

Документ подписан простой электронной подписью  
Информация о владельце:  
ФИО: Емельянов Сергей Геннадьевич  
Должность: ректор  
Дата подписания: 08.10.2022 20:59:52  
Уникальный программный ключ:  
9ba7d3e34c012eba476ffd204402381955b7304f7736416f380c5366016

## МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Юго-Западный государственный университет»  
(ЮЗГУ)

Кафедра электроснабжения

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе

О.Г. Локтионова

« 30 » 09 2022 г.



### АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Методические указания по выполнению практических работ для студентов  
направления подготовки 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника

Курск 2022

УДК 62-83

Составитель А.С. Чернышев

Рецензент:

Кандидат технических наук, доцент кафедры «Электроснабжение»

*А.С. Романченко*

**Автоматизированный электропривод:** методические указания по выполнению практических работ для студентов направления подготовки 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника / Юго-Зап.. гос. ун-т; сост.: А.С. Чернышев. Курск, 2022. – 19 с. – Библиогр.: с.19

Содержат сведения по выполнению практических работ по дисциплине «Автоматизированный электропривод».

Методические указания соответствуют требованиям программы, утвержденной учебно-методическим объединением для направления подготовки 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника

Предназначены для студентов всех форм обучения.

Текст печатается в авторской редакции

Подписано в печать . Формат 60x84 1/16.

Усл.печ.л. . Уч.–изд.л . Тираж 100 экз. Заказ *2022* Бесплатно.

Юго-Западный государственный университет.

305040, г.Курск, ул.50 лет Октября, 94

## Практическая работа №1. Выбор электродвигателя для системы электропривода

Электродвигатель выбирается согласно заданию. Необходимо выписать из [5] паспортные данные электродвигателя, рассчитать индуктивность обмотки якоря, сопротивление якоря в нагретом состоянии и коэффициент передачи двигателя.

Индуктивность якоря двигателя определяется по формуле Уманского:

$$L_{\text{я}} = K \frac{30U_{\text{н}}}{\pi n_{\text{н}} I_{\text{н}}} = K \frac{U_{\text{н}}}{p \omega_{\text{н}} I_{\text{н}}}, \quad (1)$$

где  $K=0,5 - 0,6$  - для некомпенсированных машин;

$K=0,25$  - для компенсированных машин;

$p$ - число пар полюсов обмотки якоря;

$U_{\text{н}}, I_{\text{н}}, n_{\text{н}}, \omega_{\text{н}}$  - номинальные значения напряжения тока и скорости вращения двигателя;

Э.Д.С. и электромагнитный момент двигателя определяется зависимостями:

$$E = \frac{p \cdot N}{2\pi a} \Phi \omega = \frac{\omega}{K_{\phi}}; \quad (2)$$

$$M = \frac{p \cdot N}{2\pi a} \Phi I = \frac{I}{K_{\phi}}, \quad (3)$$

где  $\Phi$  - магнитный поток одного полюса, Вб;

$N, a$  - число проводников и пар параллельных ветвей обмотки якоря;

$K_{\phi}$  - коэффициент передачи двигателя.

Коэффициент передачи двигателя определяется по номинальным данным:

$$K_{\phi} = \frac{\omega_{\text{н}}}{E_{\text{н}}} = \frac{\omega_{\text{н}}}{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} R_{\Sigma}}, \quad (4)$$

где  $R_{\Sigma} = R_{\text{я}} + R_{\text{ко}} + R_{\text{дп}}$ ;

$R_{\text{я}}, R_{\text{ко}}, R_{\text{дп}}$  – сопротивления якорной, компенсационной обмоток и обмотки дополнительный полюсов.

Сопротивления обмоток должны быть приведены к нагретому состоянию:

$$R = R_0 (1 + \alpha \cdot t), \quad (5)$$

где  $\alpha = 4 \cdot 10^{-3}$  - температурный коэффициент сопротивления меди, 1/град;

$t = t_p - t_0$  - разность рабочей и исходной температур;  $t_0 = 20$  град.

## Практическое занятие №2. Расчет и выбор тиристорного преобразователя

### Основные соотношения в силовой цепи

Среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе:

$$U_{do} = a \cdot U_{2\Phi} = a_{\Lambda} \cdot U_{2\Lambda},$$

где  $a$ ,  $a_{\Lambda}$  - коэффициенты напряжения [1, табл. 1-20, 1-21];

$U_{2\Phi}$ ,  $U_{2\Lambda}$  - действующие значения фазного и линейного напряжений вторичной обмотки трансформатора.

Для трехфазной нулевой схемы ( $m = 3$ ,  $p = 3$ ):

$$a = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} \cdot \sin \frac{\pi}{m} = 1,17.$$

Для трехфазной мостовой схемы ( $m = 3$ ,  $p = 6$ ):

$$a = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} \cdot \sin \frac{\pi}{m} = 2,34,$$

где  $m$  - число фаз вторичной обмотки трансформатора;

$p$  - число пульсаций за период питающего напряжения.

Указанные формулы применяются для определения необходимого значения напряжения вторичной обмотки трансформатора  $U_{2\Phi}$  или  $U_{2\Lambda}$  по напряжению холостого хода преобразователя  $U_{do}$ . Но в начале расчета величина  $U_{do}$  неизвестна, т.к. неизвестен ряд параметров цепи тока нагрузки (вторичной обмотки трансформатора, уравнивающего и сглаживающего реакторов и т.д.). Поэтому предварительное значение  $U_{do}$  определяют по формуле:

$$U_{do} = K_U \cdot K_{\Gamma} \cdot K_{\alpha} \cdot U_{\text{н}},$$

где  $K_U$  - коэффициент учета возможного снижения напряжения сети,

$$K_U = 1,05 - 1,1;$$

$K_{\Gamma}$  - коэффициент учета падения напряжения в сопротивлениях элементов силовой цепи преобразователя,

$$K_{\Gamma} = 1,05 - 1,08;$$

$K_{\alpha}$  - коэффициент учета неполного открывания вентилях; для реверсивных и нереверсивных с отдельным управлением преобразователей, допускающих работу с нулевым углом регулирования,  $K_{\alpha} = 1$ ; для реверсивных преобразователей с совместным и согласованным управлением выпрямительной и инверторной групп, где требуется ограничение минимального угла регулирования

$$K_{\alpha} = 1 / \sin \alpha_{\text{min}} = 1,15 - 1,2.$$

Регулировочная характеристика преобразователя  $Ud = f(\alpha)$ , которая

является зависимостью среднего выпрямленного напряжения от угла регулирования, определяется схемой выпрямления и характером нагрузки. Аналитические выражения регулировочных характеристик приведены в [1, табл. 1-20, 1-21]. В частности для трехфазной нулевой и трехфазной мостовой симметричной схем при непрерывном токе нагрузки:

$$U_d = U_{do} \cdot \cos \alpha, \quad (6)$$

для трехфазной нулевой схемы в режиме прерывистого тока:

$$U_d = U_{do} \frac{1 + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\sqrt{3}} \quad \text{при} \quad \alpha > \frac{\pi}{6}, \quad (7)$$

для трехфазной мостовой симметричной схемы в режиме прерывистого тока:

$$U_d = U_{do} \left[ 1 + \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right) \right] \quad \text{при} \quad \alpha > \frac{\pi}{3}. \quad (8)$$

По регулировочной характеристике определяют коэффициент передачи собственно вентильного преобразователя:

$$K_{свп} = \frac{dU_d}{d\alpha} = U_{do} \cdot \cos \alpha. \quad (9)$$

Внешняя характеристика преобразователя  $U_d = f(I_d)$ , являющаяся зависимостью среднего выпрямленного напряжения преобразователя от тока нагрузки, строится для непрерывного и прерывистого тока.

В режиме непрерывного тока она представляет собой уравнение прямой:

$$U_d = U_{do} \cdot \cos \alpha - \Delta U_\gamma - I_d \cdot R_n - \Delta U_a \quad (10)$$

где  $\Delta U_\gamma$  - падение напряжения от перекрытия анодов вентиляей;

$R_n$  - активное выходное сопротивление преобразователя;

$\Delta U_a$  - падение напряжения в вентилях (0,7-1 В).

В [1, табл. 1-20, 1-21] приведены значения  $\Delta U_\gamma / (X_a \cdot I_d)$  для основных схем выпрямления, где  $X_a$  - индуктивное сопротивление вторичной обмотки трансформатора.

В трансформаторном варианте преобразователи  $R_n$  и  $X_a$  определяются параметрами трансформатора, а бестрансформаторном варианте – параметрами токоограничивающего реактора.

В преобразователях средней и большой мощности  $U_a$  и  $I_d \cdot R_n$  малы и можно принять:

$$U_d = U_{do} \cdot \cos \alpha - \Delta U_\gamma. \quad (11)$$

при работе преобразователя в зоне прерывистых токов внешняя характеристика преобразователя становится нелинейной. Граница режима прерывистого тока определяется эллипсом:

$$\left. \begin{aligned} Ud_{ГР} &= Udo \cdot \cos \alpha \\ Id_{ГР} &= \frac{Udo}{Xd + Xa} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p}\right) \cdot \sin \alpha \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где  $Xd$  - индуктивное сопротивление нагрузки.

При  $Xd > (3-1)Rd$  зона прерывистых токов оказывается незначительной и может не приниматься во внимание. Это условие обычно выполняется при работе преобразователя на обмотку возбуждения двигателя. Кроме того, зона прерывистых токов отсутствует в реверсивных преобразователях с совместным управлением и линейным согласованием характеристик групп вентилях, где существует контур для уравнивающих токов.

Внешнюю характеристику в зоне прерывистых токов (от 0 до  $Id_{ГР}$ ) в курсовом проекте следует реализовать отрезками прямых, соединяющих точки на граничном эллипсе и оси ординат при одном и том же значении угла регулирования, при этом точка на оси ординат ( $Id = 0$ ) определяется выражениями:

$$\lim_{Id \rightarrow 0} Ud = \begin{cases} U_d^1 = \sqrt{2} \cdot U_2 \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) \\ U_d^1 = \sqrt{2} \cdot U_2 \end{cases} \quad (13)$$

где  $U_2 = U_{2\Phi}$ ,  $p = 3$  для нулевых схем;

$U_2 = U_{2\Lambda}$ ,  $p = 6$  для мостовых схем.

### Практическое занятие №3. Расчет системы импульсно-фазового управления

Статические свойства СИФУ оцениваются регулировочной характеристикой  $\alpha = f(U_y)$ , где  $U_y$  - напряжение управления.

Диапазон изменения фазы управляющих импульсов  $\alpha$  при работе преобразователя в выпрямительном и инверторном режимах теоретически составляет 180 градусов. Практически максимальный угол регулирования ограничен величиной:

$$\alpha_{\max} = \pi - (\gamma + \delta) \leq 150 - 160^\circ, \quad (14)$$

где  $\gamma$  - угол коммутации (перекрывтия) вентилях;

$\delta$  - угол восстановления запирающих свойств вентиля.

Минимальный угол регулирования определяется формулой:

$$0 \leq \alpha_{\min} \leq \gamma + \delta. \quad (15)$$

Левый предел в этой формуле соответствует нереверсивным и реверсивным с отдельным управлением схемам выпрямления. Правый

предел - линейному согласованию углов регулирования выпрямительной и инверторной групп вентиляей.

Максимальное значение напряжения управления  $U_y$  определяется элементной базой СИФУ. Для СИФУ в интегральном исполнении его можно принять равным 10 В.

Аналитические выражения для регулировочных характеристик СИФУ при различных формах опорного напряжения  $U_{oi}$  приведены в [2, табл. 3.11].

При синусоидальном опорном напряжении:

$$\alpha = \arccos(U_y / U_{o\Gamma m}), \quad (16)$$

при линейном опорном напряжении:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{U_y}{U_{o\Gamma m}}\right). \quad (17)$$

В ряде случаев [7, стр. 43] применяют СИФУ с линейно-нарастающим рабочим участком пилообразного опорного напряжения, где значение начального угла управления  $\alpha$  нач устанавливается напряжением смещения на входе СИФУ. Регулировочная характеристика при этом имеет вид:

$$\alpha = \arccos \frac{U_y - U_{cm}}{U_{o\Gamma m}} \quad (18)$$

Необходимо построить регулировочную характеристику СИФУ с учетом задания. Коэффициент передачи СИФУ определяется по формуле:

$$K_{\text{СИФУ}} = \frac{d\alpha}{dU_y}. \quad (19)$$

После этого определяется результатирующая (сквозная) характеристика преобразователя  $U_d = f(U_y)$  и результирующий коэффициент усиления его  $K_n = K_{\text{СИФУ}} \cdot K_{\text{СВП}}$  :

при арккосинусоидальной регулировочной характеристике СИФУ:

$$U_d = U_{do} \cdot U_y / U_{o\Gamma m}; \quad K_n = U_{do} / U_{o\Gamma m}, \quad (20)$$

при линейной регулировочной характеристике СИФУ:

$$U_d = U_{do} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{U_y}{U_{o\Gamma m}}\right); \quad K_n = \frac{\pi}{2} \frac{U_{do}}{U_{o\Gamma m}} \sin \alpha = \frac{\pi}{2} \frac{U_{do}}{U_{o\Gamma m}} \sqrt{1 - e_d^2}, \quad (21)$$

где  $e_d^2 = \frac{U_d}{U_{do}}$  - относительная величина текущего значения э.д.с. преобразователя.

## Практическое занятие №4. Выбор тиристорov и неуправляемых вентиляей

### *Тиристоры и неуправляемые вентиляи*

Тиристоры и неуправляемые вентиляи выбираются по среднему значению тока  $I_{CP}$  и амплитудному значению обратного напряжения [1, табл. 1-20, 1-21] с учетом условий охлаждения:

$$I_{CP} = K_B \cdot Id / K_{OX}, \quad (22)$$

где  $K_B$  - коэффициент тока;

$K_{OX}$  - коэффициент, учитывающий условия охлаждения, при принудительном охлаждении  $K_{OX} = 1$ , при естественном воздушном охлаждении со стандартным радиатором  $K_{OX} = 0,3 - 0,35$ .

Тиристоры, предназначенные для питания якорной обмотки двигателя, должны выбираться с учетом пускового режима.

Тогда: 
$$I_{T.HOM} = (2 - 3)I_{CP}. \quad (23)$$

Максимальное значение обратного напряжения:

$$U_{OBR\ m} = K_{01} \cdot Ud_0 = K_{02} \cdot U_{2\Phi}, \quad (24)$$

где  $K_{01}$ ,  $K_{02}$  - коэффициенты напряжения: для трехфазной нулевой схемы выпрямления  $K_{01} = 2,09$ ,  $K_{02} = 2,45$ ; для трехфазной мостовой схемы выпрямления  $K_{01} = 1,045$ ,  $K_{02} = 1,41$ .

По максимальному допустимому обратному напряжению, учитывающему возможные коммутационные перенапряжения

$$U_B \text{ ДОП} = (1,25 - 1,9)U_{Bm}, \quad (25)$$

следует выбирать класс вентиляей (табл. П.1).

### *Уравнительные реакторы*

Они применяются в реверсивных схемах с совместным управлением выпрямительной и инверторной групп вентиляей, где даже при согласованном управлении группами ( $\alpha_B + \alpha_H = 180^\circ$ ), когда средние значения э.д.с. групп равны, их мгновенные значения различаются. В результате возникает неуравновешенное и направленное согласно с производимостью вентиляей обеих групп напряжение и уравнительный ток вне цепи нагрузки.

Индуктивность уравнительного реактора [1, стр. 133]:

$$L_{ур} = K_g U_{2m} / \omega_0 \cdot I_{ур}, \quad (26)$$

где  $U_{2m}$  - амплитудное значение фазного напряжения для нулевых и мостовой встречно-параллельной схем выпрямления;

$K_g = 0,65$  - для указанных выше схем выпрямления;

$I_{ур} = (0,05 - 0,1)Id_H$  - действующее значение уравнительного тока.



Анодные реакторы применяются в бестрансформаторном исполнении преобразователя для ограничения скорости нарастания и величины тока короткого замыкания. Индуктивность реактора определяется по формуле:

$$L_p = 2,1U_{2\Lambda} / (\omega_0(I_{\text{доп}} - I_{\text{нач}})) \quad (27)$$

где  $I_{\text{доп}}$  - максимально-допустимый в течение одного полупериода ток тиристора;

$I_{\text{нач}}$  - ток нагрузки в момент короткого замыкания.

*Параметры силовой цепи ТП-Д*

Для нереверсивных и реверсивных схем тиристорных преобразователей с раздельным управлением:

$$R_{\Sigma} = R_{\text{я}} + R_{\text{др}} + R_a; \quad L_{\Sigma} = L_{\text{я}} + L_{\text{др}} + L_a. \quad (28)$$

в реверсивных схемах с совместным управлением при линейном согласовании характеристик вместо сглаживающих дросселей могут использоваться не насыщающиеся рабочим током уравнивательные реакторы, тогда:

$$R_{\Sigma} = R_{\text{я}} + R_{\text{ур}} + R_a; \quad L_{\Sigma} = L_{\text{я}} + L_{\text{ур}} + L_a.$$

Динамические параметры силовой цепи:

электромагнитная постоянная  $T_{\Sigma} = L_{\Sigma} / R_{\Sigma}$ ;

электрохимическая постоянная  $T_M = J_{\Sigma} R_{\Sigma} K_{\text{дв}}$ , где

$J_{\Sigma} = J_{\text{д}} + J_{\text{мех}}$  - результирующий момент инерции двигателя и механизма.

## Практическое занятие №5. Выбор согласующих трансформаторов

*Согласующий трансформатор.*

Основные соотношения в силовой цепи

Мгновенное значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \eta_a \cdot E_{2m} \cdot \sin \nu = U_{d_m} \sin \nu \quad (29)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{do} = \frac{n \cdot m}{\pi} \sqrt{2} \cdot U_{2\phi} \sin \frac{\pi}{m} \quad (30)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = \sqrt{\frac{n}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} I_d^2 \cdot d\nu} \quad (31)$$

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = K_1 \cdot I_d \cdot U_2 / U_1 \quad (32)$$

Расчетная типовая мощность трансформатора  $S_T = K_T Pd$  (33)

Здесь и ниже использованы следующие условные обозначения:

$\eta = Rd / (Rd + Ra)$  - условный КПД анодной цепи;

$E_{2m}$  - максимальное значение э.д.с. вторичной обмотки трансформатора;

$Ud_m$  - максимальное значение выпрямленного напряжения;

$Rd$  - активное сопротивление на стороне выпрямленного напряжения;

$Ra$  - эквивалентное сопротивление обмоток трансформатора

$$Ra = r_1' + r_2 = r_1 (W_2 / W_1)^2 + r_2;$$

$r_1, r_2$  - активные сопротивления первичной и вторичной обмоток;

$W_1, W_2$  - число витков первичной и вторичной обмоток;

$K_1$  - коэффициент тока;

$K_T$  - коэффициент типовой мощности трансформатора.

Примечание: Для нулевых схем  $n = 1$ , для мостовых  $n = 2$ .

Расчетные коэффициенты [1, табл. 1-20, 1-21]:

Трехфазной нулевой схемы      Трехфазной мостовой схемы

$$U_{2\Phi} = Udo / 1,17$$

$$U_{2\Phi} = Udo / 2,34$$

$$I_2 = \frac{Id}{\sqrt{3}} = 0,58Id$$

$$I_2 = 0,82Id$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{U_2}{U_1} Id = 0,82Id$$

$$I_1 = 0,82Id$$

$$S_T = 1,045Pd$$

$$S_T = 1,345Pd$$

Выбираемый трансформатор должен удовлетворять условиям:

$$S_{ТН} \geq S_T \text{ расч}; U_{2Н} \geq U_2; I_{2Н} \geq I_2; U_{1Н} = U_c.$$

На основании каталожных данных выбранного трансформатора необходимо рассчитать параметры обмоток:

активное сопротивление фазы трансформатора, приведенное к вторичной обмотке

$$Ra = \frac{Pa}{3 \cdot I_{2\Phi}^2} = \frac{\Delta P_K}{3 \cdot I_{2\Phi}^2} \quad (34)$$

индуктивность и полное сопротивление фазы трансформатора

$$La\phi = \frac{Xa_\Phi}{\omega_0} = \frac{\sqrt{z_{a\phi}^2 - r_a^2}}{\omega_0};$$

$$Z_{a\Phi} = \frac{u_k}{100} \frac{U_{2\Phi}}{I_{2\Phi}} \quad (35)$$

где  $p_a, \Delta p_K$  - мощность потерь короткого замыкания, Вт;

$u_k$  - напряжение короткого замыкания, (%)

$\omega_0$  - круговая частота питающей сети.

Рекомендуется принять  $Xa = Xa_\Phi$  для простых нулевых схем и  $Xa = 2 \cdot Xa_\Phi$  для мостовых схем.

#### *Сглаживающие дроссели*

Сглаживающие дроссели включаются для ограничения зоны прерывистых токов, которая возможна при работе на противо - э.д.с. (якорь двигателя) практически при любых углах регулирования. Необходимо при расчетах ориентироваться на наибольший угол регулирования  $\alpha_{\max}$ , при котором будет обеспечиваться минимальная скорость вращения двигателя  $\omega_{\min} = \omega_H / D$ :

$$\alpha_{\max} = \arccos(Ud_{\min} / Udo) = \arccos(c\Phi \cdot \omega_{\min} + I_H R_\Sigma) / Udo), \quad (36).$$

где  $R_\Sigma$  - суммарное активное сопротивление силовой цепи преобразователя;

$D$  - диапазон регулирования скорости.

Зная индуктивность якоря электропривода  $Lя$ , определяют необходим ли добавочный реактор для получения заданного начально-непрерывного тока и какова его индуктивность

$$L_{др} = L_d - Lя, \quad (37)$$

где  $L_d$  – расчетное (предельно необходимое) значение индуктивности силовой цепи, определяемое по общей формуле:

$$L_d = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{Udo}{Id_{ГР}} K_{ГР} - Xa \right), \quad (38)$$

$$K_{ГР} = \left( 1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha. \quad (39)$$

Для различных схем выпрямления аналитические выражения для  $L_d$  приведены в [1, табл. 1-30]. Рекомендуется принять  $Id_{ГР} = 0,1 \cdot Id_H$ . Активное сопротивление дросселя рассчитывается по приближенной формуле:

$$R_{др} = (0,005 - 0,01) U_H / I_H \text{ др}. \quad (40)$$

где  $I_H \text{ др}$  – номинальный ток дросселя.

### **Практическое занятие №6. Синтез системы автоматического управления**

Далее необходимо произвести синтез САУ на основе заданных преподавателем показателей качества. Исходным этапом синтеза является составление структурной схемы САУ в соответствии с принятыми в разделе 1 решениями с указанием передаточных функций неизменяемой части САУ (двигателя, преобразователя, датчиков регулируемых координат). В результате синтеза должны быть определены передаточные функции

регуляторов (корректирующих звеньев) САУ.

При выборе типа САУ рекомендуется рассмотреть два типа систем подчиненного регулирования и последовательной или параллельной коррекцией.

Вопросы расчета и проектирования САУ с последовательной или параллельной коррекцией изложены в [2, стр. 291-315; 6, стр. 157-205], а систем подчиненного регулирования – в [1, стр. 151-174; 9].

Ниже приведены показатели регулирования при различных настройках системы подчиненного действия:

1 Контур регулирования тока в системе ТП-Д, регулятор тока пропорционально-интегральный: замкнутый контур тока при  $a_T = 2$ ,  $\xi = 0,707$  и максимальным перерегулированием 4,3%. При вращении якоря контур тока является статическим по заданию, при заторможенном якоре – астатическим 1-го порядка.

2 Контур регулирования скорости:

Регулятор скорости пропорциональный (модульный оптимум);

$a_c = 2$ : по задающему воздействию система характеризуется как астатическая 1 порядка; переходная характеристика имеет перерегулирование 4,3%; по возмущающему воздействию система статическая; просадка скорости (установившееся значение) при набросе нагрузки ( $I_c$ ) равна:

$$\Delta\omega_{уст} = \frac{a_c \cdot \tau}{T_M} \frac{R_\Sigma}{c\Phi} I_c, \quad (41)$$

где  $\tau$  - малая постоянная времени контура скорости

Регулятор скорости пропорционально-интегральный (симметричный оптимум);  $a_c = 2$  :

– Без фильтра:

По задающему воздействию система астатическая 2 порядка; переходная характеристика имеет перерегулирование 43,3%;

По возмущающему воздействию система астатическая 1 порядка, т.е. установившееся значение просадки скорости равно нулю; динамическая просадка скорости зависит от коэффициента демпфирования;

– С фильтром:

По задающему воздействию система является астатической 1 порядка; перерегулирование уменьшается до 8,1%; реакция системы по нагрузке не зависит от фильтра, т.к. он включен вне замкнутого контура.

В [1, стр. 161-184] приведены переходные характеристики замкнутых систем при подаче на вход контура частоты вращения ступенчатого и линейных сигналов, а также при приложении момента сопротивления при различных коэффициентах демпфирования.

## Практическое занятие №7. Выбор датчиков и регуляторов

### Датчики напряжения

Резисторный (потенциометрический) делитель напряжения может служить датчиком напряжения (без резистора  $r_0$ ) или задатчиком напряжения с резистором  $r_0$ , с помощью которого осуществляют электрическое суммирование сигналов).

Коэффициент передачи схемы:

Без  $r_0$ :

С  $r_0$ :

$$K_{\text{дн}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\beta}{1 + \beta_H \beta(1 - \beta)} \quad K_{\text{д}} = \frac{\beta}{1 + \beta_0 + \beta_H \beta(1 - \beta)} \quad (42)$$

При  $R_H \geq 10(R_1 + R_2)$ ,

$\beta_H \rightarrow 0$  и  $K_{\text{дн}} = \beta$

$$\text{где } \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \beta_H = \frac{R_1 + R_2}{R_H}; \beta_0 = \frac{r_0}{R_H}.$$

При необходимости гальванической развязки входной и выходной цепей необходимо использовать датчик напряжения системы УБСР [8].

### Датчики тока

Для снятия сигнала, пропорционального току в силовой цепи привода, применяют трансформаторы тока и шунты.

Трансформаторы переменного тока ТТ выбираются по номинальному напряжению и току первичной обмотки, который должен соответствовать току преобразователя. Ток вторичной обмотки обычно равен 5 А.

Ток делителя напряжения  $I_{\text{дн}}$  обычно незначителен и можно принять  $I_{\text{дн}} = I_T$ .

Мощность нагрузки трансформатора не должна превышать допустимую мощность  $S_H \geq I_{\text{дн}}^2 \cdot r_{\text{б}}$ .

Коэффициент передачи трансформаторного датчика тока (сопротивление эквивалентного шунта, включенного в силовую цепь на стороне нагрузки преобразователя):

$$K_{\text{дт}} = r_{\text{шэ}} = r_{\text{б}} \cdot K_{\text{тв}} \cdot K_{\text{дн}} / K_{\text{в}} \cdot K_{\text{тт}} \quad (43)$$

$$K_{\text{тв}} = I_2 / I_{\text{д}}; K_{\text{в}} = U_1 / e_{2\text{т}}; K_{\text{тт}} = I_{1\text{т}} / I_{2\text{т}},$$

где  $K_{\text{тв}}$  - коэффициент передачи по току тиристорного преобразователя:  $K_{\text{тв}} = 0,575$  - для трехфазной нулевой и  $K_{\text{тв}} = 0,815$  - для трехфазной мостовой схем выпрямления;

$K_{\text{в}}$  - коэффициент передачи выпрямителя В датчика тока:  $K_{\text{в}} = 0,427$  для мостовой схемы;

$K_{\text{дн}}$  - коэффициент передачи делителя напряжения.

Для работы от шунтов, устанавливаемых на стороне выпрямленного

напряжения, необходимо выбрать датчик тока системы УБСР. Он усиливает падение напряжения, снимаемое с шунта, и обеспечивает гальваническую развязку входной и выходной цепей.

При выборе параметров шунта и датчика тока рассчитать:

$$\begin{aligned} & - \text{ Коэффициент передачи шунта} \\ & - \quad R_{\text{ш}} = r_{\text{ш}} - U_{\text{н ш}} / I_{\text{н ш}}, \text{ В/А,} \end{aligned} \quad (44)$$

где  $U_{\text{н ш}}$ ,  $I_{\text{н ш}}$  – номинальные напряжения и ток шунта.

Номинальный ток шунта следует выбрать равным номинальному току двигателя; в качестве шунта можно принять шунт из серии 75 ШС, для которых  $U_{\text{шн}}=75$  мВ,  $I_{\text{шн}}$  – одно из ряда 50; 75; 100; 150; 200; 300; 500;.....А.

– Коэффициент передачи датчика тока системы УБСР определяется исходя из того, чтобы напряжение на выходе датчика не превышало допустимое значение (зависит от элементной базы) при максимальном токе двигателя  $I_{\text{макс}}$ , равном  $2,5 I_{\text{н}}$ .

$$\text{Тогда} \quad U_{\text{дт}} = K_{\text{у}} K_{\text{ш}} I_{\text{макс}} \leq U_{\text{дт доп.}} \quad (45)$$

где  $K_{\text{у}}$  – коэффициент передачи по напряжению усилителя системы УБСР.

#### *Датчики угловой скорости*

В качестве датчиков угловой скорости обычно используют тахогенераторы постоянного и переменного тока.

Коэффициент передачи тахогенератора равен:

$$K_{\text{тг}} = \Delta U / \Delta \omega = U_{\text{н}} / \omega_{\text{н}}. \quad (46)$$

Следует рассмотреть вопрос о применении фильтров на выходе датчиков тока и угловой скорости.

#### *Регуляторы*

Передаточная функция исходного контура, подлежащего оптимизации, приводится к виду:  $W_0(p) = \frac{W_{ок}(p)}{p^q (p\sigma + 1)}$ , причем  $\sigma = \sum \tau$ ,

где  $\tau$  - малые постоянные времени звеньев, входящих в исходный контур, действие которых не компенсируется;

$q$  - количество интегрирующих звеньев;

$W_{ок}(p)$  - передаточная функция звеньев, действие которых необходимо компенсировать.

Учитывая, что при последовательном включении регулятора с некоторой передаточной функцией  $W_p(p)$  желаемая передаточная функция оптимизируемого разомкнутого контура равна  $W(p) = W_p(p) \cdot W_0(p)$  и одновременно ищется в виде:  $W(p) = 1 / p \cdot a \cdot \sigma (p\sigma + 1)$ , получается формулу для определения передаточной функции регулятора:

$$W_p(p) = \frac{p^q}{pa\sigma W_{0K}(p)} \quad (47)$$

В частности, при

$$q = 0: W_p(p) = \frac{1}{pa\sigma W_{0K}(p)} \quad (48)$$

### Практическое занятие №8. Расчет контура регулирования тока в системе ТП–Д

Принимая  $\sigma = \tau_1 = T_{\Pi} + T_{\Phi}$ , имеют передаточную функцию регулятора тока в соответствии с (48):

$$W_{0T}(p) = \frac{T \varepsilon p + 1}{pa_T \tau_1 K_{\Pi} K_T / R_{\Sigma}},$$

что означает пропорционально-интегральный закон регулирования:

$$W_{PT}(p) = K_{PT} \frac{T_{u3} p + 1}{T_{u3} p} = \frac{T_{u3} p + 1}{T_u p}, \quad (49)$$

причем  $T_{u3} = T \varepsilon$ ;  $T_u = a_T \tau_1 K_{\Pi} K_T / R_{\Sigma}$ ;  $K_{PT} = T_{u3} / T_u$ ,

где  $T_{u3}$  - время изодрома ПИ-регулятора;

$T_u$  - время интегрирования.

Необходимо найти  $R_{0C}$ ,  $R_{3T}$ ,  $C_{0C}$  регулятора, используя его передаточную функцию:

$$W_{PT}(p) = \frac{pR_{0C}C_{0C} + 1}{pR_{3T}C_{0C}},$$

где  $T_{u3} = R_{0C}C_{0C}$ ;  $T_u = R_{3T}C_{0C}$ . Следовательно:  $R_{0C}C_{0C} = T_{u3}$ .

Задаваясь величиной  $C_{0C}$  (0,1-1 мкФ), определяют  $R_{0C}$ . Далее имеют:

$$R_{3T}C_{0C} = a_T \tau_1 K_{\Pi} K_T / R_{\Sigma}; \quad K_T = K_{дт} R_{3T} / R_T,$$

откуда  $R_T = a_T \tau_1 K_{\Pi} K_{дт} / R_{\Sigma} C_{0C}$ .

Кроме этого  $K_T = K_{дт} R_{3T} / R_T = U_{3T \max} / I_{\max}$ , откуда  $R_{3T} = U_{3T \max} R_T / I_{\max} K_{дт}$ .

После этого необходимо определить значение приведенного коэффициента обратной связи по току  $K_T$ .

Примечание: Уравнение  $K_T = K_{дт} R_{3T} / R_T$  получено путем приведения напряжения  $U'_{0CT}$  к задающему входу регулятора тока. Так для операционного усилителя имеем  $Z_{0C}(p) = R_{0C} + \frac{1}{pC_{0C}}$ ;  $U_{\text{вых}}$

$$(p) = \frac{Z_{0C}}{R_{3T}} U_{3T}(p) - \frac{Z_{0C}(p)}{R_T} U'_{0CT}(p).$$

При приведении должно выполняться равенство:

$$\frac{R_{OC}C_{OC}p+1}{R_T C_{OC}p} U'_{OCT}(p) = \frac{R_{OC}C_{OC}p+1}{R_{3T} C_{OC}p} U_{OCT}(p);$$

$$U_{OCT} = \frac{R_{3T}}{R_T} U_{OCT}.$$

Таким образом, передаточная функция разомкнутого оптимизированного контура тока имеет вид:

$$W_T(p) = K_{PT} \frac{pT_{u3} + 1}{pT_{u3}} \cdot \frac{1}{(p\tau_1 + 1)} \cdot \frac{K_{\Pi} K_T / R_{\Sigma}}{(pT_{\Sigma} + 1)} \cdot \frac{1}{K_T} = \frac{1 / K_T}{pa_T \tau_1 (p\tau_1 + 1)}.$$

Передаточная функция замкнутого контура тока:

$$W_{T3}(p) = \frac{1 / K_T}{pa_T \tau_1 (p\tau_1 + 1) + 1} = \frac{1 / K_T}{p\tau_2 + 1}, \quad (50)$$

где  $\tau_2 = a_T \tau_1$  - малая постоянная времени, которая входит в контур скорости как некомпенсируемая.

Примечание: Формула (50) получена при  $p^2 a_T \tau_1 = 0$ .

### Практическое занятие №9. Расчет контура регулирования скорости в системе ТП-Д

Передаточная функция регулятора скорости определяется по формуле (47) при  $q = 1$ ,  $a_C = 2$ ,  $\sigma = \tau_2$ :

$$W_{OK}(p) = \frac{R_{\Sigma} K_C}{K_T T_M C};$$

$$W_{PC}(p) = \frac{K_T T_M C}{a_C \tau_2 R_{\Sigma} K_C} = K_{PC}.$$

Таким образом, регулятор скорости выбирается пропорциональным, для которого:

$$W_{PC}(p) = \frac{R_{OC}}{R_{3C}} = K_{PC}.$$

Выбор  $R_{3C}$ ,  $R_C$ ,  $R_{OC}$  П-регулятора осуществляется на основании следующих зависимостей:

$$\frac{T_M \cdot C \cdot K_T}{a_C \tau_2 R_{\Sigma} K_C} = \frac{R_{OC}}{R_{3C}};$$

$$K_C = \frac{U_{3C \max}}{\omega_{\max}};$$

$$K_C = K_{дс} \frac{R_{3C}}{R_C}, \quad (51)$$

где  $K_{дс}$  – передаточный коэффициент датчика скорости



$$K_{дс} = K_{тг} \frac{R_{2тг}}{R_{1тг} + R_{2тг}}$$

$K_C$  - передаточный коэффициент обратной связи по скорости.

Примечание: Формула  $K_C = K_{дс} R_{3C} / R_C$  получена приведением напряжения  $U'_{оcc}$  к задающему входу регулятора скорости аналогично расчету коэффициента  $K_T$ .

$$\text{Тогда} \quad \frac{R_{3C}}{R_C} = \frac{U_{3C \max}}{\omega_{\max} \cdot K_{дс}}. \quad (52)$$

По формулам (51 и 52), задаваясь значением  $R_{3C}$  по перегрузочной способности предыдущего каскада, определяют  $R_C$ , а затем  $R_{оc}$ . Можно вначале задаться  $R_{оc}$ , а затем определить  $R_{3C}$  и  $R_C$ .

Передаточная функция разомкнутого контура скорости:

$$W_C(p) = \frac{1/K_C}{p a_c \tau_2 (p \tau_2 + 1)}.$$

Передаточная функция замкнутого контура скорости:

$$W_{c3}(p) = \frac{1/K_C}{p a_c \tau_2 (p \tau_2 + 1) + 1}.$$

*Контур регулирования скорости. Симметричный оптимум  
(двукратноинтегрирующая система)*

По условиям симметричного оптимума, время изодрома ПИ-регулятора должно быть равно учетверенной малой постоянной времени оптимизируемого контура  $T_{из} = 4\sigma$ . Тогда передаточная функция регулятора скорости:

$$W_{PC}(p) = K_{PC} \frac{p4\sigma + 1}{p4\sigma} = \frac{p4\sigma + 1}{p8\sigma^2 K}, \quad (53)$$

где  $K_{PC} = 1/2\sigma K$  - коэффициент усиления пропорциональной части регулятора из условия оптимума по модулю,

$K$  - коэффициент передачи объекта оптимизируемого контура.

На основании (53) при  $T_{из} = 4\tau_2$ ,  $K = \frac{R_{\Sigma} K_C}{K_T T_M C}$  имеют:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_T T_M C}{a_c \tau_2 R_{\Sigma} K_C} \frac{p4\tau_2 + 1}{p4\tau_2}.$$

Для регулятора, выполненного на базе операционного усилителя, имеем:

$$W_{PC}(p) = \frac{R_{оc}}{R_{3C}} \frac{pR_{оc}C_{оc} + 1}{pR_{оc}C_{оc}}.$$

Задаваясь  $C_{оc} = 0,1 - 1 \text{ мкФ}$ , определяют  $R_{оc}$  из равенства:

$$4\tau_2 = R_{оc}C_{оc}.$$

Расчет значений  $R_c$  и  $R_{3c}$  производят по формулам (51) и (52).

Передаточная функция разомкнутого контура скорости без фильтра:

$$W_c(p) = \frac{(p^4 \tau_2 + 1) / K_c}{p^2 8 \tau_2^2 (p \tau_2 + 1)}.$$

Передаточная функция замкнутого контура скорости:

$$W_{c3}(p) = \frac{(p^4 \tau_2 + 1) / K_c}{p^4 \tau_2 [p^2 \tau_2 (p \tau_2 + 1) + 1] + 1}.$$

Примечание: Необходимость применения фильтра должна быть обоснована анализом заданного и действительного значений перерегулирований по задающему воздействию.

## СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / Под ред. В. И. Круповича, Ю. Г. Барабина, М. Л. Самовера. – М.: Энергоиздат, 1982. – 415 с.
- 2 Справочник по автоматизированному электроприводу /Под ред. В. А. Елисеева, А. В. Шинявского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 316 с.
- 3 Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.
- 4 Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
- 5 Справочник по электрическим машинам/ Под ред. И.П. Копылова, В.К. Ключева, т.1. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с., т. 2, 1989. – 688 с.
- 6 Зимин Е. Н., Яковлев В. И. Автоматическое управление электроприводами. – М.: Высшая школа, 1979. - 318 с.
- 7 Башарин А. А., Новиков В.А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат, 1982, - 392 с.
- 8 Перельмутер В. М., Сидоренко В. А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
- 9 Комплектные системы управления электроприводами тяжелых металлорежущих станков /Под ред. А. Д. Поздеева. – М.: Энергия, 1980. – 288 с.
- 10 Чернов Е. А., Кузьмин В.П. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ. Справочное пособие. – Горький: Волго-Вятское книжное изд-во, 1989. – 320 с.
- 11 Замятин В. Я. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры: Справочник. – М.: Радио и связь, 1988. – 575 с.
- 12 Комплектные тиристорные электроприводы. Под ред Перельмутера В. М. М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.