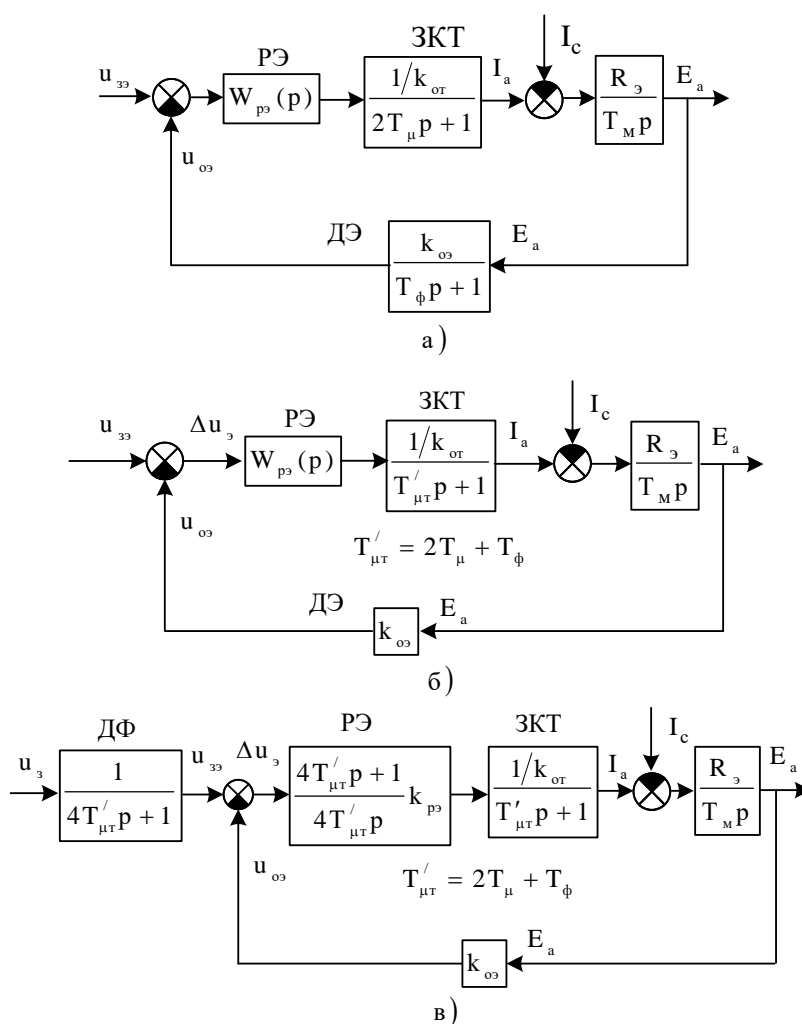


Рис.11 Структурная схема СУЭП ЭДС с ПИ - РС

Передаточные функции разомкнутой СУЭП и элементов структурной схемы позволяют записать равенство:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{рэ}}(p) \frac{1/k_{\text{от}}}{T'_{\mu\tau}p + 1} \frac{R_{\text{э}}k_{\text{оэ}}}{T_{\text{м}}p},$$

из которого легко можно получить передаточную функцию ПИ регулятора ЭДС:

$$W_{p\dot{\omega}}(p) = \frac{4T'_{\mu\tau}p + 1}{4T'_{\mu\tau}p} \frac{T_M k_{от}}{2T'_{\mu\tau} R_3 k_{о\dot{\omega}}} = \frac{4T'_{\mu\tau}p + 1}{4T'_{\mu\tau}p} k_{p\dot{\omega}} = \frac{4T'_{\mu\tau}p + 1}{T_{p\dot{\omega}}}$$

Для снижения перерегулирования в СУЭП на входе ПИ регулятора ЭДС со стороны задания включается дополнительный фильтр с передаточной функцией:

$$W_{дф}(p) = \frac{1}{4T'_{\mu\tau}p + 1}$$

- *Регулятор скорости в двухзонной СУЭП*

В двухзонной СУЭП передаточная функция объекта регулирования, подлежащая компенсации настройкой регулятора скорости (рис. 4) имеет вид:

$$W_{орс}(p) = \frac{k\Phi}{J_{\Sigma}p}$$

Поэтому, передаточная функция регулятора скорости получается пропорциональной, зависящей от величины магнитного потока:

$$W_{pc}(p) = \frac{J_{\Sigma}}{4T_{\mu}k\Phi} = k_{pc} \frac{1}{k\Phi}$$

После несложных преобразований можно получить следующую зависимость коэффициента передачи РС от магнитного потока двигателя:

$$k_{pc} = \frac{J_{\Sigma}}{4T_{\mu}} \frac{R_3}{(k\Phi_n)^2} \frac{k\Phi_n}{R_3} \frac{k\Phi_n}{k\Phi} = \frac{T_M k\Phi_n}{4T_{\mu} R_3} \frac{\Phi_n}{\Phi} = k_{pcн} \frac{1}{\Phi^*} \quad (6)$$

где $k_{pcн}$ – коэффициент передачи РС при номинальном магнитном потоке (5).

Из (6) видно, что во второй зоне регулирования при ослаблении магнитного потока изменяются параметры объекта регулирования, поэтому для обеспечения неизменной настройки контура регулирования скорости на модульный (или симметричный) оптимум, необходимо изменять коэффициент передачи РС обратно пропорционально изменению относительного магнитного потока Φ^* . При уменьшении магнитного потока коэффициент передачи РС должен увеличиваться, что приводит к увеличению напряжения задания тока $u_{зт}$ и увеличению якорного тока для поддержания постоянного момента двигателя, т.е. постоянного ускорения.

На рис. 12 представлены структурные схемы, обеспечивающие постоянство настройки контура регулирования скорости во второй зоне регулирования.

Для этого может применяться делительное устройство (ДУ), на входы которого подаются напряжение с выхода РС и напряжение, пропорциональное величине магнитного потока. При реализации такой структурной схемы необходимо иметь датчик магнитного потока (рис. 12,а).

Если реализация такого датчика затруднена, то можно применить множителем – делительное устройство (МДУ), на вход умножения которого подается сигнал, пропорциональный скорости вращения двигателя, а на вход деления – сигнал, пропорциональный ЭДС двигателя (см. рис. 12,б).

При допущении, что во второй зоне ЭДС двигателя остается постоянной, можно упростить реализацию РС, оставив только множительное устройство на входы которого подают сигнал с выхода РС и сигнал модуля скорости вращения.

В системе двухзонного регулирования необходимо предусмотреть изменение величины токоограничения во второй зоне в соответствии с эксплуатационной характеристикой двигателя [2,7,12]. Для этой цели применяют устройство, которое в зависимости от скорости вращения двигателя при переходе во вторую зону снижает величину уставки напряжения ограничения блока ограничения (БО) промежуточного операционного усилителя (ПУ), тем самым ограничивая величину напряжения задания якорного тока в зависимости от скорости вращения электропривода (см. рис. 12,в).

Регулятор скорости в данной системе регулирования может иметь как П так и ПИ структуру.

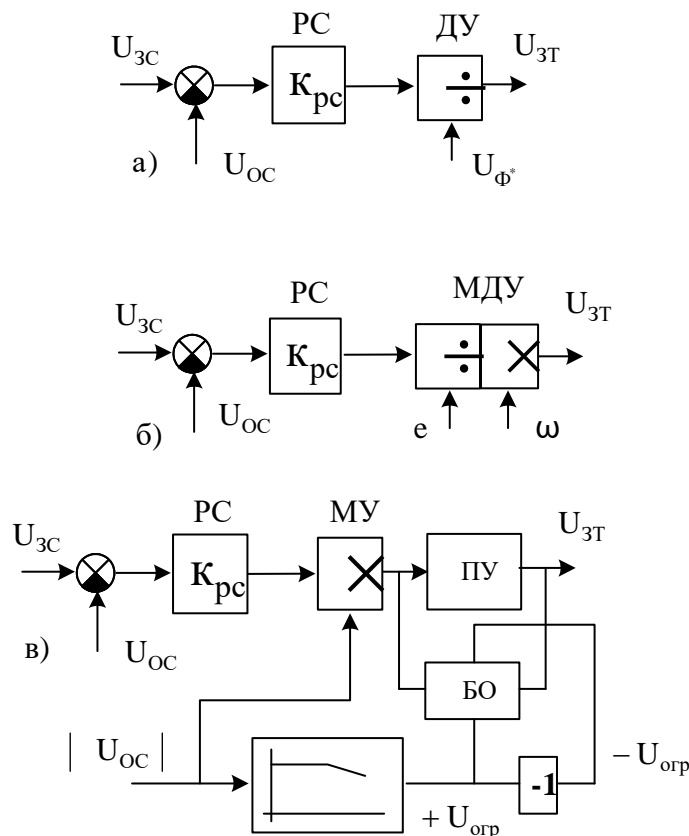


Рис.12 . Реализация регулятора скорости в двухзонной СУЭП

- *Задатчик интенсивности скорости*

Во всех электроприводах, включая позиционные, задание на скорость формируется задатчиком интенсивности скорости (ЗИ), который формирует заданное ускорение и замедление электропривода (в большинстве случаев одинаковые по модулю). Структурная схема ЗИ скорости аналогична структурной схеме ЗИТ (рис.9). При заданном ускорении электропривода и выбранном уровне ограничения релейного элемента U_0 постоянная времени интегратора ЗИ определяется соотношением:

$$T_{зи} = \frac{U_0}{\varepsilon k_{oc}}$$

В случае СУЭП с отрицательной обратной связью по ЭДС двигателя постоянная времени интегратора ЗИ определяется следующим соотношением:

$$T_{зи} = \frac{U_0}{\epsilon k \Phi_n k_{оэ}}$$

3.2.3. Настройка системы регулирования ЭДС

Система регулирования ЭДС двигателя в двухзонной СУЭП скорости электропривода является взаимосвязанной через ЭДС электродвигателя с системой регулирования скорости изменением подводимого к якорю электродвигателя напряжения (П или ПИ – РС, ПИ – РТ п. 3.2.2).

На основании структурной схемы объекта регулирования (рис. 4), система регулирования ЭДС строится по принципу систем подчиненного регулирования и состоит из внутреннего контура регулирования тока возбуждения (магнитного потока) электродвигателя и внешнего контура регулирования ЭДС. В первой зоне регулирования (скорость электропривода меньше номинальной) СУЭП регулирования ЭДС стабилизирует ток возбуждения (магнитный поток) электродвигателя на уровне номинального (регулятор ЭДС находится в ограничении). Во второй зоне регулирования (скорость выше номинальной) регулятор ЭДС выходит из ограничения и начинает стабилизировать ЭДС электродвигателя на номинальном уровне снижением тока возбуждения (магнитного потока) при увеличении скорости вращения электропривода.

- *Настройка контура регулирования тока возбуждения (магнитного потока)*

Если подойти к реализации контура регулирования тока возбуждения так же, как это рассматривалось при реализации контура регулирования якорного тока, то в этом случае передаточная функция регулятора тока возбуждения будет определяться в соответствии со структурной схемой на рис. 4 и 13,а соотношением:

$$W_{рТВ}(p) = \frac{T_{в\Sigma} p + 1}{2T_{\mu в} \frac{k_{в} k_{отв}}{R_{в}} p} \frac{1}{T_{к} p + 1}$$

Как видно из данной передаточной функции реализация такого регулятора затруднена.

Поэтому на практике поступают следующим образом: в цепь обратной связи по току возбуждения вводят фильтр с постоянной времени T_k и нелинейный элемент ФП, моделирующий кривую намагничивания двигателя (рис. 13,б).

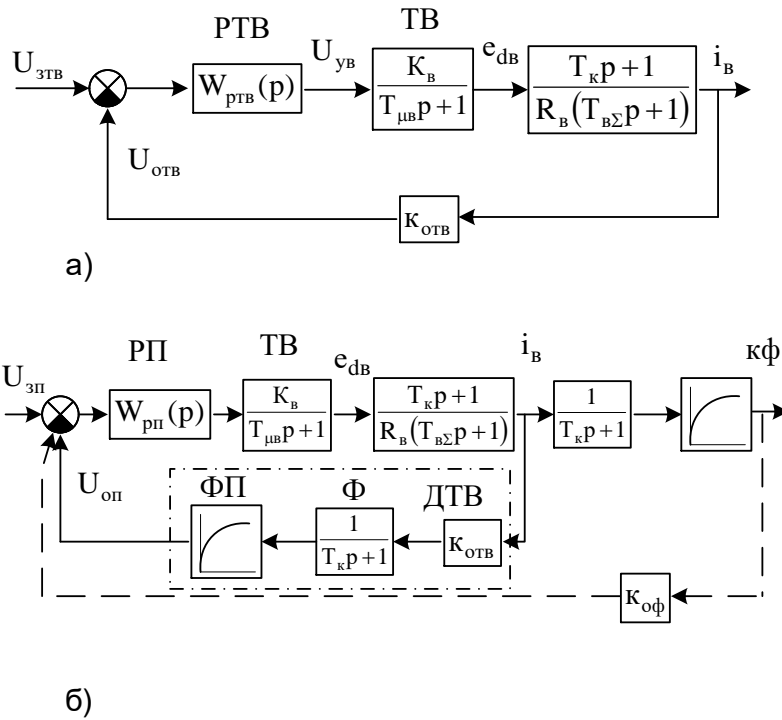


Рис. 13 Исходная (а) и преобразованная (б) структурные схемы контура регулирования тока возбуждения (потока)

В этом случае сигнал обратной связи с выхода ФП пропорционален величине магнитного потока двигателя, что позволяет перейти к регулированию магнитного потока (обратная связь показана пунктирной линией на рис. 13,б) и тогда регулятор тока возбуждения становится регулятором магнитного потока.

Поскольку магнитный поток при регулировании изменяется от номинального значения до минимального, то для упрощения реализации регулятора потока можно линеаризовать кривую намагничивания двигателя, введя коэффициент линеаризации k_f , равный:

$$k_f = \frac{k(\Phi_H - \Phi_{\min})}{i_{BH} - i_{B\min}}$$

В этом случае передаточная функция регулятора тока возбуждения (потока) примет вид:

$$W_{рп} = \frac{T_{вΣ} p + 1}{2T_{\mu} \frac{k_B k_f k_{оф}}{R_B} p}$$

Т. е. регулятор получился пропорционально – интегральным, реализация которого не вызывает затруднения.

Если принять коэффициенты пропорциональности и обратной связи равными

$$k_{оф} = \frac{U_{оф\max}}{k\Phi_H} ; \quad k_f = \frac{k\Phi_H}{I_{BH}},$$

то в этом случае их произведение дает значение коэффициента обратной связи по току возбуждения:

$$k_{\text{оф}}k_f = \frac{U_{\text{офmax}}k\Phi_n}{k\Phi_n I_{\text{вн}}} = \frac{U_{\text{офmax}}}{I_{\text{вн}}} = k_{\text{отв}}$$

При наладке контура регулирования тока возбуждения (потока) необходимо предусмотреть меры по ограничению снижения тока возбуждения меньше минимального значения.

- *Наладка контура регулирования ЭДС*

В контур регулирования ЭДС входят регулятор ЭДС, замкнутый контур регулирования тока возбуждения (потока), звено, подлежащее компенсации, и обратная связь по ЭДС, реализуемая датчиком ЭДС (рис. 14). Как видно из рис. 14 в соответствии с настройкой контура на модульный оптимум передаточная функция регулятора ЭДС имеет вид:

$$W_{\text{рз}}(p) = \frac{k_{\text{оф}}}{4T_{\mu\text{В}}pk_{\text{оэ}}\omega} \frac{\omega_n}{\omega_n} = \frac{1}{T_{\text{иэ}}p} \frac{1}{\omega^*}$$

где $T_{\text{иэ}} = 4T_{\mu\text{В}}k_{\text{оэ}}\omega_n / k_{\text{оф}}$ - постоянная интегрирования регулятора ЭДС.

Так как параметры объекта регулирования зависят от частоты вращения электропривода, то наладка регулятора ЭДС должна изменяться во второй зоне (при ослаблении магнитного потока) обратно пропорционально относительной частоте вращения электропривода.

Если датчик ЭДС будет представлен инерционным звеном с передаточной функцией:

$$W_{\text{дэ}}(p) = \frac{k_{\text{оэ}}}{T_{\text{дэ}}p + 1},$$

то в этом случае, аналогично СУЭП регулирования скорости с внешним регулятором ЭДС и внутренним регулятором якорного тока, передаточная функция регулятора ЭДС с учетом $T_{\text{дэ}}$, примет вид:

$$W_{\text{рз}}(p) = \frac{k_{\text{оф}}}{2(2T_{\mu\text{В}} + T_{\text{дэ}})pk_{\text{оэ}}\omega} \frac{\omega_n}{\omega_n} = \frac{1}{T_{\text{иэ}}p} \frac{1}{\omega^*}.$$

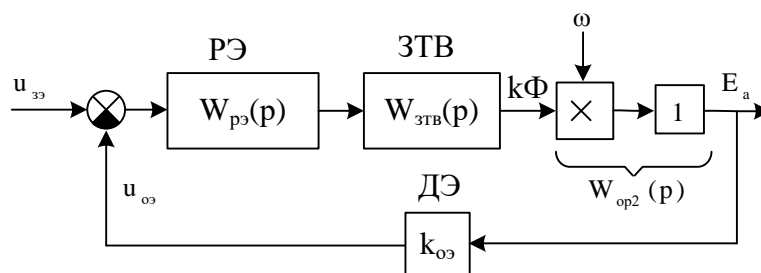


Рис. 14. Структурная схема контура регулирования ЭДС

Таким образом, регулятор ЭДС получился интегральным, и при подаче на вход интегратора напряжения задания номинальной ЭДС двигателя с потенциометра R_1 (рис. 15), при неподвижном электроприводе (сигнал отрицательной обратной связи по ЭДС равен нулю) выход интегратора будет линейно увеличиваться. Поэтому в схеме регулирования необходимо предусмотреть ограничение выхода интегратора на уровне задания номинального тока возбуждения (номинального магнитного потока), для чего в обратной связи регулятора ЭДС включают блок ограничения (рис. 15). Для обеспечения отрицательной обратной связи по ЭДС

двигателя на входе РЭ при изменении направления вращения электропривода, в цепь обратной связи после датчика ЭДС включают схему выделения модуля сигнала (СВМ1 на рис. 15).

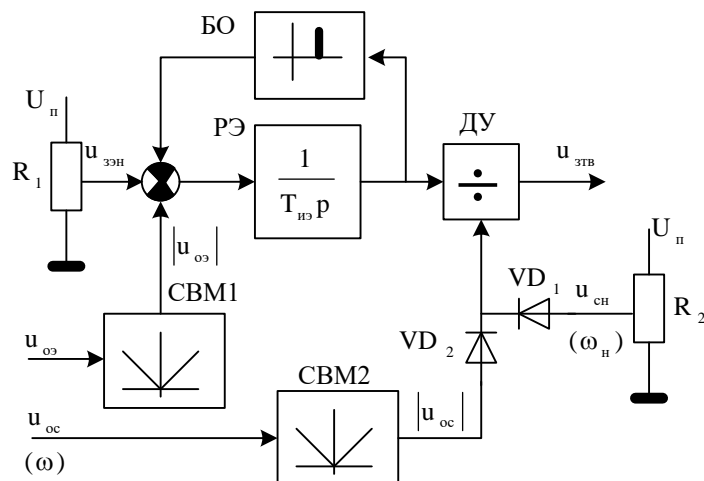


Рис. 15 Функциональная схема регулятора ЭДС

Так как постоянная интегрирования регулятора должна изменяться во второй зоне регулирования, на выходе РЭ устанавливают делительное устройство ДУ (рис.15), на вход которого подается больший из двух сигналов: сигнал задания номинальной скорости электропривода с потенциометра R_2 , и модуль сигнала действительной скорости вращения (обратной связи по скорости) с выхода СВМ2. В первой зоне скорость вращения электропривода меньше номинальной, поэтому диод VD_2 закрыт и на вход ДУ поступает постоянный по величине сигнал, пропорциональный номинальной скорости. Во второй зоне скорость вращения электропривода становится больше номинальной, поэтому диод VD_1 закрывается большим по величине сигналом обратной связи по скорости, и на вход ДУ поступает сигнал, пропорциональный текущему значению скорости вращения электропривода, что сохраняет неизменной настройку контура регулирования ЭДС во второй зоне регулирования.

3.2.4. Построение контура регулирования положения

Система регулирования положения (перемещения) является трех контурной с контурами регулирования якорного тока, скорости и положения.

Контур регулирования якорного тока настраивается на модульный оптимум как было рассмотрено в п. 3.2.1

Контур регулирования скорости в зависимости от допустимой ошибки регулирования положения может быть настроен либо на модульный оптимум, если ошибка регулирования положения меньше заданной, либо на симметричный оптимум, если ошибка регулирования положения больше заданной (п. 3.2.2).

Наладка контура регулирования положения должна обеспечить выполнение следующих требований, предъявляемых к позиционным СУЭП:

- обеспечение максимального быстродействия;
- обеспечение необходимой точности регулирования;
- отсутствие перерегулирования при обработке заданного перемещения.

При обработке заданного перемещения возможны три режима работы системы:

- отработка малых перемещений, когда система является линейной, т. е. ни одна регулируемая координата не достигает установившегося значения, в этом режиме задатчик интенсивности на входе РС работает в режиме слежения;
- отработка средних перемещений, когда установившегося значения достигает якорный ток, т.е. система работает с заданным ускорением, формируемым задатчиком интенсивности, при этом электропривод работает по треугольной тахограмме;

- отработка больших перемещений, когда установившегося значения достигают ток и скорость вращения электропривода (регулятор положения находится в ограничении), электропривод работает по трапецеидальной тахограмме.

- *Наладка регулятора положения при отработке малых перемещений*

Если передаточную функцию регулятора положения (РП) выбрать в соответствии с настройкой на модульный оптимум, то в этом случае получается пропорциональный регулятор положения с частотой среза контура положения в два раза меньшей частоты среза контура регулирования скорости:

$$W(p) = \frac{k_{oc}}{8T_{\mu} k_m k_{оп}} = k_{рп}$$

$$\omega_{сп} = \frac{\omega_{cc}}{2} = \frac{1}{8T_{\mu}} \quad ,$$

при этом обеспечивается оптимальный переходный процесс системы третьего порядка, имеющий перерегулирование, что является недопустимым для позиционных СУЭП.

Поэтому при расчете РП при малых перемещениях, чтобы устранить перерегулирование по положению, снижают быстродействие контура регулирования положения, и частота среза контура положения выбирается из соотношения:

$$\omega_{сп} = \frac{\omega_{cc}}{3 \div 4} = \frac{1}{(12 \div 16)T_{\mu}}$$

В этом случае коэффициент передачи РП, обеспечивающий работу контура без перерегулирования при отработке малых перемещений, обозначают $k_{рпм}$ и рассчитывают по формулам:

- если регулятор скорости пропорциональный:

$$k_{рпм} = \frac{\omega_{сп} k_{oc}}{k_{оп} k_m} = \frac{k_{oc}}{(12 \div 16)T_{\mu} k_{оп} k_m}$$

- если регулятор скорости пропорционально - интегральный:

$$k_{рпм} = \frac{k_{oc}}{(24 \div 32)T_{\mu} k_{оп} k_m}$$

Отклонение от расчетного значения приводит или к перерегулированию или к режиму «дотягивания», что увеличивает время отработки заданного перемещения. Коррекцию рассчитанного коэффициента регулятора проводят при моделировании СУЭП в режиме малых перемещений добиваясь работы без перерегулирования за минимально возможное время.

- *Наладка регулятора положения при отработке больших перемещений*

При обработке больших перемещений электропривод работает по трапецеидальной тахограмме, т.е. скорость достигает установившегося значения. В этом случае РП заходит в ограничение, поэтому его выход должен быть ограничен на уровне максимального задания скорости ($U_{\text{вых рп}}=U_{\text{зс max}}=k_{\text{ос}}\omega_{\text{н}}$). При обработке больших перемещений РП должен обеспечить оптимальное торможение со скорости $\omega_{\text{н}}$ за минимальное время с постоянным ускорением (замедлением) $\varepsilon_{\text{доп}}$. Поэтому коэффициент передачи РП при обработке больших перемещений обозначается $k_{\text{рпб}}$ и рассчитывается по формуле:

$$k_{\text{рпб}} = \frac{2k_{\text{ос}}}{k_{\text{оп}}k_{\text{м}}} \frac{\varepsilon_{\text{доп}}}{\omega_{\text{н}}}$$

При снижении коэффициента передачи РП от расчетного возникает режим «дотягивания», т.е. оставшийся отрезок пути система обрабатывает с меньшим, чем заданное ускорением (замедлением). При увеличении коэффициента передачи – возникает перерегулирование при обработке заданного перемещения.

- *Наладка регулятора положения при обработке средних перемещений. Нелинейный регулятор положения*

При обработке средних перемещений электропривод работает по треугольной тахограмме. При этом стремятся обеспечить одинаковое ускорение и замедление электропривода. Выбор момента начала торможения и обеспечение заданного темпа торможения есть два взаимосвязанных условия. Их выполнение обеспечивает решение основной задачи позиционирования – остановку механизма в заданной позиции.

При торможении со скорости $\omega \leq \omega_{\text{н}}$, как известно из физики и теоретической механики, мгновенные значения скорости и текущего позиционного рассогласования $\Delta u_{\text{п}}$ при выполнении

$$\omega = \sqrt{\frac{2\varepsilon\Delta u_{\text{п}}}{k_{\text{м}}k_{\text{оп}}}}$$

условия $\varepsilon = \text{const}$, связаны следующей нелинейной функциональной зависимостью:

где $\Delta u_{\text{п}} = \Delta S k_{\text{оп}}$ – ошибка (рассогласование) перемещения.

Практически это означает, что, обеспечивая средствами системы регулирования данную функциональную связь скорости движения с позиционным рассогласованием, можно реализовать требуемый равнозамедленный процесс, приводящий механизм в заданную позицию. При этом коэффициент передачи регулятора положения будет определяться зависимостью:

$$k_{\text{рпс}} = k_{\text{ос}} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{k_{\text{м}}k_{\text{оп}}\Delta u_{\text{п}}}}$$

Как видно из приведенной выше формулы, коэффициент передачи РП при обработке средних перемещений должен изменяться в соответствии с изменением позиционного рассогласования.

Из этой зависимости видно, что при $\Delta u_{\text{п}}$ стремящемся к нулю (обработка заданного перемещения), коэффициент передачи регулятора положения стремится к бесконечности. Однако, при обработке малых перемещений величина коэффициента передачи РП должна быть ограничена величиной $k_{\text{рпм}}$ для обеспечения оптимального переходного процесса. При обработке

больших перемещений РП должен обладать коэффициентом передачи $k_{рпм}$. Поэтому для оптимальной работы СУЭП при отработке всех перемещений необходим нелинейный регулятор положения, у которого в зависимости от величины позиционного рассогласования соответственно изменяется коэффициент передачи.

Характеристика регулятора положения (зависимость $U_{выхрп} = f(\Delta u_{п})$) строится в следующей последовательности. По зависимости

$$U_{выхрп} = k_{рп} \Delta u_{п} = k_{ос} \sqrt{\frac{2\varepsilon \Delta u_{п}}{k_{оп} k_{м}}}$$

выполняется построение параболической характеристики регулятора положения (рис.16).

Затем строится линейная зависимость $U_{выхрп} = k_{рпм} \Delta u_{п}$ и определяется точка сопряжения параболы и линейной характеристики, соответствующая разделению отработки малых и средних перемещений. Разделение режимов работы будет происходить при позиционном рассогласовании, равном:

$$\Delta u_{по} = \left(\frac{k_{ос}}{k_{рпм}} \right)^2 \frac{2\varepsilon}{k_{м} k_{оп}}$$

При отработке больших перемещений выход регулятора положения должен быть ограничен величиной задания максимальной скорости вращения $U_{выхрп} = U_{зс\ max} = k_{ос} \omega_{н}$. Таким образом, характеристика регулятора положения имеет три участка: линейный при отработке малых перемещений ($0 \leq \Delta u_{п} \leq \Delta u_{по}$), параболический до участка ограничения при отработке средних перемещений, и участок ограничения выходного напряжения регулятора при отработке больших перемещений с максимальной скоростью ($\Delta u_{п} > 3,35B$, рис. 16).

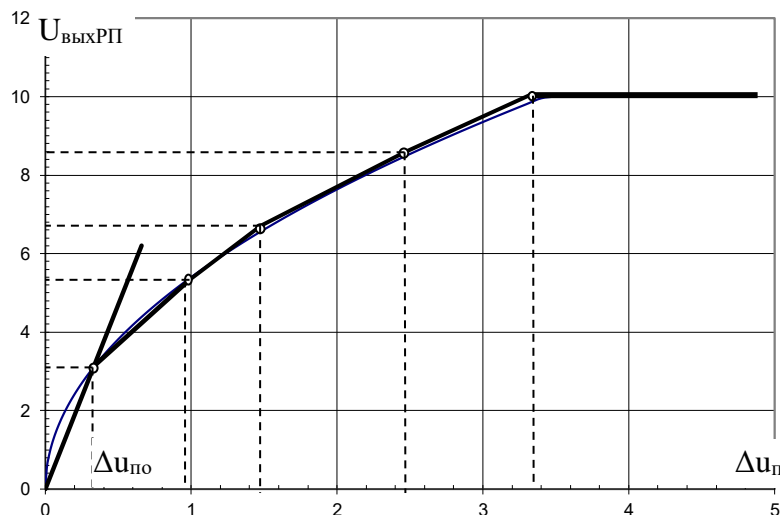


Рис. 16. Характеристика нелинейного регулятора положения

Для реализации нелинейного РП выполняют кусочно – линейную аппроксимацию характеристики РП (на рис.16 шесть участков характеристики) и реализуют РП на базе функционального преобразователя.

3.2.5. Реализация регуляторов

Реализация необходимых передаточных функций элементов СУЭП осуществляется соответствующим выбором операторных сопротивлений входных цепей и цепи обратной связи ОУ как по инверсному, так и по прямому входу.

Например, для схемы ОУ, приведенной на рис. 17, связь между входными и выходным напряжением (передаточная функция по инверсному и прямому входам) определяется зависимостью:

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = -U_{\text{ВХ1}}(p) \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_1(p)} + U_{\text{ВХ2}}(p) \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)} \left(1 + \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_1(p)} + \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_3(p)} \right)$$

где $Z_i(p)$ - операторное изображение сопротивления i -ой цепи.

При разработке принципиальной электрической схемы системы регулирования основное внимание необходимо уделить правильности полярности напряжений задающих, выходных и обратных связей, для обеспечения необходимой обратной связи (отрицательной или положительной).

Выбор потенциометров, резисторов, конденсаторов необходимо проводить с учетом стандартных величин и мощности, причем в схеме необходимо учесть возможность подстройки основных параметров передаточных функций регуляторов (коэффициенты усиления, постоянные интегрирования и дифференцирования, фильтры, ограничение выходных сигналов) в пределах $\pm 20\%$ от рассчитанных.

При реализации системы управления электропривода на операционных усилителях представляется спецификацию выбранных элементов с указанием типов и их основных конструктивных параметров.

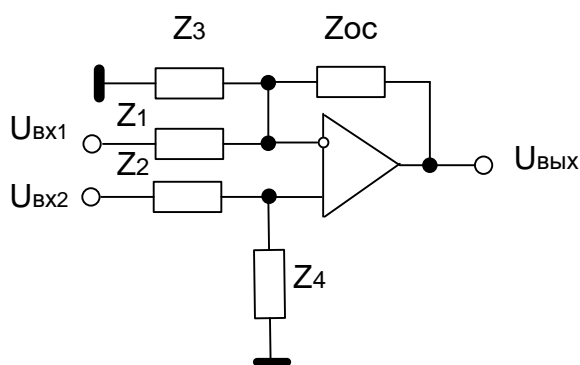


Рис. 17. Принципиальная электрическая схема регулятора

Например, при реализации ПИ регулятора тока можно применить схему, представленную на рис.18, с использованием инверсного входа ОУ. Если задаться положительной полярностью входного напряжения $+U_{\text{зт}}$, то для обеспечения отрицательной обратной связи полярность напряжения обратной связи по току с выхода датчика тока должна быть отрицательной $-U_{\text{от}}$, тогда на вход ТП будет подаваться напряжение управления отрицательной полярности за счет инверсии задающего напряжения.

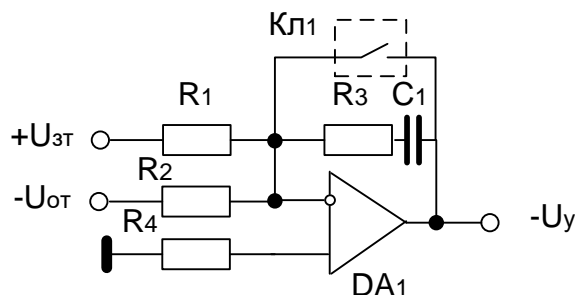


Рис. 18. Принципиальная электрическая схема регулятора тока

Следовательно, напряжение выбора выпрямительной группы ТП (напряжение логического переключающего устройства) в двигательном режиме работы должно быть одинаковой полярности с напряжением управления ТП, т.е. отрицательной.

Для формирования сигнала на входе ЛПУ необходим релейный элемент, на вход которого подается сигнал, задающий значение якорного тока, т.е. сигнал с выхода регулятора скорости.

Поскольку регулятор тока имеет интегральную составляющую, то при неподвижном электроприводе в результате дрейфа нуля ОУ, может появиться выходное напряжение регулятора тока при нулевом задании. В этом случае включение электропривода в работу произойдет с броском якорного тока. Для исключения этого режима в обратной связи регулятора предусмотрен контакт Кл1, шунтирующий регулятор во время стоянки электропривода.

Рассмотрим пример реализации задатчика интенсивности тока, принципиальная схема которого представлена на рис. 19.

Для обеспечения одинакового коэффициента передачи по входам ОУ DA2 и DA4 необходимо выполнить условие равенства величин сопротивлений входных резисторов и резистора в цепи обратной связи: $R5 = R6$, и $R10 = R11$. Поэтому принимаются величины сопротивлений резисторов $R5 = R6 = R10 = R11 = 10 \text{ кОм}$. Выходное напряжение релейного элемента DA2 ограничено на уровне $\pm 10\text{В}$. Тогда для обеспечения необходимого темпа изменения выходного сигнала при постоянной времени $T_{\text{зит}} = 0,0175 \text{ с}$, задаются величиной емкости конденсатора C2, например, равной $1,0 \text{ мкФ}$, и рассчитывается величина сопротивления подстроечного резистора R8:

$$R8 = 0,0175/1,0 = 17,5 \text{ кОм.}$$

С учетом возможности подстройки значения $T_{\text{зит}}$ в пределах 20% от расчетного значения, принимается величина сопротивления резистора $R8 = 22 \text{ кОм}$. Тип подстроечного переменного резистора СП5-2В, рассеиваемой мощностью 0,5 Вт, остальные резисторы общего назначения типа МЛТ рассеиваемой мощностью 0,125 Вт и допуском $\pm 5\%$. Конденсатор C2 типа К73-11 полиэтилентерефталатный низковольтный с допуском $\pm 5\%$.

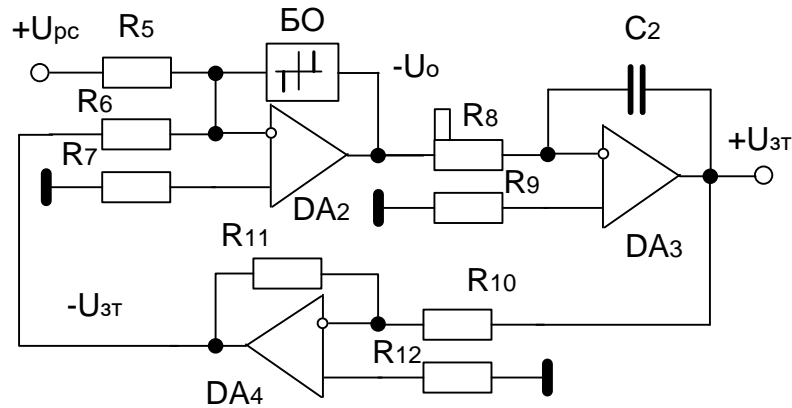


Рис. 19. Принципиальная электрическая схема датчика интенсивности тока

При реализации нелинейных зависимостей, например, датчика магнитного потока, поступают следующим образом. За исходную принимается кривая намагничивания электродвигателя, представленная на рис. 20 пунктирной линией. Принимается номинальное значение входной величины датчика потока (выход датчика тока возбуждения) равное 8В. При этом выходное напряжение датчика потока, соответствующее номинальному магнитному потоку, также принимается равным 8В. Выполняется кусочно - линейная аппроксимация кривой намагничивания с ограничением максимального выходного напряжения на уровне 8,6В (конечная точка третьего участка). При этом получилось четыре участка характеристики датчика магнитного потока.

В соответствии с участками характеристики составляется принципиальная электрическая схема датчика потока (нелинейного преобразователя), представленная на рис. 21. Для запирания диодов в цепи обратной связи ОУ применяется отдельный источник питания $U_{ип2}$ гальванически развязанный от источника питания ОУ.

Определяются коэффициенты передачи для каждого из участков:

$$K_1 = \frac{3,2}{2} = 1,6 \quad K_2 = \frac{6,9 - 3,2}{6 - 2} = 0,9 \quad K_3 = \frac{8,6 - 6,9}{9,2 - 6} = 0,53.$$

Задаются величиной сопротивления входного резистора $R_{29} = 100 \text{ кОм}$ и рассчитываются величины сопротивлений резисторов в цепи обратной связи ОУ DA15:

$$R_{30} = K_1 \cdot R_{29} = 160 \text{ кОм} \quad R_{31} = \frac{K_1 K_2}{K_1 - K_2} R_{29} = 205 \text{ кОм}$$

$$R_{32} = \frac{K_2 K_3}{K_2 - K_3} R_{29} = 119 \text{ кОм}$$

Исходя из стандартного ряда E24, величины сопротивлений резисторов принимаются равными:

$$R_{30} = 160 \text{ кОм}, \quad R_{31} = 200 \text{ кОм}, \quad R_{32} = 120 \text{ кОм}.$$

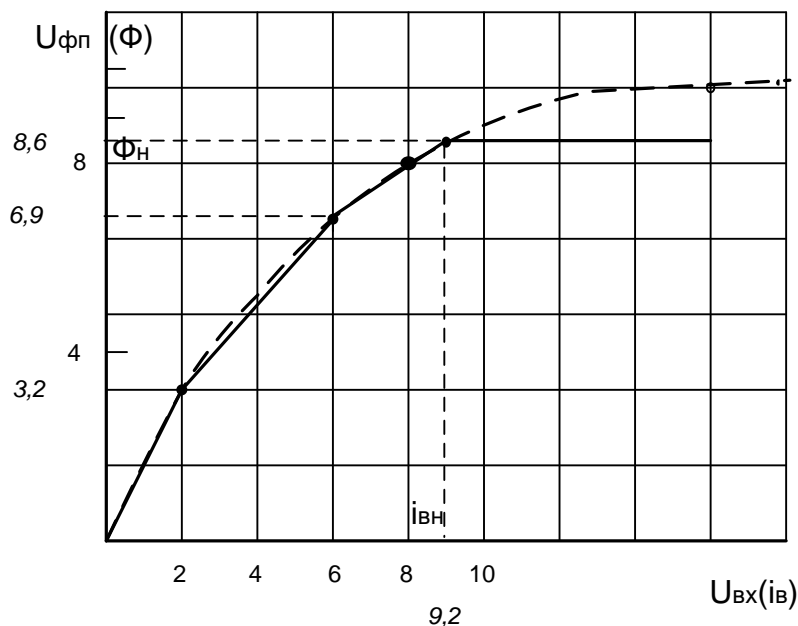


Рис. 20. Линейная аппроксимация кривой намагничивания

Величина емкости конденсатора C_{10} находится из равенства $R_{30}C_{10} = T_k$, где T_k – постоянная времени контура вихревых токов.

Величины сопротивлений потенциометров $R_{25} - R_{27}$ принимаются на порядок меньшими, чем величины сопротивлений $R_{31} - R_{32}$, поэтому выбираются $R_{25} = R_{26} = R_{27} = 20$ кОм, типа СП5-2В, рассеиваемой мощностью 0,5 Вт и допуском $\pm 5\%$, остальные резисторы общего назначения типа МЛТ рассеиваемой мощностью 0,125 Вт допуском $\pm 5\%$. Диоды $VD1 - VD3$ выбираются типа Д105, т.е. маломощные с малым обратным током величиной 0,005мА и напряжением 75 В.

На потенциометрах R_{27} , R_{26} , R_{25} выставляются значения напряжений, при которых происходит открывание диодов в соответствии с реализуемой кривой (рис. 20), т.е. 3,2В; 6,9В и 8,6В соответственно. После открывания диода $VD3$ происходит ограничение выходного напряжения ОУ на уровне 8,6В (коэффициент передачи равен нулю).

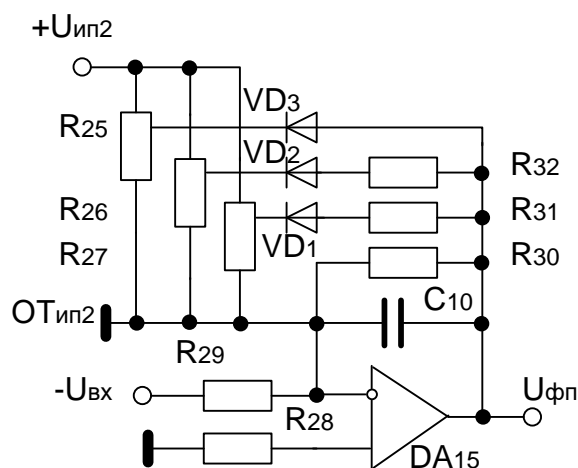


Рис. 21. Принципиальная электрическая схема функционального преобразователя

Также можно реализовать нелинейный регулятор положения, исключив конденсатор C_{10} и обеспечив реализацию характеристики регулятора в двух квадрантах, для чего необходимо

добавить схему реализации нелинейности в другом квадранте, изменив полярность напряжения $U_{ип2}$ и схему включения диодов на противоположную.

Аналогично осуществляется реализация всех оставшихся элементов СУЭП.

3.3. Системы управления электроприводов переменного тока

3.3.1. Общие принципы частотного регулирования координат АД

При неизменном напряжении питания U_1 по мере изменения частоты f_1 будет также изменяться и магнитный поток двигателя Φ , поскольку, $\Phi \approx U_1 / f_1$. Так при снижении частоты f_1 и неизменном U_1 поток возрастет. Это приведет к насыщению стали двигателя и, как следствие, к резкому увеличению тока статора и перегреву АД. Увеличение f_1 вызовет снижение потока и, соответственно, допустимого момента АД. Поэтому **для сохранения высоких энергетических показателей регулирования необходимо с регулированием f_1 одновременно в функции частоты и нагрузки двигателя изменять и напряжение питания АД.**

Выбор соотношения между частотой и напряжением питания АД основан на **сохранении постоянства его перегрузочной способности** $\lambda_m = M_k / M_c$ при работе на разных скоростях (M_k – величина критического момента АД, M_c – величина момента нагрузки на валу АД). Если принять активное сопротивление статора равным нулю, а индуктивное фазное сопротивление рассеяния короткого замыкания X_k и скорость вращения магнитного поля статора ω_0 пропорциональными частоте f_1 , то можно получить следующее соотношение:

$$\lambda_m = \frac{M_k}{M_c} = \frac{mU_1^2}{2\omega_0 X_k M_c} = \frac{CU_1^2}{f_1^2 M_c} \quad (7)$$

Поэтому для любых выбранных значений частот f_{1i} и f_{1k} на основании (7) должно соблюдаться условие (закон частотного регулирования):

$$\frac{U_{1i}^2}{f_{1i}^2 M_{ci}} = \frac{U_{1k}^2}{f_{1k}^2 M_{ck}} \quad (8)$$

где M_{ci} , M_{ck} – статические моменты нагрузки АД при скоростях, соответствующих частотам f_{1i} и f_{1k} .

Из последнего выражения следует, что на сохранение перегрузочной способности также оказывает влияние значение момента нагрузки на характеристиках при f_{1i} и f_{1k} , т.е. зависимость момента нагрузки от скорости вращения электродвигателя или $M_c(f_1)$.

Отсюда следует, что при постоянстве момента нагрузки на валу двигателя $M_c = const$ (т.е. $M_{ci} = M_{ck}$) и частотном способе регулирования скорости АД для сохранения **постоянства перегрузочной способности по моменту** изменение напряжения и частоты должно отвечать условию: $\frac{U_{1i}^2}{U_{1k}^2} = \frac{f_{1i}^2}{f_{1k}^2}$

Тогда **закон частотного регулирования** скорости АД при постоянстве момента нагрузки на валу двигателя $M_c = const$ (подъемно – транспортные механизмы) примет следующее выражение:

$$\frac{U_1}{f_1} = const \quad (9)$$

Для механизмов с «вентиляторной» нагрузкой (вентиляторы, воздуходувки, насосы, центрифуги), имеющих зависимость $M_c \equiv \kappa \omega^2 \equiv c f_1^2$, закон частотного регулирования примет вид:

$$\frac{U_1}{f_1^2} = \text{const} \quad (10)$$

Для механизмов, работающих с постоянной мощностью (намоточно – размоточные устройства, механизмы резания) для которых $M_c \equiv \epsilon / \omega$, закон частотного регулирования скорости АД имеет следующий вид:

$$\frac{U_1}{\sqrt{f}} = \text{const} \quad (11)$$

Механические характеристики при работе с законами частотного регулирования (9) и (10) представлены на рис.22 (а – $U_1/f_1 = \text{const}$, б - $U_1/f_1^2 = \text{const}$).

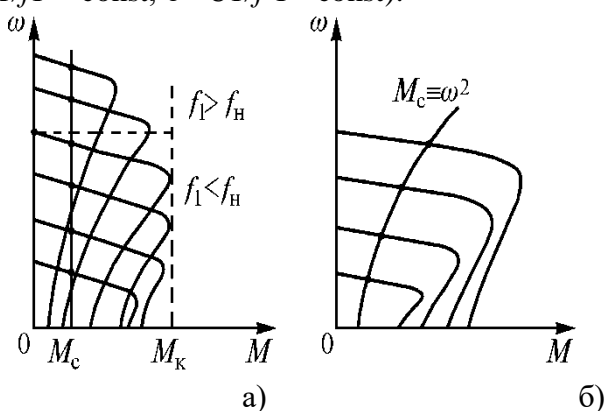


Рис.22 Механические характеристики АД при регулировании
а - $U_1/f_1 = \text{const}$, б- $U_1/f_1^2 = \text{const}$

Как видно из рис.22 при $M_c = \text{const}$ в пределах частот $f_1 \leq f_{1ном}$ критический момент M_{cr} двигателя сохраняется практически постоянным. Лишь при достаточно малых частотах, когда сказывается влияние активного сопротивления статора R_1 , момент M_{cr} уменьшается. Поэтому для сохранения M_{cr} на том же уровне следует по мере снижения частоты уменьшать напряжение статора в меньшей степени. При частотах $f_1 > f_{1ном}$, когда напряжение статора не может превышать его номинального значения по условиям электрической прочности изоляции обмоток АД, критический момент двигателя будет уменьшаться. Для вентиляторной нагрузки (рис.22,б) критический момент в пределах частот $f_1 \leq f_{1ном}$ **уменьшается**, сохраняя при этом перегрузочную способность АД по моменту.

В соответствии с векторными диаграммами и соотношениями между основными переменными АД его электромеханические свойства определяются как абсолютными значениями магнитных потоков, потокосцеплений и токов цепей машины, так и их векторными взаимосвязями в функции абсолютного скольжения АД. Отсюда и различные принципы управления АД:

1. **Скалярный** – базируется на изменении частоты и текущих значений переменных АД (напряжений, магнитных потоков, потокосцеплений и токов цепей двигателя). При этом различают:

1.1. **Частотное управление** – когда управление АД осуществляется взаимным изменением частоты и напряжения статора.

1.2. **Частотно – токовое управление** - когда управление АД осуществляется взаимным изменением частоты и тока статора.

2. **Векторный** – базируется на изменении частоты и текущих значений переменных АД и принудительной взаимной ориентации их векторов в полярной или декартовой системе координат, в соответствии с принятым законом управления.

3.3.2. Скалярное управление АД

Скалярное управление подразумевает приложение к двигателю определенной частоты напряжения в соответствии с выбранным законом частотного регулирования. Функциональная схема системы скалярного управления АД представлена на рис.23.

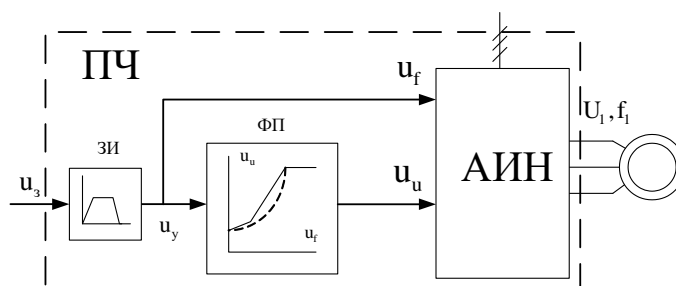


Рис.23 Функциональная схема системы скалярного управления

На вход преобразователя частоты (ПЧ) подается внешнее напряжение задания u_z величины скорости вращения (или частоты на выходе ПЧ) электродвигателя. Внутри ПЧ входное напряжение задания разделяется по двум каналам воздействия на работу автономного инвертора напряжения (АИН): 1- канал задания выходной частоты f_1 (напряжение u_f), 2 – канал задания величины выходного напряжения U_1 (напряжение u_u).

Поскольку АД представляет собой сложную электромеханическую систему, подверженную значительной колебательности, то изменение напряжения и частоты следует выполнять плавно, чтобы избежать сильных колебательных переходных процессов в токе и скорости. Поэтому на входе системы скалярного управления, как правило, устанавливают датчик интенсивности ЗИ.

- **Достоинством** систем скалярного управления является техническая простота измерения и регулирования абсолютных значений переменных АД, включение нескольких двигателей на один ПЧ, а также возможность построения разомкнутых систем управления, которые применяются при невысокой точности и ограниченном диапазоне регулирования скорости АД. В подобных системах регулирования применяют ПЧ на базе АИН с ШИМ, в которых могут использоваться внутренние контуры стабилизации выходного напряжения ПЧ.

Недостатком систем скалярного управления является трудность реализации желаемых законов регулирования скорости и момента АД и их ограничения в динамических режимах. Связано это со сложными электромагнитными процессами, протекающими в АД.

Разомкнутая система скалярного управления в статическом режиме практически обеспечивает сохранение номинальной перегрузочной способности АД в диапазоне изменения частоты (8...10):1 при постоянстве момента нагрузки ($M_c = \text{const}$) и (10...25):1 – при переменной нагрузке (вентиляторной). Однако при сохранении заданной точности регулирования скорости

диапазон регулирования значительно снижается. Например, при постоянной нагрузке и точности регулирования 10% диапазон регулирования не превышает 3:1.

3.3.3. Наладка системы скалярного управления АД

Отличительной *особенностью* системы скалярного управления от других систем управления АД, является *наличие функционального преобразователя* ФП в канале задания на входе АИН. Функциональный преобразователь формирует требуемую зависимость отношения U_1/f_1 , т.е. обеспечивает необходимый закон частотного регулирования (рис.24).

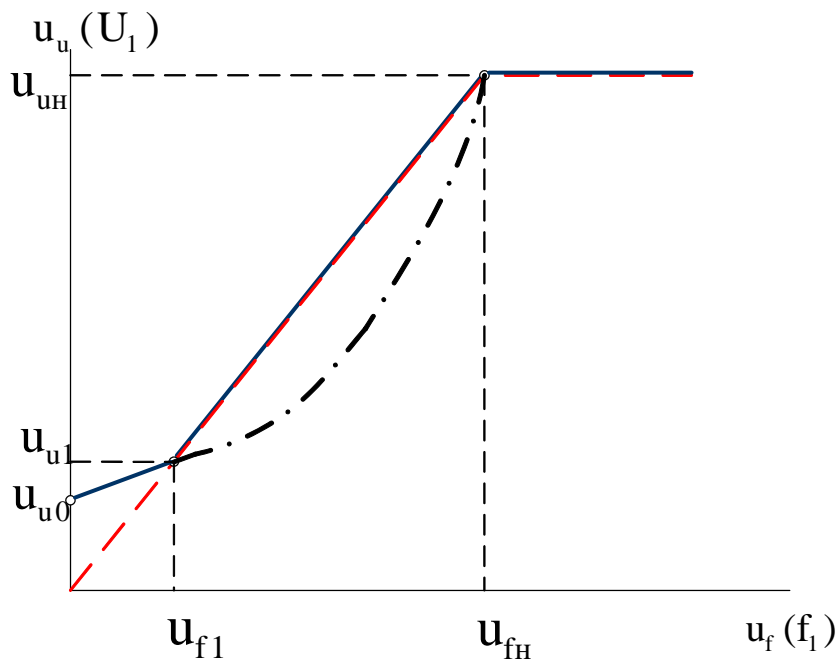


Рис.24 Наладка функционального преобразователя

При наладке системы скалярного управления в зависимости от технологической установки необходимо выбрать закон частотного регулирования, т.е. вид характеристики функционального преобразователя. Во всех современных ПЧ в обязательном порядке заложены, как правило, две зависимости ФП: линейная ($U_1/f_1 = \text{const}$) и параболическая ($U_1/f_1^2 = \text{const}$). В некоторых случаях имеется возможность сформировать нужную зависимость ФП по точкам.

При настройке ФП выбирают три базовые координаты (рис.24):

1- задание *минимального* значения частоты u_{f1} , при которой еще сохраняется равенство $U_1/f_1 = U_{1H}/f_{1H}$.

Для АД общепромышленного исполнения значение минимальной частоты выбирается в пределах $f_{1min} = (0,3 \dots 0,4)f_{1H}$.

2- задание напряжения при *нулевой* частоте u_{u0} ; выбирается с учетом теплоотвода заторможенного двигателя из условий ограничения тока статора на уровне $(0,6 \dots 0,7)I_{1H}$.

Это соответствует установке на выходе ПЧ напряжения $U_1 = (0,6 \dots 0,7)I_{1H}R_1$.

3- задание частоты u_{fH} , при которой происходит ограничение выходного напряжения ПЧ (переход во вторую зону регулирования скорости). Как правило, эта координата соответствует номинальным значениям напряжения и частоты.

Если пуск двигателя происходит при известном неизменном моменте нагрузки на валу M_c , то для обеспечения пускового момента, равного моменту нагрузки, минимальное значение частоты выбирается из условия:

$$f_{1min} = \omega_{0H} s_{cP} / 2\pi \quad (12)$$

где $\omega_{0н} = 2\pi f_{1н} = 314 \text{ с}^{-1}$ – скорость вращения магнитного потока статора при номинальной частоте,

S_c – скольжение АД при статическом моменте и неподвижном двигателе (если $M_c = M_n$, то $S_c = S_n$),

P_n – число пар полюсов АД.

Наладка задатчика интенсивности на входе ПЧ сводится к установке заданного темпа изменения выходного напряжения ЗИ для формирования требуемого динамического момента АД. Для чего необходимо рассчитать время пуска t_n до скорости вращения двигателя, равной скорости вращения магнитного потока статора, и время торможения t_t с этой же скорости до нуля. Расчет производится по следующим формулам:

$$t_n = J * \omega_{1н} / M_{динП}, \quad t_t = J * \omega_{1н} / M_{динТ}$$

где J – суммарный момент инерции электропривода, кгМ^2 ;

$\omega_{1н} = 2\pi f_{1н} / p_n$ – скорость вращения магнитного поля статора при номинальной частоте, $1/\text{с}$;

$M_{динП}, M_{динТ}$ – заданный динамический момент при пуске (торможении), Нм .

3.3.4. Система векторного управления АД

Система векторного управления ПЧ – АД формирует необходимую величину момента АД сдвигом векторов, образующих момент АД. Наиболее часто в качестве моментобразующих векторов применяют векторы потокосцепления ротора и тока статора. В такой системе управляющие воздействия рассчитываются во вращающейся со скоростью поля статора системе координат $X - Y$. Вектор потокосцепления ротора направляют по оси X (ориентируют по оси X), так что проекция вектора на ось Y становится равной 0 ($\Psi_{2y}=0$), что упрощает реализацию системы управления, а проекция на ось X равна модулю вектора потокосцепления ротора ($\Psi_{2x}=\Psi_2$). Структурная схема объекта регулирования ПЧ-АД в системе координат $X - Y$ при ориентации вектора потокосцепления ротора по оси X представлена на рис.25 .

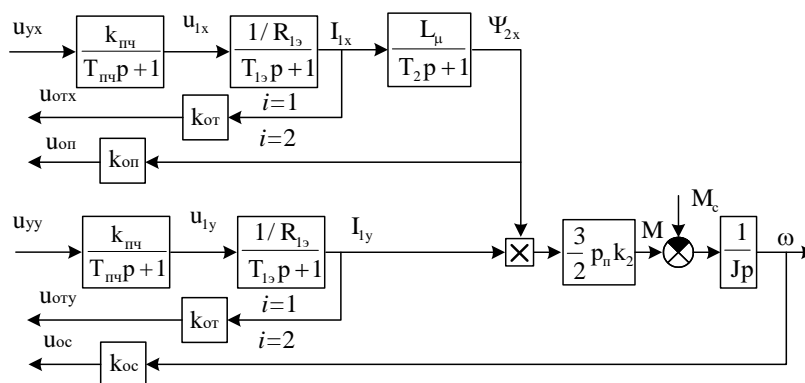


Рис.25 Структурная схема объекта регулирования ПЧ-АД

При ориентации вектора потокосцепления ротора по оси X вектор тока статора можно выразить через его проекции на оси X и Y . В этом случае составляющая тока статора по оси X I_{1X} определяет величину потокосцепления ротора Ψ_{2x} , поэтому для поддержания потокосцепления ротора на заданном уровне, необходимо стабилизировать величину составляющей тока статора по оси X ($I_{1X}=\text{const}$). В этом случае поворот вектора тока статора относительно вектора потокосцепления ротора осуществляется изменением величины составляющей тока статора по оси Y I_{1Y} (моментообразующей составляющей тока статора).

В этом режиме АД становится аналогичным двигателю постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ), когда составляющая тока статора по оси X I_{1X} , задающая величину потокосцепления ротора, аналогична току возбуждения ДПТ, задающего величину магнитного потока; составляющая тока статора по оси Y I_{1Y} , определяющая величину момента АД, аналогична величине тока якоря, задающего величину момента ДПТ.

Поэтому для построения системы векторного управления можно применять апробированные методы построения систем управления ДПТ, т.е. построить систему векторного управления по принципу построения систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией. В соответствии со структурной схемой рис.25 можно выделить две взаимосвязанные двухконтурные системы регулирования. Первая – система регулирования величины потокосцепления ротора с внутренним контуром регулирования составляющей тока статора по оси X, вторая – система регулирования скорости вращения АД с внутренним контуром регулирования составляющей тока статора по оси Y. Взаимосвязь между системами регулирования осуществляется через потокосцепление ротора.

Наладка системы векторного управления сводится к определению передаточных функций контурных регуляторов, расчета их параметров и настройки контуров регулирования.

3.3.5. Наладка контура регулирования тока статора

Поскольку параметры статорной цепи являются одинаковыми, как для составляющей тока статора по оси X, так и для составляющей тока статора по оси Y, то передаточные функции регуляторов тока, их параметры и настройка контуров будут одинаковыми.

На рис.26 приведена структурная схема контура регулирования составляющих тока статора.

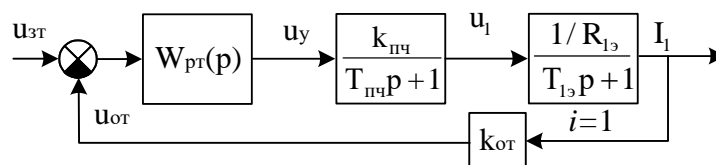


Рис.26 Структурная схема контура регулирования тока статора

В контур регулирования входят передаточная функция регулятора тока, ПЧ, статорная цепь АД и цепь обратной связи по току. Передаточная функция ПЧ соответствует передаточной функции апериодического звена:

$$W_{ПЧ}(p) = \frac{k_{ПЧ}}{T_{ПЧ}p + 1} = \frac{k_{ПЧ}}{T_{\mu}p + 1} \quad (13)$$

где $k_{ПЧ}$ – коэффициент усиления (передачи) ПЧ, связывающий выходное напряжение ПЧ и максимальное входное напряжение управления $U_{у\max}$ на входе ПЧ, определяется по соотношению:

$$k_{ПЧ} = \frac{U_{1\text{фн}}}{U_{у\max}}$$

$T_{ПЧ} = T_{\mu}$ – постоянная времени ПЧ, которая также является минимальной некомпенсируемой постоянной времени системы регулирования, которая может быть рассчитана по частоте широтно – импульсной модуляции:

$$T_{ПЧ} = \frac{2}{f_{ШИМ}}$$

или может приниматься в диапазоне (0,0002...0,0005) с.

ПЧ выполняет роль фильтра в контуре регулирования тока статора, так же, как и ТП в контуре регулирования тока якоря ДПТ, определяя быстродействие и помехозащищенность контура регулирования.

Для настройки контура регулирования на модульный оптимум регулятор тока статора должен иметь передаточную функцию:

$$W_{РТ}(p) = \frac{T_{1\Omega}p + 1}{2T_{\mu}p \frac{k_{ПЧ}k_{от}}{R_{1\Omega}}} = k_{рт} + \frac{1}{T_{РТ}p} \quad (14)$$

где $k_{от} = \frac{U_{отmax}}{I_{1max}} = \frac{10V}{I_{1max}}$ - коэффициент обратной связи по току статора, В/А;

$R_{1\Omega} = R_1 + k_2^2 R_2$ - эквивалентное сопротивление статорной цепи, Ом;

$k_2 = \frac{L_{\mu}}{L_2}$ - коэффициент электромагнитной связи ротора;

L_{μ} - индуктивность намагничивающего контура, Гн;

L_2 - полная индуктивность ротора, Гн;

R_2 - активное сопротивление ротора, Ом.

Контур регулирования тока статора при настройке на модульный оптимум обеспечивает оптимальные переходные процессы в контуре регулирования во всех режимах работы.

3.3.6. Настройка контура регулирования потокосцепления ротора

В контур регулирования потокосцепления ротора входят регулятор потокосцепления (регулятор потока), контур регулирования составляющей тока статора по оси X, настроенный на модульный оптимум (замкнутый токовый контур), объект регулирования (роторная цепь) и отрицательная обратная связь по потокосцеплению. Структурная схема контура регулирования потокосцепления представлена на рис.27.

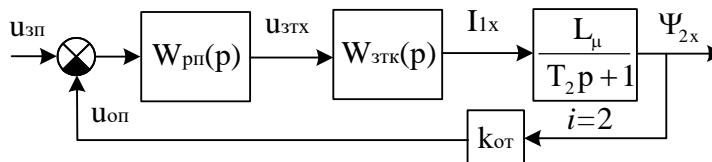


Рис.27 Структурная схема контура регулирования потокосцепления ротора

Для настройки контура регулирования потокосцепления, необходимо определить передаточную функцию регулятора потока, его параметры и настроить контур регулирования на модульный оптимум.

Для второго контура регулирования передаточная функция регулятора при настройке на модульный оптимум должна иметь вид:

$$W_{PI}(p) = \frac{T_2 p + 1}{4T_{\mu p} \frac{L_2 k_{оп}}{k_{от}}} = k_{рп} + \frac{1}{T_{PI} p} \quad (15)$$

где $T_2 = \frac{L_2}{R_2}$ - электромагнитная постоянная времени ротора, с;

$k_{оп} = \frac{U_{опmax}}{\Psi_{2н}} = \frac{10В}{\Psi_{2н}}$ - коэффициент обратной связи по потокосцеплению ротора,

В/Вб;

$\Psi_{2н}$ - номинальное потокосцепление ротора, Вб.

Назначение контура регулирования потокосцепления заключается в стабилизации величины потокосцепления на уровне номинального в первой зоне регулирования скорости АД, и снижения величины потокосцепления ротора при увеличении выходной частоты преобразователя выше номинальной во второй зоне регулирования.

Величина номинального потокосцепления ротора может быть рассчитана по формуле:

$$\Psi_{2н} = \frac{2M_n}{3p_n k_2 I_{1н}} \quad (16)$$

где $M_n = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{60P_n}{2\pi n_n}$ - номинальный момент АД, Нм;

P_n - номинальная мощность АД, Вт;

$\omega_n (n_n)$ - номинальная частота (скорость) вращения АД, 1/с (об/мин);

$I_{1н} = P_n / (\sqrt{3} U_{1н} \eta_n \cos(\phi_n))$ - номинальный ток АД, А;

$\eta_n, \cos(\phi_n)$ - номинальный КПД и косинус угла ϕ АД.

3.3.7. Настройка контура регулирования скорости

Контур регулирования скорости вращения АД состоит из регулятора скорости, внутреннего контура регулирования составляющей тока статора по оси Y, настроенного на модульный оптимум, объекта регулирования и отрицательной обратной связи по скорости вращения АД. Структурная схема контура регулирования скорости приведена на рис.28.

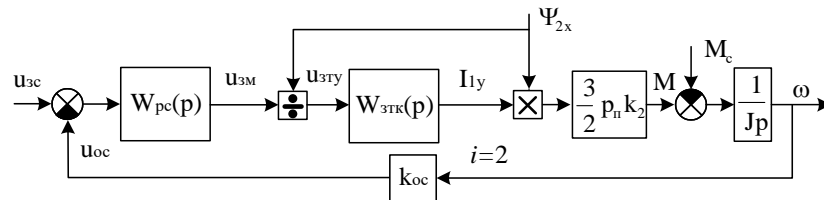


Рис.28 Структурная схема контура регулирования скорости АД

Передаточная функция регулятора скорости при настройке контура регулирования на модульный оптимум, равна:

$$W_{PC}(p) = k_{PC} = \frac{2Jk_{от}}{4T_{\mu} 3p_n k_2 k_{ос}} \quad (17)$$

где $J = J_{дв} + J_{мех} = J_{дв} (1 + J_{мех} / J_{дв})$ - суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции, кгМ²;

p_n - число пар полюсов АД;

$$k_{oc} = \frac{U_{ocmax}}{\omega_{max}} = \frac{10B}{\omega_{max}} - \text{коэффициент обратной связи по скорости вращения АД, Вс.}$$

Регулятор скорости получается пропорциональным, следовательно, поддержание скорости вращения будет осуществляться с ошибкой. Однако, поскольку жесткость механической характеристики АД больше, чем у двигателя постоянного тока, то механические характеристики в системе ПЧ-АД с П – РС, будут жестче, чем характеристики в системе ТП – Д.

Если необходимо обеспечить абсолютно жесткие механические характеристики, нужно применить пропорционально – интегральный регулятор скорости (ПИ – РС), у которого передаточная функция будет определяться выражением:

$$W_{PC}(p) = k_{PC} \frac{8T_{\mu}p + 1}{8T_{\mu}p}$$

Тогда на входе регулятора скорости по заданию для снижения перерегулирования в токе статора необходимо установить добавочный фильтр с передаточной функцией:

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{8T_{\mu}p + 1}.$$

Структурная схема системы векторного управления по системе ПЧ-АД представлена на рис.29.

Система векторного управления состоит из двух взаимосвязанных систем управления: системы регулирования потокосцепления ротора (регулятор потока и регулятор тока статора по оси X) и системы регулирования скорости (регулятор скорости и регулятор тока статора по оси Y). Настройка системы сводится к настройке контуров регулирования, т.е. к расчету параметров контурных регуляторов и их реализации.

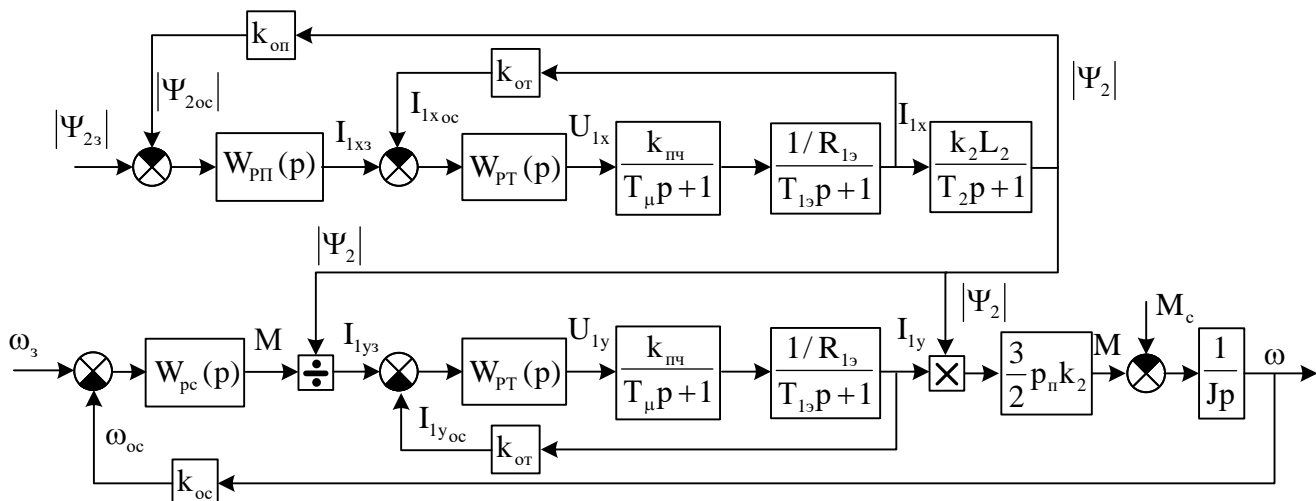


Рис. 29 Структурная схема системы векторного управления

Функциональная схема системы векторного управления соответствующая структурной схеме (рис.29) приведена на рис. 30. В состав системы управления входят основные функциональные блоки:

ВУ- вычислительное устройство, в котором на основании вводимых данных двигателя вычисляется необходимая величина потокосцепления ротора;

РП – регулятор потока;

РТх – регулятор тока статора по оси X;

ЗИ- задатчик интенсивности скорости;

РС – регулятор скорости;

БД – блок деления;

РТу – регулятор тока статора по оси Y;

БК – блок компенсации перекрестных обратных связей по ЭДС;

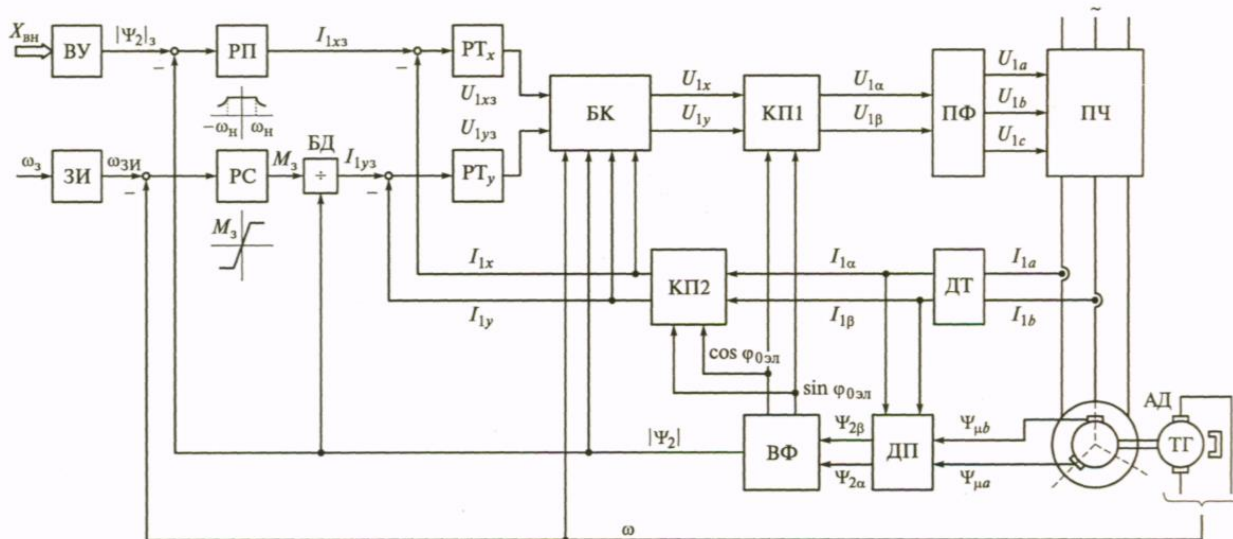


Рис. 30 Функциональная схема системы векторного управления

КП1, КП2-координатные преобразователи;

ВФ- вектор фильтр, выделяющий значение потокосцепления ротора;

ДП,ДТ – датчики потока и тока, соответственно;

ПФ – преобразователь фаз, определяющий задание напряжения по фазам А, В,С;

ПЧ – преобразователь частоты.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Варианты задания практических занятий и контрольных работ по системе ТП-Д

Таблица А

№ варианта	Тип двигателя	Рн, кВт	Un, В	nn, об/мин	$J_{мех}/J_{дв}$	$\Delta\phi$ %	$\Delta\Gamma$ %	$\Delta\omega$ %	$(di_a/dt)_{доп}$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Д41	16	220	670	0,2	0,2	0	1	150
2	Д41	15	440	695	0,3	0,5	5	0,8	140
3	Д808	37	220	565	0,4	0,7	5	0,5	140
4	Д808	37	440	565	0,5	1,0	10	0,4	120
5	Д810	55	220	540	0,6	0,2	10	0,2	120
6	Д810	55	440	550	0,6	0,4	5	0	110
7	Д812	75	220	500	0,5	0,7	5	0,1	110
8	Д812	70	440	510	0,4	1	0	0,3	90
9	Д814	110	220	490	0,3	0,2	0	0,6	120
10	Д814	110	440	490	0,2	0,4	5	0,9	120

11	Д816	150	220	470	0,2	0,6	5	1	130
12	Д816	150	440	480	0,3	0,8	10	0,8	130
13	Д818	185	220	440	0,4	1,0	10	0,5	90
14	Д818	185	440	440	0,5	0	5	0,4	140
15	Д22	8	220	1450	0,6	0	5	0,2	140
16	Д22	7	440	1420	0,6	0,2	0	0	150
17	Д32	18	220	1140	0,5	0,5	0	0,1	150
18	Д32	17	440	1150	0,4	0,7	5	0,3	110
19	Д806	32	220	980	0,3	1,0	5	0,6	110
20	Д806	32	440	980	0,2	0,2	10	0,9	90
21	Д41	16	220	690	0,3	0,4	0	1	150
22	Д41	15	440	710	0,4	0,7	5	0,8	140
23	Д808	37	220	575	0,5	1	5	0,5	140
24	Д808	37	440	575	0,6	0,2	10	0,4	120
25	Д810	55	220	550	0,6	0,4	10	0,2	120
26	Д810	55	440	560	0,5	0,6	5	0	110
27	Д812	75	220	515	0,4	0,8	5	0,1	110
28	Д812	70	440	520	0,3	1,0	0	0,3	90
29	Д814	110	220	500	0,3	0	0	0,6	120
30	Д814	110	440	500	0,2	0	5	0,9	120
31	Д816	150	220	480	0,2	0,2	5	1	130
32	Д816	150	440	490	0,3	0,5	10	0,8	130
33	Д818	185	220	450	0,4	0,7	10	0,5	90
34	Д818	185	440	450	0,5	1,0	5	0,4	140
35	Д22	8	220	1510	0,6	0,2	5	0,2	140
36	Д22	7	440	1460	0,6	0,4	0	0	150
37	Д32	18	220	1190	0,5	0,7	0	0,1	150
38	Д32	17	440	1190	0,4	1	5	0,3	110
39	Д806	32	220	1000	0,3	0,2	5	0,6	110
40	Д806	32	440	1000	0,2	0,4	10	0,9	90

В таблице А приняты следующие обозначения:

$\Delta\omega\% = (\Delta\omega_n / \omega_n) * 100\%$ - заданная ошибка регулирования скорости в % (отношение статической просадки скорости при номинальной нагрузке к номинальной скорости вращения);

$\Delta\varphi\% = (\Delta\omega\% * k_{oc}) / (k_{рпм} * k_{оп})$ – заданная ошибка регулирования положения в %;

$\Delta I\%$ - ошибка в контуре регулирования якорного тока от влияния ЭДС двигателя;

$(di_a/dt^*)_{доп}$ – допустимое значение производной якорного тока по отношению к номинальному значению тока якоря.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Технические данные электродвигателей серии Д

Таблица Б1 Технические данные двигателей закрытого исполнения параллельного возбуждения со стабилизирующей обмоткой и параллельного (ПВ = 100%)

	Тип двигателя	P_H , кВт	I_H , А	n_H , об/мин	n_H^* , об/мин	$J_{дв}$, кгм ²
	220 В					
1	Д41	16	86	670	690	0,80
2	Д808	37	192	565	575	2,00
3	Д810	55	280	540	550	3,60
4	Д812	75	380	500	515	7,00
5	Д814	110	550	490	500	10,25
6	Д816	150	740	470	480	16,25
7	Д818	185	920	440	450	22,5
8	Д22**	8	43,5	1450	1510	0,15
9	Д32**	18	94	1140	1190	0,42
10	Д806**	32	240	980	1000	1,00
	440 В					
1	Д41	15	40	695	710	0,80
2	Д808	37	96	565	575	2,00
3	Д810	55	140	550	560	3,60
4	Д812	70	176	510	520	7,00
5	Д814	110	274	490	500	10,25
6	Д816	150	370	480	490	16,25
7	Д818	185	460	440	450	22,5
8	Д22**	7	19,5	1420	1460	0,15
9	Д32**	17	45	1150	1190	0,42
10	Д806**	32	82	980	1000	1,00

*- частота вращения без стабилизирующей обмотки.

** - быстроходное исполнение.

Все двигатели имеют четыре главных полюса ($p=2$).

Двигатели параллельного возбуждения рассчитаны на регулирование частоты вращения ослаблением потока в 2 раза (со стабилизирующей обмоткой – в 2,5 раза). При увеличенной частоте вращения могут быть реализованы вращающие моменты не более 0,8 номинального при напряжении 220В и 0,64 номинального при напряжении 440В.

При напряжении 440В последовательно с обмоткой возбуждения включаются добавочные резисторы.

Таблица Б2 Технические данные якорной обмотки и обмотки добавочных полюсов

	Якорная обмотка	Добавочные полюсы
--	-----------------	-------------------

Тип двигателя, напряжение питания	Число параллельных ветвей (2а)	Число эффективных проводников (N)	Сопротивление обмотки якоря при 20 ⁰ С, Ом	Число витков на полюс	Сопротивление обмотки при 20 ⁰ С, Ом
220 В					
Д41	2	492	0,1060	36	0,0510
Д808	2	278	0,0340	21	0,0200
Д810	2	234	0,0232	17	0,0115
Д812	2	210	0,0140	15	0,0076
Д814	8	608	0,0079	11	0,0050
Д816	8	504	0,0055	9	0,0030
Д818	8	504	0,0039	10	0,0027
Д22**	2	522	0,2020	44	0,108
Д32**	2	372	0,0860	28	0,0036
Д806**	2	246	0,0310	27	0,0410
440 В					
Д41	2	984	0,468	69	0,200
Д808	2	556	0,1360	40	0,074
Д810	2	468	0,0940	34	0,045
Д812	2	418	0,0650	29	0,030
Д814	2	310	0,0325	22	0,018
Д816	8	1008	0,0219	18	0,0105
Д818	8	1008	0,0160	19	0,0096
Д22**	2	1044	1,200	84	0,448
Д32**	2	738	0,390	55	0,138
Д806**	2	492	0,129	35	0,068

Таблица Б3 Технические данные обмоток параллельного возбуждения

Тип двигателя	Параллельная обмотка			Номинальный магнитный поток на полюс, 10 ⁻² Вб	
	Число витков на полюс	Номинальный ток, А	Сопротивление обмотки при 20 ⁰ С, Ом	Напряжение 220 В	Напряжение 440 В
Д41	1480	2,50	70	1,760	1,720
Д808	1250	3,93	44,4	3,810	3,860
Д810	1500	3,90	46,2	4,760	4,710
Д812	1350	5,30	34,4	5,710	5,720
Д814	1400	5,20	36,0	8,220	8,100

Д816	1250	6,50	29,0	10,36	10,23
Д818	1210	8,00	22,2	11,10	11,16
Д22**	1480	1,35	132,0	0,757	0,773
Д32**	1600	1,70	102,0	1,370	1,380
Д806**	1400	2,70	65,0	2,520	2,530

Параллельные обмотки возбуждения состоят из двух групп, рассчитанных на напряжение 110 В при параллельном включении и 220 В – при последовательном.

При напряжении сети 440 В последовательно с обмоткой возбуждения включаются дополнительные резисторы.

Таблица Б4 Технические данные стабилизирующих обмоток

Тип двигателя	Стабилизирующая обмотка				Номинальный магнитный поток на полюс, 10^{-2} Вб	
	220 В		440 В		Напряжение 220 В	Напряжение 440 В
	Число витков на полюс	Сопротивление обмотки при 20°C , Ом	Число витков на полюс	Сопротивление обмотки при 20°C , Ом		
Д41	3	0,0037	3	0,0037	1,810	1,750
Д808	2	0,0053	2	0,0074	3,800	3,910
Д810	2	0,0041	3	0,0150	4,820	4,770
Д812	1	0,0023	2	0,0080	5,880	5,820
Д814	1	0,0018	2	0,0067	8,330	8,220
Д816	1	0,0014	2	0,0046	10,360	10,400
Д818	1	0,0010	2	0,0037	11,280	11,350
Д22**	4,5	0,021	4,5	0,021	0,783	0,794
Д32**	4,5	0,009	4,5	0,009	1,420	1,430
Д806**	2	0,0052	2	0,010	2,580	2,580

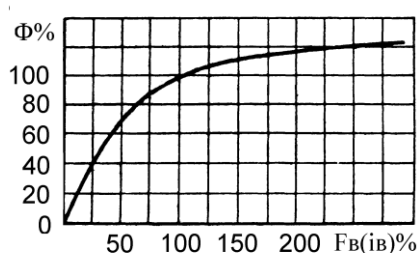


Рис. Б1. Универсальная магнитная характеристика

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Технические данные тахогенераторов серии ПТ

Таблица В1 Технические данные тахогенераторов постоянного тока типа ПТ для двигателей с подшипниками скольжения

	Тип	n_n , об/мин	I_n , А	Ток возбуж- дения, А	Масса, кг
1	ПТ-42	100	0,1	1,0	122,5
2	ПТ-42	200	0,25	1,0	122,5
3	ПТ-42	400	0,5	1,0	122,5
4	ПТ-32	600	0,5	0,5	102
5	ПТ-22	800	0,2	0,35	90
6	ПТ-22	1000	0,2	0,35	90

Таблица В2 Технические данные тахогенераторов постоянного тока типа ПТ для двигателей с подшипниками качения

	Тип	n_n , об/мин	I_n , А	Ток возбуж- дения, А	Масса, кг
1	ПТ-32/1	200	0,1	0,5	100
2	ПТ-32/1	600	0,5	0,5	100
3	ПТ-32/1	1000	0,5	0,5	100
4	ПТ-32/1	1200	0,5	0,5	100
5	ПТ-22/1	2400	0,5	0,35	80

Для всех тахогенераторов напряжение номинальное 230 В, напряжение возбуждения - 55

В.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Таблица Г1 Варианты заданий для практических занятий и контрольных работ по системе ПЧ – АД

Вариант	Номин. данные				Параметры схемы замещения, о.е.					Jдв, кг*м ²
	Pн, кВт	Sн,%	ηн, %	cos φ	X _ц	R'1	X'1	R"2	X"2	
Синхронная скорость 3000 об/мин										
1	3	4,3	84,5	0,88	3,4	0,072	0,057	0,047	0,1	0,0035
2	4	3,3	86,5	0,89	3,4	0,054	0,055	0,036	0,099	0,0059
3	5,5	3,4	87,5	0,91	3,8	0,05	0,054	0,036	0,11	0,0075
4	7,5	2,5	87,5	0,88	3,7	0,046	0,058	0,028	0,14	0,01
5	11	2,3	88	0,9	4,2	0,04	0,061	0,025	0,12	0,023
Синхронная скорость 1500 об/мин										
6	132	2,3	93	0,9	4,5	0,021	0,115	0,018	0,15	2,5
7	160	1,4	93,5	0,91	4,6	0,018	0,107	0,017	0,15	3,1
8	200	1,3	94	0,92	4,6	0,014	0,086	0,014	0,12	3,6
9	250	1	94,5	0,92	4,6	0,013	0,099	0,013	0,13	6
10	315	1	94,5	0,92	4,6	0,012	0,099	0,014	0,14	7
Синхронная скорость 1000 об/мин										
11	1,5	6,4	75	0,74	1,6	0,11	0,11	0,088	0,21	0,0073
12	2,2	5,1	81	0,73	1,8	0,09	0,11	0,067	0,21	0,013
13	3	4,7	81	0,73	1,9	0,085	0,074	0,063	0,1	0,017
14	4	5,1	82	0,76	1,9	0,077	0,073	0,062	0,11	0,021
15	5,5	3,3	85	0,81	2	0,067	0,072	0,041	0,11	0,04
Синхронная скорость 750 об/мин										
16	75	2,2	92,5	0,85	2,6	0,028	0,12	0,021	0,13	4,1
17	90	1,5	93	0,85	2,6	0,023	0,11	0,019	0,13	4,9
18	110	1,5	93	0,85	2,4	0,023	0,1	0,019	0,12	5,8
19	102	1,3	93,5	0,85	2,9	0,023	0,12	0,017	0,16	9
20	160	1,3	93,5	0,85	3	0,02	0,12	0,017	0,16	10

Окончание таблицы Г1

Вариант	Номин. данные				Параметры схемы замещения, о.е.					Jдв, кг*м ²
	Pн, кВт	Sн,%	ηн, %	cos φ	Xμ	R'1	X'1	R"2	X"2	
Синхронная скорость 3000 об/мин										
21	45	1,8	91	0,9	4,9	0,027	0,038	0,02	0,13	0,17
22	55	1,8	91	0,92	5,6	0,026	0,092	0,019	0,12	0,25
23	75	1,4	91	0,89	4,8	0,021	0,08	0,015	0,13	0,47
24	90	1,4	92	0,92	5,2	0,02	0,078	0,016	0,13	0,52
25	110	2	91	0,89	3,8	0,017	0,097	0,013	0,1	1,1
Синхронная скорость 1500 об/мин										
26	45	1,6	92	0,9	4,6	0,034	0,089	0,017	0,14	0,45
27	55	1,4	92,5	0,9	4,2	0,027	0,086	0,015	0,14	0,64
28	75	1,2	93	0,9	4,4	0,025	0,089	0,014	0,11	1
29	90	1,3	93	0,91	5	0,024	0,093	0,014	0,12	1,2
30	110	2,3	92,5	0,9	4,9	0,023	0,122	0,019	0,16	2,3
Синхронная скорость 1000 об/мин										
31	18,5	2,4	88	0,87	3	0,056	0,11	0,026	0,13	0,22
32	22	2,3	90	0,87	2,9	0,05	0,11	0,024	0,14	0,4
33	30	2,1	90,5	0,9	4,1	0,046	0,12	0,022	0,13	0,45
34	37	1,8	91	0,9	3,7	0,042	0,1	0,019	0,13	0,74
35	45	1,4	91,5	0,89	3,8	0,037	0,09	0,015	0,14	1,2
Синхронная скорость 750 об/мин										
36	4	6,1	83	0,7	1,6	0,068	0,1	0,058	0,17	0,042
37	5,5	4,1	83	0,74	1,8	0,07	0,11	0,061	0,19	0,057
38	7,5	2,5	86	0,75	2	0,075	0,14	0,032	0,18	0,14
39	11	2,5	87	0,75	2	0,66	0,13	0,031	0,18	0,18
40	15	2,6	87	0,82	2,4	0,064	0,13	0,03	0,17	0,25

Таблица Г2 Технические характеристики асинхронных двигателей

Вариант	Механические характеристики							
	Мк/Мн	Sk, %	Мп/Мн	Ип/Ин	Јмех/Јдв	Мс/Мн	МдинП/Мн	МдинТ/Мн
1	2,5	32,5	2,1	6,5	0,4	0,5	0,6	0,4
2	2,5	12,0	2,0	7,5	0,6	0,6	0,8	1,0
3	2,5	29,0	2,0	7,5	0,8	0,8	1,0	1,2
4	2,8	17,0	2,0	7,5	1,0	0,9	1,2	0,8
5	2,8	19,0	1,7	7,5	1,2	1,0	1,4	1,0
6	2,0	6,5	1,3	6,0	1,2	1,0	0,6	1,0
7	2,2	6,5	1,3	6,5	1,0	0,9	0,8	0,6
8	2,2	5,0	1,3	6,5	0,8	0,8	1,0	1,2
9	2,0	4,0	1,2	7,0	0,6	0,6	1,2	0,8
10	2,0	4,0	1,2	7,0	0,4	0,5	1,4	1,2
11	2,2	31,0	2,0	4,5	0,4	0,5	0,6	1,2
12	2,2	25,5	2,0	5,0	0,6	0,6	0,8	1,4
13	2,5	37,0	2,0	6,0	0,8	0,8	1,0	0,8
14	2,5	38,0	2,0	6,0	1,0	0,9	1,2	0,6
15	2,5	36,0	2,0	6,0	1,2	1,0	1,4	1,0
16	2,0	8,5	1,2	5,5	1,2	1,0	0,6	0,8
17	2,3	7,0	1,2	6,5	1,0	0,9	0,8	1,2
18	2,3	7,5	1,2	6,5	0,8	0,8	1,0	0,6
19	2,2	5,5	1,2	6,5	0,6	0,6	1,2	1,4
20	2,2	5,5	1,2	6,5	0,4	0,5	1,4	1,2
21	2,5	11,5	1,4	7,5	0,4	0,5	0,6	0,4
22	2,5	11,0	1,4	7,5	0,6	0,6	0,8	1,0
23	2,5	10,0	1,2	7,5	0,8	0,8	1,0	1,2
24	2,5	10,0	1,2	7,5	1,0	0,9	1,2	0,8
25	2,2	8,5	1,2	7,0	1,2	1,0	1,4	1,0
26	2,5	10,0	1,4	7,0	1,2	1,0	0,6	1,0
27	2,5	10,0	1,3	7,0	1,0	0,9	0,8	0,6
28	2,3	9,5	1,2	7,0	0,8	0,8	1,0	1,2
29	2,3	9,5	1,2	7,0	0,6	0,6	1,2	0,8
30	2,0	8,5	1,2	6,0	0,4	0,5	1,4	1,2
31	2,0	13,5	1,2	6,0	0,4	0,5	0,6	1,2
32	2,4	13,5	1,3	6,5	0,6	0,6	0,8	1,4
33	2,4	13,5	1,3	6,5	0,8	0,8	1,0	0,8
34	2,3	11,5	1,2	6,5	1,0	0,9	1,2	0,6
35	2,1	9,0	1,2	6,5	1,2	1,0	1,4	1,0
36	1,9	27,0	1,6	4,0	1,2	1,0	0,6	0,8
37	2,2	23,0	1,9	5,0	1,0	0,9	0,8	1,2
38	2,2	35,0	1,9	5,0	0,8	0,8	1,0	0,6
39	2,6	36,0	1,9	5,5	0,6	0,6	1,2	1,4
40	2,6	25,0	1,9	5,5	0,4	0,5	1,4	1,2

В таблицах Г1 и Г2 представлены следующие технические параметры:

Параметры Г – образной схемы замещения АД в относительных единицах X_{μ} – индуктивное сопротивление намагничивающего контура, $R'1$ - активное сопротивление статорной обмотки, $X'1$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, $R''2$ – активное сопротивление роторной обмотки, $X''2$ - индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора.

M_k/M_n - относительное значение критического момента,

M_p/M_n – относительное значение пускового момента,

M_c/M_n – относительное значение статического момента (момента нагрузки),

$M_{динП}/M_n$ – относительное значение динамического момента при пуске,

$M_{динТ}/M_n$ - относительное значение динамического момента при торможении,

$J_{мех}/J_{дв}$ – относительное значение момента инерции механизма,

I_p/I_n – относительное значение пускового тока,

S_k – величина критического скольжения, %.

Для всех двигателей номинальное фазное напряжение равно 220 В.

Пересчет величин сопротивлений схемы замещения осуществляется по следующим зависимостям:

$$R_1 = R'_1 * R_{\sigma} / C_1, \quad X_1 = X'_1 * R_{\sigma} / C_1, \quad R_2 = R''_2 * R_{\sigma} / C_1^2, \quad X_2 = X''_2 * R_{\sigma} / C_1^2,$$

где $C_1 = 1 + X_1 / X_{\mu}$ - коэффициент приведения,

$R_{\sigma} = U_{1фн} / I_{1фн}$ - величина базового сопротивления, Ом.

Величина номинального тока фазы статора рассчитывается по формуле:

$$I_{1фн} = P_n / (3U_{фн} \eta_n \cos(\varphi_n))$$

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Тиристорные преобразователи, трехфазные токоограничивающие реакторы и силовые трансформаторы для тиристорных преобразователей

Одним из ведущих российских предприятий, проектирующих и выпускающих тиристорные преобразователи для питания электродвигателей постоянного тока серии КТЭ (комплектный тиристорный электропривод), является ЗАО «Энергомаш (Екатеринбург) - Уралэлектротяжмаш»[19]. Технические параметры преобразователей КТЭ приведены в таблице Д1. Условное обозначение преобразователя КТЭ: **КТЭ – $I_{дном}/U_{дном}$** .

Преобразователи КТЭ обеспечивают:

- пуск и торможение двигателей с заданными значениями тока, момента, ускорения, времени;
- поддержание заданной частоты вращения или ее регулирование по определенному алгоритму;
- ограничение максимальных значений тока, частоты вращения, напряжения, момента, ускорения.

КТЭ включают в себя следующие функциональные узлы и устройства:

- силовую часть с трёхфазной мостовой схемой выпрямления;
- систему автоматического регулирования, защиты и сигнализации фирмы Siemens;
- устройство питания обмотки возбуждения двигателя;
- устройство питания электромагнита механического тормоза;
- устройство питания обмотки возбуждения тахогенератора;
- устройство динамического торможения;
- входной преобразовательный трансформатор или сетевой реактор;

- сглаживающий или токоограничивающий реактор в цепи выпрямленного тока;
- силовую коммутационную и защитную аппаратуру в цепях переменного и постоянного тока;
- систему автоматической диагностики состояния элементов электропривода.

КТЭ изготавливаются на токи от 100 до 10000 А напряжением от 220 до 1050 В.

В КТЭ применяется силовая часть собственной разработки и микропроцессорная система управления, регулирования и защиты фирмы «Siemens». Такое сочетание позволило получить высоконадежные, удобные в наладке и эксплуатации изделия, не уступающие по своим качествам преобразователям ведущих зарубежных фирм.

КТЭ по требованию заказчика комплектуются системой автоматической диагностики состояния элементов электропривода (вибрации и температуры подшипников, давления и протока масла и т.п.), обеспечивающей текущий контроль и запись параметров. Это позволяет выявлять неисправности на ранних стадиях их развития, заранее планировать профилактические работы, исключать аварийные простои.

Таблица Д1 Технические параметры тиристорных преобразователей КТЭ

№	Серия, тип	Выпрямленный ток, А		Напряжение двигателя, В
		Номинальный	Предельный	
1	КТЭ-10/220(440)	10	20	220;440
2	КТЭ-25/220(440)	25	50	
3	КТЭ-50/220(440)	50	100	
4	КТЭ-100/220(440)	100	200	
5	КТЭ-200/220(440)	200	400	
6	КТЭ-320/220(440)	320	640	
7	КТЭ-500/220(440)	500	1000	
8	КТЭ-630/220(440)	630	1260	
9	КТЭ-800/220(440; 600; 750;930)	800	1600	220;440; 600; 750;930
10	КТЭ-1000/220(440; 600; 750;930)	1000	2000	
11	КТЭ-1600/220(440; 600; 750;930)	1600	3200	

Трехфазные токоограничивающие реакторы и трансформаторы для тиристорных преобразователей

Сухие трехфазные токоограничивающие реакторы предназначены для применения в схемах тиристорных электроприводов. Их включают на входе выпрямительного моста для ограничения токов коммутации. Технические данные реакторов типа РТСТ приведены в таблице Д2.

Таблица Д2-Технические параметры реакторов РТСТ

Тип реактора	Основные параметры			
	Ном инальное линейное напряжение, В	Ном инальный ток фазы, А	Ном инальная индуктивно сть, мГн	Акт ивное сопротивле ние, мОм
РТСТ-20,5-1,08У3	220	20,5	1,085	150
РТСТ-20,5-1,53	310	20,5	1,530	192
РТСТ-20,5-2,02	410	20,5	2,02	233
РТСТ-41-0,5	220	41	0,542	54
РТСТ-41-0,76	310	41	0,763	70,8
РТСТ-41-1,01	410	41	1,01	88,5
РТСТ-82-0,27	220	82	0,271	19,4
РТСТ-82-0,38	310	82	0,382	25,2
РТСТ-82-0,505	410	82	0,505	31,7
РТСТ-165-0,135	220	165	0,1346	10,7
РТСТ-165-0,19	310	165	0,19	13,9
РТСТ-165-0,25	410	165	0,251	17,1
РТСТ-265-0,084	220	265	0,0839	5,2
РТСТ-265-0,118	310	265	0,1182	6,7
РТСТ-265-0,156	410	265	0,156	8,35
РТСТ-410-0,054	220	410	0,0542	2,65
РТСТ-410-0,076	310	410	0,0763	3,34
РТСТ-410-0,101	410	410	0,101	4,05
РТСТ-660-0,03	320	660	0,0342	1,12
РТСТ-660-0,048	310	660	0,0482	1,5
РТСТ-660-0,064	410	660	0,0637	1,8
РТСТ-820-0,027	220	820	0,0271	0,815
РТСТ-820-0,38	310	820	0,0382	0,992
РТСТ-820-0,0505	410	820	0,0505	1,23

Условное обозначение типа реактора расшифровывается следующим образом: РТСТ- реактор токоограничивающий сухой (с воздушным охлаждением) трехфазный; первая группа цифр – номинальный ток фазы, А; вторая группа цифр – номинальная индуктивность, мГн; буквенное обозначение (если оно присутствует) – климатическое исполнение и категория размещения (для всех У3). В термическом и динамическом отношении реакторы выдерживают ток трехфазного короткого замыкания в течение 0,5 с при приложении номинального напряжения сети.

Трансформаторы предназначены для питания тиристорных преобразователей по трехфазной мостовой схеме выпрямления. Технические данные трансформаторов серии ТСП (ТСЗП) мощностью 10 – 100 кВА представлены в таблице Д3. Трансформаторы выполняются со *схемой соединения обмоток*: сетевой – звезда (*напряжение питания 0,38 кВ*), вентильной – звезда с выведенной нулевой точкой, *напряжение короткого замыкания 5,2 – 5,5%*. При номинальном напряжении ТП 230 (460) В межфазное напряжение вентильной обмотки на холостом ходу равно 205 (410) В. Фазный ток вентильной обмотки рассчитывается из соотношения $I_{2\phi}=0,816 \cdot I_d$.

Таблица Д3 -Технические параметры трансформаторов мощностью 10 – 100 кВА

Тип	Номинальные параметры преобразователя (ТП)		Потери, Вт	
	Выпр ямленный ток, А	Выпр ямленное напряжение, В	Холо стого хода	Корот кого замыкания
ТСП-10/0,7 (ТСЗП)*	25	230	100	350
ТСП-16/0,7	50	230	120	600
ТСП-16/0,7	25	460	120	600
ТСП-25/0,7	100	230	170	1300
ТСП-25/0,7	50	460	170	1300
ТСП-63/0,7	200	230	240	1900
ТСП-63/0,7	100	460	240	1900
ТСП- 100/0,7	320	230	420	2200
ТСП- 100/0,7	200	460	420	2200

*Трансформаторы типа ТСЗП (трехфазный сухой защищенного исполнения для преобразователей) отличаются от трансформаторов типа ТСП только исполнением.

Технические данные трансформаторов типа ТСЗП мощностью 200 – 400 кВА приведены в таблице Д4.

Схема соединения обмоток: сетевой - звезда, вентильной – звезда, группа соединения – 0.

Таблица Д4 Технические параметры трансформаторов мощностью 200 – 400 кВА

Тип	Номинальная мощность, кВА	Un сетевой обмотки, кВ	Un фазное вентильной обмотки, В	In фазный вентильной	U короткого замыкания, %	Номин. параметры ТП		Потери, Вт	
						Ud, В	Id, А	Холостого хода	Короткого замыкания
ТСЗП- 200/0,7	181	0,3 8	117	515	5,2	230	630	1050	2960
ТСЗП- 200/0,7	203	0,3 8	234	290	5,75	460	355	1500	3455
ТСЗП- 400/10	352	6	115	1021	6,4	230	1250	1500	5545
ТСЗП- 400/10	352	10	115	1021	7,1	230	1250	1500	5325
ТСЗП- 400/10	355	6	230	515	6,9	460	630	1500	5130

ТСЗП-400/10	355	10	230	515	7,1	460	630	1500	4950
ТСЗП-800/10	701	6	229	1021	7,1	460	1250	2400	8340
ТСЗП-800/10	701	10	229	1021	7,2	460	1250	2400	8450

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

Реализация элементов СУЭП на операционных усилителях

Элементы, входящие в состав аналоговых СУЭП (регуляторы, фильтры, задатчики, схемы выделения модуля и т.д.), реализуются, как правило, на операционных усилителях (рис.Е).

Операционный усилитель (ОУ) – это усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления в разомкнутом состоянии. Наибольшее применение получили ОУ интегрального исполнения, которые характеризуются следующими основными показателями:

- дифференциальный коэффициент усиления в разомкнутом состоянии
- напряжение питания
- сопротивление нагрузки
- входное сопротивление
- выходное сопротивление
- полоса пропускания

$$K_{yo} = 10^3 \dots 10^5;$$

$$U_{п} = 6,3 \dots 15 \text{ В};$$

$$R_{н} = 2 \dots 5 \text{ кОм};$$

$$R_{вх} > 1 \text{ кОм};$$

$$R_{вых} = 0,2 \dots 1 \text{ кОм};$$

$$f = 1 \text{ МГц.}$$

Входной дифференциальный каскад ОУ имеет **инвертирующий** вход 1 (обозначается кружком) и **не инвертирующий** (или прямой) вход 2. При подаче входного напряжения на инвертирующий вход на выходе ОУ появляется напряжение противоположной полярности (инверсное) по отношению к полярности входного напряжения, при подаче напряжения на прямой вход изменения полярности выходного напряжения не происходит. Использование обоих входов ОУ расширяет возможности его применения. Принципиальная электрическая схема включения ОУ с использованием как инверсного, так и прямого входов представлена на рис.Д.

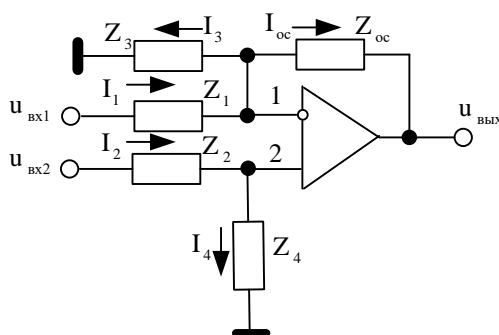


Рис.Е Схема включения ОУ

Выведем зависимость выходного напряжения ОУ от входных напряжений, для чего примем следующие допущения:

- входные токи ОУ малы и ими можно пренебречь ($i_{вх1} = i_{вх2} = 0$);
- потенциалы входов одинаковы по величине и близки к нулю ($U_1 = U_2 = 0$).

Для инверсного входа ОУ можно записать следующую систему уравнений (в операторной форме записи):

$$\left. \begin{aligned} I_1(p) - I_3(p) - I_{oc}(p) &= 0; \\ I_1(p) &= \frac{u_{вх1}(p) - U_1(p)}{Z_1(p)}; \\ I_3(p) &= \frac{U_1(p)}{Z_3(p)}; \\ I_{oc}(p) &= \frac{U_1(p) - u_{вых}(p)}{Z_{oc}(p)}; \end{aligned} \right\} \quad (E.1)$$

где $Z_i(p)$ - полное сопротивление i - го участка цепи в операторной форме записи, Ом.

Решение системы уравнений (E.1) относительно потенциала 1 входа $U_1(p)$ позволяет получить следующее равенство:

$$U_1(p) = \frac{u_{вых}(p) + u_{вх}(p) \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)}}{1 + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)} + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_3(p)}}. \quad (E.2)$$

Для прямого входа ОУ уравнение для определения потенциала 2 входа $U_2(p)$ принимает следующий вид:

$$U_2(p) = I_4(p)Z_4(p) = I_2(p)Z_4(p) = u_{вх2}(p) \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)}. \quad (E.3)$$

На основании равенства $U_1 = U_2$ можно приравнять выражения (E.2) и (E.3) и решить равенство относительно выходного напряжения ОУ $u_{вых}(p)$, в этом случае получается следующее уравнение:

$$\begin{aligned} u_{вых}(p) &= -u_{вх1}(p) \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)} + \\ &+ u_{вх2}(p) \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)} \left(1 + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)} + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_3(p)}\right) \end{aligned} \quad (E.4)$$

Например, если используется только инверсный вход ОУ, то в этом случае $Z_2(p) = \infty$, и выражение (E.4) примет вид:

$$u_{вых}(p) = -u_{вх1}(p) \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)}, \quad (E.5)$$

из которого можно получить выражение для определения передаточной функции ОУ по инверсному входу:

$$W_1(p) = \frac{u_{вых}(p)}{u_{вх1}(p)} = \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)}. \quad (E.6)$$

Из выражения (E.6) видно, что передаточная функция ОУ определяется отношением полного сопротивления в цепи обратной связи к полному сопротивлению на входе ОУ,

представленными в операторной форме. Если в цепи обратной связи ОУ включен конденсатор C , а на входе ОУ- резистор R_1 , то в этом случае получится следующая передаточная функция ОУ:

$$W_1(p) = \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)} = \frac{1/C_{oc}(p)}{R_1} = \frac{1}{R_1 C_{oc}(p)} = \frac{1}{T_{и}(p)}, \quad (E.7)$$

т.е. ОУ является **интегрирующим** (И) с постоянной времени интегрирования, равной произведению $R_1 C_{oc}$.

Если в ОУ используется только прямой вход, т.е. $Z_1(p) = \infty$, то выражение (E.4) примет вид:

$$u_{вых}(p) = u_{вх2}(p) \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)} \left(1 + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)} + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_3(p)}\right). \quad (E.8)$$

Тогда на основании (E.8) можно получить выражение для определения передаточной функции ОУ по прямому входу:

$$W_2(p) = \frac{u_{вых}(p)}{u_{вх2}(p)} = \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)} \left(1 + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)} + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_3(p)}\right). \quad (E.9)$$

Если теперь в цепь обратной связи ОУ включить конденсатор, а во входной цепи использовать резисторы R_2 , R_3 и R_4 , то в этом случае передаточная функция по прямому входу определится:

$$\begin{aligned} W_2(p) &= \frac{R_4}{R_2 + R_4} \left(1 + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_3(p)}\right) = \\ &= k \left(1 + \frac{1}{R_3 C_{oc}(p)}\right) = k + \frac{1}{T_{и} p} \end{aligned} \quad (E.10)$$

В этом случае ОУ получился **пропорционально – интегральным** (ПИ).

Таким образом, изменяя схемы включения и комбинации входных сопротивлений и сопротивления в цепи обратной связи ОУ, можно получить ОУ с требуемой передаточной функций.

Основные схемы включений ОУ, их передаточные функции и основные соотношения представлены в таблице Е.

Таблица Е

Схемы и параметры основных регуляторов

Схема регулятора	Тип	Передающая функция	Основные соотношения
1	2	3	4
	П пропорциональный	k	$k = \frac{R_{oc}}{R_1}$
	П пропорциональный	k	$k = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \left(1 + \frac{R_{oc}}{R_3}\right)$
	И интегральный	$\frac{1}{T_{и}p}$	$T_{и} = R_1 C_{oc}$

Продолжение табл. Е

1	2	3	4
	И интегральный	$\frac{T_1 p + 1}{T_3 p (T_2 p + 1)}$ при $T_1 = T_2$ $\frac{1}{T_3 p}$	$T_1 = R_3 C_{oc}$ $T_2 = R_2 C_4$ $T_3 = R_3 C_{oc}$
	ПИ пропорционально - интегральный	$\frac{T_d p + 1}{T_{и} p}$ $k + \frac{1}{T_{и} p}$	$k = \frac{T_d}{T_{и}} = \frac{R_{oc}}{R_1}$ $T_d = R_{oc} C_{oc}$ $T_{и} = R_1 C_{oc}$
	ПИ пропорционально - интегральный	$\frac{T_d p + 1}{T_{и} p}$ $k + \frac{1}{T_{и} p}$	$k = \frac{R_4}{R_2 + R_4}$ $T_d = R_3 C_{oc}$ $T_{и} = T_d / k$

Продолжение табл. Е

1	2	3	4
	<p>А аперiodический (фильтр)</p>	$\frac{k}{T_{\phi}p+1}$	$k = \frac{R_{oc}}{R_1}$ $T_{\phi} = R_{oc}C_{oc}$
	<p>А аперiodический (фильтр)</p>	$\frac{k}{T_{\phi}p+1}$	$k = \frac{R_4}{R_2+R_4} \left(1 + \frac{R_{oc}}{R_3}\right)$ $T_{\phi} = \frac{R_2R_4}{R_2+R_4} C_4$
	<p>Д дифференцирующий</p>	$\frac{T_d p}{T_{\phi} p + 1}$	$T_d = R_{oc} C_1$ $T_{\phi} = R_1 C_1$ $k = \frac{T_d}{T_{\phi}} = \frac{R_{oc}}{R_1}$

Продолжение табл. Е

1	2	3	4
	<p>Д дифференцирующий</p>	$\frac{T_d p}{T_{\phi} p + 1}$	$k = 1 + \frac{R_{oc}}{R_3}$ $T_{\phi} = R_4 C_2$ $T_d = T_{\phi} k$
	<p>ПИД Пропорционально- интегрально- дифференциальный</p>	$k + \frac{1}{T_i p} + T_d p$	$k = \frac{R_{oc} C_{oc} + R_1 C_1}{R_1 C_{oc}}$ $T_i = R_1 C_{oc}$ $T_d = R_{oc} C_1$
	<p>Схема выделения модуля</p>	$u_{вых} = u_{вх} $	$R_1 = R_2 = R_3 =$ $= R_4 = R_{oc} = R$

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

Реализация аналоговых датчиков обратных связей в СУЭП

Датчик ЭДС. Непосредственное измерение величины ЭДС электродвигателя не представляется возможным, поэтому сигнал, пропорциональный ЭДС, выделяют косвенным путем на основании известного математического выражения через координаты, непосредственное измерение которых в электроприводе не вызывает никаких затруднений.

Уравнение равновесия для якорной цепи электродвигателя, записанное в операторной форме, определяется выражением:

$$U_a(p) = E_a(p) + I_a(p)R_a(T_a p + 1), \quad (Ж.1)$$

где R_a - активное сопротивление якорной цепи электродвигателя, Ом;

$T_a = L_a / R_a$ - электромагнитная постоянная времени якорной цепи электродвигателя,

с.

Как видно из выражения (Ж.1) для выделения ЭДС электродвигателя, необходимо иметь информацию о величинах напряжения и тока электродвигателя, которые в системе управления представлены напряжениями обратных связей по напряжению $u_{он} = k_{он} U_a$ и току $u_{от} = k_{от} I_a$, где $k_{он}, k_{от}$ - коэффициенты обратных связей по напряжению и току, соответственно.

Выразим выражение (Ж.1) через напряжения обратных связей относительно ЭДС электродвигателя:

$$E_a(p) = \frac{u_{он}(p)}{k_{он}} - \frac{u_{от}(p)}{k_{от}} R_a (T_a p + 1). \quad (Ж.2)$$

Преобразуем (Ж.2) к виду:

$$\frac{k_{он} E_a(p)}{T_a p + 1} = \frac{k_{оэ} E_a(p)}{T_a p + 1} = u_{оэ}(p) = \frac{u_{он}(p)}{T_a p + 1} - \frac{u_{от}(p)}{k_{от}} k_{он} R_a, \quad (Ж.3)$$

где $u_{оэ} = k_{оэ} E_a$ - напряжение обратной связи по ЭДС, В;

$k_{оэ} = k_{он}$ - коэффициент обратной связи по ЭДС.

Как видно из (Ж.3) передаточная функция датчика ЭДС имеет вид:

$$W_{дэ}(p) = \frac{u_{оэ}(p)}{E_a(p)} = \frac{k_{оэ}}{(T_a p + 1)}, \quad (Ж.4)$$

т. е. датчик является инерционным и выполняет преобразование с запаздыванием, определяемым постоянной времени якорной цепи T_a .

Структурная схема датчика ЭДС приведена на рис.Ж.1.

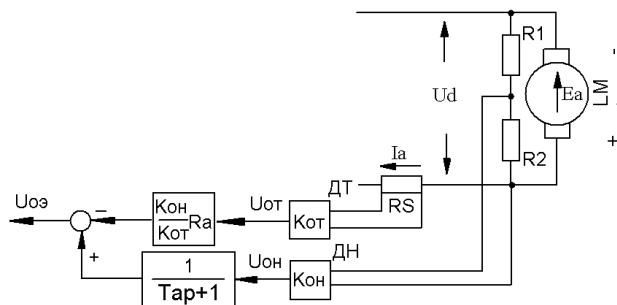


Рис.Ж.1. Структурная схема датчика ЭДС

В соответствии с уравнением (Ж.3) и рис. Ж.1 происходит реализация датчика ЭДС на операционном усилителе, принципиальная схема датчика ЭДС представлена на рис.Ж.2.

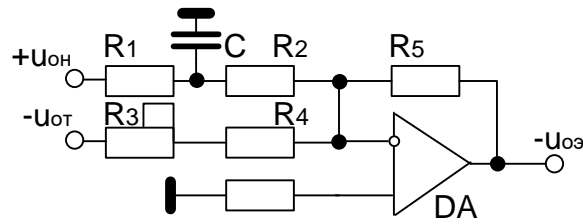


Рис.Ж.2. Принципиальная электрическая схема датчика ЭДС

Напряжение на выходе датчика ЭДС (рис. Ж.2) определяется выражением:

$$-u_{оэ} = u_{оН} \frac{R_5 / (R_1 + R_2)}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C p + 1} - u_{оТ} \frac{R_5}{R_3 + R_4}. \quad (\text{Ж.5})$$

На основании уравнений (Ж.3) и (Ж.5) выводятся соотношения для расчета параметров датчиков:

$$\begin{aligned} R_5 / (R_1 + R_2) &= 1; \\ R_5 / (R_3 + R_4) &= R_a k_{оН} / k_{оТ}; \\ \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C &= T_a. \end{aligned} \quad (\text{Ж.6})$$

Если принять величину $R_2 = R_1$, то выражения (Ж.6) примут вид:

$$\begin{aligned} R_5 / 2R_1 &= 1; \\ R_5 / (R_3 + R_4) &= R_a k_{оН} / k_{оТ}; \\ \frac{R_1}{2} C &= T_a. \end{aligned} \quad (\text{Ж.7})$$

На основании (Ж.7) задаются величиной емкости конденсатора C и последовательно рассчитывают величину сопротивления резисторов $R_1; R_5; R_3 + R_4$. Резистор R_3 необходим для подстройки датчика по каналу тока якоря.

Недостатком рассмотренного датчика является его низкое быстродействие, определяемое постоянной времени якорной цепи T_a , и при большой величине постоянной времени применение датчика в системе управления электроприводом может оказаться невозможным.

Быстродействующий датчик ЭДС реализуется на основании уравнения (Ж.1), записанного через напряжения обратных связей:

$$u_{оэ}(p) = u_{оН}(p) - u_{оТ}(p) \frac{k_{оН} R_a}{k_{оТ}} (T_a p + 1). \quad (\text{Ж.8})$$

В этом датчике, в отличие от инерционного, канал по напряжению выполняется безинерционным, а канал по току якоря имеет дифференцирующую составляющую. Структурная схема быстродействующего датчика ЭДС представлена на рис.Ж.3.

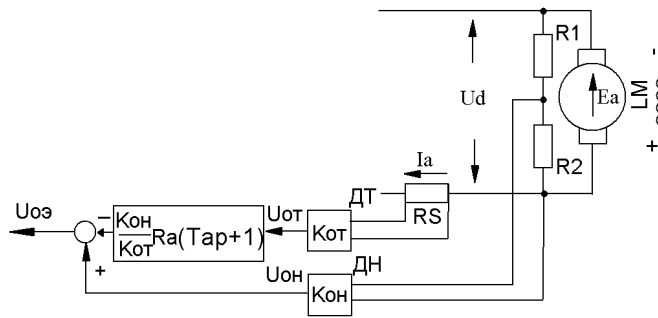


Рис.Ж.3. Структурная схема быстродействующего датчика ЭДС

На основании рис.Ж.3 и уравнения (Ж.8) с учетом помехозащищенности канала дифференцирования напряжения $u_{от}$ разрабатывается принципиальная электрическая схема быстродействующего датчика ЭДС, представленная на рис. Ж.4.

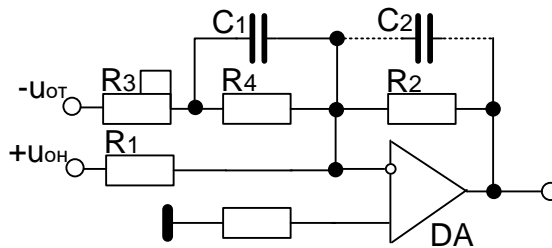


Рис.Ж.4. Принципиальная схема быстродействующего датчика ЭДС

Напряжение на выходе быстродействующего датчика ЭДС (рис.Ж.4) определяется выражением:

$$-u_{оэ} = \left(u_{он} \frac{R_2}{R_1} - u_{от} \frac{R_2}{R_3 + R_4} \frac{(R_4 C_1 p + 1)}{\left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} C_1 p + 1 \right)} \right) \frac{1}{R_2 C_2 p + 1}. \quad (\text{Ж.9})$$

На основании уравнений (Ж.8) и (Ж.9) и учета фильтрации выходного напряжения датчика (рис. Ж.4) легко можно получить следующие соотношения:

$$\begin{aligned} R_2 / R_1 &= 1; & \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} C_1 &= T_{\phi 1}; \\ R_2 / (R_3 + R_4) &= k_{он} R_a / k_{от}; & R_2 C_2 &= T_{\phi 2}. \\ R_4 C_1 &= T_a; \end{aligned} \quad (\text{Ж.10})$$

Постоянные времени фильтров $T_{\phi 1}$ (фильтрация напряжения $u_{от}$) и $T_{\phi 2}$ (фильтрация выходного напряжения датчика $u_{оэ}$) подбираются при наладке датчика и находятся в пределах 1...2 мс.

Задавшись величиной емкости конденсатора C_1 , на основании соотношений (Ж.10) последовательно рассчитываются величины сопротивлений резисторов $R_4; R_3; R_2; R_1$.

Передаточная функция датчика ЭДС (рис. Ж.4) соответствует выражению:

$$W_{дэ}(p) = \frac{u_{оэ}(p)}{E_a(p)} = \frac{k_{оэ}}{(T_{\phi 2} p + 1)}. \quad (\text{Ж.11})$$

Недостатком быстродействующего датчика ЭДС является наличие канала дифференцирования напряжения $u_{от}$, по которому могут проходить на выход датчика высокочастотные помехи.

Еще одной возможностью реализации датчика ЭДС является применение наблюдающего устройства. Наблюдающие устройства в автоматизированном электроприводе предназначены для вычисления по известным (наблюдаемым) координатам объекта регулирования, координат, непосредственный замер которых невозможен. Наблюдающие устройства строятся по принципу замкнутой системы регулирования, минимизирующей ошибку между вычисленным и фактическим значением координаты. Для этого датчик моделирует фрагмент структурной схемы объекта регулирования, для которого в качестве входных координат используются первый наблюдаемый параметр и вычисленный (выходной) сигнал датчика. В результате преобразования входных сигналов получается сигнал, равный следующему (второму) наблюдаемому параметру по структурной схеме объекта регулирования, если вычисленный (выходной) сигнал датчика равен фактическому. В случае если выходной сигнал датчика отличается от фактического значения, то второй наблюдаемый параметр и его вычисленное значение будут отличаться на величину ошибки, по которой определяется или корректируется выходной сигнал датчика.

Для реализации датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства, уравнение (Ж.1) представляют в интегральном виде:

$$(U_a(p) - E_a(p) - I_a(p)R_a) \frac{1}{T_a p} - I_a(p)R_a = 0. \quad (\text{Ж.12})$$

Запишем уравнение (Ж.12) через напряжения обратных связей, тогда получится следующее уравнение:

$$\begin{aligned} & (u_{он}(p) - u_{оэ}(p) - u_{от}(p)R_a \frac{k_{он}}{k_{от}}) \frac{1}{T_a p} - \\ & - u_{от}(p)R_a \frac{k_{он}}{k_{от}} = \Delta u_T = 0 \end{aligned} \quad (\text{Ж.13})$$

Первое слагаемое в выражении (Ж.13) моделирует якорную цепь в структурной схеме электродвигателя постоянного тока, и определяет сигнал, пропорциональный якорному току, который сравнивается с сигналом фактического значения якорного тока. Если выходной сигнал датчика ЭДС $u_{оэ}$ пропорционален ЭДС электродвигателя, то уравнение (Ж.13) будет справедливым. Фактически в процессе работы датчика ЭДС равенство (Ж.13) нарушается, и по величине ошибки Δu_T определяется выходной сигнал датчика ЭДС. Структурная схема датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства представлена на рис. Ж.5.

Датчик включает в себя интегратор И, пропорциональное звено с коэффициентом передачи k_y , усиливающее ошибку Δu_T до величины $u_{оэ}$.

В соответствии с рис. А5 можно записать следующее выражение:

$$((u_{он} - u_{оэ} - u_{от}R_a \frac{k_{он}}{k_{от}}) \frac{1}{T_a p} - u_{от}R_a \frac{k_{он}}{k_{от}})k_y = u_{оэ}. \quad (\text{Ж.14})$$

В соответствии с (Ж.14) передаточная функция датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства имеет вид:

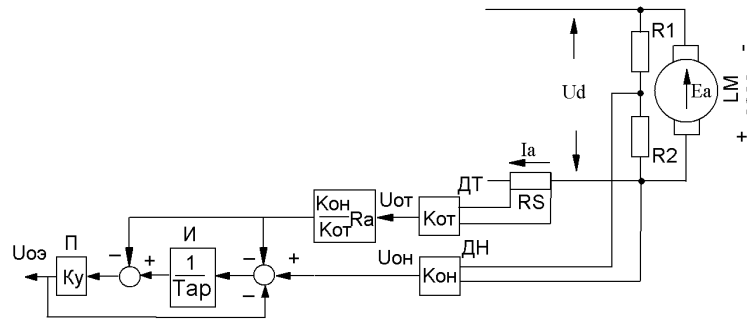


Рис.Ж.5. Структурная схема датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства

$$W_{дэ}(p) = \frac{u_{оэ}(p)}{E_a(p)} = \frac{k_{оэ}}{\frac{T_a}{k_y} p + 1}, \quad (\text{Ж.15})$$

где $k_y = 10 \dots 15$ – коэффициент передачи пропорционального звена, повышающий быстродействие и точность работы датчика ЭДС.

Датчик ЭДС на базе наблюдающего устройства эквивалентен инерционному звену первого порядка с постоянной времени T_a/k_y . В соответствии с (Ж.14) принципиальная схема реализации датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства примет вид, представленный на рис.Ж.6.

Для схемы, представленной на рис.Ж.6 справедливо следующее выражение:

$$\left(u_{он} \frac{R_4}{R_1} - u_{оэ} \frac{R_4}{R_3} - u_{от} \frac{R_4}{R_2}\right) \frac{R_8/R_6}{R_5 C_1 p} - u_{от} \frac{R_8}{R_7} = -u_{оэ}. \quad (\text{Ж.16})$$

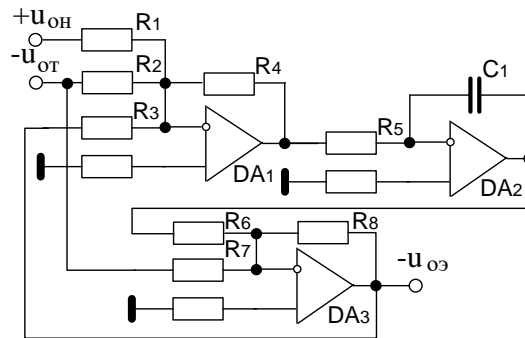


Рис.Ж.6. Принципиальная схема датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства

Из сопоставления выражений (Ж.14) и (Б16) можно получить соотношения для расчета параметров датчика ЭДС:

$$\begin{aligned} \frac{R_4}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = 1; & \quad \frac{R_4}{R_2} = R_a \frac{k_{\text{он}}}{k_{\text{от}}}; \\ \frac{R_8}{R_6} = k_y; & \quad \frac{R_8}{R_7} = R_a \frac{k_{\text{он}}}{k_{\text{от}}} k_y. \\ R_5 C_1 = T_a; & \end{aligned} \quad (\text{Ж.17})$$

По соотношениям (Ж.17) задавшись величиной емкости конденсатора C_1 рассчитывают величину сопротивления резистора R_5 , задавшись величиной сопротивления резисторов $R_1 = R_3 = R_4$, рассчитывают величину сопротивления резистора R_2 , задавшись величиной сопротивления резистора R_8 , рассчитывают величину сопротивления резисторов R_6 и R_7 .

В схеме рис.Ж.6 на выходе операционного усилителя DA_1 формируется сигнал, пропорциональный первой производной якорного тока, который можно использовать в системе управления электроприводом.

Датчик момента нагрузки. Простейший датчик измерения момента нагрузки электродвигателя строится на основании уравнения движения электропривода, записанного в операторной форме записи:

$$M_a(p) - M_c(p) = J_\Sigma \omega(p)p. \quad (\text{Ж.18})$$

Для электродвигателя постоянного тока независимого возбуждения уравнение (Ж.18) примет вид:

$$M_c(p) = k\Phi_n I_a(p) - J_\Sigma \omega(p)p, \quad (\text{Ж.19})$$

т.е. для получения сигнала, пропорционального величине момента нагрузки (момента статического) необходимо из сигнала, пропорционального электромагнитному моменту электродвигателя (сигнала тока) вычесть сигнал, пропорциональный первой производной угловой частоты вращения электродвигателя.

Запишем уравнение (Ж.19) через напряжения обратных связей по току $u_{\text{от}} = k_{\text{от}} I_a$ и скорости $u_{\text{ос}} = k_{\text{ос}} \omega$:

$$\begin{aligned} \frac{k_{\text{от}}}{k\Phi_n} M_c(p) = u_{\text{от}}(p) - J_\Sigma \frac{k_{\text{от}} u_{\text{ос}}(p)}{k\Phi_n k_{\text{ос}}} p \quad \text{или} \\ u_{\text{ом}}(p) = u_{\text{от}}(p) - T_d u_{\text{ос}}(p)p, \end{aligned} \quad (\text{Ж.20})$$

где $u_{\text{ом}} = k_{\text{ом}} M_c$ - напряжение обратной связи по моменту нагрузки;

$k_{\text{ом}} = k_{\text{от}} / k\Phi_n$ - коэффициент обратной связи по моменту нагрузки, В/Нм;

$T_d = J_\Sigma \frac{k_{\text{от}}}{k\Phi_n k_{\text{ос}}}$ - постоянная времени дифференцирования канала скорости, с.

Реализация датчика момента нагрузки на операционном усилителе представлена на рис.Ж.7.

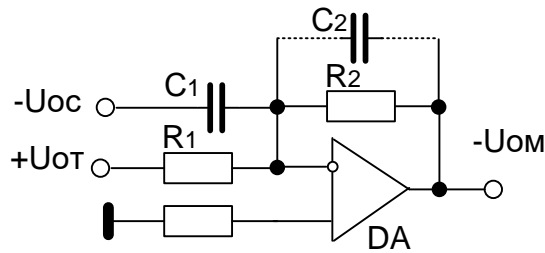


Рис.Ж.7. Принципиальная схема датчика момента

Для схемы, представленной на рис.Ж.7, справедливо следующее уравнение (с учетом фильтрации выходного напряжения датчика момента нагрузки):

$$-u_{ом} = (u_{от} \frac{R_2}{R_1} - u_{oc} R_2 C_1 p) \frac{1}{R_2 C_2 p + 1}. \quad (Ж.21)$$

Из сравнения уравнений (Ж.20) и (Ж.21) получаются выражения для расчета параметров датчика момента нагрузки: $R_2/R_1 = 1$; $R_2 C_1 = T_d$; $R_2 C_2 = T_\phi$.

Недостатком схемы датчика измерения нагрузки (рис.Ж.7) является необходимость прямого дифференцирования сигнала обратной связи по скорости. Т. к. в выходном напряжении тахогенератора присутствуют высокочастотные помехи от оборотных, зубцовых, полюсных и коллекторных пульсаций, то на выходе датчика момента произойдет значительное усиление сигнала помехи из – за дифференцирования сигнала обратной связи по скорости. Для снижения действия помехи необходимо выполнить фильтрацию выходного напряжения датчика момента, подключив в цепь обратной связи операционного усилителя конденсатор C_2 . В этом случае передаточная функция датчика момента нагрузки будет иметь вид:

$$W_{дм}(p) = \frac{u_{ом}(p)}{M_c(p)} = \frac{k_{ом}}{T_\phi p + 1}. \quad (Ж.22)$$

На практике реализацию датчика момента нагрузки выполняют заменой операции прямого дифференцирования на операции интегрирования или фильтрации сигнала и дальнейшего их структурного преобразования. На рис.Ж.8,а показана структурная схема получения операции неявного дифференцирования сигнала путем интегрирования выходного сигнала в цепи отрицательной обратной связи и последующего усиления результирующего сигнала. При этом передаточная функция замкнутого контура примет вид:

$$W_{зам}(p) = \frac{u_{вых}(p)}{u_{вх}(p)} = \frac{W_p(p)}{W_p(p)W_{oc}(p) + 1} = \frac{k_y}{\frac{k_y}{T_d p} + 1} = \frac{T_d p}{\frac{T_d}{k_y} p + 1},$$

т.е. получили передаточную функцию дифференцирующего звена с фильтрацией. Коэффициент передачи k_y выбирается таким образом, чтобы обеспечить необходимое быстродействие при достаточной фильтрации входного сигнала.

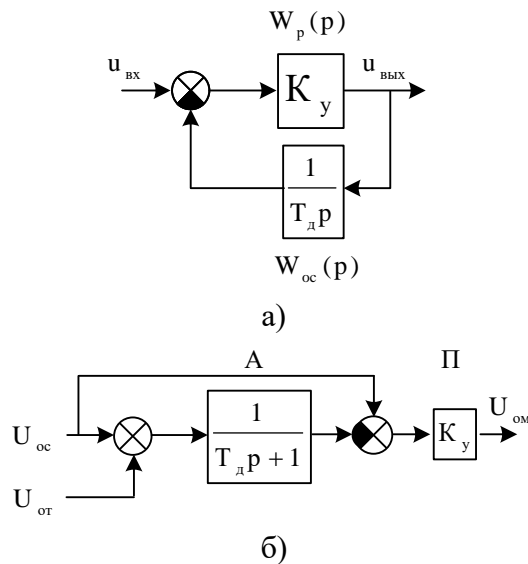


Рис.Ж.8. Структурные схемы датчика с неявным дифференцированием

Для датчика момента нагрузки больше подходит структурная схема, представленная на рис.Ж.8,б, основанная на фильтрации напряжения обратной связи по скорости u_{oc} и последующего его вычитания из выходного сигнала аperiodического звена А. Напряжение с выхода аperiodического звена А определяется следующим выражением:

$U_A = (u_{oc} + u_{от}) \frac{1}{T_d p + 1}$, тогда выходное напряжение датчика момента нагрузки будет равно:

$$U_{ом} = (u_{oc} - U_A) k_y = k_y \frac{u_{oc} T_d p - u_{от}}{T_d p + 1}. \quad (\text{Ж.23})$$

С учетом (Ж.20) и (Ж.23) передаточная функция датчика момента нагрузки при $k_y = 1$ примет вид:

$$W_{дм}(p) = \frac{u_{ом}(p)}{M_c(p)} = \frac{k_{ом}}{T_d p + 1}, \quad (\text{Ж.24})$$

т.е. получили инерционный датчик с постоянной времени, равной постоянной времени канала дифференцирования T_d .

Принципиальная электрическая схема датчика момента нагрузки при реализации его на операционных усилителях, представлена на рис.Ж.9.

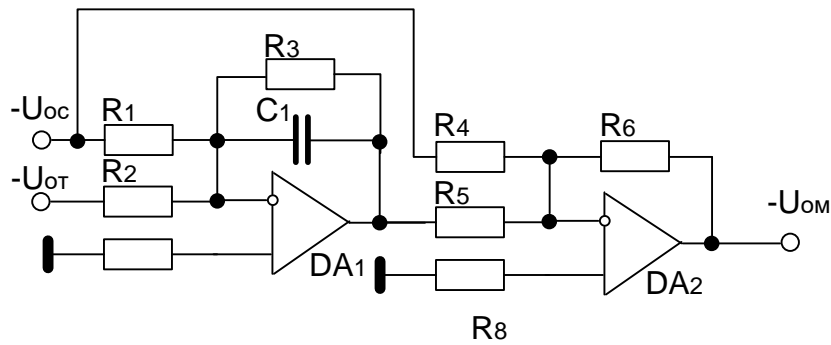


Рис.Ж.9. Принципиальная схема датчика момента неявного дифференцирования

Выходное напряжение датчика момента (рис.Ж.9) имеет вид:

$$-U_{ом} = \left(-u_{oc} \frac{R_3}{R_1} - u_{от} \frac{R_3}{R_2} \right) \frac{R_6/R_5}{R_3 C_1 p + 1} + u_{oc} \frac{R_6}{R_4},$$

из последнего уравнения можно получить расчетные соотношения для определения параметров датчика момента:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = 1; \frac{R_6}{R_5} = \frac{R_6}{R_4} = 1; R_3 C_1 = T_d.$$

Реализация датчика момента нагрузки также возможна на базе наблюдающего устройства, для чего исходное уравнение (Ж.20) необходимо записать в интегральном виде:

$$\frac{u_{от}(p) - u_{ом}(p)}{T_d p} - u_{oc}(p) = \Delta u_c = 0. \quad (\text{Ж.25})$$

Первое слагаемое в уравнении (Ж.25) моделирует электромеханический преобразователь в структурной схеме электродвигателя постоянного тока независимого возбуждения. Входными сигналами являются напряжение сигнала по току (моменту) $u_{от}$ и выходной сигнал датчика момента $u_{ом}$. Первое слагаемое определяет сигнал, пропорциональный частоте (скорости) вращения электродвигателя, который сравнивается с фактическим значением частоты (скорости) вращения электродвигателя u_{oc} . Если выходной сигнал датчика момента $u_{ом}$ пропорционален моменту нагрузки на валу электродвигателя, то уравнение (Ж.25) будет справедливым. Фактически в процессе работы электропривода равенство (Ж.25) нарушается, и по величине ошибки Δu_c определяется выходной сигнал датчика момента.

Структурная схема датчика момента нагрузки на базе наблюдающего устройства показана на рис.Ж.10 и включает в себя интегратор И с постоянной времени интегрирования T_d , пропорциональное звено П с коэффициентом передачи k_y , усиливающее сигнал ошибки Δu_c до величины $u_{ом}$, и описывается уравнением:

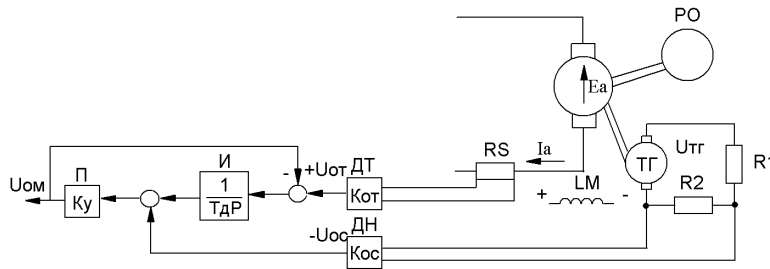


Рис.Ж.10. Структурная схема датчика момента нагрузки на базе наблюдающего устройства

$$\left(\frac{u_{от} - u_{ом}}{T_{дп}} - u_{ос}\right)k_y = u_{ом}. \quad (\text{Ж.26})$$

В соответствии с последним уравнением передаточная функция датчика момента нагрузки на базе наблюдающего устройства имеет вид:

$$W_{дм}(p) = \frac{u_{ом}(p)}{M_c(p)} = \frac{k_{ом}}{\frac{T_d}{k_y}p + 1}, \quad (\text{Ж.27})$$

где $k_y = 10 \dots 15$ - коэффициент передачи пропорционального звена, повышающий быстродействие и точность работы датчика момента.

Структурная схема датчика момента нагрузки реализуется принципиальной схемой, представленной на рис.Ж.11.

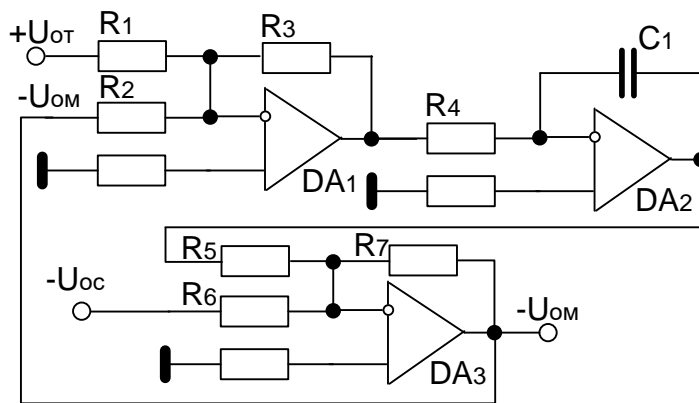


Рис.Ж.11. Принципиальная схема датчика момента нагрузки на базе наблюдающего устройства

Для схемы рис.Ж.11 справедливо следующее уравнение для выходного напряжения датчика момента:

$$-u_{ом} = \left(u_{от} \frac{R_3}{R_1} - u_{ом} \frac{R_3}{R_2}\right) \frac{R_7}{R_4 C_1 p} - u_{ос} \frac{R_7}{R_6}. \quad (\text{Ж.28})$$

На основании (Ж.26) и (Ж.28) можно вывести соотношения для расчета параметров датчика момента нагрузки:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = 1; \frac{R_9}{R_8} = \frac{R_9}{R_7} = k_y; R_4 C_1 = T_d.$$

Выходное напряжение усилителя DA₁ пропорционально величине динамического момента электродвигателя $M_{\text{дин}} = M_a - M_c$ и может быть использовано в системе управления электроприводом.

Датчики угла и рассогласования. В качестве датчика угла поворота используют сельсины и вращающиеся трансформаторы. **Сельсин** – это электрическая микромашина переменного тока, на роторе которой расположена однофазная обмотка (обмотка возбуждения), а на статоре – трехфазная обмотка (обмотка синхронизации).

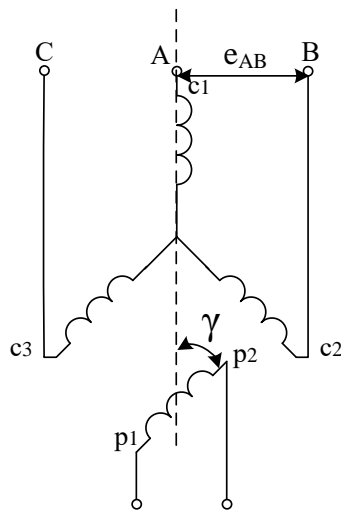


Рис.Ж.12. Схема включения сельсина

На рис.Ж.12 показана схема включения сельсина в **амплитудном** режиме работы. Обмотка возбуждения (роторная обмотка p₁, p₂) получает питание от источника однофазного переменного напряжения:

$$u_B = U_{\text{вн}} \sin(\omega_c t);$$

где $U_{\text{вн}}$ - амплитудное значение напряжения возбуждения, В;

$$\omega_c = 2\pi f_c - \text{угловая частота питающей сети,}$$

Гц.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, действует по оси обмотки возбуждения, которая занимает пространственное положение относительно оси отсчета (оси фазы А), смещенное за счет поворота ротора на угол γ , пересекает обмотки, расположенные на статоре (с₁, с₂, с₃) и наводит в них фазные ЭДС, изменяющиеся с частотой цепи возбуждения и смещенные друг относительно друга на пространственный угол $2\pi/3$

(120°):

$$e_A = k_T U_{\text{вн}} \cos(\gamma) \sin(\omega_c t);$$

$$e_B = k_T U_{\text{вн}} \cos(\gamma - 2\pi/3) \sin(\omega_c t); \quad (\text{Ж.29})$$

$$e_C = k_T U_{\text{вн}} \cos(\gamma - 4\pi/3) \sin(\omega_c t);$$

где $k_T = E_m / E_{\text{вн}} \approx E_m / U_{\text{вн}}$ - коэффициент трансформации между фазной статорной и роторной обмотками при их соосном положении.

Линейная ЭДС определяется разностью соответствующих фазных ЭДС, например, линейная ЭДС e_{AB} будет равна:

$$e_{AB} = e_A - e_B = \sqrt{3} k_T U_{\text{вн}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin(\omega_c t). \quad (\text{Ж.30})$$

В этом случае, при начальном угле поворота $\gamma = 0$, выходная ЭДС $e_{AB} \neq 0$, что приводит к несоответствию между входной и выходной координатами датчика. Для исключения данного несоответствия, начало отсчета угла поворота датчика (угла поворота ротора) перемещают на угол $\pi/3$ в направлении к фазе В поворотом статора сельсина при неподвижном роторе. Тогда в новой системе отсчета (ось отсчета смещена на угол $\theta = \pi/3 - \gamma$) выходная линейная ЭДС e_{AB} определится зависимостью:

$$e_{AB} = \sqrt{3}k_T U_{\text{вн}} \sin(\theta) \sin(\omega_c t) = E_{\text{лн}} \sin(\omega_c t). \quad (\text{Ж.31})$$

Из (Ж.31) видно, что выходная ЭДС e_{AB} изменяется с частотой изменения магнитного потока (частотой питающей сети ω_c), а амплитуда e_{AB} определяется величиной угла поворота ротора θ . Поэтому характеристика управления сельсина (вход – выход) $E_{\text{лн}} = f(\theta)$ в **амплитудном режиме** его работы имеет синусоидальную зависимость:

$$E_{\text{лн}} = \sqrt{3}k_T U_{\text{вн}} \sin(\theta). \quad (\text{Ж.32})$$

В соответствии с (Ж.32) при изменении угла поворота ротора сельсина от $\theta = -\pi/2$ до $\theta = \pi/2$ амплитуда выходной ЭДС сельсина изменяется от $E_{\text{лн}} = -\sqrt{3}k_T U_{\text{вн}}$ (при фазе $\varphi = 0$) до $E_{\text{лн}} = \sqrt{3}k_T U_{\text{вн}}$ (при фазе $\varphi = \pi$).

На рис. (Ж.13) показана выходная ЭДС сельсина (Ж.31) при различных значениях угла поворота ротора сельсина: 1- при $\theta = \theta_1$, 2- при $\theta = 2\theta_1$ и 3- при $\theta = -\theta_1$. Как видно из рис.Ж.13, при увеличении угла поворота ротора сельсина в два раза, амплитуда выходной ЭДС также увеличивается в два раза, а при изменении направления угла поворота ротора сельсина, фаза выходной ЭДС изменяется на противоположную.

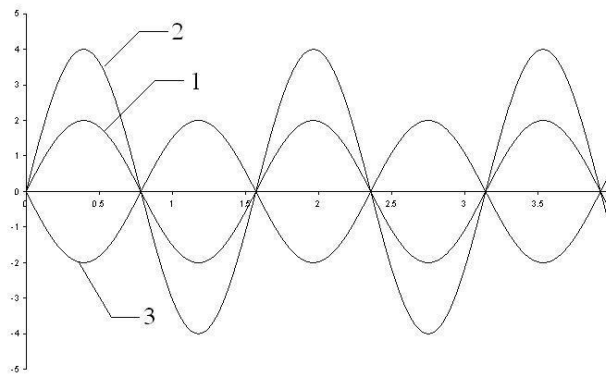


Рис.Ж.13. Изменение выходной ЭДС сельсина при различных углах поворота ротора

Если угол поворота ротора сельсина ограничить величиной $-\pi/3 \leq \theta \leq \pi/3$, то характеристика управления сельсина (Ж.32) практически становится прямолинейной.

Схема включения сельсина- датчика показана на рис.Ж.14. Ротор сельсина сочленяется с валом электродвигателя через **измерительный редуктор** ИР, который ставит в соответствие, например, максимальное линейное перемещение механизма (рабочего органа РО) с максимальным углом поворота ротора сельсина. Таким образом, в исходном положении механизма ротор сельсина-датчика находится в исходном положении, когда $\theta = 0$ и $E_{\text{лн}} = 0$, при максимальном перемещении механизма в одном направлении, ротор сельсина повернется на максимальный угол $\theta = \theta_{\text{max}}$ при котором $E_{\text{лн}} = \text{max}$; при максимальном перемещении механизма в противоположном от исходного направлении, ротор сельсина повернется на угол $\theta = -\theta_{\text{max}}$, при котором $E_{\text{лн}} = -\text{max}$.

Для получения напряжения постоянного тока, пропорционального углу поворота ротора сельсина (перемещению механизма), применяют фазовыпрямляющее устройство (ФВУ), величина выходного напряжения которого $U_{\text{оп}}$ зависит от амплитуды переменного входного напряжения, а полярность выходного напряжения определяется фазой входного

напряжения (рис.Ж.14). Таким образом, по величине напряжения $U_{оп}$ с выхода ФВУ можно судить о величине линейного перемещения механизма, а по полярности $U_{оп}$ – о направлении перемещения от исходного положения. Выходное напряжение ФВУ $U_{оп}$ может применяться в качестве напряжения обратной связи по положению механизма в позиционной СУЭП.

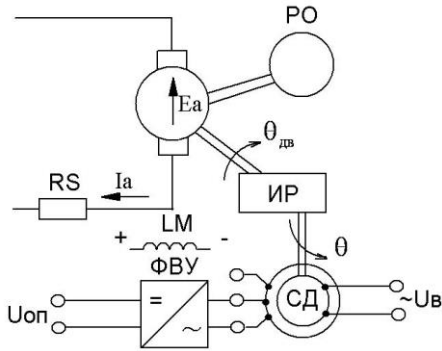


Рис.Ж.14. Схема включения сельсина- датчика

В режиме **фазовращателя** трехфазная обмотка статора получает питание от источника трехфазного напряжения с неизменной амплитудой и частотой. Образующееся вращающееся магнитное поле в любой фиксированной точке статора, удаленной от оси отсчета (оси фазы А) на угол φ характеризуется величиной магнитного потока, равной:

$$\Phi = \Phi_m \cos(\omega_c t - \varphi). \quad (Ж.32)$$

Следовательно, в обмотке ротора, ось которой сдвинута на угол $\theta = \varphi$ относительно начала отсчета, магнитным потоком Φ (Ж.32) будет наведена ЭДС, величина которой описывается выражением:

$$e_{\text{вых}} = \frac{3 E_{1m}}{2 k_r} \cos(\omega_c t - \varphi) = \frac{3 E_{1m}}{2 k_r} \cos(\omega_c t - \theta), \quad (Ж.33)$$

где E_{1m} - амплитуда фазной ЭДС статора сельсина.

Из (Ж.33) очевидно, что характеристика управления сельсина в режиме **фазовращателя** (вход – выход) определяется равенством $\varphi = \theta$ и является линейной. Это говорит о том, что при повороте ротора сельсина на определенный угол θ , точно на такой же угол изменится фаза выходного напряжения сельсина φ , снимаемого с обмотки ротора, при неизменной величине амплитуды выходного напряжения.

Трансформаторный режим работы сельсинов. Схема включения сельсинов в трансформаторном режиме работы представлена на рис.Ж.15.

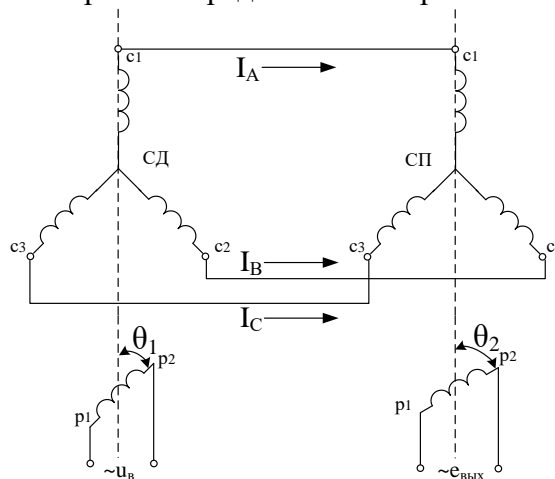


Рис.Ж.15. Схема включения сельсинов в трансформаторном режиме работы

В этой схеме обмотка возбуждения сельсина - датчика (СД) получает питание от сети однофазного переменного тока $\sim u_B$, статорные обмотки сельсинов соединены между собой, роторная обмотка сельсина - приемника (СП) является выходной, в которой индуцируется выходная переменная ЭДС $e_{\text{вых}}$, изменяющаяся с частотой напряжения возбуждения $\sim u_B$.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения СД, пересекает обмотки синхронизации СД и наводит в них ЭДС, смещенные относительно друг друга на угол $2\pi/3$:

$$\begin{aligned} e_A &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\theta_1) \text{Sin}(\omega_c t); \\ e_B &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\theta_1 - 2\pi/3) \text{Sin}(\omega_c t); \\ e_C &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\theta_1 - 4\pi/3) \text{Sin}(\omega_c t). \end{aligned} \quad (\text{Ж.34})$$

Под действием ЭДС (Ж.34) в цепях обмоток синхронизации начнут протекать токи, амплитудные значения которых определяются зависимостями:

$$\begin{aligned} I_{\text{Am}} &= \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Cos}(\theta_1); \\ I_{\text{Bm}} &= \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Cos}(\theta_1 - 2\pi/3); \\ I_{\text{Cm}} &= \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Cos}(\theta_1 - 4\pi/3), \end{aligned} \quad (\text{Ж.35})$$

где Z - полное сопротивление обмотки синхронизации сельсина, Ом.

Токи (Ж.35), протекая по обмоткам синхронизации СП, образуют результирующее магнитное поле, которое пересекает обмотку ротора СП и индуцирует в ней выходную ЭДС $e_{\text{вых}}$, амплитуду которой можно представить виде суммы ЭДС:

$$\begin{aligned} E_{\text{выхм}} &= E'_{\text{Авыхм}} + E'_{\text{Ввыхм}} + E'_{\text{Свыхм}}; \\ E'_{\text{Авыхм}} &= k_1 I_{\text{Am}} \text{Cos}(\theta_2); \\ E'_{\text{Ввыхм}} &= k_1 I_{\text{Bm}} \text{Cos}(\theta_2 - 2\pi/3); \\ E'_{\text{Свыхм}} &= k_1 I_{\text{Cm}} \text{Cos}(\theta_2 - 4\pi/3), \end{aligned} \quad (\text{Ж.36})$$

где $E'_{\text{Авыхм}}$, $E'_{\text{Ввыхм}}$, $E'_{\text{Свыхм}}$ - амплитуды составляющих выходной ЭДС, наведенные токами (Ж.35) I_{Am} , I_{Bm} , I_{Cm} , соответственно, В;

k_1 - коэффициент пропорциональности между ЭДС и током.

С учетом (Ж.35) и (Ж.36) для выходной ЭДС будет справедливо следующее выражение:

$$\begin{aligned} E_{\text{выхм}} &= k_1 \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} (\text{Cos}(\theta_1) \text{Cos}(\theta_2) + \text{Cos}(\theta_1 - 2\pi/3) \text{Cos}(\theta_2 - 2\pi/3) + \\ &+ \text{Cos}(\theta_1 - 2\pi/3) \text{Cos}(\theta_2 - 2\pi/3)), \end{aligned}$$

которое после несложных преобразований примет вид:

$$E_{\text{выхм}} = \frac{3}{2} k_1 \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Cos}(\theta_1 - \theta_2). \quad (\text{Ж.37})$$

Как видно из (Ж.37) амплитуда выходной ЭДС зависит от разности углов поворота роторов сельсинов $\theta_1 - \theta_2 = \Delta\theta$, т.е. от рассогласованного положения роторов сельсинов, и при рассогласовании $\Delta\theta = 0$ получается максимальное значение амплитуды выходной ЭДС, что не соответствует характеристике управления датчика, когда нулевому значению входного сигнала ставится в соответствие нулевое значение выходного сигнала. Если за согласованное состояние СД и СП принять взаимно перпендикулярное положение осей роторных обмоток, то в этом случае в новой системе отсчета $\theta_1 - \theta_2 + \pi/2$ характеристика управления датчика рассогласования $E_{\text{выхн}} = f(\Delta\theta)$ примет вид:

$$E_{\text{выхн}} = \frac{3}{2} k_1 \frac{k_r U_{\text{вн}}}{2Z} \sin(\theta_1 - \theta_2) = k_{\text{др}} \sin(\Delta\theta), \quad (\text{Ж.38})$$

где $k_{\text{др}}$ - коэффициент передачи датчика рассогласования, В/град(рад);

$\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$ - рассогласование углов поворота роторов сельсинов, град (рад).

Для получения напряжения постоянного тока, используемого в качестве сигнала в СУЭП, роторная обмотка СП подключается к ФВУ, на выходе которого будет сформировано напряжение постоянного тока, величина которого будет определяться амплитудой $E_{\text{выхн}}$, а полярность – фазой φ выходной ЭДС, т.е. знаком угла рассогласования (фаза $\varphi = 0$ при $\Delta\theta > 0$ и $\varphi = \pi$ при $\Delta\theta < 0$).

Если ротор СД использовать как устройство задания угла поворота, а ротор СП сочленить через измерительный редуктор с валом исполнительного электродвигателя, то при равенстве углов положения роторов СД и СП амплитуда выходной ЭДС будет равна нулю и будет равно нулю выходное напряжение ФВУ, что соответствует исходному положению. Если ротор сельсина СД повернуть на какой-то угол $\theta_{\text{СД}} = \theta_1$, появится отличное от нуля рассогласование $\Delta\theta \neq 0$ и отличная от нуля амплитуда выходной ЭДС и, следовательно, отличное от нуля выходное напряжение ФВУ. Выходное напряжение ФВУ можно подать на вход СУЭП, что приведет к вращению исполнительного электродвигателя и повороту ротора СП. Как только ротор СП повернется на угол $\theta_{\text{СП}} = \theta_1 = \theta_{\text{СД}}$, то в этом случае станет равным нулю рассогласование ($\Delta\theta = 0$), станет равным нулю амплитуда выходной ЭДС и напряжение с выхода ФВУ, что приведет к остановке электродвигателя. Таким образом, исполнительный механизм повернулся на заданный угол (пример работы следящей системы управления).

Вращающийся трансформатор – это двухфазная микромашина переменного тока, на неявнополюсных статоре и роторе которой имеются по две взаимно перпендикулярных обмотки (обмотка возбуждения и квадратурная на статоре, синусная и косинусная на роторе). Схема включения вращающегося трансформатора (ВТ) показана на рис.Ж.16.

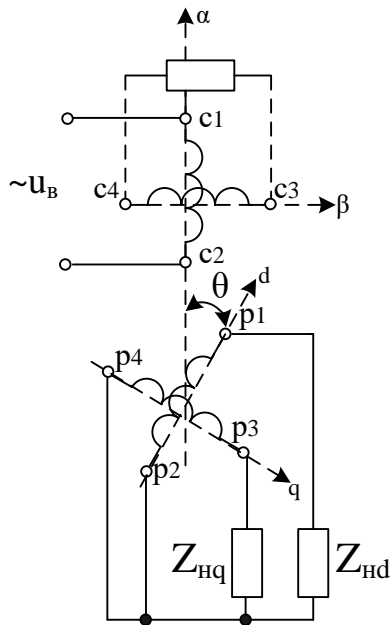


Рис.Ж.16. Схема включения вращающегося трансформатора в амплитудном режиме

где k_T - коэффициент трансформации между обмоткой возбуждения и каждой роторной обмоткой при их соосном положении.

Характеристики управления ВТ (Ж.39) претерпевают значительные искажения в режиме нагрузки, когда роторные обмотки ВТ включены на нагрузочные сопротивления Z_{hd}, Z_{hq} , то по ним протекают токи, вызывающие искажение магнитного потока и характеристик управления. Для устранения этого явления необходимо выполнить следующее условие: $Z_{hd} = Z_{hq}$ (так называемое вторичное симметрирование ВТ), при этом полностью устраняются искажения характеристик управления ВТ в режиме нагрузки. Если по условиям эксплуатации невозможно выполнить равенство $Z_{hd} = Z_{hq}$, используют первичное симметрирование ВТ, при котором реакция по оси β компенсируется замыканием накоротко квадратурной обмотки. Полная компенсация реакции якоря по оси β имеет место при условии равенства сопротивлений контуров обмотки возбуждения и квадратурной обмотки.

Таким образом, при работе ВТ в амплитудном режиме работы, при повороте ротора на угол θ , изменяется амплитуда выходной ЭДС роторных обмоток при постоянном значении фазы ($\varphi = 0$ или $\varphi = \pi$).

В режиме **фазовращателя** обмотки статора получают питание от источника двухфазного напряжения. Образующееся при этом круговое поле наводит ЭДС в обмотке ротора, фаза которой линейно изменяется при повороте ротора. Данный режим можно получить в более простой схеме с использованием источника однофазного напряжения (рис.Ж.17), при выполнении следующих условий:

В **амплитудном режиме** работы ВТ обмотка возбуждения, расположенная по оси α , получает питание от сети переменного тока с частотой ω_c

$$u_B = U_{\text{вн}} \sin(\omega_c t).$$

Образующееся магнитное поле в разомкнутых обмотках ротора наводит ЭДС, амплитуды которых являются функциями угла поворота ротора ВТ (косинусная обмотка расположена по оси d , а синусная – по оси q):

$$\begin{aligned} E_{dm} &= k_T U_{\text{вн}} \cos(\theta) = \\ &= E_m \cos(\theta); \\ E_{qm} &= k_T U_{\text{вн}} \sin(\theta) = \\ &= E_m \sin(\theta), \end{aligned} \quad (\text{Ж.39})$$

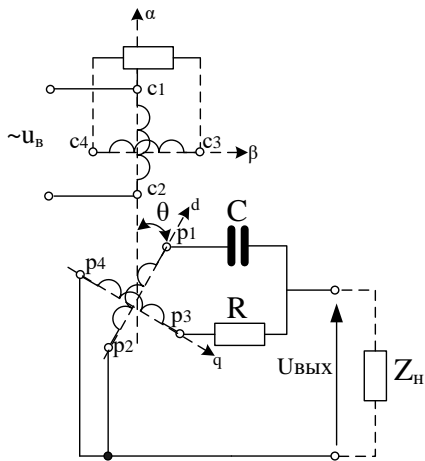


Рис. Ж.17. Схема включения ВТ в режиме фазовращателя

$$X_C = 1/(\omega_c C) = R ;$$

сопротивление обмотки ротора $Z_p \ll R$;
сопротивление нагрузки $Z_n \gg R$. При подключении обмотки возбуждения к напряжению в обмотках ротора наводятся ЭДС:

$$e_{pd} = E_m \cos(\theta) \sin(\omega_c t);$$

$$e_{pq} = E_m \sin(\theta) \sin(\omega_c t),$$

где $E_m = k_T U_{вм}$.

Выходное напряжение ВТ будет определяться следующим выражением:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\sqrt{2}}{2} k_T U_{\text{вм}} \sin(\omega_c t + \theta) . \quad (\text{Ж.40})$$

Таким образом, при $U_{\text{вм}} = \text{const}$ и вращении ротора амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}} = \frac{\sqrt{2}}{2} k_T U_{\text{вм}} = \text{const}$, а фаза равна углу поворота, при этом **характеристика управления** ВТ имеет вид: $\varphi = \theta$.

С применением ВТ также можно реализовать датчик угла рассогласования. В этом случае обмотка возбуждения ВТ- датчика получает питание от сети однофазного переменного тока, роторные цепи ВТ – датчика и ВТ – приемника соединяют между собой, а в роторной обмотке ВТ – приемника наводится выходная ЭДС, амплитуда которой пропорциональна синусу разности углов поворота роторов ВТ, а фаза - определяется знаком разности углов поворота роторов.

ВТ превосходят по классам точности сельсины, поэтому их применяют в тех случаях, когда требуется более точное измерение угловой координаты.

Датчик скорости. В электроприводах постоянного тока основным датчиком скорости является тахогенератор постоянного тока (ТГ). Технические характеристики тахогенераторов, применяемых в промышленности, приведены в приложении В. Для исключения искажения характеристики управления тахогенератора на высоких скоростях вращения, выбор тахогенератора производится исходя из выполнения следующего условия:

$$n_{\text{нтг}} \geq n_{\text{макс дв}} ,$$

где $n_{\text{нтг}}$ – номинальная скорость вращения тахогенератора, об/мин;

$n_{\text{макс дв}}$ – максимальная скорость вращения электродвигателя по технологическим условиям, об/мин.

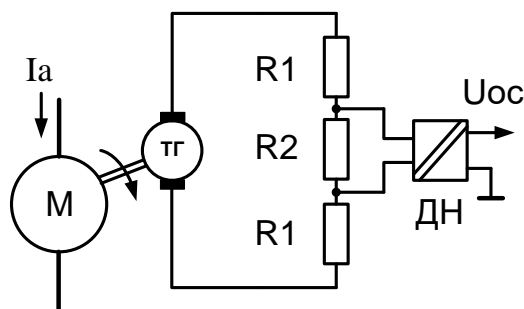


Рис. Ж.18. Формирование обратной связи по скорости

На рис.Ж.18 показана схема формирования напряжения обратной связи по скорости вращения электродвигателя.

Тахогенератор сочленен с валом электродвигателя М, напряжение ТГ поступает на делитель напряжения, выполненный на резисторах R1 и R2, падение напряжения на резисторе R2, пропорциональное скорости вращения электродвигателя, через датчик напряжения (гальваническая развязка) подается в систему управления электроприводом (напряжение обратной связи по скорости Uос).

Предположим, что электродвигатель имеет максимальную скорость вращения 1000 об/мин. Тогда по таблице В2 (приложение В) выбирается тахогенератор ПТ-32/1 с номинальной скоростью вращения 1200 об/мин, номинальный ток – 0,5 А. Рассчитывается напряжение тахогенератора при максимальной скорости вращения электродвигателя по соотношению:

$$U_{\text{ТГ}1000} = \frac{U_{\text{НТГ}} \cdot n_{\text{макс.дв}}}{n_{\text{НТГ}}}$$

$U_{\text{ТГ}1000} = 230 \cdot 1000 / 1200 = 192$ В. Для обеспечения протекания номинального тока якоря ТГ (защита от помех), величина сопротивления резисторов в якорной цепи ТГ, должна быть равна: $R = U_{\text{ТГ}1000} / I_{\text{НТГ}} = 192 / 0,5 = 384$ Ом. Падение напряжения на резисторе R2 при протекании номинального тока ТГ (при максимальной скорости вращения) не должно превышать 10 В. Исходя из этого условия, рассчитывается величина сопротивления резистора R2: $R2 = U_{\text{осмакс}} / I_{\text{НТГ}} = 10 / 0,5 = 20$ Ом. Мощность, рассеиваемая на R2, равна $P_{R2} = I_{\text{НТГ}}^2 \cdot R2 = 0,5^2 \cdot 20 = 5$ Вт. Сопротивление одного резистора R1 будет равно: $R1 = (R - R2) / 2 = (384 - 20) / 2 \approx 180$ Ом. Мощность, рассеиваемая на резисторе R1, равна $P_{R1} = I_{\text{НТГ}}^2 \cdot R1 = 0,5^2 \cdot 180 = 45$ Вт. Можно выбрать 4 резистора R1 сопротивлением 360 Ом рассеиваемой мощностью 25 Вт и включить их по два параллельно. В этом случае габариты делителя станут меньше.