



ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
УПРАВЛЕНИЕ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ И ПОВЫШЕНИЯ
КВАЛИФИКАЦИИ

Кафедра «Автоматизация производственных процессов»

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

по дисциплине
«Исполнительные устройства систем
управления»

«Статический расчет систем автоматизированного электропривода постоянного тока»

Автор

Семко И.А.

Ростов-на-Дону, 2016



Аннотация

Пособие предназначено для студентов очной, заочной форм обучения направлений 15.03.04 «Автоматизация технологических и производственных процессов», 27.03.04 «Управление техническими системами»

Автор

к.т.н., доцент

Семко Игорь Александрович



Оглавление

1. Расчет тиристорных преобразователей	4
1.1. Расчет силового трансформатора	8
1.2. Расчет и выбор тиристоров	10
1.3. Расчёт индуктивностей сглаживающих и уравнительных дросселей (реакторов).....	11
1.4. Расчет параметров цепи якоря двигателя.....	13
1.5. Расчет нагрузочных характеристик ТП.....	14
1.6. Пример расчета тиристорного преобразователя	16
2. Расчет широтно - импульсных преобразователей постоянного тока	19
2.1 Расчёт широтно-импульсного преобразователя	23
2.2. Механические характеристики в системе ШИП - двигатель постоянного тока	29
2.3. Энергетические характеристики в системе ШИП - двигатель постоянного тока	30
2.4. Пример расчета широтно-импульсного транзисторного преобразователя.....	34
3. Расчет передаточных коэффициентов и характеристик управления элементов системы управления.....	41
3.1. Расчет передаточных коэффициентов двигателя постоянного тока	41
3.2. Передаточные коэффициенты и характеристики тиристорного преобразователя	44
3.3 Передаточный коэффициент широтно – импульсного преобразователя.....	49
3.4 Передаточные коэффициенты датчиков скорости.....	50
3.5 Расчет коэффициента передачи датчиков тока.....	52
3.6 Расчет коэффициента передачи датчика напряжения и датчика ЭДС.....	54
3.7. Расчет функциональных преобразователей	55
3.8. Расчет элементов упрещающего токоограничения для ТП.....	61
Список использованной литературы	63

СТАТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

1. РАСЧЕТ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Тиристорные преобразователи являются в настоящее время одним из основных регулируемых источников напряжения для питания двигателей постоянного тока как по цепи якоря, так и по цепи обмотки возбуждения. В табл.1 приведены основные данные, характеризующие наиболее часто применяемые схемы тиристорных преобразователей. Далее приняты следующие обозначения:

$K_e = U_2 / E_{d0}$ - отношение эффективного значения напряжения вторичной обмотки трансформатора к наибольшему значению средней выпрямленной ЭДС;

$K_{ев} = U_{в. max} / E_{d0}$ - отношение максимального обратного напряжения на вентиле к выпрямленной ЭДС;

$K_{ив} = I_B / I_d$ - отношение среднего значения тока вентиля к среднему значению выпрямленного тока;

$K_{вз} = I_{вз} / I_d$ - отношение действующего значения тока вентиля к среднему значению выпрямленного тока;

$\lambda = 360 / m$ - предельный угол проводимости тиристора;

$K_{i1} = I_1 / (I_d \cdot K_{тр})$ - отношение действующего значения тока в фазе первичной обмотки трансформатора, приведенного к числу витков вторичной обмотки, к среднему выпрямленному току;

$K_{тр} = E_1 / E_2$ - коэффициент трансформации трансформатора;

$K_{i2} = I_2 / I_d$ - отношение действующего значения тока фазы вторичной обмотки трансформатора к среднему выпрямленному току;

$K_p = P_T / P_d$ - отношение типовой мощности трансформатора к мощности на стороне выпрямленного тока.

Обычно однофазные схемы преобразователей используются для приводов малой мощности (0,8-2,5 кВт), а также для питания обмоток возбуждения двигателей. Для этих же целей могут использоваться трехпульсные схемы преобразователей ($m=3$) (см. рис. 1 а,б и рис. 2а).

Шестипульсные схемы преобразователей ($m=6$) применяются для приводов большой мощности, а также в случаях, когда необходим большой диапазон регулирования скорости двигателя (рис. 2б).

Исполнительные устройства систем управления

Таблица 1

Схема преобразователя	K_e	K_{e0}	K_{iB}	K_{B3}	λ_{np}	K_{i1}	K_{i2}	K_p	M
Однофазная двухполупериодная с нулевой точкой трансформатора	1,110	3,140	0,500	0,710	180	1,110	1,570	1,480	2
Однофазная мостовая	1,110	1,570	0,500	0,710	180	1,110	1,110	1,230	2
Трёхфазная нулевая с трансформатором ($m=3$)	0,855	2,090	0,333	0,578	120	0,470	0,577	1,350	3
Трёхфазная мостовая	0,427	1,045	0,333	0,578	60	0,815	0,815	1,050	6
Трёхфазная нулевая с трансформатором ($m=6$)	0,855	2,100	0,167	0,289	60	0,408	0,289	1,360	6
Трёхфазная нулевая с соединением трансформатора "звезда зигзаг"	0,855	2,090	0,333	0,578	120	0,470	0,577	1,460	3

Реверсивные преобразователи выполняются чаще всего по встречно-параллельной схеме (рис. 3) соединения вентильных групп, так как эта схема имеет ряд преимуществ. Она содержит простой двухобмоточный трансформатор, который может быть применен как в реверсивном, так и в неревверсивном электроприводе, и имеет меньшую типовую мощность трансформатора. Эта схема может питаться непосредственно от трехфазной сети через анодные токоограничивающие реакторы, что позволяет унифицировать конструкции реверсивного и неревверсивного электроприводов.

Исполнительные устройства систем управления

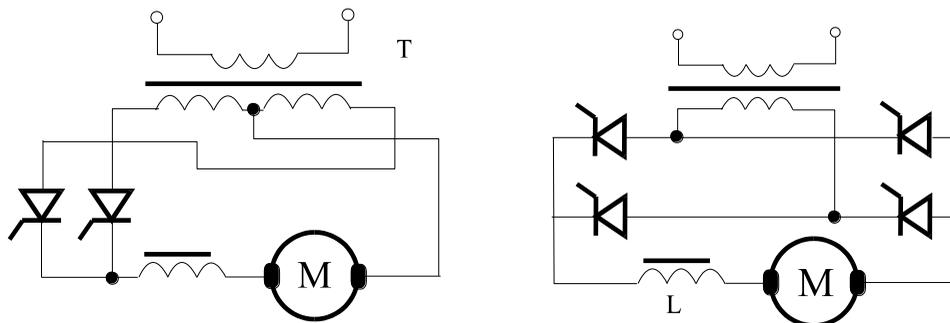


Рис. 1. Однофазные двухполупериодные схемы преобразователя:
 а) - с нулевой точкой трансформатора; б) - мостовая.

Применяются два способа управления реверсивными преобразователями: совместное и раздельное. Совместное управление выполняется согласованным и несогласованным. При согласованном управлении средние значения напряжения вентильных групп равны друг другу, т.е. выполняется соотношение

$$\alpha_{в} + \alpha_{и} = 180 \text{ эл.град.},$$

где $\alpha_{в}, \alpha_{и}$ - углы регулирования выпрямительной и инверторной групп. В этом случае между вентильными группами протекает уравнивающий ток, минуя нагрузку. Для ограничения величины уравнивающего тока в схеме преобразователя устанавливают уравнивающие реакторы $L_{ур}$. Для сглаживания тока якоря применяются сглаживающие дроссели L (рис. 1,2).

При раздельном управлении вентильными группами уравнивающие дроссели отсутствуют. Управляющие импульсы подаются только на ту группу, которая в данный момент должна работать. На неработающую группу управляющие импульсы не подаются, снятие управляющих импульсов производится логическим переключающим устройством, которое определяет момент равенства нулю тока преобразователя, блокирует импульсы ранее работавшей группы вентиляей и после некоторой паузы разрешает подачу импульсов на вентили другой группы. Пауза обычно не превышает 5-10 мс, она необходима для снижения тока в работавшей группе вентиляей до нуля.

Исполнительные устройства систем управления

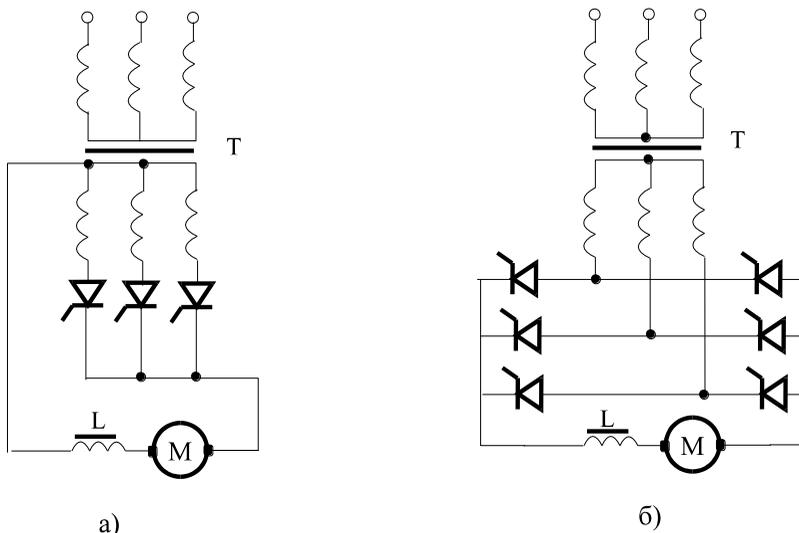


Рис. 2. Трехфазные схемы тиристорных преобразователей:
 а) с нулевой точкой трансформатора;
 б) мостовая.

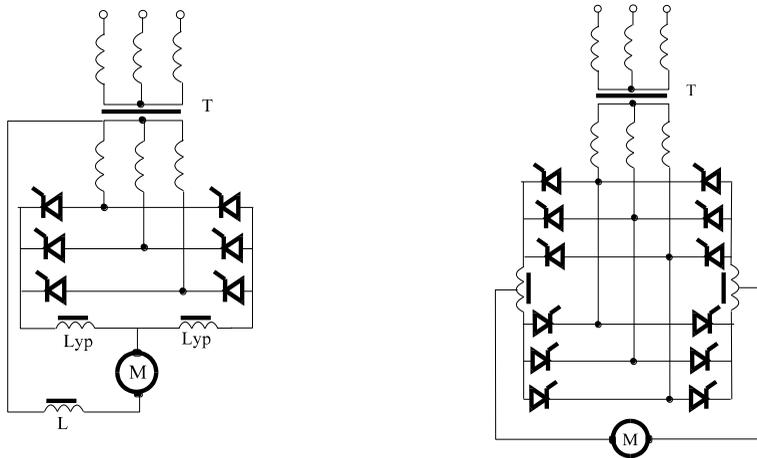


Рис. 3. Встречно-параллельные схемы реверсивных тиристорных преобразователей: а) с нулевой точкой трансформатора;
 б) мостовая.

1.1. Расчет силового трансформатора

Фазную ЭДС вторичной обмотки трансформатора можно определить по формуле

$$E_2 = U_\phi \cdot K_c \cdot K_r \cdot K_\alpha,$$

где U_ϕ - теоретическое значение эффективного напряжения фазы вторичной обмотки;

K_c - коэффициент запаса, учитывающий возможное снижение напряжения сети;

K_α - коэффициент, учитывающий неполное открытие вентиля при максимальном управляющем сигнале;

K_r - коэффициент, учитывающий падение напряжения на вентилях и обмотках трансформатора, а также снижение напряжения вследствие перекрытия анодов в процессе коммутации. Теоретическое значение напряжения U_ϕ определяется требуемой выпрямленной ЭДС E_{do} при угле отпирания, равном нулю. Коэффициенты запаса выбираются ориентировочно.

Численное значение коэффициента запаса K_c обычно принимают равным 1,1, что обеспечивает нормальную работу привода при снижении напряжения сети до $0,8U_n$. При отсутствии требований к поддержанию номинальной скорости привода при снижении напряжения сети, в приводах специального исполнения, предназначенных для работы в сетях со стабильным напряжением, или в том случае, когда номинальная скорость вращения привода используется лишь для вспомогательных операций коэффициент K_c следует принимать равным 1,1 или даже 1,05. При этом существенно улучшается КПД и особенно коэффициент мощности и снижается типовая мощность, а, следовательно, и габариты силового трансформатора.

Численное значение коэффициента K_α для нереверсивных схем принимается равным единице поскольку в этом случае нет необходимости во введении запаса по углу открытия тиристора. Для реверсивных схем необходимо иметь определенный запас по минимальному углу опережения инверторной группы, превышающему угол коммутации, и по времени восстановления тиристора, что вызывает необходимость в ограничении минимального угла отпирания тиристорov выпрямительной группы. Необходимое значение коэффициента K_α можно определить, если вычислить угол коммутации по параметрам схемы. Целесообразно принимать величину этого коэффициента с некоторым запасом $K_\alpha = 1,2$, что вполне достаточно при любых реально возможных

Исполнительные устройства систем управления

параметрах силового трансформатора.

Коэффициент K_T для своего точного определения требует знания параметров силового трансформатора и тиристоров. Поскольку величина этого коэффициента достаточно мала, ошибка в его определении незначительна, поэтому допустимо без расчета принять $K_T = 1,05$.

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора определяется выражением

$$I_2 = K_i K_{i2} I_d,$$

где I_d - среднее значение выпрямленного тока;

K_{i2} - схемный коэффициент вторичного тока;

K_i - коэффициент непрямоугольности, учитывающий отклонение формы кривой тока от прямоугольной. Значение этого коэффициента принимается согласно экспериментальным данным 1,05 - 1,1.

Действующее значение первичного тока трансформатора находится по формуле

$$I_1 = (1/K_{Tr}) \cdot K_{i1} \cdot I_d,$$

где K_{i1} - схемный коэффициент первичного тока;

K_{Tr} - коэффициент трансформации трансформатора.

Напряжение, подводимое к первичной обмотке трансформатора, равно напряжению сети.

Теоретическое значение типовой мощности трансформатора для идеального выпрямителя

$$S_T = K_T \cdot U_H \cdot I_d,$$

где K_T - схемный коэффициент типовой мощности трансформатора.

Расчетная типовая мощность трансформатора равна

$$P_T = K_c \cdot K_\alpha \cdot K_T \cdot S_T.$$

Мощность трансформатора с двумя вторичными обмотками (при использовании перекрестной схемы реверсивного преобразователя) принимается равной $P'_T = 1,3 \cdot P_T$. Для трехфазной схемы с двумя вторичными обмотками трансформатора типовая мощность теоретически должна быть увеличена на 50%. Учитывая, что при двух обмотках лишь одна из них проводит номинальный ток, условия охлаждения трансформатора улучшаются и можно принять для вторичных обмоток несколько большую плотность тока, достаточно увеличить типовую мощность лишь на 30%.

Таблица 2
Технические данные трансформаторов

Тип трансформатора	S_{1H} , кВА	U_{2H} , В	$U_{кз}$, %	$\Delta P_{кз}/S_{1H}$, %
ТТ-1	1	170	10	5
ТТ-1,6	1,6	170	10	4
ТТ-6	6	208	10	3
ТТ-8	8	460	10	2,0
ТТ-11	11	400	10	2,6
ТТ-14	14	208	10	2,5
ТТ-19	19	260	10	2,5
ТТ-25	25	400	10	2,5
ТС - 3	3	230	6	3
ТС - 6	6	230	5	3
ТС - 10	10	230	4,5	3
ТС - 16	16	230	4,2	3
ТС - 25	25	230	4,3	3
ТС - 40	40	230	4,3	2,2
ТС - 63	63	230	4,3	2,2

По расчетной мощности трансформатора выбираем по табл. 2 тип используемого трансформатора и его параметры

Если в табл.2, отсутствует тип трансформатора с необходимой мощностью и напряжением вторичной обмотки, необходимо принять мощность и линейное вторичное напряжение согласно расчета, а значения $U_{кз}$ и $\Delta P_{кз}/S_{1H}$ (%) можно задать из табл. 2 в соответствии с расчетной мощностью.

1.2. Расчет и выбор тиристоров

Среднее значение тока вентиля определяется соотношением

$$I_B = K_{iB} I_d$$

где K_{iB} - коэффициент, зависящий от схемы преобразователя (табл.1).

Максимальная величина обратного напряжения рассчитывается по формуле

$$U_{вмакс} = K_{ев} \cdot K_c \cdot K_{\alpha} \cdot E_{d0}$$

где $K_{ев}$ - коэффициент, определяемый из табл.1;

K_c - коэффициент запаса по напряжению, учитывающий возможное снижение напряжения в сети (обычно принимается

1,1);

K_α - коэффициент запаса по углу отпирания тиристорov;
 E_{do} - выпрямленная ЭДС преобразователя, равная номинальному напряжению двигателя.

Тип тиристора выбирается по среднему току вентиля и максимальному обратному напряжению.

Кратковременный допустимый ток, проходящий через тиристор, не должен превышать 15-кратного значения номинального тока:

$$I_{BM} > I_K / 15,$$

где I_K - величина тока, проходящего через тиристор при коротком замыкании на стороне постоянного тока:

$$I_K = 100 I_N / U_{K3},$$

где I_N - номинальный ток двигателя;

U_{K3} - напряжение короткого замыкания трансформатора в %.

При выборе класса тиристорov следует учитывать увеличение напряжения, связанное с переходными процессами при их коммутации.

Для снижения коммутационных перенапряжений используются защитные RC-цепочки, включённые параллельно тиристорам. Однако они при приемлемых габаритах не могут полностью исключить перенапряжения, поэтому максимальное напряжение для выбора класса тиристорov принимается равным

$$U_T \geq U_{\text{вмакс}} / K,$$

где K принимается равным $0,5 \div 0,6$ [3].

1.3. Расчёт индуктивностей сглаживающих и исполнительных дросселей (реакторов)

Для уменьшения пульсаций тока и ограничения зоны прерывистых токов в якорной цепи двигателя устанавливается при необходимости сглаживающий дроссель (рис 1,2). Точное определение индуктивности якорной цепи, необходимой для ограничения пульсаций тока, связано с большим объёмом вычислительной работы. С достаточной для инженерных расчётов точностью для определения величины индуктивности сглаживающего дросселя можно пользоваться следующей приближенной формулой:

$$L_\Sigma = \frac{e_n \cdot E_{do}}{i_e \cdot \omega \cdot I},$$

где $L_\Sigma = L_d + L_T + L_y + L_r$ - суммарная индуктивность якорной

Исполнительные устройства систем управления

цепи;

L_d - индуктивность сглаживающего дросселя;

L_T - приведенная к цепи постоянного тока индуктивность силового трансформатора;

$L_я$ - индуктивность якоря двигателя;

L_y - индуктивность уравнивающего дросселя;

E_n - относительная величина эффективного значения первой гармоники выпрямленного напряжения;

I - ток нагрузки преобразователя;

i_e - относительная величина эффективного значения первой гармоники выпрямленного тока;

$\omega = 314 \cdot m$ - угловая частота первой гармоники выпрямленного напряжения;

m - число пульсаций преобразователя.

Необходимая индуктивность сглаживающего дросселя:

$$L_d = \frac{e_n \cdot E_{do}}{i_e \cdot \omega \cdot I} - (L_m + L_я + L_y).$$

В некоторых случаях индуктивность сглаживающего дросселя определяется из условия требуемой зоны прерывистого тока, для этого пользуются универсальными кривыми и методикой, приведенной в [2].

Для нахождения относительной величины эффективного значения первой гармоники выпрямленного напряжения воспользуемся формулой, полученной в результате разложения кривой выпрямленного напряжения в ряд Фурье без учёта влияния на неё режима коммутации [1]:

$$E_n = E_{do} \cdot \cos(\alpha) \cdot \frac{\sqrt{2}}{k^2 \cdot m^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 \cdot m^2 \cdot \operatorname{tg}(\alpha)},$$

где $K \cdot m = n$ - порядок гармоники по отношению к основной частоте питающей сети; α - угол отпирания тиристоров.

Отношение действующего значения гармоники n -го порядка к среднему значению выпрямленного напряжения в процентах при $\alpha=0$:

$$\frac{E_n}{E_{do}} \cdot 100 = \cos(\alpha) \cdot \frac{\sqrt{2}}{k^2 \cdot m^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 \cdot m^2 \cdot \operatorname{tg}(\alpha)} \cdot 100,$$

Наибольшее значение амплитуды первой гармоники

Исполнительные устройства систем управления

выпрямленного напряжения соответствует $\alpha=90$ эл. град.

Для реверсивных тиристорных преобразователей с согласованным управлением используются уравнительные реакторы для ограничения уравнительных токов. Индуктивность уравнительных реакторов выбирается по формуле:

$$L_y = \frac{U_{2m}}{\omega \cdot I_{yp}} \cdot K_y = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot I_{yp}} \cdot K_y,$$

где L_y - суммарная индуктивность двух реакторов;

$U_{2m} = 1,41 \cdot U_2$ - амплитудное значение напряжения вторичной обмотки силового трансформатора (фазное для трехфазной схемы с нулевым выводом и линейное для трехфазной мостовой схемы);

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ - угловая частота напряжения сети;

$I_y = K_y \cdot I_n$ - среднее значение уравнительного тока;

K_y - расчётный коэффициент, определяемый видом преобразователя и углом регулирования α и примерно равный 0,65 для трёхфазной схемы с нулевым выводом, 0,18 - для трёхфазной мостовой схемы.

Для ненасыщающихся реакторов, т.е. реакторов с большим воздушным зазором в сердечнике, индуктивность каждого реактора выбирается равной $L'_y = L_y/2$, для насыщающихся реакторов $L'_y = L_y$.

Обычно реакторы выбираются частично насыщающимися, так как в этом случае можно получить их наименьшие габариты. При этом $L'_y = 0,7 \cdot L_y$.

1.4. Расчет параметров цепи якоря двигателя

Расчётное сопротивление цепи якоря двигателя, питаемого от тиристорного преобразователя через силовой трансформатор, равно

$$R_{\Sigma} = R_{\text{я}} + R_{\text{т}} + R_{\text{х}} + R_y,$$

где $R_{\text{я}}$ - сопротивление обмотки якоря с учётом её нагрева;

$R_{\text{т}}$ - сопротивление обмоток силового трансформатора;

$R_{\text{х}}$ - сопротивление, вносимое за счёт коммутации тиристоров;

R_y - сопротивление уравнительного реактора.

Приведенные к цепи постоянного тока параметры силового трансформатора и тиристорного преобразователя определяются по формулам на основании каталожных данных (табл. 2):

Исполнительные устройства систем управления

$$R_m = \frac{\Delta P_{кз} \cdot U_{2н}^2}{(S_n)^2}; \quad x_m = \sqrt{Z^2 - R_m^2};$$

$$Z = \frac{U_{кз} \cdot U_{2л}}{100 \cdot I_{ф2} \cdot \sqrt{3}}; \quad L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

где $U_{кз}$ - напряжение короткого замыкания трансформатора;
 $P_{кз}$ - мощность активных потерь при коротком замыкании.
 Сопротивление обмотки якоря двигателя выбирается по каталогу, либо определяется из следующих выражений:

$$R_{я} = 0.5 \cdot (1 - \eta_n) \cdot \frac{U_n}{I_n}, \quad \text{где}$$

$$\eta_n = \frac{P_n}{U_n \cdot I_n}.$$

Сопротивление, вносимое за счёт коммутации вентиляей

$$R_x = \frac{m \cdot X_m}{2 \cdot \pi} \quad (\text{Ом}).$$

Сопротивление уравнивающего и сглаживающего дросселей принимают соответственно в пределах (0,1÷0,3) Ом.

Расчётная индуктивность якорной цепи определяется по формуле

$$L_{\Sigma} = L_{я} + L_{у} + L_{т},$$

$$\text{где } L_{я} = C \cdot U_n / (p \cdot I_n \cdot \omega_n),$$

p - число пар полюсов;

$C=0,6$ - для компенсированной машины;

$C=0,25$ - для некомпенсированных машин;

ω_n - номинальная частота вращения двигателя;

U_n, I_n - соответственно номинальное напряжение и номинальный ток двигателя.

1.5. Расчет нагрузочных характеристик ТП

В случае применения неперсивного тиристорного преобразователя, а также реверсивного преобразователя с отдельным управлением вентильными группами естественные статические характеристики будут включать в себя зоны прерывистых и непрерывных токов. Расчёт должен проводиться для обеих зон. Так как большинство современных автоматизированных электроприводов имеют преобразователи, построенные на прин-

Исполнительные устройства систем управления

ципах отдельного управления, и в качестве исполнительных двигателей имеют высокомоментные двигатели постоянного тока, допускающие получение ускоренного вращения за счёт повышения напряжения на якоре двигателя (обычно в 2 раза по сравнению с номинальным напряжением), то зона прерывистых токов для таких приводов достаточно велика и должна быть аналитически рассчитана. Если не пренебрегать, как это обычно делают [5], активным сопротивлением цепи якоря, то расчёт механических характеристик разомкнутого привода по системе тиристорный преобразователь - двигатель в зоне прерывистых токов можно выполнить по формулам:

скорость вращения двигателя

$$\omega_{\partial} = \frac{U_m \cdot \cos(\Theta)}{C} \cdot \frac{\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \Theta\right) - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \lambda - \Theta\right) \cdot e^{\frac{\lambda}{\tau} \text{tg}(\Theta)}}{\frac{\lambda}{1 - e^{\text{tg}(\Theta) \frac{\lambda}{\tau}}}}$$

ток якоря двигателя

$$I = \frac{U_m}{R_{\partial}} \cdot \frac{m}{2 \cdot \pi} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \lambda\right) - \frac{\omega_{\partial} \cdot C}{U_m} \cdot \lambda \right],$$

где $T_{\partial} = L_{\partial}/R_{\partial}$ - постоянная времени якорной цепи;

$\Theta = \arctg(\omega \cdot T_{\partial})$ - параметр нагрузки;

U_m - амплитуда линейного напряжения на входе преобразователя для трёхфазной мостовой схемы и амплитуда фазного напряжения для трёхфазной нулевой схемы;

λ - угол проводимости тиристоров, изменяющийся в пределах от 0 до $6,28/m$ рад;

C - постоянная двигателя при номинальном потоке;

α - угол отпирания тиристоров, рад.

При расчёте характеристик минимальное значение α следует выбирать не менее 12 эл.град. для мостовой трёхфазной схемы и не менее 21 эл.град. для трёхфазной нулевой схемы.

В зоне непрерывных токов расчёт электромеханической характеристики выполняется по формуле:

$$E_n = \frac{m}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{m}{\pi}\right) \cdot U_m \cdot \cos(\alpha); \quad \omega_{\partial} = \frac{E_n - I \cdot R_{\partial}}{C};$$

Исполнительные устройства систем управления

$$\text{где } \frac{m}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{m}{\pi}\right) \cdot U_m = E_{do}$$

R_Σ - сопротивление якорной цепи;

E_{do} - ЭДС преобразователя при $\alpha = 0$,

Изменяя значения тока якоря двигателя от граничного до номинального и вычисляя угловую скорость, получают координаты электромеханической характеристики.

По полученным в результате расчёта характеристикам определяют относительный перепад скорости или статизм характеристики разомкнутой системы тиристорный преобразователь – двигатель с учетом тока холостого хода:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_n} = \frac{\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2}{\omega_n},$$

где $\Delta\omega_1$ - падение скорости в зоне прерывистых токов;

$\Delta\omega_2$ - падение скорости в зоне непрерывных токов.

Расчёт статических характеристик замкнутой системы управления ведётся с учётом требуемого статизма и влияния на него выбранных обратных связей.

1.6. Пример расчета тиристорного преобразователя

Выполним расчет тиристорного преобразователя для питания двигателя постоянного тока типа 2ПФ-200LF с следующими параметрами:

$P_n=15\text{кВт}$, $U_n = 220\text{В}$, $I_n=78,5\text{А}$, $n=750$ об/мин, $M_n =190\text{Нм}$, $p=2500$ об/мин, $2p=4$, $R_\Sigma=0,125$ Ом, $R_{дп}=0,08$ Ом, $L_\Sigma=0,046$ Гн, $J_d=0,3$ кг·м².

Для питания цепи якоря используется реверсивный тиристорный преобразователь с отдельным управлением комплектами тиристоров, выполненный по трехфазной мостовой схеме ($m=6$) с согласующим трансформатором. Ввиду того, что тиристорные комплекты работают поочередно и нагружены одинаково, расчет элементов преобразователя выполняем для одного комплекта, для другого комплекта элементы одинаковы.

Принимаем $E_{do}=U_n=220\text{В}$. Рассчитываем фазную ЭДС вторичной обмотки трансформатора

$$E_2=U_n \cdot K_e \cdot K_c \cdot K_r \cdot K_\alpha$$

Выбираем K_e по табл.1, а остальные коэффициенты принимаем с учетом указанных рекомендаций

$$E_2=220 \cdot 0,427 \cdot 1,1 \cdot 1,05 \cdot 1,18=128 \text{ В}$$

Исполнительные устройства систем управления

Линейная ЭДС вторичной обмотки трансформатора

$$E_{2H} = 128 \cdot \sqrt{3} = 221,7 \text{ В, примем } E_{2H} = 230 \text{ В}$$

Коэффициент трансформации трансформатора ($U_{1H} = 380 \text{ В}$)

$$K_{TP} = 380/230 = 1,65$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора без учета коммутационных режимов и пульсаций

$$I_2 = K_{i2} I_d; \quad I_d = I_H = 78,5 \text{ А}; \quad K_{i2} = 0,815, \quad K_i = 1,1 \text{ (по табл.1);}$$

$$I_2' = 0,815 \cdot 78,5 = 63,98 \text{ А} \quad I_2 = 63,98 \cdot 1,1 = 70,38 \text{ А.}$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = I_2 / K_{TP} = 70,38 / 1,65 = 42,6 \text{ А}$$

Расчетная габаритная мощность трансформатора

$$P_T = 1,05 \cdot P_d = 1,05 \cdot E_{d0} \cdot K_C \cdot K_r \cdot K_a \cdot I_d =$$

$$= 1,05 \cdot (220 \cdot 1,1 \cdot 1,05 \cdot 1,18 \cdot 78,5) = 24714,14 \text{ ВА} = 24,71 \text{ кВА}$$

По табл.2 выбираем трансформатор ТС-25 со следующими параметрами

$$S_{1H} = 25 \text{ кВА}, \quad U_{2лн} = 230 \text{ В}, \quad U_K = 4,3\%, \quad P_{к3} / S_{1H} = 3\%$$

Индуктивность, а также активное, индуктивное и полное сопротивление силового трансформатора определяем из соотношений

$$I_2 = \frac{S_{1H}}{U_{2лн} \cdot \sqrt{3}} = \frac{25000}{230 \cdot \sqrt{3}} = 62,75 \text{ А}$$

$$Z = U_{к3} \cdot U_{2лн} / (100 \cdot I_2 \cdot \sqrt{3}) = 4,3 \cdot 230 / (100 \cdot 62,75 \cdot 1,73) = 0,091 \text{ Ом}$$

$$P_{к3} = S_{1H} \cdot 3\% / 100 = 750 \text{ Вт}$$

$$R_{TP} = P_{к3} \cdot 3 \cdot U_{2лн}^2 / (3 \cdot S_{1H}^2) = 750 \cdot 3 \cdot 230^2 / (3 \cdot 25000^2) = 0,0635 \text{ Ом}$$

$$X_{Tm} = \sqrt{Z^2 - R_{TP}^2} = \sqrt{0,091^2 - 0,0635^2} = 0,065 \text{ Ом}$$

$$L_\phi = X_{TP} / (2 \cdot \pi \cdot f) = 0,065 / (2 \cdot 3,14 \cdot 50) = 2,007 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}$$

При необходимости установки сглаживающего дросселя его индуктивность определяется из выражения:

$$L_{сг} = e_n \cdot E_{d0} / (i_e \cdot \omega \cdot I_H) - (2L_{TP} + L_\phi)$$

Зададимся относительной величиной эффективного значения первой гармоники выпрямленного напряжения $e_n = 0,24$ для $= 90$ эл.град., и относительной величиной эффективного значения пульсаций первой гармоники выпрямленного тока $i_e = 0,02$

$$E_{d0} = \frac{U_{2\phi}}{K_e} = \frac{U_{2лн}}{\sqrt{3} \cdot K_e} = \frac{230}{\sqrt{3} \cdot 0,427} = 310 \text{ В}$$

$$L_{сг} = 0,24 \cdot 310 / (0,02 \cdot 314 \cdot 78,56) - (2 \cdot 0,207 \cdot 10^{-4} + 0,0046) = 0,02 \text{ Гн}$$

Исполнительные устройства систем управления

Если бы проектируемый тиристорный преобразователь был выполнен по схеме согласованного управления, то потребовался бы уравнильный дроссель, индуктивность которого равна

$$L_{ур} = \sqrt{\frac{6 \cdot E_2 \cdot K_{эф}}{\omega \cdot I_{ур}}} - 2 \cdot L\phi$$

Если принять величину допустимого уравнильного тока равной

$$I_{ур} = (0,05 \div 0,1) \cdot I_H = 0,1 \cdot 78,5 = 7,85 \text{ А,}$$

то, приняв $K_{эф} = 0,19$, для мостовой схемы ТП, получим

$$L_{ур} = \sqrt{2\sqrt{3} \cdot 133 \cdot 0,19 / (2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 7,85)} - 2 \cdot 0,207 \cdot 10 = 0,0246 \text{ Гн}$$

В схеме целесообразно использовать два насыщающих уравнильных реактора с индуктивностями 24,6 мГн. Индуктивность каждого из этих реакторов должна сохраняться до тока $I_{у.макс} = 7,85 \text{ А}$.

Для выбора тиристоров необходимо определить их класс по максимальному обратному напряжению на вентиле

$$U_{в.макс} = E_{до} \cdot K_{ев} \cdot 1,25 \quad E_{до} = 1,35 \quad E_{2л} = 1,35 \cdot 230 = 310 \text{ В}$$

$$K_{ев} = 1,045 \text{ по табл.1}$$

$$U_{в.макс} = 310 \cdot 1,045 \cdot 1,25 = 405 \text{ В}$$

С учетом 25% запаса $U_{в.макс} = 405 \text{ В}$

Среднее значение тока через тиристор

$$I_{в.ср} = I_H / 3 = 78,5 / 3 = 26,16 \text{ А}$$

Ток через тиристор при коротком замыкании на стороне постоянного тока

$$I_K = 100 \cdot I_H / U_K = 100 \cdot 78,5 / 4,3 = 1825,6 \text{ А}$$

$$I_{в.н} > I_K / 15 = 1825,6 / 15 = 121,7 \text{ А}$$

Выбираем тиристоры Т131-40 с обратным напряжением не менее 500 В.

2. РАСЧЕТ ШИРОТНО - ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электроприводы с широтно - импульсными преобразователями (ШИП), питающиеся от сети переменного тока через неуправляемый выпрямитель, используются в металлорежущих станках, промышленных роботах и кузнечно - прессовом оборудовании. Они являются более быстродействующими, чем приводы с управляемыми выпрямителями, обеспечивают высокие диапазоны регулирования скорости (до 10000 и более) с высокой плавностью вращения двигателя, имеют меньшие потери и более высокий коэффициент мощности [6,7].

Основой полупроводниковых ШИП являются транзисторный или тиристорный ключи. Транзисторный ключ представляет собой функционально законченное устройство, содержащее схемы гальванической развязки, усиления и защиты [6]. Способы построения транзисторных ключей (ТК) достаточно разработаны [6], один из вариантов ТК представлен на рис.4, Схема содержит выходные транзисторы VT5, VT6, включенные по схеме Дарлингтона с обратным диодом VD2, транзистор VT6 и диод VD2 могут содержать несколько параллельно включенных приборов. Предвыходной каскад выполнен на транзисторах VT1-VT4, каскад согласования управляющих сигналов и сигналов защиты с предвыходным усилителем выполнен на микросхеме D. Схема транзисторного ключа содержит также устройство защиты по току БЗ и каскад гальванической развязки ГРУ. Питание предвыходного усилителя, устройств управления и защиты осуществляется от отдельного симметричного источника со средней точкой.

Работа силового транзисторного ключа осуществляется следующим образом. При отсутствии управляющих импульсов ($U = 0$) на выходе ГРУ и БЗ имеет место логическая единица, выходной транзистор схемы совпадения D открыт, транзисторы VT1-VT3 закрыты, а транзистор VT4 открыт. При этом по базовой цепи транзисторов VT5, VT6 течёт запирающий ток. При подаче сигнала управления на ГРУ ($U_y = 1$) отпираются транзисторы VT1-VT3, запирается VT4 и по базовой цепи транзисторов VT5-VT6 течёт отпирающий ток, транзисторный ключ оказывается в открытом состоянии.

Исполнительные устройства систем управления

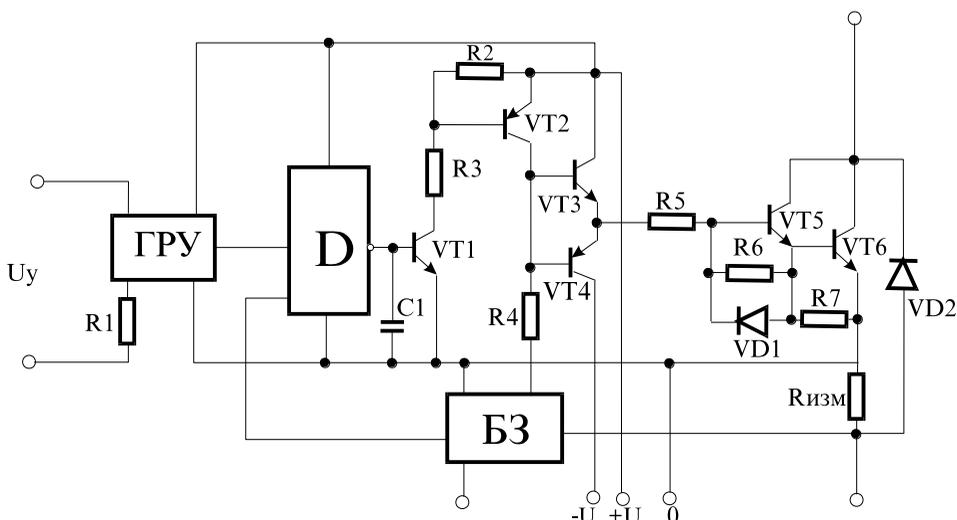


Рис. 4. Схема транзисторного ключа.

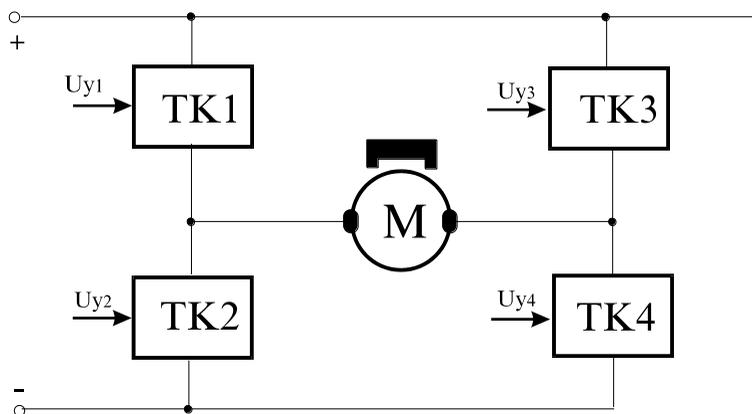


Рис. 5. Схема транзисторного широтно-импульсного преобразователя (ШИП).

При превышении током через ТК заданного уровня сигнал, поступающий с измерительного резистора R на вход БЗ, переводит его в открытое состояние (логический ноль на выходе). Этот

Исполнительные устройства систем управления

сигнал запирает ТК. Импульсы частотой 20-50 кГц, поступающие на синхронизирующий вход БЗ, переводят его в исходное состояние, в котором он и остается, если устранилась причина, вызвавшая недопустимый ток. Диод VD2, включенный параллельно выходному каскаду ТК, служит для создания пути тока нагрузки в ШИП.

Широко используются ненасыщенные силовые транзисторные ключи, охваченные нелинейной обратной связью [6].

Кроме того, находят применение тиристорные ключи, содержащие специальные схемы выключения [7].

Упрощенная принципиальная схема ШИП представлена на рис.5. Она содержит четыре транзисторных ключа ТК1-ТК4, образующих мост. В диагональ моста включена либо цепь якоря двигателя, либо обмотка возбуждения. Питание ШИП осуществляется от источника постоянного напряжения, шунтированного конденсатором большой ёмкости.

Наиболее простым способом управления ШИП является симметричный (рис. 6). При таком способе управления в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, а напряжение на выходе ШИП представляет собой знакопеременные импульсы, длительность которых регулируется входным сигналом. В ШИП с симметричным управлением среднее напряжение U на выходе равно нулю, когда относительная продолжительность включения $\gamma=0,5$. Симметричный закон управления обычно используют в маломощных приводах постоянного тока, его преимуществом является простота реализации и отсутствие зоны нечувствительности в регулировочной характеристики. Недостатком такого ШИП является разнополярное напряжение на нагрузке и в связи с этим повышенные пульсации тока якоря исполнительного двигателя.

Исполнительные устройства систем управления

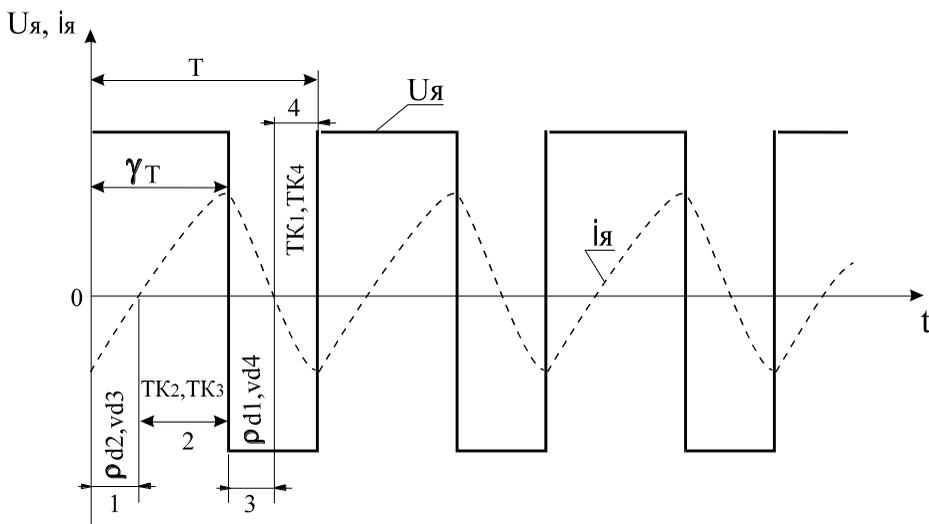


Рис. 6. Электромагнитные процессы в нагрузке ШИП при симметричном управлении.

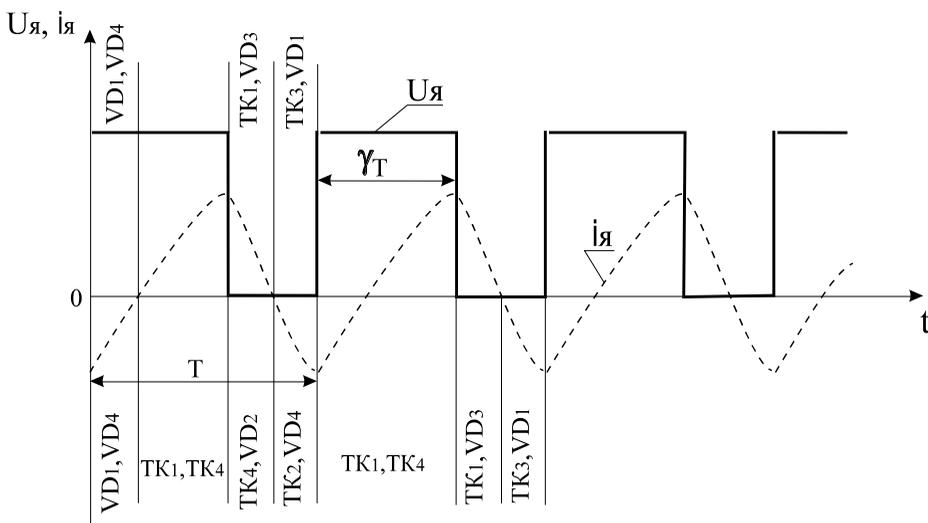


Рис.7. Электромагнитные процессы в нагрузке ШИП при несимметричном (над осью t) и при поочередном (под осью t) управлении.

Исполнительные устройства систем управления

При несимметричном управлении (рис.7) переключаются транзисторные ключи ТК3 и ТК4 (ключи ТК1 и ТК2 при противоположной полярности сигнала управления), транзисторный ключ ТК1 постоянно открыт, а ключ ТК2 постоянно заперт. Транзисторные ключи ТК3 и ТК4 переключаются в противофазе, обеспечивая протекание тока от источника питания и от противо-ЭДС двигателя. При этом на выходе ШИП формируются знакопостоянные импульсы, а среднее напряжение равно нулю, когда относительная продолжительность включения транзисторных ключей $\gamma=0$. Недостатком такого закона управления является то, что верхние по схеме транзисторные ключи ТК1, ТК3 по току нагружены больше, чем нижние.

Указанный недостаток устранён при поочередном управлении, когда при любом знаке входного сигнала в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа, однако частота переключения каждого из них в два раза меньше, чем частота напряжения на выходе ШИП. Управляющее напряжение транзисторных ключей одной фазы моста ТК1, ТК2 и ТК3, ТК4 постоянно находятся в противофазе, при этом ключи переключаются через период выходного напряжения T . Этим достигаются одинаковые условия работы транзисторов в мостовой схеме.

При некотором входном сигнале управляющие импульсы U_{y1} , U_{y4} длительностью $t=(1+\gamma)T$ подаются на диагонально расположенные транзисторные ключи со сдвигом на полпериода, а управляющие импульсы U_{y2} , U_{y3} длительностью $t=(1-\gamma)T$ также со сдвигом на полпериода подаются на транзисторы противоположной диагонали. В этом случае на интервале T нагрузка подключена к источнику питания с помощью диагонально расположенных ключей, а на интервале $(1-\gamma)T$ нагрузка закорочена с помощью верхних или нижних транзисторных ключей. При изменении знака входного сигнала порядок управления диагональными ключами изменяется на противоположный. При поочередном управлении на нагрузке формируются знакопостоянные импульсы длительностью T , пропорциональной сигналу на входе.

2.1 Расчёт широтно-импульсного преобразователя

Основным вариантом реверсивного ШИП с выходом на постоянном токе является мостовая схема (рис.5), выполненная на четырех транзисторных ключах ТК1-ТК4, шунтированных диодами. Каждый транзисторный ключ кроме выходных транзисторов

Исполнительные устройства систем управления

содержит предвыходной каскад, блок защиты и управления (рис.4). Все эти устройства не загружаются силовым током, протекающим через нагрузку. В дальнейшем рассматривается методика расчета токов, протекающих только через выходные транзисторы и включённые встречно-параллельно им диоды.

Проанализируем работу ШИП при симметричном управлении (см. рис. 6). Электромагнитные процессы в нагрузке (якоре двигателя постоянного тока) при симметричном управлении транзисторными ключами ШИП изображены на рис.6, За период коммутации T здесь последовательно образуются четыре интервала 1-4, на каждом из которых ток протекает через обозначенные на рис.5 полупроводниковые приборы ШИП.

На рис.6 приведен наиболее общий случай знакопеременного тока нагрузки. Если ток нагрузки знакопостоянен, то интервал 4, на котором ток нагрузки протекает через транзисторные ключи ТК1, ТК4, отсутствует.

Электромагнитные процессы в нагрузке описываются следующими дифференциальными уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U &= r \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + E & \text{при } 0 < t < \gamma \cdot T \\ -U &= r \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + E & \text{при } \gamma \cdot T < t < T \end{aligned} \right\} (1)$$

Решения этих уравнений в относительных единицах имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_я &= 1 - \bar{\omega} + \frac{2 \cdot (a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} \cdot e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_k}\right)} & \text{при } 0 < \tau < \gamma \\ \bar{i}_я &= -1 - \bar{\omega} - \frac{2 \cdot (b_1 - 1)}{1 - a_1^2} \cdot e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_k}\right)} & \text{при } \gamma < \tau < 1 \end{aligned} \right\} (2)$$

$$\text{где } a_1 = e^{-\left(\frac{I}{2 \cdot \tau_H}\right)}; \quad b_1 = e^{\left(\frac{\gamma}{\tau_H}\right)};$$

Исполнительные устройства систем управления

$$\tau = \frac{t}{T} \quad \text{- относительное время;}$$

$$\tau_n = \frac{L_{я}}{R_{я} \cdot T} \quad \text{- относительная постоянная времени;}$$

$$\bar{i}_{я} = \frac{i_{я}}{I_k} \quad \text{- относительный ток якоря;}$$

$$\bar{\omega} = \frac{E}{U} = \frac{k \cdot \omega}{U} \quad \text{- относительная скорость двигателя;}$$

$$I_k = \frac{U}{r_{я}} \quad \text{- ток короткого замыкания двигателя;}$$

T - период коммутации;

$$\gamma = \frac{t_1}{T} \quad \text{- относительная длительность включения.}$$

Максимальный ток в транзисторе и диоде выходного каскада ключа ТК может быть найден из (2) при $\tau = \gamma$:

$$\bar{I}_{\max} = 1 - \bar{\omega} + \frac{2 \cdot (a_1^2 \cdot b_1^2 - 1)}{1 - a_1^2} \cdot e^{-\left(\frac{\gamma}{\tau_n}\right)} \quad (3)$$

При симметричном управлении переключаются все транзисторные ключи моста (рис. 5). В этом случае состав силовой цепи на всех интервалах неизменен, изменяется лишь полярность источника питания в цепи нагрузки.

Симметричный способ управления реализуется с помощью достаточно простых схем. Его несомненным преимуществом является отсутствие зоны нечувствительности и линейность регулировочной характеристики [6]. Напряжение на нагрузке и в этом случае $U_{я} = U \cdot (2 \cdot \gamma - 1)$, а токи в полупроводниковых приборах и нагрузке ШИП определяются формулами [6]:

средний ток транзистора

$$\bar{I}_{Tcr} = (1 - \bar{\omega}) \cdot \gamma - 2 \cdot \tau_n \cdot \frac{(a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1) \cdot (b_1 - 1)}{1 - a_1^2};$$

Исполнительные устройства систем управления

действующий ток транзистора

$$\bar{I}_{T\partial} = \sqrt{\frac{(1 - \bar{\omega})^2 \cdot \gamma - 4(1 - \bar{\omega}) \cdot \tau_n \cdot \frac{(a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2}}{-2 \cdot \tau_n \cdot \frac{(a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1)^2 \cdot (b_1^2 - 1)}{(1 - a_1^2)^2}}};$$

средний ток диода

$$\bar{I}_{\partial cp} = - \left[(1 - \bar{\omega}) \cdot (1 - \gamma) - 2 \cdot \tau_n \cdot \frac{(a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1) \cdot (b_1 - 1)}{1 - a_1^2} \right];$$

действующий ток диода

$$\bar{I}_{\partial \partial} = \sqrt{\frac{(1 + \bar{\omega})^2 \cdot (1 - \gamma) - 4 \cdot (1 + \bar{\omega}) \cdot \tau_n \cdot \frac{(b_1 - 1) \cdot (a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2}}{-2 \cdot \tau_n \cdot \frac{(a_1^4 \cdot b_1^2 - 1) \cdot (1 - b_1)^2}{(1 - a_1^2)^2}}};$$

средний ток нагрузки

$$\bar{I}_{яср} = 2 \cdot \gamma - \bar{\omega} - I;$$

действующий ток нагрузки

$$\bar{I}_{я\partial} = \sqrt{(1 + \bar{\omega})^2 - 4 \cdot \bar{\omega} \cdot \gamma + 4 \cdot \tau_n \cdot \frac{(b_1 - 1)(a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2}};$$

Недостатком ШИП с симметричным управлением являются повышенные пульсации тока в выходной цепи. Этот недостаток исключается при несимметричном и поочерёдном способах управления ШИП.

При несимметричном управлении переключаются лишь два транзисторных ключа, расположенные на одной стороне моста, (рис.7): ТК3, ТК4 (или ТК1, ТК2 при обратной полярности входно-

Исполнительные устройства систем управления

го сигнала).

Второй верхний на схеме транзисторный ключ ТК1 постоянно насыщен, а нижний ключ ТК2 заперт. При этом на выходе ШИП формируются знакопостоянные импульсы напряжения, и положению равновесия в системе соответствует относительная продолжительность включения одного из нижних транзисторных ключей $\gamma = 0$,

Временные диаграммы электромагнитных процессов в нагрузке ШИП (для наиболее общего случая знакопеременного тока) при несимметричном управлении приведены на рис.7, Здесь в течении периода коммутации T последовательно образуются четыре интервала; полупроводниковые приборы, через которые протекает ток якоря на этих интервалах, указаны в верхней части рис. 7. Электромагнитные процессы в нагрузке в течении импульса (γT) и паузы $(1-\gamma)T$ описываются уравнениями

$$\left. \begin{aligned} U &= r \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + E \quad \text{при } 0 < t < \gamma T \\ O &= r \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + E \quad \text{при } \gamma T < t < T \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Мгновенные значения токов для первого и второго интервалов периода находятся из решения уравнений. Эти решения имеют вид [6]:

$$\bar{i}_a = 1 - \frac{1 - a_1^2 \cdot b_1^{-1}}{1 - a_1^2} \cdot e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_n}\right)} - \bar{\omega} \quad \text{при } 0 < \tau < \gamma \quad 5,6$$

$$\bar{i}_a = \frac{1 - b_1}{1 - a_1^2} \cdot e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_n}\right)} - \bar{\omega} \quad \text{при } \gamma < \tau < 1$$

Средние и действующие токи в транзисторах и диодах выходного каскада ключа ТК и в нагрузке находятся по формулам: средний ток транзисторных ключей ТК2 и ТК4

$$\bar{I}_{Tcr} = \gamma - \bar{\omega} \cdot \gamma + \tau_n \frac{(1 - b_1) \cdot (a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2};$$

Исполнительные устройства систем управления

действующий ток транзисторных ключей ТК2 и ТК4

$$\bar{I}_{T\partial} = \sqrt{\frac{(1-\bar{\omega})^2 \cdot \gamma + 2 \cdot \tau_n(1-\bar{\omega}) \cdot \frac{(1-a_1^2 \cdot b_1^{-1}) \cdot (b_1-1)}{1-a_1^2}}{-\frac{\tau_n}{2} \cdot \frac{(1-a_1^2 \cdot b_1^{-1})^2 \cdot (b_1^2-1)}{(1-a_1^2)^2}}};$$

средний ток диодов

$$\bar{I}_{\partial cp} = -\bar{\omega} \cdot (1-\gamma) - \tau_n \cdot \frac{(a_1^2 \cdot b_1^{-1} - 1) \cdot (1-b_1)}{1-a_1^2};$$

действующий ток диодов

$$\bar{I}_{\partial \partial} = \sqrt{\frac{\bar{\omega}^2 \cdot (1-\gamma) + 2 \cdot \tau_n \cdot \frac{\bar{\omega} \cdot (1-b_1) \cdot (1-a_1^2 \cdot b_1^{-1})}{1-a_1^2}}{-\frac{\tau_n}{2} \cdot \frac{(a_1^4 \cdot b_1^2 - 1) \cdot (1-b_1)^2}{(1-a_1^2)^2}}};$$

средний ток нагрузки

$$\bar{I}_{яcp} = \gamma - \bar{\omega};$$

Из уравнения (5) при $\tau=\gamma$ определяется максимальный ток транзистора и диода выходного каскада транзисторного ключа ТК

$$\bar{I}_{макс} = 1 - \frac{(1-a_1^2 \cdot b_1^{-1})}{1-a_1^2} \cdot e^{-\left(\frac{\gamma}{\tau_n}\right)} - \bar{\omega} \quad (7)$$

При несимметричном управлении ШИП напряжение на нагрузке (якоре двигателя постоянного тока) $U_{я}=\gamma \cdot U$.

При поочерёдном способе управления ШИП в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа, но частота переключения каждого ключа вдвое меньше частоты коммутации тока в нагрузке (рис.7). Управляющие напряжения транзисторных ключей ТК1, ТК2 и ТК3, ТК4 постоянно находятся

в противофазе; при этом транзисторные ключи одной фазной группы переключаются через период T (рис.7). Этим достигаются одинаковые условия работы полупроводниковых приборов ШИП.

Электромагнитные процессы в нагрузке при поочередном управлении - такие же, как при несимметричном управлении (рис. 7). На интервале T нагрузка включена в цепь источника питания через диагонально расположенные транзисторные ключи ТК1, ТК4, а на интервале $(1-\gamma)T$ она закорочена с помощью верхних или нижних ключей, так как транзисторные ключи ТК1 и ТК4 запираются поочередно через период T . Последовательность образования коммутационных интервалов в течении времени $2T$ и полупроводниковые приборы, проводящие ток на этих интервалах, указаны в нижней части рис. 7, При поочередном управлении на нагрузке также формируются знакопостоянные импульсы напряжения продолжительностью $\gamma \cdot T$.

Средние токи в транзисторных ключах при поочередном управлении определяются как полусумма тока ТК2 (ТК4) и тока нагрузки, а действующие токи равны сумме действующего тока ТК2 (ТК4) и тока нагрузки, разделённой на 2, Средние токи диодов при поочередном управлении вдвое меньше средних токов диодов при несимметричном управлении, а действующие токи меньше в 2 раз. Максимальные токи в транзисторных ключах и диодах находятся из уравнения (7).

2.2. Механические характеристики в системе ШИП - двигатель постоянного тока

Уравнения механических характеристик электроприводов ШИП - двигатель в относительных единицах, полученные на основании уравнений для средних напряжений на якоре двигателя, имеют вид:

а) для несимметричного и поочередного управления с однополярными импульсами выходного напряжения ($\gamma_0 = 0$) [6]

$$\bar{\omega} = \gamma - \bar{I}_я \quad (8)$$

б) для симметричного управления со знакопеременными импульсами выходного напряжения ($\gamma_0 = 0,5$)

$$\bar{\omega} = (2\gamma - 1) - \bar{I}_я \quad (9)$$

Как следует из (8) и (9), механические характеристики системы ШИП - двигатель постоянного тока представляют собой

Исполнительные устройства систем управления

семейство прямых с постоянным углом наклона к оси абсцисс, пересекающих ось ординат при $\omega = \gamma$ (при несимметричном и поочередном управлении с $\gamma=0$) или при $\omega=2\gamma - 1$ (при симметричном управлении с $\gamma=0,5$).

Таким образом, механические характеристики системы ШИП - двигатель постоянного тока аналогичны механическим характеристикам системы генератор - двигатель. Импульсное управление двигателем от ШИП практически не искажает естественных механических характеристик последнего.

2.3. Энергетические характеристики в системе ШИП - двигатель постоянного тока.

Потери мощности в якоре двигателя постоянного тока при симметричном управлении ШИП ($\gamma_0=0,5$) определяется по формуле [6]

$$\Delta P_{\text{я}} = r_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}^2 + 4 \cdot r_{\text{я}} \cdot I_{\text{к}}^2 \cdot [\gamma \cdot (1-\gamma) - \tau_{\text{н}} \cdot X] = r_{\text{я}} \cdot I_{\text{к}}^2 \cdot (1 + 4 \cdot \alpha_{\text{к}} \cdot \alpha_{\text{р}});$$

при несимметричном и поочередном управлении ($\gamma_0 = 0$)

$$\Delta P_{\text{я}} = r_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}^2 + r_{\text{я}} \cdot I_{\text{к}}^2 \cdot [\gamma \cdot (1-\gamma) - \tau_{\text{н}} \cdot X] = r_{\text{я}} \cdot I_{\text{к}}^2 \cdot (1 + \alpha_{\text{к}} \cdot \alpha_{\text{р}});$$

$$\text{где } X = \frac{(1 - e^{-\left(\frac{\gamma}{\tau_{\text{н}}}\right)}) \cdot \left[1 - e^{-(1-\gamma) \cdot \bar{\tau}_{\text{н}}}\right]}{1 - e^{-\left(\frac{1}{\tau_{\text{н}}}\right)}} - \text{коэффициент}$$

пульсаций тока якоря;

$$\alpha_{\text{к}} = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{я}}}; \quad \alpha_{\text{р}} = \gamma \cdot (1 - \gamma) - \tau_{\text{н}} \cdot X;$$

Потери мощности в цепи якоря двигателя (в ваттах) представляют собой сумму основной составляющей $r_{\text{я}} I_{\text{я}}^2$, соответствующей питанию двигателя от источника постоянного напряжения, и дополнительной, обусловленной пульсациями тока в цепи якоря;

$$\Delta P_{\text{яд}} = I_{\text{я}}^2 \cdot r_{\text{я}} \cdot \alpha_{\text{к}} \cdot \alpha_{\text{р}} \quad \text{при } \gamma_0 = 0$$

$$\Delta P_{\text{яд}} = 4 I_{\text{я}}^2 \cdot r_{\text{я}} \alpha_{\text{к}} \cdot \alpha_{\text{р}} \quad \text{при } \gamma_0 = 0,5$$

В относительных единицах дополнительные потери $\Delta P_{\text{яд,доп}}$ определяются выражениями [6]

$$\Delta P_{\text{яд,доп}} = \alpha_{\text{к}} \cdot \alpha_{\text{р}} \quad \text{при } \gamma_0 = 0 \quad (13)$$

$$\Delta P_{\text{яд,доп}} = 4 \cdot \alpha_{\text{к}} \cdot \alpha_{\text{р}} \quad \text{при } \gamma_0 = 0,5$$

Исполнительные устройства систем управления

Относительные дополнительные потери в двигателе являются функцией коэффициента α_p , который в свою очередь зависит от γ, τ_H, X .

Зависимости (13) имеют максимум при $\gamma = 0,5$ [6].

В области $0 < \tau_H < 3$ эта зависимость близка к квадратичной [6]:

$$(\alpha_p)_{\gamma=0,5} \approx 0,0045/\tau_H^2,$$

при $\tau_H > 3$ она представляется линейной зависимостью вида

[6]

$$(\alpha_p)_{\gamma=0,5} \approx 0,0217/\tau_H - 0,0261$$

Как известно, основными составляющими потерь в силовых транзисторах ШИП являются потери на переключение $P_{пер}$ и потери в насыщенном состоянии $P_{нас}$ [6]:

$$P_{mp} = P_{пер} + P_{нас} = K_{\alpha} \cdot I_{я} \cdot U \cdot f \cdot \frac{t_+ + t_-}{2} + I^2 \cdot r_{mp},$$

где
$$K_{\alpha} = 1 + \alpha_k \cdot \left(\frac{1 - e^{-I}}{1 - e^{-\left(\frac{I}{\tau_H}\right)}} - \gamma \right) = 1 + \alpha_k \cdot \kappa'_{\alpha}$$

для систем с $\gamma = 0$ и

$$K_{\alpha} = 1 + 2 \cdot \alpha_k \cdot \kappa'_{\alpha} \text{ для систем с } \gamma = 0,5,$$

r_t - динамическое сопротивление транзистора в режиме насыщения;

t_+, t_- - время нарастания и время спада тока коллектора.

Значение максимально при

$$\gamma = \gamma_{макс} \approx \tau_H \cdot \ln \left(\frac{1}{\tau_H \cdot (1 - e^{-\frac{1}{\tau_H}})} \right).$$

Приблизённо можно считать, что при $0 < \tau_H < 1$ имеем $\gamma_{макс} = 0,5$. Если $\tau_H^{-1} > 1$, то максимум сдвигается в область меньших значений γ .

Зависимость $K_{\alpha, макс} = F(\tau_H^{-1})$ в области $\tau_H^{-1} < 3$ описывается линейным уравнением [6]:

Исполнительные устройства систем управления

$$K'_{\alpha \max} = 0,116 \cdot \alpha_k / \tau_H$$

при этом $K_{\alpha} = 1 + 0,116 \alpha_k / \tau_H$, если $\gamma_0 = 0$

$$K_{\alpha} = 1 + 0,232 \alpha_k / \tau_H, \text{ если } \gamma_0 = 0,5$$

В современных электроприводах частота коммутации ШИП выбирается достаточно высокой (до нескольких килогерц); при этом практически всегда удовлетворяется неравенство $\tau_H^{-1} < 1$, Тогда действующий ток транзистора определяется в основном моментом на валу двигателя, а ухудшение механических характеристик системы ШИП - ДТП из-за импульсного характера питания обусловлено дополнительными потерями в меди якоря двигателя и потерями на переключение в силовых транзисторах. Эти обстоятельства позволяют определить оптимальную частоту коммутации в ШИП.

Суммарные дополнительные потери в системе ШИП-ДПТ в относительных единицах будут [6]

$$\Delta \bar{P}_{я \partial o n} + \bar{P}_{н ep} = \frac{0,0045 \cdot \alpha_k}{\tau_H^2} + \frac{\tau_+ + \tau_-}{2 \cdot \tau_H} \cdot (\tau_H + 0,616 \cdot \alpha_k)$$

при $\gamma_0 = 0$

$$\Delta \bar{P}_{я \partial o n} + \bar{P}_{н ep} = \frac{0,018 \cdot \alpha_k}{\tau_H^2} + \frac{\tau_+ + \tau_-}{2 \cdot \tau_H} \cdot (\tau_H + 0,232 \cdot \alpha_k)$$

при $\gamma_0 = 0,5$

где $\tau_+ = t_+ / T$; $\tau_- = t_- / T$ - относительное время нарастания и спада коллекторного тока выходного транзистора ключа.

Определение минимума дополнительных потерь в системе ШИП-ДПТ может быть выполнено из условия

$$\frac{\partial (\Delta \bar{P}_{я \partial o n} + \bar{P}_{н ep})_{\gamma=0.5}}{\partial (\tau^{-1})} = 0,$$

которое позволяет в первом приближении найти (в герцах) оптимальную частоту коммутации в ШИП [6]:

$$f_{onm} = K_f \cdot \left(\frac{\alpha_k \cdot r_{я}^2}{L_{я}^2 \cdot (t_+ + t_-)} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (14)$$

где $k_f = 0,26$ для систем ШИП-ДПТ с $\gamma_0 = 0$ и $k_f = 0,332$ для систем ШИП-ДПТ с $\gamma_0 = 0,5$.

Целью расчёта и проектирования транзисторного ШИП является выбор способа управления, типа транзисторов и диодов,

Исполнительные устройства систем управления

определение токов и мощности рассеяния и оптимальной частоты коммутации в ШИП.

При выборе способа управления необходимо исходить из требований, предъявляемых к регулировочным и энергетическим характеристикам электропривода. Симметричное управление ШИП позволяет получить линейные регулировочные характеристики двигателя. Однако энергетические характеристики ШИП при этом способе управления ухудшены вследствие повышенных пульсаций тока в якоре и в полупроводниковых приборах.

При несимметричном и поочерёдном управлении ШИП в регулировочной характеристике электропривода имеет место зона нечувствительности. Схемные способы уменьшения этой зоны ухудшают устойчивость электропривода.

Энергетические характеристики ШИП с несимметричным и поочерёдным управлением лучше, чем у ШИП с симметричным управлением, так как пульсации тока здесь в два раза меньше.

Определение оптимальной частоты коммутации в ШИП представляет собой достаточно сложную и неоднозначную задачу. Ранее эта задача рассмотрена для случая, когда в качестве критерия принят минимум суммарных дополнительных потерь в двигателе и транзисторах - потерь, обусловленных пульсациями тока якоря.

При минимизации суммарных дополнительных потерь задача определения f остаётся достаточно сложной, так как расчёт динамических потерь в транзисторах (особенно современных диффузионных) чрезвычайно сложен. Уравнение (14) позволяет определить f лишь в первом приближении. Значения t_+ , t_- , входящие в выражение потерь на переключение в транзисторах, зависят от коэффициента форсировок на включение $K_1 = h_{21E} \cdot I_{бвк} / I_M$ и выключение $K_2 = h_{21E} \cdot I_{бвык} / I_M$ выходных транзисторов ключа ТК [8], от их типа и от параметров импульсов базового тока.

При прямоугольных импульсах базового тока значения t_+ и t_- могут быть приближённо определены выражениями:

$$t_+ = T_T \cdot \ln(h_{21E} \cdot I_{б,вк} / (h_{21E} \cdot I_{б,вк} - I_{макс})) = T_T \cdot \ln(K_1 / (K_1 - 1));$$

$$t_- = T_T \cdot \ln((h_{21E} \cdot I_{б,вык} + I_{макс}) / (h_{21E} \cdot I_{б,вык})) = T_T \cdot \ln((K_2 + 1) / K_2)$$

где T_T - постоянная времени транзистора, с;

h_{21E} - коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером;

$I_{б,вк}$ - максимальный включающий ток базы, А;

Исполнительные устройства систем управления

$I_{б.вык}$ - максимальный выключающий ток базы, А;
 $I_{кмакс}$ - максимальный коллекторный ток в транзисторе, определяемый нагрузкой, А.

Расчёт токов в выходных транзисторах и диодах транзисторных ключей производится с помощью зависимостей, приведённых ранее.

В паспортных данных силовых транзисторов и диодов обычно приводится допустимая рассеиваемая мощность как с радиатором, так и без него. Поэтому определение мощности, рассеиваемой транзистором и диодом, может рассматриваться как конечный результат расчёта. В справочных данных на диоды часто даётся максимальная допустимая температура структуры и суммарное тепловое сопротивление прибора R с радиатором и без него. В этом случае для определения работоспособности диода предварительно определяется рассеиваемая им мощность по формуле

$$P_d = U_o \cdot I_{д.ср} + R_d \cdot I_d^2$$

где U_o , R_d - пороговое напряжение и динамическое сопротивление диода (паспортные данные);

$I_{д.ср}$, I_d - средний и действующий ток диода, А.

Максимальная температура структуры диода находится по формуле

$$\Theta_{пл} = P_d \cdot R_T + \Theta$$

где Θ - температура окружающей среды, °С.

Аналогичные расчёты могут быть проведены и для транзисторов, если в качестве конечного результата принять максимальную допустимую температуру структуры. Эта величина также обычно приводится в паспортных данных на транзисторы.

2.4. Пример расчета широтно-импульсного транзисторного преобразователя

Рассчитаем транзисторный ШИП для управления высокомоментным двигателем постоянного тока ДК1-5,2-100АТ по цепи якоря в динамическом режиме.

Данные двигателя:

номинальная мощность	$P_n = 0,5$ кВт;
номинальный ток	$I_n = 6,5$ А;
номинальное напряжение	$U_n = 110$ В;
сопротивление якоря	$R_{я} = 2,1$ Ом;
индуктивность якоря	$L_{я} = 2,5 \cdot 10^{-3}$ Гн;

Исполнительные устройства систем управления

номинальное число оборотов $n_n=1000$ об/мин.

1. Для получения линейных характеристик по каналу управления примем для ШИП симметричный закон коммутации силовых ключей $\gamma_o=0,5$,

2. С учетом номинального напряжения U_n , потерь на силовых ключах в режиме насыщения ΔU_k и необходимостью иметь 20% запас по напряжению, выбираем напряжение источника питания

$$U=1,2 \cdot U_n + 2 \cdot \Delta U_k = 1,2 \cdot 110 + 10 = 142 \text{ В}$$

где $\Delta U_k=5$ В - потеря напряжения на ненасыщенном силовом ключе [8].

3. Ток якоря двигателя в динамических режимах превышает I_n в 4 раза, поэтому допустимый ток силового транзисторного ключа равен

$$I_{тк}=4 \cdot I_n=4 \cdot 6,5=26 \text{ А}$$

Выбираем для транзисторного ключа силовой транзисторный модуль ТК132-25 со следующими параметрами [8]:

напряжение коллектор-эмиттер	$U_{кэ}=200 \text{ В};$
в режиме насыщения (2 группа)	$U_{кэ.нас}=1,5 \text{ В};$
максимальный ток коллектора	$I_k=25 \text{ А};$
максимальный ток базы	$I_b=5 \text{ А};$

статический коэффициент передачи по току	$h_{21E} = 10;$
время включения	$t_+ = 1 \text{ мкс};$
время выключения	$t_- = 3 \text{ мкс};$
граничная частота	$f_{гp}=6 \text{ МГц};$

мощность, рассеивания на коллекторе	$P_k = 80 \text{ Вт};$
-------------------------------------	------------------------

тепловое сопротивление переход-корпус	$R_T = 1,5^\circ\text{C/Вт} [8].$
---------------------------------------	-----------------------------------

Диод, шунтирующий транзисторный ключ, выбираем типа ВЛ25 со следующими параметрами [6]:

действующий ток	$I_d=39 \text{ А};$
пороговое напряжение	$U_o=1 \text{ В};$
динамическое сопротивление	$R_d=0,002 \text{ Ом};$

сопротивление при типовом охладителе и естественном охлаждении	$R_T=5,2/\text{Вт};$
----------------------------------------------------------------	----------------------

максимальная температура структуры	$\Theta_{рпl}=140^\circ \text{ С} [8].$
------------------------------------	-----------------------------------------

Исполнительные устройства систем управления

4. В связи с применением ненасыщенного ключа коэффициент форсировок на включение и отключение транзисторов

$$K_1=1 \text{ и } K_2=1,$$

5. Длительность фронта и спада коллекторного тока силового ключа примем по паспортным данным силового транзистора

$$t_+=1\text{мкс}=1\cdot 10^{-6} \text{ с}; \quad t_-=3\text{мкс}=3\cdot 10^{-6} \text{ с};$$

6. Определяем оптимальную частоту коммутации ШИП

$$f_{opt} = K_f \cdot \left(\frac{\alpha_k \cdot r_{я}^2}{L_{я}^2 \cdot (t_+ + t_-)} \right)^{\frac{1}{3}}$$

где $K_f=0,332$ для ШИП с симметричным законом коммутации;

$$\alpha_k = \frac{\bar{U}}{R_{я} \cdot I_n} = \frac{142}{2,1 \cdot 6,5} = 10,4,$$

$$f_{opt} = 0,332 \cdot \sqrt[3]{\frac{10,4 \cdot 2,1^2}{(2,5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (1+3) \cdot 10^{-6}}} = 4064 \text{ Гц}$$

Примем частоту коммутации $f_k=4000$ Гц.

7. Определим постоянные и базовые величины, необходимые для расчета электромагнитных нагрузок:

постоянную двигателя

$$C = \frac{U_n - I_n \cdot R_{я}}{\omega_n} = \frac{110 - 6,5 \cdot 2,1}{104,7} = 0,92 \text{ В}\cdot\text{с}/\text{рад};$$

базовую скорость

$$\omega_V = \frac{U}{C} = \frac{142}{0,92} = 154,3 \text{ рад}/\text{с};$$

базовый ток

$$I_k = \frac{U}{R_{я}} = \frac{142}{2,1} = 67,62 \text{ А};$$

базовый момент

$$M_{\bar{o}} = C \cdot I_k = 0,92 \cdot 67,62 = 62,2 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

8. Учитывая, что ШИП с симметричным управлением не искажает естественных механических характеристик двигателя, определяем относительную продолжительность включения в номинальном режиме

$$\gamma_n = \frac{U_n / U_1 + 1}{2} = \frac{110 / 142 + 1}{2} = 0,887$$

Исполнительные устройства систем управления

9. Находим относительную скорость в номинальном режиме

$$\bar{\omega}_n = \frac{\omega_n}{\omega_b} = \frac{104.7}{154.3} = 0.678$$

10. Вычисляем относительную электромагнитную постоянную времени двигателя

$$\tau_n = \frac{L_{я}}{R_{я} \cdot T}$$

где $T=1/f_k=1/4000=2,5 \cdot 10^{-4}$ с - период коммутации;

$$\tau_n = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{2,1 \cdot 2,5 \cdot 10^{-4}} = 4,76$$

11. Определяем частоту вращения на естественной механической характеристике для максимального тока двигателя в динамическом режиме ($I_{\max}=26$ А).

$$\omega_m = \frac{U_n - I_{\max} \cdot R_{я}}{C} = \frac{110 - 26 \cdot 2,1}{0,92} = 60,22 \text{ с}^{-1}$$

Относительное значение этой скорости

$$\bar{\omega}_m = \frac{\omega_m}{\omega_b} = \frac{60,22}{154,3} = 0,39$$

12. Среднее значение тока двигателя

$$\bar{I}_{ncp} = 2 \cdot \gamma_n - 1 - \bar{\omega}_m = 2 \cdot 0,83 - 1 - 0,39 = 0,385$$

$$I_{ncp} = I_k \cdot \bar{I}_{ncp} = 67,62 \cdot 0,384 = 26 \text{ А}$$

13. Действующее значение тока двигателя

$$\bar{I}_d = \sqrt{(1 + \bar{\omega}_n)^2 - 4 \cdot \omega \cdot \gamma_n + 4 \cdot \tau_n \cdot \frac{(\omega_1 - 1) \cdot (a_1^2 \cdot \omega_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2}}$$

$$\text{где } a_1 = e^{-\left(\frac{1}{2 \cdot \tau_n}\right)} = e^{-\left(\frac{1}{2 \cdot 4,76}\right)} = 0,9$$

$$b_1 = e^{-\left(\frac{\gamma}{\tau_n}\right)} = e^{-\left(\frac{0,873}{4,76}\right)} = 0,832$$

Исполнительные устройства систем управления

$$\bar{I}_{H\partial} = \sqrt{\frac{(1+0.678)^2 - 4 \cdot 0.678 \cdot 0.39 + 4 \cdot 4.76 \cdot \frac{(0.832-1)(0.92^2 \cdot 0.832-1)}{1-0.92}}{1-0.92}} = 0.356$$

$$I_{H\partial} = I_k \cdot \bar{I}_{H\partial} = 67.62 \cdot 0.31 = 21.02 A$$

13. Средний ток транзисторного ключа

$$\begin{aligned} \bar{I}_{T_{cp}} &= (1 - \bar{\omega}) \cdot \gamma_H - 2 \cdot \tau_H \cdot \frac{(a_I^2 \cdot \epsilon_I^{-1} - 1) \cdot (b_I - 1)}{1 - a_I^2} = \\ &= (1 - 0.39) \cdot 0.873 - \\ &- 2 \cdot 4.76 \cdot \frac{(0.9^2 \cdot 0.832^{-1} - 1) \cdot (0.832 - 1)}{1 - 0.9^2} = 0.31; \end{aligned}$$

$$I_{mcp} = I_k \cdot \bar{I}_{mcp} = 67.62 \cdot 0.351 = 21.02 A$$

14. Действующий ток транзисторного ключа

$$\bar{I}_{T\partial} = \sqrt{\frac{(1 - \bar{\omega}_M)^2 \cdot \gamma - 4(1 - \omega_M) \cdot \tau_H \cdot \frac{(a_I^2 \cdot \epsilon_I^{-1} - 1)}{1 - a_I^2} - 2 \cdot \tau_H \cdot \frac{(a_I^2 \cdot \epsilon_I^{-1} - 1) \cdot (b_I^2 - 1)}{(1 - a_I^2)^2}}{1 - a_I^2}} = 0.333$$

$$I_{m\partial} = I_k \cdot \bar{I}_{m\partial} = 67.62 \cdot 0.333 = 22.51 A$$

15. Средний ток шунтирующего ключа диода

$$\bar{I}_{\partial cp} = - \left[\frac{(1 - \bar{\omega}) \cdot (1 - \gamma) - 2 \cdot \tau_H \cdot \frac{(a_I^2 \cdot \epsilon_I^{-1} - 1) \cdot (b_I^2 - 1)}{1 - a_I^2}}{1 - a_I^2} \right] = 0.144$$

$$I_{\partial cp} = I_k \cdot \bar{I}_{\partial cp} = 67.62 \cdot 0.144 = 9.75 A$$

Исполнительные устройства систем управления

16. Действующий ток шунтирующего диода

$$\bar{I}_T = \sqrt{\frac{(1 + \bar{\omega}_M) \cdot (1 - \gamma) - 4 \cdot (1 + \bar{\omega}_M) \cdot \tau_H \cdot \frac{(\epsilon_I - 1) \cdot (a_I^2 \cdot \epsilon_I^{-1} - 1)}{1 - a_I^2}}{-2 \cdot \tau_H \cdot \frac{(a_I^4 \cdot \epsilon_I^2 - 1) \cdot (1 - \epsilon_I)}{(1 - a_I^2)^2}}} = 0,126$$

$$I_{\partial \partial} = I_k \cdot \bar{I}_{\partial \partial} = 67,62 \cdot 0,126 = 8,568 A$$

17. Определим потери энергии в силовом транзисторном ключе

$$P_m = (1 + 2 \cdot \alpha_K \cdot K'_\alpha) \cdot I_M \cdot U_f \cdot \frac{t_+ + t_-}{2} + I_M^2 \cdot r_m$$

где $I_M = 26 A$ - максимальный ток нагрузки в динамическом режиме

$$K'_\alpha = 0,116 \cdot \frac{\alpha_K}{\tau_H}; \quad \alpha_K = \frac{I_k}{I_M} = \frac{64,28}{26} = 2,472$$

$r_T = U_{к.нас}/I_M$ - сопротивление насыщенного транзистора

$$P_{mp} = \left(1 + 2 \cdot 0,116 \cdot \frac{2,472}{4,76} \right) \cdot 26 \cdot 135 \cdot 4000 \cdot \frac{1 + 3}{2} \cdot 10^{-6} + 26^2 \cdot \frac{1,5}{26} = 31,45 + 39 = 70,45 Bm$$

Полученная величина меньше допустимой мощности рассеивания на коллекторе силового транзистора.

18. Определяем потери мощности в шунтирующем диоде

$$P_{\partial} = U_0 \cdot I_{\partial cp} + I_{\partial cp}^2 \cdot R_{\partial} = 1 \cdot 7,316 + 7,316^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 7,416 Bm$$

19. Определяем максимальную температуру структуры диода из условия, что температура окружающей среды не превышает $50^\circ C$

Исполнительные устройства систем управления

$$\Theta_{pH} = \Theta_{окр} + P_{\partial} \cdot R_{\partial} = 50 + 7,416 \cdot 5,2 = 88,56 \quad C$$

что меньше допустимого значения $140^{\circ}C$.

20. Рассчитаем суммарные дополнительные потери в системе ШИП-ДПТ в относительных единицах

$$\Delta \bar{P}_{\partial on} = \frac{0,118 \cdot \alpha_K}{\tau_H^2} + \frac{(t_+ + t_-) \cdot f_K \cdot \omega_M}{\Delta \tau_H} (1 + 0,232 \cdot \alpha_K) = \frac{0,118 \cdot 2,472}{4,762} + \frac{4 \cdot 4000 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 4,76} \cdot (1 + 0,232 \cdot 2,472) = 2,18 \cdot 10^{-2}$$

Абсолютные дополнительные потери в номинальном режиме

$$\Delta P_{\partial on} = I_H \cdot U_M \cdot \Delta \bar{P}_{\partial on} = 6,5 \cdot 110 \cdot 2,18 \cdot 10^{-2} = 15,59 \text{ Вт}$$

Основные потери в цепи якоря двигателя

$$\Delta P_{осн} = I_H^2 \cdot R_{я} = 6,5^2 \cdot 2,1 = 88,73 \text{ Вт}$$

Потери мощности в цепи якоря двигателя

$$\Delta P = \Delta P_{осн} + \Delta P_{\partial on} = 88,73 + 15,59 = 104,32 \text{ Вт}$$

21. Механическая характеристика может быть построена по уравнению (в относительных единицах)

$$\bar{\omega} = (2 \cdot \gamma - 1) - \bar{I}_{я}$$

или в абсолютных единицах

$$\omega = \frac{U \cdot (2 \cdot \gamma - 1)}{C} - \frac{I \cdot R_{я}}{C} = \frac{135 \cdot (2 \cdot \gamma - 1)}{0,92} - \frac{I \cdot 2,1}{0,92}$$

3. РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ И ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

3.1. Расчет передаточных коэффициентов двигателя постоянного тока

Определение характеристик управления двигателя постоянного тока (ДПТ), как объекта управления выполняется по номинальным его данным, приведенным в справочниках и каталогах [9]. В случае отсутствия в каталогах величины сопротивления якорной цепи она может определиться из следующего выражения:

$$R_{я} = 0,5 \cdot (1 - \eta_H) \cdot U_H / I_H,$$

где $\eta_H = \frac{P_H}{I_H \cdot U_H}$ - номинальный КПД двигателя.

Сопротивление якоря в нагретом состоянии

$$R_{я} = R_{я15^\circ} \cdot \alpha,$$

где $\alpha = 1 + 0,004 \cdot (t^{\circ}_2 - t^{\circ}_1)$ - коэффициент, учитывающий изменение сопротивления якоря при нагреве;

t°_2 - рабочая температура обмоток машины (обычно $t^{\circ}_2 = 90^\circ\text{C}$);

t°_1 - температура, при которой указывается сопротивление якоря в каталогах.

Постоянный коэффициент ЭДС двигателя равен:

$$C_e = \frac{U_H - I_H \cdot R_H}{\omega_H \cdot \Phi_H},$$

где $\omega_H = \frac{\pi \cdot n}{30}$ - номинальная угловая скорость вращения

(рад/с);

Φ_H - номинальный магнитный поток (Вб).

При номинальном магнитном потоке постоянный коэффициент ЭДС $C = C_e \cdot \Phi_H$

$$C = \frac{U_H - I_H \cdot R_H}{\omega_H} \quad (\text{В} \cdot \text{с} / \text{рад})$$

При измерении момента двигателя в Нм существует зависимость $M = C \cdot I_{я}$. Номинальный момент двигателя связан с его номинальными параметрами соотношениями:

Исполнительные устройства систем управления

$$M_H = 9550 \cdot (P_H / n_H) = 1000 (P_H / \omega_H) \quad (\text{Н} \cdot \text{м}).$$

Передаточный коэффициент ДПТ при регулировании его скорости изменением напряжения на якоре определяется уравнением

$$K_{\partial} = \frac{\Delta \omega}{\Delta U_{\text{я}}} = \frac{I}{C_e \cdot \Phi_H} = \frac{I}{C}.$$

При расчете передаточного коэффициента ДПТ при регулировании его скорости изменением напряжения на обмотке возбуждения, т.е. фактически изменением магнитного потока (полюсное управление) необходимо иметь:

- а) кривую намагничивания $\Phi = f(I_B)$;
- б) механическую характеристику $\omega = f(M)$.

В этом случае за передаточный коэффициент принимают отношение приращения угловой скорости к соответствующему приращению напряжения на обмотке возбуждения

$$K_{\partial \Phi} = \frac{\Delta \omega}{\Delta U_{\Phi}} \quad \text{рад/с} \cdot \text{в}.$$

Пользуясь уравнением механической характеристики

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{C_e \cdot \Phi} - \frac{M \cdot R_{\text{я}}}{(C_e \cdot \Phi)^2},$$

необходимо построить зависимость $\omega = f(\Phi)$ для различных напряжений на якоре (чаще всего можно ограничиться номинальным напряжением) и различных значений магнитного потока Φ . Задаваясь приращением магнитного потока $\Delta \Phi$, определяем приращение угловой скорости при постоянном моменте сопротивления на валу ДПТ, равном номинальному.

По кривой намагничивания для заданного приращения магнитного потока $\Delta \Phi$ определяется МДС возбуждения $w_B \cdot \Delta I_B$, а затем приращение напряжения на обмотке возбуждения

$$\Delta U_B = \Delta I_B \cdot R_B$$

где w_B , R_B - соответственно число витков на полюс и сопротивление обмотки возбуждения.

Пример расчета. Определить коэффициенты передачи ДПТ модели 2ПФ-200 Г, имеющем следующие параметры:

$$P_H = 25 \text{ кВт}, U_H = 220 \text{ В}, I_H = 78,5 \text{ А}, n_H = 750 \text{ об/мин}, M_H = 190 \text{ Нм},$$

$$R_{\text{я}} = 0,05 \text{ Ом}, R_B = 42 \text{ Ом}, I_{\text{вн}} = 4 \text{ А}, w_H = 880 \text{ витков}, \Phi_H = 1,77 \cdot 10^{-2} \text{ Вб}.$$

В качестве расчетного примем сопротивление якоря, соответствующее 90° С.

Исполнительные устройства систем управления

$$R_{я} = 0,205 \cdot [1 + 0,004 \cdot (90 - 15)] = 0,205 \cdot 1,3 = 0,2665 \text{ Ом}$$

Коэффициент ЭДС двигателя при номинальном потоке

$$C = C_e \cdot \Phi_n = \frac{220 - 78,5 \cdot 0,2665}{78,5} = 2,55 \text{ В·с/рад.}$$

Следовательно, передаточный коэффициент двигателя при регулировании скорости напряжением на якоре равен

$$K_d = 1/C = 0,39 \text{ рад/Вс}$$

Строим механическую характеристику двигателя для $M_n = 190 \text{ Н·м}$ напряжении на якоре $U_n = 220 \text{ В}$ при изменении магнитного потока от Φ_n до $0,3 \cdot \Phi_n$ по уравнению

$$\omega = \frac{220}{218 \cdot \Phi} - \frac{190 \cdot 0,2665}{(218 \cdot \Phi)^2}$$

Задавшись $\Delta\Phi = 0,1 \cdot \Phi_n$, рассчитаем и результаты сведем в табл.4.

Таблица 4

$\Phi \cdot 10^{-2}$	1,77	1,646	1,522	1,398	1,274	
ω	78,5	83,8	89,83	96,77	104,8	
$\Phi \cdot 10^{-2}$	1,151	1,027	0,903	0,779	0,655	0,531
ω	114,3	125,7	139,3	155,9	176,5	201,1

По результатам табл.4 строим механическую характеристику, а также кривую намагничивания ДПТ (рис.8а и б). Зададим изменение потока $\Delta\Phi = 0,2 \cdot 10^{-2}$ относительно номинального потока и по кривой намагничивания определяем

$$\Delta I_B \cdot W_B = 810 \text{ А·в,}$$

Исполнительные устройства систем управления

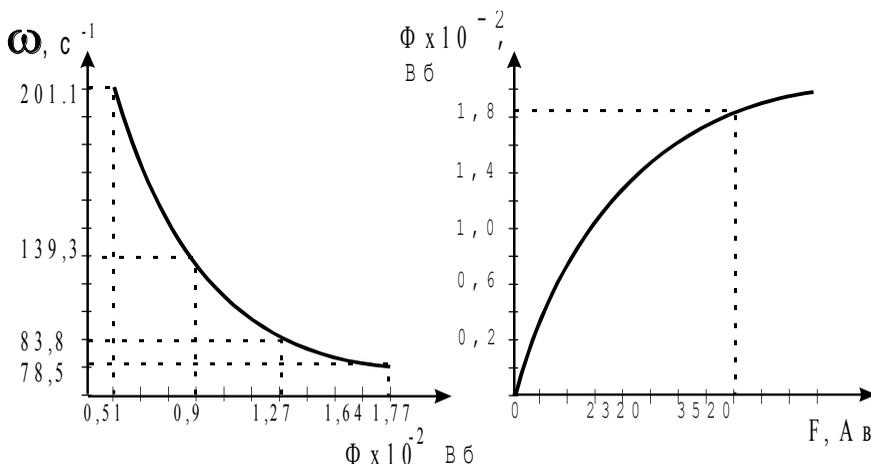


Рис. 8. Механическая характеристика (а) и кривая намагничивания двигателя 2ПФ-200Г.

а затем приращение напряжения на обмотке возбуждения $\Delta U_B = \Delta I_B \cdot R_B = 1,3 \cdot 42 = 54,6 \text{ В}$.

По построенной графически зависимости $\omega=f(\Phi)$ определяем приращение скорости двигателя $\Delta\omega=11,3 \text{ рад/с}$. Таким образом, передаточный коэффициент двигателя по обмотке возбуждения равен

$$K_{дв} = \Delta\omega/\Delta U_B = 11,3/54,6=0,207$$

Этот коэффициент меняется в зависимости от начального значения магнитного потока, т.е. ДПТ обладает нелинейной характеристикой.

3.2. Передаточные коэффициенты и характеристики тиристорного преобразователя

Тиристорный преобразователь (ТП), работающий на нагрузку, состоит из системы импульсно - фазового управления (СИФУ), собственно тиристорного преобразователя и нагрузки. Характеристики ТП различны в зависимости от характера тока нагрузки. При достаточно большой индуктивности цепи нагрузки в значительной части изменений тока последний имеет непрерывный характер. При этом напряжение идеального холостого хода (ЭДС) ТП однозначно определяется углом отпирания тири-

Исполнительные устройства систем управления

сторов α , следовательно, напряжением управления U_y на входе СИФУ.

$$E_{тп} = E_{до} \cdot \cos(\alpha),$$

где $E_{до} = E_{2ф} / K_e$ - максимальное среднее значение ЭДС ТП:

α - угол отпирания тиристорov, отсчитываемый от момента естественной коммутации.

Если считать ток якоря ДПТ идеально сглаженным, то при $\alpha_{нач} = \pi/2$ и использовании СИФУ с линейным опорным напряжением можно записать выражение

$$E_{тп} = \frac{E_{2ф}}{K_e} \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_y}{U_{нн}}\right),$$

где $U_{нн}$ - величина пилообразного напряжения при

$$\alpha_{нач} = \pi/2.$$

На основании приведенного соотношения можно построить регулировочную характеристику ТП $E_{тп} = f(U_y)$ и определить коэффициент передачи по управляющему воздействию U_y на входе СИФУ. При линеаризации характеристики ТП в рабочей точке при $U_y = U_{унач}$ и $E_{ф} = E_{фнач}$ можно определить передаточный коэффициент по выражению

$$K_{ТП} = \frac{E_{фнач}}{K_e} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot U_{нн}} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_{унач}}{U_{нн}}\right)$$

Коэффициент $K_{тп}$ можно определить непосредственно по регулировочной характеристике как

$$K_{тп} = \Delta E_{тп} / \Delta U_y,$$

приведенной на рис. 9,

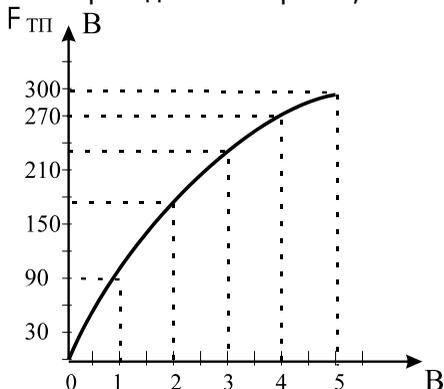


Рис. 9. Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя.

Исполнительные устройства систем управления

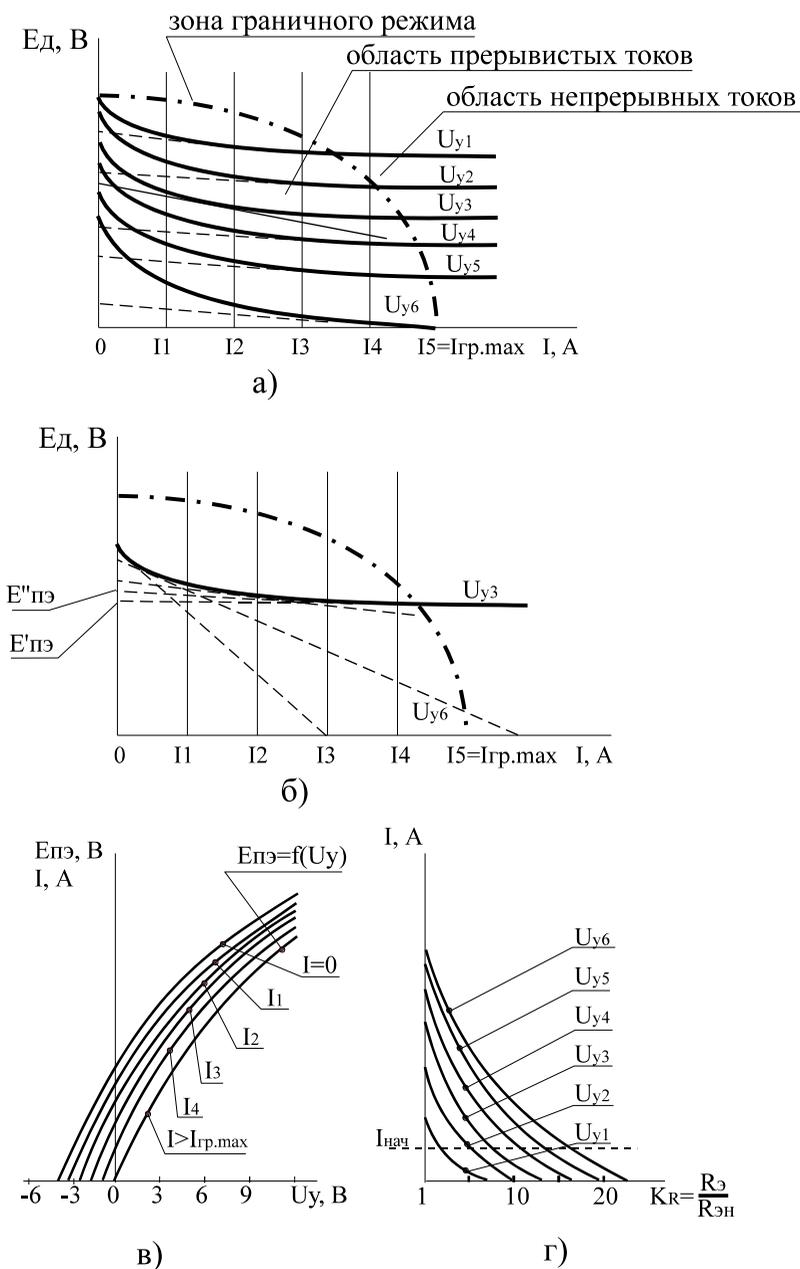


Рис. 10.

Исполнительные устройства систем управления

При косинусоидальном опорном напряжении СИФУ характеристика управления ТП получается линейной и передаточный коэффициент определяется по выражению

$$K_{\text{ТП}} = (E_{\text{до}}/U_{\text{умакс}}).$$

Построение внешней (нагрузочной) характеристики ТП рассмотрен выше в разделе 1,5, как для режима непрерывного так и прерывистого тока. По нагрузочной характеристике режима прерывистого тока, построенной для различных значений угла и углов проводимости можно определить зависимость эквивалентной ЭДС ТП от напряжения управления для различных значений прерывистого тока и зависимость коэффициента увеличения внутреннего сопротивления ТП $-K_R$ в зоне прерывистых токов. Коэффициент $K_R=R_{\text{я}}/R_{\text{ян}}$ зависит от величины тока при различных значениях напряжения управления на входе СИФУ. Примерный вид нагрузочной характеристики ТП, зависимости эквивалентной ЭДС и коэффициента увеличения сопротивления K_R приведены на рис.10 а,б,в.

Величины эквивалентной ЭДС $E_{\text{ТП}}$ и эквивалентных сопротивлений $R_{\text{э}}$ определяются путем линейной аппроксимации каждой внешней характеристики в очках, соответствующих принятому значению тока. Интервал изменения тока принимается равным примерно $0,1I_{\text{н}}$. Величина $K_{\text{ТП}}$ считывается с графика по оси ординат (рис.10б), а эквивалентное сопротивление рассчитывается по выражению

$$R_{\text{э}} = \Delta E_{\text{ТП}}/\Delta I.$$

Пример расчета.

Рассчитать коэффициенты передачи ТП для режимов непрерывного и прерывистого токов по следующим данным:

линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора - $U_{2л}=230\text{В}$;

активное сопротивление фазы трансформатора - $R_{\text{ф}} = 0,046$ Ом;

индуктивность фазы трансформатора - $L_{\text{ф}} = 0,00027$ Гн;

сопротивление цепи якоря двигателя - $R_{\text{я}} = 0,35$ Ом;

эквивалентное сопротивление цепи якоря в режиме непрерывного тока - $R_{\text{э}} = 0,514$ Ом.

индуктивность цепи якоря - $L_{\text{я}} = 0,0046$ Гн;

эквивалентная индуктивность цепи якоря - $L_{\text{э}} = 0,00487$ Гн;

электромагнитная постоянная времени цепи якоря - $T_{\text{э}}=L_{\text{э}}/R_{\text{э}}=0,0095\text{с}$;

Исполнительные устройства систем управления

коэффициент ЭДС двигателя при номинальном потоке - $C = 2,55 \text{ В}\cdot\text{с}/\text{рад}$.

Определяем тангенс угла эквивалентной цепи якоря

$$\text{tg } \Theta = 3,14 \cdot 0,00487 / 0,35 = 4,4$$

Определяем E_{d0} для трехфазной мостовой схемы ТП

$$E_{d0} = E_{2\phi} / K_e = 230 / (1,71 \cdot 0,427) = 310,1 \text{ В}$$

По уравнению $E_{тп} = E_{d0} \cdot \cos(\alpha) = 310,1 \cdot \cos(\alpha)$, изменяя α от 0 до 90 эл.град., строим регулировочную характеристику ТП $E_{тп} = f(\alpha)$.

Для СИФУ с опорным пилообразным напряжением характеристику управления строим по уравнению

$$E_{тп} = E_{d0} \cdot \sin((\pi/2) \cdot U_y / U_{пн}),$$

задаваясь, например, $U_{пн} = 5\text{В}$ и меняя U_y в пределах от 0 до 5В.

Результаты расчетов сведем в табл. 5,

Таблица 5

$U_y, \text{В}$	0	0,54	1,00	1,50	2,00	
$E_{тп}, \text{В}$	0	4,85	95,82	140,8	182,3	
$U_y, \text{В}$	2,50	3,00	3,50	4,00	4,50	5,00
$E_{тп}, \text{В}$	219,3	250,9	276,3	294,9	306,3	310,1

Коэффициент передачи ТП при изменении U_y от 0 до 1В равен

$$K_{mn} = \frac{\Delta E_{mn}}{\Delta U_y} = \frac{95,82}{1} = 95,82,$$

при изменении от 2В до 3В равен

$$K_{mn} = \frac{\Delta E_{mn}}{\Delta U_y} = \frac{250,87 - 182,27}{1} = 68,5.$$

Из полученных результатов видно, что коэффициент передачи ТП меняется в зависимости от выбора начальной точки, т.е. ТП имеет нелинейную статическую характеристику управления.

Коэффициент передачи ТП можно определить по приведенной ранее формуле, положив $E_{фн} = E_{фном}$ для $U_{унач} = 0,5 \text{ В}$

$$K_{тп} = 310,1 \cdot (3,14/10) \cdot \cos(0,5 \cdot 3,14/10) = 96,2,$$

для $U_{унач} = 2,5\text{В}$

$$K_{тп} = 310,1 \cdot (3,14/10) \cdot \cos(3,14 \cdot 2,5/10) = 68,8,$$

Если в СИФУ принято косинусоидальное опорное напряжение амплитудой 5В, то коэффициент передачи ТП равен

$$K_{тп} = 310,1/5 = 62,$$

Для построения характе-

Исполнительные устройства систем управления

жиме прерывистых токов необходимо построить нагрузочную характеристику для этого режима. Зададимся $\alpha=30$ эл. град. и, изменяя угол проводимости λ от 0 до $2\pi/6$, рассчитаем $E_{тп}$ и $I_{я}$ по уравнениям

$$E_{тп} = \sqrt{2} \cdot 230 \cdot \cos(1.347) \cdot \frac{\sin(0.323) - \sin(0.323 + \lambda) \cdot e^{\left(\frac{\lambda}{4.4}\right)}}{1 - e^{\left(\frac{\lambda}{4.4}\right)}}$$

$$I_{я} = \frac{\sqrt{2} \cdot 230}{0,514} \cdot \frac{6}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\cos(1.57) - \cos(0.323 + \lambda) - \frac{E_{тп}}{\sqrt{2} \cdot 230} \cdot \lambda \right]$$

Результаты расчета сведем в табл.6(для $\alpha=30$ эл.град.).
Таблица 6

λ	0,105	0,209	0,314	0,419	0,523	0,628	0,733	0,837	0,912	1,047
Етп В	334,7	327,9	319,8	315,6	310,0	303,3	292,3	286,1	275,7	264,3
Ія, А	0,002	0,032	0,163	0,515	1,250	2,575	4,730	8,000	12,65	19,02

Вид передаточной характеристики, характеристики управления и зависимости тока от K_R показаны на рис. 10,

3.3 Передаточный коэффициент широтно – импульсного преобразователя

Широтно - импульсный преобразователь (ШИП) включает широтно - импульсный модулятор, преобразующий напряжение управления в скважность управляющих силовыми ключами импульсов, и транзисторные или тиристорные импульсные усилители. ШИП имеет линейную характеристику управления с передаточным коэффициентом:

$$K_{шип} = \frac{E_{ср}}{U_{y \max}} = \frac{U_{num} \cdot \gamma_{\max}}{U_{y \max}},$$

где γ_{\max} - максимальная скважность управляющих импульсов ($\gamma_{\max} < 1$);

$U_{y, \max}$ - максимальное напряжение управления;

$U_{пит}$ - напряжение источника питания.

Исполнительные устройства систем управления

Пример. Определить передаточный коэффициент ШИП по следующим данным: $U_{пит} = 142В$, $\gamma_{max} = 0,887$, $U_{y,max} = 5В$.

Передаточный коэффициент равен:

$$K_{шип} = \frac{142 \cdot 0,887}{5} = 25,2.$$

3.4 Передаточные коэффициенты датчиков скорости

В качестве датчика скорости наиболее часто используются тахогенераторы постоянного тока. При выборе тахогенератора необходимо располагать его каталожными данными:

$E_{уд}$ - удельная ЭДС, Вс/рад;

$P_{уд}$ - удельная мощность, Вт-с/рад;

$R_{я\tau\tau}$ - сопротивление якоря тахогенератора, Ом;

$I_{н\tau\tau}$ - номинальный ток тахогенератора, А;

$\omega_{н\tau\tau}$ - номинальная (максимальная) угловая скорость, рад/с.

По этим данным найдем ЭДС тахогенератора для номинальной (максимальной) скорости двигателя:

$$E_{н\tau\tau} = E_{уд} \cdot \omega_{н\tau\tau}.$$

Выберем сопротивление цепи нагрузки тахогенератора (рис. 11,а)

$$R_n = R_{c1} + R_{c2} + R_{я\tau\tau} = K_{зап} \cdot E_{н\tau\tau} / I_{н\tau\tau},$$

где $K_{зап} = 1,5 \div 10$ - коэффициент запаса.

Коэффициент передачи тахогенератора:

$$K_{me} = \frac{E_{н\tau\tau} \cdot R_{c2}}{(R_{c2} + R_{c2} + R_{я\tau\tau}) \cdot \omega_n},$$

где ω_n - номинальная угловая скорость вращения двигателя.

Резистор достаточно часто входит в апериодический фильтр на выходе тахогенератора, выполняющий функции сглаживания коллекторных пульсаций. Приведенное соотношение показывает, что наиболее полное использование ЭДС тахогенератора будет при увеличении R_{c2} ,

Пример.

По данным каталога определить передаточный коэффициент тахогенератора ТД-201: $E_{уд} = 7,7$ В-с/об, $R_{я\tau\tau} = 780$ Ом,

$I_{макс} = 0,2$ А, $n_{макс} = 3600$ об/мин.

Определяем максимальную ЭДС тахогенератора

$$E_{макс} = E_{уд} \cdot n_{макс} / 60 = 7,7 \cdot 3600 / 60 = 462В.$$

Исполнительные устройства систем управления

Определим сопротивление нагрузки так, чтобы не был превышен максимально - допустимый ток тахогенератора:

$$R_H = E_{\text{макс}} \cdot K_{\text{заг}} / I_{\text{макс}} = 462 \cdot 5 / 0,2 = 11550 \text{ Ом.}$$

Примем резисторы $R_{c1} = 2200 \text{ Ом}$, $R_{c2} = 8500 \text{ Ом}$.

Коэффициент передачи тахогенератора

$$K_{\text{тг}} = (E_{\text{макс}} \cdot R_{c2}) / (\omega_{\text{макс}} \cdot R_{c1}),$$

где $\omega_{\text{макс}} = 377 \text{ рад/с}$;

$$K_{\text{тг}} = (462 \cdot 8500) / (377 \cdot 11500) = 0,9,$$

В качестве датчика обратной связи по скорости для неотчетственных электроприводов может использоваться тахометрический мост, схема которого представлена на рис. 11,б. Передаточный коэффициент тахометрического моста

$$K_{\text{тм}} = U_{\text{вых}} / \omega = (R_1 \cdot C) / (R_1 + R_2),$$

где C - коэффициент ЭДС ДПТ.

Условие равновесия моста при неподвижном двигателе

$$R_3 = (R_1 \cdot R_{\text{я}}) / R_2,$$

В качестве последовательного сопротивления в цепи якоря R_3 целесообразно использовать сопротивление дополнительных полюсов.

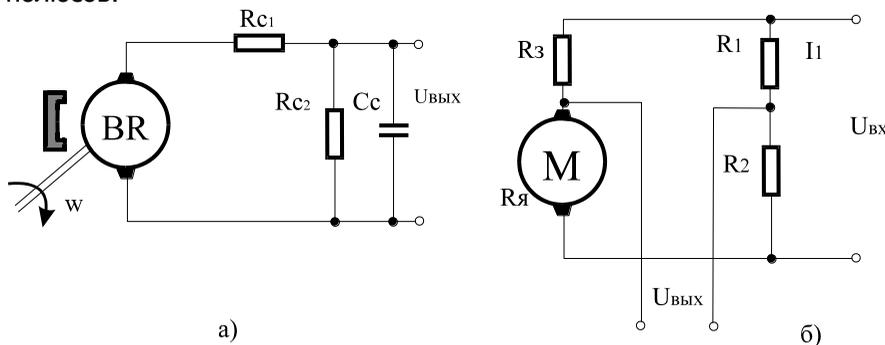


Рис. 11. Схема подключения тахогенератора (а) и тахометрического моста (б).

Пример.

Рассчитать параметры и определить передаточный коэффициент тахометрического моста при работе на большое входное сопротивление интегрального усилителя по данным: $U_n = 220 \text{ В}$, $I_n = 14,1 \text{ А}$, $n_n = 1000 \text{ об/мин}$, $R_{\text{я}} = 0,89 \text{ Ом}$, $R_{\text{д.п.}} = 0,475 \text{ Ом}$.

Чтобы потери энергии были достаточно малы, примем ток $I_1 = 0,3 \text{ А}$, тогда:

Исполнительные устройства систем управления

$$R_1 + R_2 = U_{вх}/I_1 = 220/0,3 = 733,33 \text{ Ом.}$$

С учетом равновесия моста,

$$R_1/R_2 = R_{дп}/R_я = 0,475/0,89 = 0,533,$$

откуда получаем:

$$R_1 = ((R_1 + R_2)/1,533) \cdot 0,533 = 255,2 \text{ Ом,}$$

$$R_2 = 478,1 \text{ Ом.}$$

Передачный коэффициент тахометрического моста:

$$K_{т.м} = R_1 \cdot C / (R_1 + R_2),$$

$$C = (U_H - I_H \cdot (R_2 + R_{д.п})) / \omega_H =$$

$$(220 - 14,1 \cdot (0,89 + 0,475)) / 104,7 = 1,917 \text{ В·с/рад,}$$

$$K_{т.м} = 255,2 \cdot 1,917 / 733,33 = 0,667 \text{ В·с/рад.}$$

3.5 Расчет коэффициента передачи датчиков тока

Для измерения тока в электроприводах постоянного тока получила широкое распространение схема, построенная на применении трансформаторов тока (рис.12).

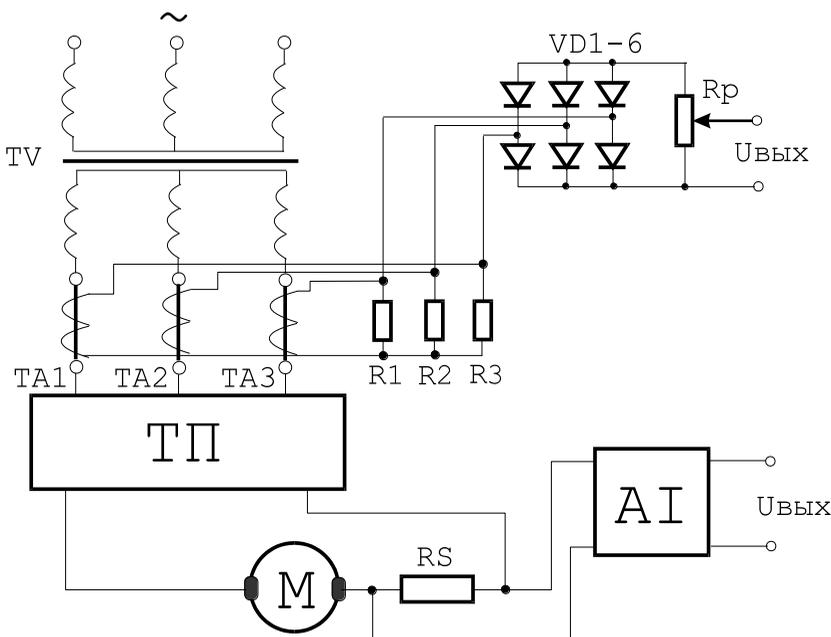


Рис.12. Измерение тока якоря с помощью трансформаторов тока и шунта с усилителем.

Исполнительные устройства систем управления

Трансформаторы тока ТА включены в первичную или вторичную обмотку силового трансформатора, их вторичные обмотки нагружены резисторами R_1, R_2, R_3 , величиной несколько десятков Ом, что необходимо для повышения точности измерения (транзисторы тока дают высокую точность измерения при режиме нагрузки, близкому к короткому замыканию). Затем трехфазное напряжение с выхода трансформаторов тока выпрямляется с помощью моста и через делитель напряжения R_d поступает на схему управления тиристорами. В некоторых случаях резисторы R_1, R_2, R_3 не устанавливаются, а их роль выполняет R_d . Таким образом, напряжение на выходе датчика тока пропорционально току, потребляемому электродвигателем, т.к. ток двигателя пропорционален фазному току вторичной или первичной обмоток силового трансформатора. Недостаток - неизменная полярность выходного напряжения.

Для измерения тока возможно использование шунта, включаемого в цепь якоря двигателя, последующим усилением падения напряжения с помощью усилителя. В качестве усилителя может быть использован интегральный операционный усилитель, выполняющий функции регулятора тока, либо при необходимости гальванической развязки, усилитель с двойным преобразованием сигнала, состоящий из модулятора, усилителя переменного тока и демодулятора.

Передаточный коэффициент датчика тока равен:

$$K_{дт} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I,$$

где $\Delta U_{\text{вых}}$ - приращение напряжения на выходе;

ΔI - приращение тока якоря двигателя.

Передаточный коэффициент датчика тока устанавливается так, чтобы $U_{\text{вых}} = 2 \div 3$ В при номинальном токе якоря двигателя. Тогда в динамических режимах $U_{\text{вых}}$ не превышает 10В.

Пример.

Определить коэффициент передачи датчика тока для двигателя с номинальным током $I_n = 10$ А и коэффициентом кратности пускового тока $K_T = 2,5$.

Примем $U_{\text{вых}} = 3$ В для датчика тока. При токе равном номинальному $K_{д.т} = U_{\text{вых}} / I_n = 3 / 10 = 0,3$ Ом.

При токе $I_{\text{макс}} = K_T \cdot I_n = 2,5 \cdot 10 = 25$ А выходное напряжение датчика тока $U_{\text{вых}} = I_{\text{макс}} \cdot K_{д.т} = 25 \cdot 0,3 = 7,5$ В.

3.6 Расчет коэффициента передачи датчика напряжения и датчика ЭДС

В электроприводах постоянного тока с двухзонным регулированием применяются датчики напряжения и ЭДС. Датчик напряжения (рис.13,а) состоит из делителя напряжения на резисторах R_1, R_2 и усилителя с двойным преобразованием сигнала, представляющий собой модулятор и демодулятор и имеющим коэффициент усиления, равный единице. Передаточный коэффициент датчика напряжения фактически равен коэффициенту передачи делителя напряжения, включенного на напряжение двигателя:

$$K_H = U_{\text{вых}}/U = R_2/(R_1 + R_2).$$

K_H выбирается так, чтобы $U_{\text{вых}}$ не превышало 10В при максимальном напряжении на якоре двигателя.

Пример. Резисторы делителя выбраны равными $R_1=22,5\text{кОм}$, $R_2=360\text{ Ом}$. Коэффициент передачи датчика напряжения (при коэффициенте усиления усилителя равном 1) равен:

$$K_H=360/(22500+360)=0,0157.$$

Датчик ЭДС реализует известное соотношение для ДПТ:

$$E = U - I_{\text{я}} \cdot R_{\text{э}},$$

где U - напряжение на якоре ДПТ;

$I_{\text{я}}$ - ток якоря ДПТ.

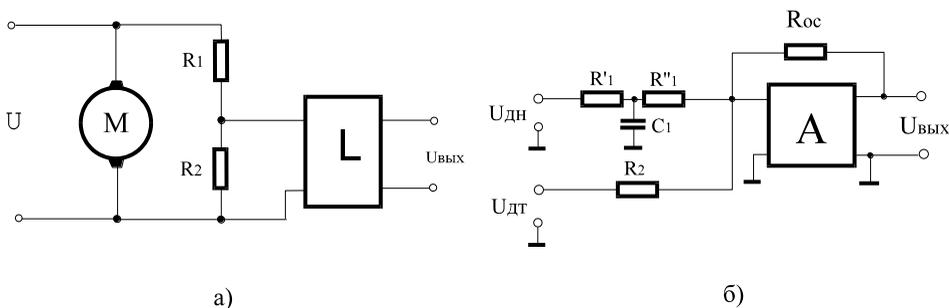


Рис. 13. Схема измерения напряжения двигателя (а) и схема датчика ЭДС двигателя (б).

Для алгебраического суммирования напряжений, пропорциональных напряжению на якоре с выхода датчика напря-

Исполнительные устройства систем управления

жения и току якоря с выхода датчика тока, используется операционный интегральный усилитель (рис. 13,б.). Запишем статическое уравнение для суммирующего усилителя:

$$U_{\text{вых}} = (R_{\text{ос}}/R_1) \cdot U_{\text{дн}} - (R_{\text{ос}}/R_2) \cdot U_{\text{дт}},$$

где $R_1 = R_1' + R_2''$.

Имея в виду, что $U_{\text{дн}} = K_H \cdot U$, $U_{\text{дт}} = K_T \cdot i$, получим

$$U_{\text{вых}} = (R_{\text{ос}}/R_1) \cdot K_H \cdot (U - (R_1 \cdot K_T \cdot i) / (R_2 \cdot K_H)).$$

Обозначим $(R_{\text{ос}}/R_1) \cdot K_H = K_{\text{дэ}}$ - коэффициент передачи датчика ЭДС, $(R_1/R_2) \cdot (K_T/K_H) = R_{\text{ед}}$ - сопротивление якоря ДПТ и получим:

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{дэ}} \cdot (U - R_{\text{ед}} \cdot i).$$

Пример.

Рассчитать датчик ЭДС двигателя со следующими параметрами: $U_n = 220$ В, $I_n = 78,5$ А, $R_{\text{яд}} = 0,125$ Ом.

С учетом переходного процесса примем максимальную ЭДС двигателя $E_n = 1,3 \cdot U_n = 1,3 \cdot 220 = 286$ В. Учитывая, что максимальное выходное напряжения суммирующего усилителя равно 10В, примем

$$K_{\text{дэ}} = U_{\text{вых. макс}} / E_{\text{макс}} = 10 / 286 = 0,035,$$

Примем коэффициент датчика напряжения

$$K_H = K_{\text{дэ}} = 0,035,$$

тогда $R_{\text{ос}}/R_1 = 1$, Зададимся $R_{\text{ос}} = R_1 = 20$ кОм, выберем коэффициент передачи датчика тока равным $K_T = 0,06$ В/А, определим величину резистора R_2 из условия

$$R_2 = (R_1/R_{\text{яд}}) \cdot (K_T/K_H) = (20000/0,125) \cdot (0,06/0,035) = 274285 \text{ Ом}.$$

3.7. Расчет функциональных преобразователей

В системах управления электроприводами требуются функциональные преобразователи, реализующие заданную зависимость между входными и выходными сигналами. Широкое применение таких устройств стало возможным на базе интегральных операционных усилителей, охваченных нелинейной обратной связью, которая и обеспечивает требуемую зависимость выходного напряжения от входного.

Исполнительные устройства систем управления

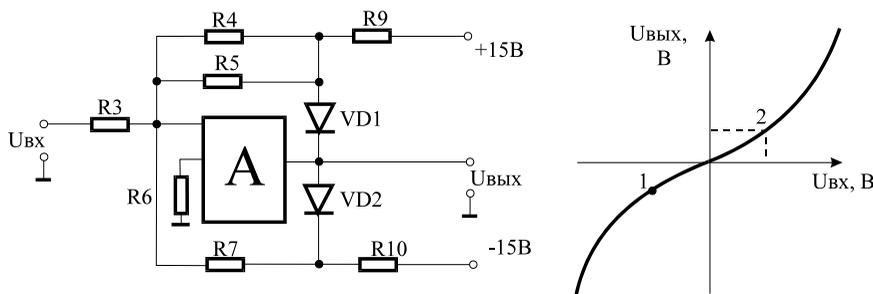


Рис. 14. Схема функционального преобразователя (а) и его характеристика (б).

Для формирования арксинусной зависимости ее аппроксимируют тремя отрезками прямых (рис.14). Изменение наклона передаточной характеристики осуществляется изменением сопротивления в цепи обратной связи операционного усилителя. При возрастании выходного напряжения в зависимости от его полярности происходит запираение одного из диодов VD_1 или VD_2 , что приводит к увеличению сопротивления в цепи обратной связи и росту коэффициента передачи усилителя. Точку перегиба характеристики устанавливают подбором резисторов R_9 и R_{10} ,

Пример.

Составим таблицу арксинусоидальной функции (Y) при изменении ее аргумента (X) от 0 до 1,

Таблица 7

X	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
X m	0,64	1,27	1,91	2,54	3,18	3,82	4,46	5,10	5,73	6,37
Y	0,10	0,20	0,30	0,41	0,52	0,64	0,77	0,93	0,12	1,57
Y m	0,64	1,28	1,94	2,62	3,33	4,07	4,94	5,90	7,13	10,0

Для операционных усилителей выходное напряжение изменяется в пределах от -10 В до 10 В. Примем $U_{\text{вых. max}}=10$ В, тогда масштаб выходной координаты функционального преобразователя

Исполнительные устройства систем управления

$$m = U_{\text{вых. max}} / 1,57 = 10 / 1,57 = 6,37$$

Приведем в табл.7 выходную координату с учетом принятого масштаба, а также входную координату в масштабе $m=2$. На рис. 14 представлена передаточная характеристика преобразователя, построенная по данным табл.7 и ее аппроксимация тремя отрезками прямых. Примем точку перегиба характеристики с координатами $U_{\text{вх}}=1,5 \text{ В}$, $U_{\text{вых}} = 5,4 \text{ В}$.

Коэффициент передачи усилителя на участке 1-2 равен:

$$K_1 = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} = 5,4 / 1,5 = 3,6$$

на участке 2-3 коэффициент передачи равен

$$K_2 = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} = 4,6 / 0,65 = 7,0$$

Зададимся величиной резистора $R_3 = 2,7 \text{ кОм}$, т.к.,

$$K_1 = ((R_4 \cdot R_5) / (R_4 + R_5)) / R_3,$$

$$\text{а } K_2 = ((R_4 \cdot R_5) / (R_4 + R_5)) / R_3,$$

где $R_4' = R_4 / 2$.

Определяем величины резисторов R_5 , R_4 ,

$$R_4 = 20 \text{ кОм}, \quad R_5 = 277 \text{ кОм}.$$

Выходное напряжение, соответствующее точке перегиба равно:

$$U_{\text{вых.п}} = (15 / (R_4 + R_9)) \cdot R_4.$$

Следовательно, Сопротивление резисторов R_9 и R_{10} равны 36 кОм .

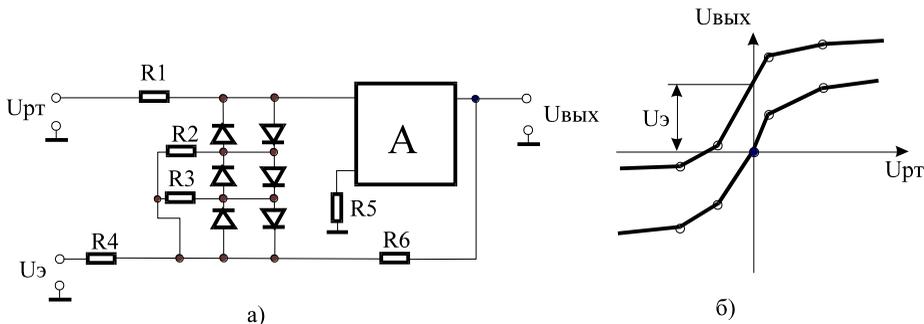


Рис.15. Схема функционального преобразователя (а) и его характеристика (б).

Для обеспечения постоянства коэффициента передачи тиристорного преобразователя в режимах непрерывного и прерывистого токов в прямой канал передачи сигнала последовательно с СИФУ вводят нелинейное звено с передаточной характеристикой,

Исполнительные устройства систем управления

обратной характеристике (рис.15 а) управления ТП. На входы нелинейного звена поступают соответственно сигналы, пропорциональные току якоря двигателя U_{PT} и его ЭДС U_{Σ} . Требуемая передаточная характеристика формируется за счет нелинейной обратной связи через диоды VD_1 - VD_6 . Напряжение на входе U_{Σ} определяет смещение характеристики по оси ординат (рис.15,б).

При использовании в регулируемых электроприводах высокомоментных двигателей возникает необходимость уменьшения момента (тока) двигателя при повышении напряжения на якоре с целью увеличения скорости вращения выше номинальной величины. Для этой цели используется функциональный преобразователь, называемый устройством (или узлом) зависимого токоограничения (УЗТ). Принцип действия УЗТ основан на ограничении (по модулю) выходного напряжения регулятора скорости в зависимости от напряжения тахогенератора.

Схема УЗТ приведена на рис.16. На вход усилителя А1 поступает $U_{вх}$ от прецизионного выпрямителя напряжения тахогенератора. С выхода А1 положительное напряжение через резисторы R_4 и R_5 поступает на вход усилителя А2. Через резистор R_6 поступает напряжение смещения, определяющее максимальное напряжение на выходе усилителя А2. Это напряжение и выходное напряжение инвертора на усилителе А3 с коэффициентом передачи, равным 1, создают опорное напряжение на диодах VD_5, VD_6 . С увеличением скорости двигателя их величины уменьшаются, поэтому диоды VD_5 или VD_6 отпираются при меньших значениях напряжений, которое, в конечном счете и определяет допустимый ток (момент) двигателя.

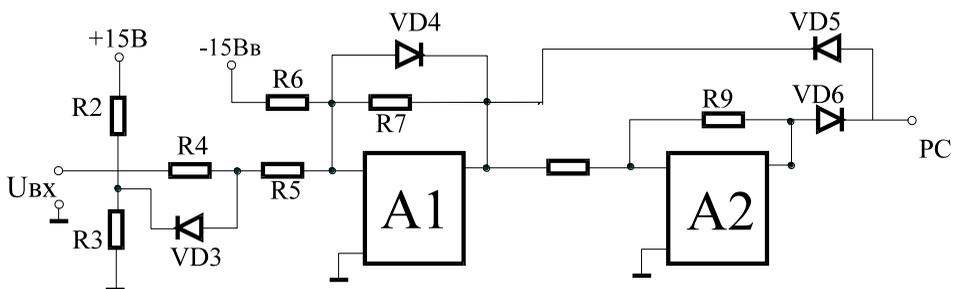


Рис . 16. Схема устройства зависимого токоограничителя.

Исполнительные устройства систем управления

Зависимость допустимого момента высокомоментного двигателя от его числа оборотов приведена на рис.17. На характеристику $M=f(n)$ наносим аппроксимирующие прямые АВ, ВС и определяем координаты точки перегиба В - n_B, M_B . На характеристике M_{\max} - максимально допустимый момент при номинальной скорости вращения, M_{\min} - минимальный допустимый момент, соответствующий максимальной скорости двигателя, а следовательно, максимально допустимому напряжению на его якоре.

Записав моменты и числа оборотов в относительных единицах

$$m_{\max} = M/M_H, v = n/n_{\max},$$

где M_H - номинальный момент двигателя, определим коэффициенты по формулам:

$$K_1 = \frac{U_{pc \max}}{15} + 0,55 \cdot K_2 \cdot v_{\min} \quad K_2 = \frac{U_{pc \max} \cdot \left(1 - \frac{m_{\min}}{m_{\max}}\right)}{8,24 \cdot (v_{\max} - v_{\min})};$$

$$K_3 = \frac{15 \cdot K_1 - 8,24 \cdot K_2 \cdot v_{\max} - U_{pc \max} \cdot \left(\frac{m_{\min}}{m_{\max}}\right)}{10 \cdot (v_{\max} - v_{\min}) \cdot K_2};$$

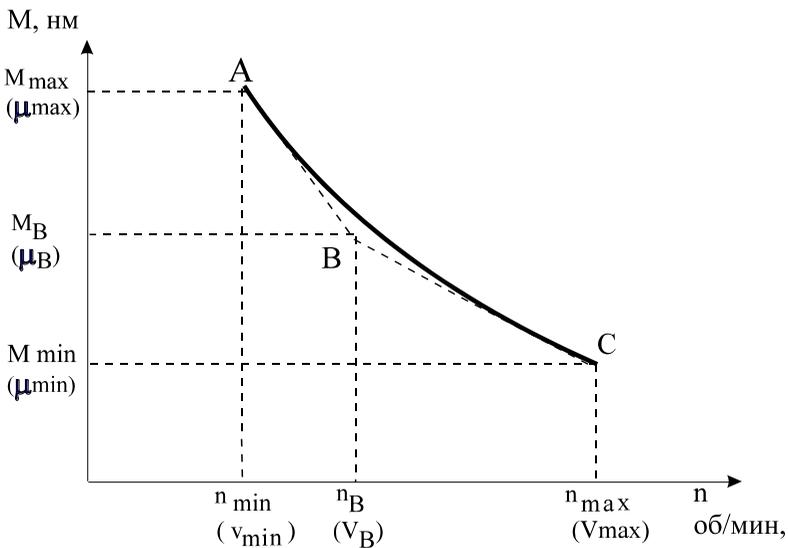


Рис.17. Зависимость допустимого момента высокомоментного двигателя.

Исполнительные устройства систем управления

где $U_{рс.маx}=8$ В соответствует максимальному значению момента (тока) двигателя.

Затем определяем номиналы резисторов (кОм):

$$R_2 = R_3 \cdot \left(\frac{1.81}{v_6} - 1 \right); \quad R_6 = 47 \cdot \left(\frac{K_2}{K_1} \right);$$

$$R_3 = \frac{10 \cdot K_3}{1 - 1.2 \cdot K_3}; \quad R_7 = 47 \cdot K_2.$$

Резисторы инвертора R_8 и R_9 принимаем равными 20кОм, а резисторы $R_4 = 47$ кОм, $R_5 = 47$ кОм.

ПРИМЕР РАСЧЕТА.

Двигатель ДПУ 127-200-1-300Х имеет следующие параметры характеристик:

$$\begin{aligned} M_{маx} &= 15 \text{ Нм}, \quad M_B = 10,25 \text{ Нм}, \quad M_{мин} = 8,3 \text{ Нм}, \\ M_H &= 2,1 \text{ Нм}, \quad n_{ном} = 1100 \text{ об/мин}, \quad n = 1550 \text{ Нм}, \\ n_{маx} &= 2000 \text{ Нм}. \end{aligned}$$

Рассчитываем относительное значение момента и числа оборотов:

$$\begin{aligned} m_{маx} &= 15/2,1 = 7,15, \quad m_B = 10,25/2,1 = 4,9, \\ m_{мин} &= 8,3/2,1 = 3,5, \quad v_{мин} = 1100/2000 = 0,55, \\ v_B &= 1550/2000 = 0,78, \quad v_{маx} = 1, \end{aligned}$$

Определим коэффициенты

$$K_1 = 8/15 + 0,55 \cdot 1,31 \cdot 0,55 = 0,93;$$

$$K_2 = \frac{8 \cdot \left(1 - \frac{4.9}{7.15} \right)}{8.24 \cdot (0.78 - 0.55)} = 1.31;$$

$$K_3 = \frac{15 \cdot 0.93 - 8.24 \cdot 1.31 \cdot 0.78 - 0.55 \cdot 8}{10 \cdot (1 - 0.78) \cdot 1.31} = 0.35;$$

Находим величины резисторов:

$$R_6 = 47 \cdot 1,31 / 0,93 = 68 \text{ кОм};$$

$$R_7 = 47 \cdot 1,31 = 62 \text{ кОм};$$

$$R_3 = \frac{10 \cdot 0,35}{1 - 1,2 \cdot 0,35} = 5,7 \text{ кОм}$$

$$R_8 = 5,7 \cdot \left(\frac{1,81}{0,78} - 1 \right) = 7,5 \text{ кОм}$$

3.8. Расчет элементов предупреждающего токоограничения для ТП

Особенность ТП, связанная с неполной управляемостью тиристоров, приводит при пуске двигателя к появлению значительных по величине мгновенных токов. Действительно нечувствительность ТП к изменению управляющего сигнала на интервале проводимости тиристоров при малой индуктивности якорной цепи вызывает нарастание тока до недопустимой, с точки зрения, коммутации величины. Свободно от этого недостатка так называемое "упреждающее токоограничение", получившее применение в статических системах регулирования скорости.

Идея предупреждающего токоограничения заключается в том, чтобы не измерять величину тока якоря, а предсказывать на основании оценки разности управляющего напряжения ТП а, следовательно, и ЭДС на выходе ТП) и ЭДС двигателя. Это позволяет заранее ограничить минимальный угол отпирания тиристора, чтобы при известном значении ЭДС, ток не превысил заданное значение. Практически, для этого на входе СИФУ включается узел с регулируемым порогом насыщения, величина которого меняется в функции ЭДС двигателя, снимаемой с тахогенератора ($E_d = C\omega_{дв}$).

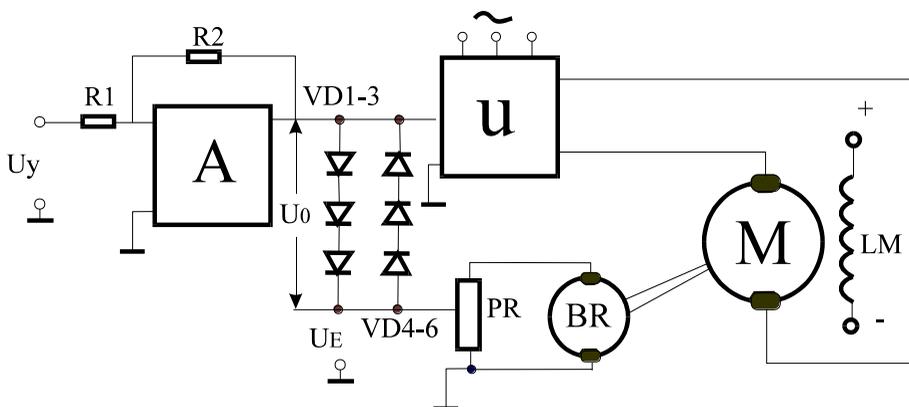


Рис.18. Упрощенная схема предупреждающего токоограничителя.

Исполнительные устройства систем управления

На рис.18 приведена упрощенная схема упреждающего токоограничения. Выходное напряжение суммирующего усилителя ограничивается шунтирующими диодами VD_1 - VD_6 , которые запираются напряжением U_0 и напряжением, пропорциональным ЭДС двигателя U_e . Падение напряжения U_0 на диодах VD_1 - VD_3 задает угол отпирания тиристоров, когда ЭДС двигателя равна нулю.

Для определения параметров цепи упреждающего токоограничения запишем уравнение статики:

$$(U_0 + U_e) \cdot K_n = E_n; \quad E_n = 1/K_d \cdot \omega + I \cdot R_z,$$

где $U_e = K_{oc} \cdot \omega$ - напряжение положительной обратной связи по скорости,

$K_d = 1/c$ - коэффициент передачи ДПТ,

R_e - эквивалентное сопротивление цепи якоря.

Совместно решая уравнение, получим при условии

$K_n \cdot K_d \cdot K_{oc} - 1 = 0$ значение тока стопорения:

$$I_{CT} = U_0 \cdot K_n \cdot K_d / R$$

ПРИМЕР РАСЧЕТА.

Для двигателя ПБВ-112L с параметрами $I_{ном} = 28A$, $C = 0,862$, $\omega_{ном} = 52,36$ с, $K_{тр} = 0,2Bc$, $R_z = 0,34$ Ом и $K_n = 48,8$ определим параметры цепи упреждающего токоограничения.

$$K_{oc} = \frac{1}{K_n \cdot K_d} = \frac{C}{K_n} = \frac{0,862}{48,80} = 0,0177,$$

зададимся $I_{CT} = 6 \cdot I_n = 168$ А, тогда

$$U_0 = \frac{I_{cm} \cdot R \cdot C}{K_n} = \frac{168 \cdot 0,34 \cdot 0,862}{48,80} = 1,008,$$

т.к. $K_{oc} = K_{тр} \cdot K_p$, где K_p - коэффициент передачи потенциометра RP , то

$$K_p = K_{oc} / K_{тр} = 0,177 / 0,2 = 0,0885.$$

Для получения $U_0 = 1,008B$ принимаем два последовательно включенных диода VD_1 и VD_2 с падением напряжения на каждом в прямом направлении $0,5B$.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анхимюк В.Л., Опейко О.Ф. Проектирование систем автоматического управления электроприводами. Минск:Высшая школа, 1986,
2. Замятин В.Я. и др. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры: Справочник / В.Я. Замятин, Б.В. Кондратьев, В.М. Петухов. - М.: Радио и связь, 1988, - 576 с.: ил.
3. Абрамович М.И., Бабайлов В.М., Либер В.Е. и др. Диоды и тиристоры в преобразовательных устройствах. М.:Энергоатомиздат, 1992
4. Батарин А.В., Голубев Ф.Н., Кеннерман В.Г. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. Л.:Энергия, 1972,
5. Батарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управления электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982,
6. Герман-Галкин С.Г., Лебедев В.Д., Марков Б.А., Чичерин Н.И. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат, 1986,
7. Гольц М.Е., Гудзенко А.Б. и др. Быстродействующие электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями. М.: Энергоатомиздат, 1986,
8. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / Б.А. Бородин, В.М. Ломакин, В.В. Мокряков и др.; Под ред. А.В. Голомедова. - М.: Радио и связь, 1985, - 560 с.: ил.