

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

А. А. Мартынов

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Учебное пособие

Санкт-Петербург
2004

УДК 62-83(075)

ББК 31.291

М29

Мартынов А. А.

М29 Проектирование электроприводов: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2004. 97 с.

Излагаются методики проектирования электроприводов, стабилизированных по скорости, электроприводов с токоограничением и на основе вентильных двигателей.

Учебное пособие предназначено для студентов специальностей 180100, 210100, 210300, 191000 очно-заочной и заочной форм обучения.

Рецензенты:

кафедра автоматизированного электропривода
Санкт-Петербургского государственного университета растительных полимеров,
кандидат технических наук, доцент *В И Королев*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

Учебное издание

Мартынов Александр Александрович

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Учебное пособие

Редактор *А. В. Семенчук*

Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Сдано в набор 17.06.03. Подписано к печати 29.01.04. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 5,63. Усл. кр.-отг. 5,76. Уч. -изд. л. 5,71. Тираж 100 экз. Заказ №

Редакционно-издательский отдел

Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки

Отдел оперативной полиграфии

СПбГУАП

190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67

© ГОУ ВПО СПбГУАП, 2004

© А.А. Мартынов, 2004

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электрическим приводом (ЭП) называется электромеханическое устройство, предназначенное для приведения в движение рабочих органов машины и управления их технологическими процессами, состоящее из передаточного устройства, электрического двигателя, преобразовательного устройства (усилителя мощности) и управляющего устройства.

Среди широкого многообразия различных видов ЭП значительное место занимают регулируемые по скорости, а также следящие электроприводы, выполненные на основе двигателей постоянного тока, вентильных, асинхронных и шаговых двигателей.

Вопросы проектирования ЭП постоянного тока изложены в учебном пособии “Вентильный электропривод роботов. Расчет и проектирование систем тиристорного электропривода”, изданном автором настоящего учебного пособия в 1991 году.

В настоящем учебном пособии систематизированы следующие основные вопросы проектирования автоматизированного ЭП:

- классификация;
- основные понятия теории автоматического регулирования;
- проектирование ЭП, стабилизированных по скорости;
- проектирование ЭП на основе вентильных двигателей.

Современный электропривод является автоматизированным электроприводом, в состав которого входит система автоматического управления (САУ). Введение САУ в состав ЭП обеспечивает не только достижения требуемых показателей качества ЭП, но и позволяет упростить кинематические цепи машины путем усложнения САУ.

В настоящем учебном пособии приведена упрощенная интерпретация основных понятий теории автоматического регулирования, которая крайне необходима в инженерной практике проектирования, эксплуатации и наладке автоматизированных ЭП.

Излагаемая в настоящем пособии методика проектирования ЭП, стабилизированных по скорости, охватывает широкий класс ЭП с обрат-

ными связями по напряжению, току якоря, скорости. Здесь же рассмотрена методика проектирования ЭП с ограничением тока якоря.

Методика проектирования ЭП на основе вентильного двигателя позволяет решать следующие основные вопросы проектирования:

- выбор двигателя;
- расчет полупроводникового преобразователя и выбор его элементов;
- расчет потерь мощности и площади радиаторов для транзисторов полупроводникового коммутатора.

Рассматриваемые в настоящем учебном пособии вопросы полностью соответствуют программе курса “Проектирование электроприводов” учебных планов специальностей 180100 “Электромеханика” и 210300 “Роботы и робототехнические системы”. Пособие может быть полезно для студентов специальностей 210100, 191000 и др.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

1.1. Классификация электроприводов

Электропривод по сравнению с пневматическим и гидравлическим обеспечивает удобство регулирования скорости в широком диапазоне с высокой точностью и быстродействием. Электродвигатели (ЭД) постоянного и переменного тока, выпускаемые промышленностью, имеют различные мощности, моменты и скорости. Они технологичны в изготовлении, достаточно просты и надежны в эксплуатации.

Электроприводы средств автоматизации можно разделить на два класса:

- регулируемые;
- следящие.

Следует отметить, что следящий ЭП обязательно содержит в своем составе регулируемый ЭП. С учетом этого важного фактора в курсе большое внимание уделяется вопросам проектирования регулируемого ЭП как основе любого следящего ЭП.

Регулируемые ЭП классифицируются:

- по назначению – главного движения, подач, вспомогательные для станков с числовым программным управлением (ЧПУ);
- по способу регулирования – с постоянным моментом, постоянной мощностью, двухзонные;
- по роду исполнительного двигателя – постоянного, переменного тока, шаговые;
- по схеме силового преобразователя – управляемые выпрямители (одно- и многофазные), широтно-импульсные преобразователи, преобразователи частоты;
- по структуре системы автоматического регулирования – одноконтурные и многоконтурные;
- по способу управления – аналоговые (с аналоговым задатчиком и аналоговым датчиком обратной связи), цифро-аналоговые (с цифровым задатчиком, цифровым датчиком обратной связи (ОС) и аналоговыми

регуляторами), цифровые (с цифровыми задатчиками, датчиками ОС и цифровым формированием закона управления скоростью двигателя) [1].

Основные параметры, по которым выбирают и сравнивают ЭП между собой:

Номинальный вращающийся момент ЭД, M_N , Н·м.

Номинальная механическая мощность на валу ЭД, P_N , Вт.

Номинальная угловая скорость Ω_N , рад/с.

Максимальная угловая скорость Ω_{\max} , рад/с.

Диапазон регулирования – отношение максимальной скорости к минимальной, Ω_{\min} , при которой сохраняются все параметры ЭП по стабильности при изменении нагрузки, напряжения сети, температуры окружающей среды, реверсе двигателя и по неравномерности вращения $D = \Omega_{\max} / \Omega_{\min}$.

Чувствительность – минимальный сигнал управления, обрабатываемый ЭП $U_{y\min}$ (в следящем ЭП станка с ЧПУ этот сигнал должен быть меньше напряжения управления, соответствующего одной дискрете).

Перегрузочная способность в установившемся и переходных режимах P_{\max} / P_N ; M_{\max} / M_N .

Динамические характеристики по управляющему воздействию – время пуска и торможения $t_{\text{п}}$, $t_{\text{т}}$ и по нагрузке – время восстановления скорости $t_{\text{в}}$, и динамическое изменение скорости $\Delta\Omega$.

Энергетические характеристики: КПД (η), коэффициент мощности χ .

Удельные массогабаритные показатели: P/m , Вт/кг; P/V , Вт/дм³; M/m , Н·м/кг; M/V , Н·м/дм³; m – масса ЭП; V – объем ЭП.

Надежность – наработка на отказ, вероятность безотказной работы, срок службы, ремонтпригодность.

Стоимость и экономичность обслуживания.

Напомним основные расчетные соотношения механических и электрических параметров ЭД постоянного тока:

– механическая мощность:

$$P_{\text{мх}} = M\Omega;$$

– электрическая мощность:

$$P_{\text{эл}} = U_{\text{я}} I_{\text{я}};$$

– угловая скорость вращения ЭП:

$$\Omega = \frac{U_{\text{я}} - I_{\text{я}} R_{\text{я.ц}}}{C_E \Phi};$$

– электромагнитный момент:

$$M = C_M I_{\text{я}} \Phi,$$

где $U_{\text{я}}$, $I_{\text{я}}$ – напряжение и ток якоря соответственно; $R_{\text{я.ц}}$ – сопротивление якорной цепи; Φ – поток; в системе СИ конструктивные постоянные ЭД: C_E и C_M :

$$C_E = C_M = \frac{pN}{2\pi a},$$

где p – число пар полюсов; N – число проводников обмотки якоря; a – число пар параллельных ветвей обмотки якоря.

Рассмотрим зависимость предельной мощности и предельного вращающего момента на валу ЭД от скорости вращения при регулировании напряжения $U_{\text{я}}$ и потока $\Phi_{\text{в}}$ (рис. 1).

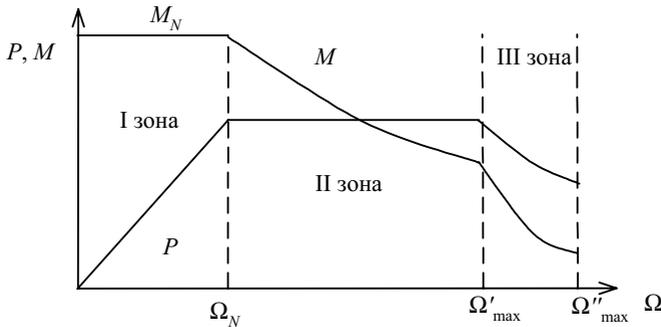


Рис. 1. Зависимость $P, M = f(\Omega)$ при трехзонном регулировании

В зонах I и II ЭП может длительно работать с номинальным током якоря:

- зона I: $0 \leq U_{\text{я}} \leq U_{\text{я}N}$; $\Phi_{\text{в}} = \Phi_{\text{в}N} = \text{const}$;
- зона II: $U_{\text{я}} \approx \text{const}$; $\Phi_{\text{вmin}} \leq \Phi_{\text{в}} \leq \Phi_{\text{в}N}$; $P = P_N = \text{const}$.

Момент в зоне II:

$$M = \frac{P}{\Omega}$$

снижается с ростом Ω .

В зоне III регулирование возможно при дальнейшем ослаблении магнитного потока и снижении тока якоря. В этой зоне происходит дальнейшее снижение вращающего момента и мощности ЭД.

Зонам регулирования соответствуют три вида регулирования скорости привода:

- при постоянном моменте $M = \text{const}$ (зона I);
- при постоянной мощности $P = \text{const}$ (зона II);
- двухзонное (зоны I и II).

Работа в зоне III позволяет полнее использовать возможности ЭП (возврат исполнительного механизма без груза ($M_{\text{нп}} \approx 0$), с целью уменьшения времени цикла (повышения производительности) выполняется на повышенных скоростях Ω''_{max} .

Следует отметить, что регулирование с постоянной мощностью (зона II) получается как бы автоматически, так как с уменьшением $\Phi_{\text{в}}$ уменьшается M , и пропорционально растет скорость:

$$M = C_M I_{\text{я}} \Phi;$$
$$\Omega = \frac{U_{\text{я}} - I_{\text{я}} R_{\text{я.ц}}}{C_E \Phi};$$
$$P = M\Omega = \text{const}.$$

1.2. Основные технические требования к ЭП роботов и станков с ЧПУ

Электроприводы должны соответствовать требованиям стандарта СТ СЭВ 3578-82 [1].

Требования к составу ЭП

В общем случае в состав ЭП постоянного тока входят:

Электродвигатель постоянного тока с электромагнитным возбуждением, или возбуждением от постоянных магнитов со встроенным датчиком скорости, встроенным электромагнитным тормозом, датчиком температурной защиты и датчиком пути.

Полупроводниковый преобразователь, включающий силовой блок, обеспечивающий преобразование напряжения переменного тока в постоянное, регуляторы, обеспечивающие регулирование скорости двигателя в широком диапазоне с высокой точностью, блоки питания, защиты и диагностики.

Силовой трансформатор для согласования напряжения питающей сети с напряжением ЭД, ограничения тока короткого замыкания (КЗ) в при-

воде и снижения влияния помех, или токоограничивающий реактор, ограничивающий ток КЗ.

Коммутационные реакторы для снижения взаимного влияния приводов при многосвязном (многокоординатном) исполнении и питании их от одного силового трансформатора (или через токоограничивающие реакторы).

Уравнительные, или сглаживающие реакторы, для ограничения уравнительных токов при совместном управлении и для сглаживания пульсаций тока якоря ЭД.

Автоматический выключатель для отключения привода от сети в аварийных режимах.

Состав ЭП меняется в зависимости от конкретного типа ЭП и способа выполнения силового преобразователя.

Требования к питающей сети

Питание ЭП производится от трехфазной промышленной сети переменного тока напряжением 220, 380, 440, 500 В частотой 50 (60) Гц.

Должна быть предусмотрена возможность заземления электрооборудования, а также обеспечение работы при отклонениях:

– напряжения питающей сети на от -15 до $+10\%$ номинального значения;

– частоты питающей сети на $\pm 2\%$;

– при кратковременных провалах мгновенных значений питающего напряжения, характеризуемых произведением $(\gamma \Delta U) \leq 400$ (град·%), где γ – угол коммутации, град; ΔU – падение напряжения при провале в процентах мгновенного значения, причем максимальное значение провала мгновенного значения питающего напряжения не должно превышать 100% , а его длительность – $40'$.

Требования по устойчивости к внешним воздействиям ЭП постоянного тока общепромышленного применения

Общепромышленные ЭП предназначены для работы в следующих условиях:

– на высоте над уровнем моря не более 1000 м;

– при температуре окружающей среды: для ЭД и тахогенератора от $+5$ до $+40^\circ\text{C}$, для полупроводникового преобразователя от $+5^\circ$ до $+45^\circ\text{C}$ и до $+55^\circ\text{C}$ с соответствующим уменьшением допустимого длительного тока;

– при максимальной относительной влажности воздуха 80% при температуре +30°C;

– в невзрывоопасной окружающей среде, не содержащей агрессивных газов и паров в концентрациях, разрушающих металлы и изоляцию;

– в закрытых стационарных помещениях при отсутствии непосредственного воздействия солнечной радиации.

Составные части ЭП, устанавливаемые в отдельно стоящие шкафы, должны допускать вибрацию с частотой от 1 до 35 Гц при ускорении не более $4,9 \text{ м/с}^2$ (0,5 g), а устанавливаемые на станке – вибрацию до 60 Гц при ускорении не более $9,8 \text{ м/с}^2$ (1 g).

Требования к основным техническим параметрам ЭП

Сигнал управления, соответствующий максимальной скорости – аналоговый $\pm 10 \text{ В}$.

Электропривод обеспечивает возможность управления по одному или более входам с сопротивлением не менее 2 кОм.

При отсутствии гальванической связи между силовой цепью ЭП и цепью управления сопротивление между ними должно быть не менее 20 кОм.

Момент ЭП в продолжительном режиме работы (SI) M_N , Н·м, должен быть не менее значений: 0,35; 0,47; 0,7; 1,0; 1,3; 1,7; 2,3 (2,1); 3,5; 4,7; 7,0; 10; 13; 17; 23 (21); 35; 47; 70; 100; 130; 170.

Максимальные скорости ЭП в зависимости от M_N изменяются следующим образом:

M_N , Н·м	–	Ω_{max} , рад/с;
0,35 – 7	–	200 – 300;
10	–	100 – 150 – 200;
100	–	170 – 100 – 200.

В переходных режимах ЭП должны допускать в течение времени не более 0,2 с значения максимального момента не менее, указанных в табл. 1.

Таблица 1

Диапазон скорости	Максимальный момент ЭП	
	с транзисторным преобразователем	с тиристорным преобразователем
От Ω_{max} до $0,5\Omega_{\text{max}}$	От M_N до $2,5M_N$	От M_N до $3M_N$
Менее $0,5 \Omega_{\text{max}}$ до $0,25 \Omega_{\text{max}}$	$3M_N$	От $3M_N$ до $4M_N$
Менее $0,25\Omega_{\text{max}}$ до 0	$3M_N$	От $4M_N$ до $6M_N$

Во всех режимах работы, включая изменение нагрузки и переходные режимы ускорения и замедления, *среднеквадратичное* значение вращающего момента ЭД не должно превышать момента M_N , определяемого длительно допустимым по нагреву током двигателя.

Момент при вращении на максимальной скорости должен быть *не менее* $0,5M_N$ в течение 1 мин.

Значения допустимых погрешностей скорости и коэффициента неравномерности при различных диапазонах регулирования приведены в табл. 2 [2].

Таблица 2

Скорость ЭД в долях Ω_{\max}	Погрешность скорости относительно установленной, %, не более			Коэффициент неравномерности вращения k_n , не более
	суммарная Δ_Σ	при изменении нагрузки Δ_m	при реверсе Δ_p	
1,0	1,5	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	0,05
0,5	2,0	$\pm 0,5$	$\pm 0,5$	0,05
0,1	7,5	$\pm 1,0$	$\pm 1,0$	0,1
0,01	10,0	$\pm 3,0$	$\pm 2,5$	0,1
0,001	15,0	$\pm 7,5$	$\pm 5,0$	0,15
0,0001	25,0	± 10	$\pm 10,0$	0,25

Для ЭП с максимальной частотой вращения более 100 рад/с при частоте вращения 0,01 рад/с погрешности должны быть: $\Delta_\Sigma \leq 25\%$; $\Delta_m \leq 15\%$; $\Delta_p = \pm 15\%$; $k_n \leq 0,35$.

Суммарная погрешность скорости Δ_Σ – сумма максимальных абсолютных значений погрешностей при изменении нагрузки от $0,15 M_N$ до M_N напряжения сети от 0,9 до 1,1 номинального, температуры окружающей среды от $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$ до 45°C и собственном нагреве ЭП до установившейся температуры при половине длительно допустимого момента:

$$\Delta_\Sigma = |\Delta_m| + |\Delta_t| + |\Delta_U|.$$

Погрешности скорости определяются при изменении нагрузки от $0,15M_N$ до M_N , номинальном напряжении питающей сети и температуре окружающей среды $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$:

$$+\Delta_m = \frac{\Omega_{0,15M_N} - \Omega_{0,5M_N}}{\Omega_{0,5M_N}} \cdot 100\%;$$

$$-\Delta_M = \frac{\Omega_{M_N} - \Omega_{0,5M_N}}{\Omega_{0,5M_N}} \cdot 100\%.$$

Погрешность скорости при изменении температуры окружающей среды от $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$ до 45°C и предварительном нагреве ЭП до установившейся температуры при номинальном напряжении питающей сети и нагрузке, равной $0,5M_N$

$$\Delta_t = \frac{\Omega_{45^\circ} - \Omega_{20^\circ}}{\Omega_{20^\circ}} \cdot 100\%.$$

Погрешность скорости при изменении напряжения сети определяется при изменении напряжения питающей сети от $0,9U_N$ до $1,1 U_N$, номинальном напряжении и температуре окружающей среды $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$

$$+\Delta_U = \frac{\Omega_{1,1U_N} - \Omega_{U_N}}{\Omega_{U_N}} \cdot 100\%; \quad -\Delta_U = \frac{\Omega_{0,9U_N} - \Omega_{U_N}}{\Omega_{U_N}} \cdot 100\%.$$

Погрешность скорости при изменении направления вращения (реверсе) определяется при холостом ходе ЭП, номинальном напряжении питающей сети и постоянной температуре окружающей среды $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$:

$$\Delta_p = 2 \frac{|\Omega_{\text{пр}}| - |\Omega_{\text{л}}|}{|\Omega_{\text{пр}}| + |\Omega_{\text{л}}|} \cdot 100\%,$$

где $\Omega_{\text{пр}}$, $\Omega_{\text{л}}$ – абсолютные значения скорости при фиксированном постоянном задающем напряжении, соответственно, для вращения ЭД вправо и влево.

Коэффициент неравномерности вращения ЭД определяется отношением разности максимальной и минимальной мгновенных Ω'_{max} и Ω'_{min} значениях частот вращения к средней заданной скорости двигателя Ω_{cp} ЭП с дополнительной инерционной массой $J_{\text{доп}} = J_{\text{дв}}$. Все измерения производятся при холостом ходу:

$$k_n = \frac{\Omega'_{\text{max}} - \Omega'_{\text{min}}}{\Omega_{\text{cp}}}.$$

Минимальное среднее значение углового ускорения ЭП с дополнительной инерционной массой при скорости $0,5\Omega_{\text{max}}$ должно быть не менее значений, указанных в табл. 3

Таблица 3

Длительный момент M_{N^*} Н·м	Дополнительный момент инерции $J_{доп}$, кг·м ²	Минимальное угловое ускорение ϵ , рад/с ²	Длительный момент M_{N^*} Н·м	Дополнительный момент инерции $J_{доп}$, кг·м ²	Минимальное угловое ускорение ϵ , рад/с ²
0,35	1,5	5000	10	30–110	1800
0,47	1,8–2,0	4500	13	100–150	1700
0,7	1,8–2,5	4500	17	150–220	1700
1,0	1,8–3,0	4000	23	150–320	1700
1,3	2–5	4000	35	300–500	1350
1,7	5–7	4000	47	500–640	1250
2,3	7–12	3500	70	800–1000	1100
3,5	10–20	3000	100	1000–1250	1000
4,7	15–30	3000	130	1400	900
7,0	20–60	3000	170	1500	750

Среднее значение углового ускорения (рад/с²) ЭП определяется отношением скорости $0,63 \Omega_{\max}/2$ ко времени τ от момента подачи ступени управляющего напряжения, соответствующего частоте вращения $\Omega_{\max}/2$ до достижения данной скорости (рис. 2)

$$\epsilon = \frac{0,63\Omega_{\max}}{2\tau}.$$

Полоса пропускания замкнутого контура регулирования скорости при наличии дополнительной инерционной массы в соответствии с табл. 3 и при амплитуде управляющего напряжения 0,1 В должна быть не менее 20 Гц для тиристорных и 40 Гц для транзисторных ЭП. Полоса пропускания замкнутого контура регулирования скорости определяется диапазоном частот, в котором сдвиг по фазе первых гармоник сигналов тахогенератора и задатчика скорости не превышает 90° или снижении амплитуды выходного сигнала не более 3 дБ.

Электропривод имеет датчик скорости с крутизной характеристики не менее 0,02 В·мин/об с высокой линейностью и симметричностью характеристики (или 0,2 В·с/рад).

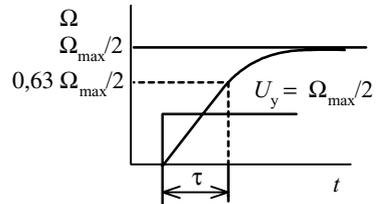


Рис. 2. График для определения углового ускорения ЭП

Фазовый, или импульсный датчик пути, встраиваемый или пристраиваемый к ЭД, выполняется бесконтактным и имеет погрешность не более 5' на полный оборот датчика.

Электромагнитный тормоз, встраиваемый в ЭД, должен быть безлюфтовым, растормаживаться при подаче на него напряжения и иметь момент *не менее* $0,5 M_N$. Время переходного процесса при включении тормоза определяется от момента снятия напряжения до достижения $0,9M_N$; время переходного процесса при отключении тормоза определяется от момента подачи напряжения до достижения $0,1M_N$. Время переходного процесса (включения и отключения тормоза – не более 0,1 с). Напряжение питания тормоза 24 В постоянного или 110 В переменного тока.

Объем преобразователя без аппаратуры защиты силовых цепей определяется выпрямленным током в соответствии с табл. 4. За номинальный выходной ток преобразователя принимается среднее значение длительного допустимого тока на выходе преобразователя. За максимальный выходной ток преобразователя принимается максимальный средний ток на выходе преобразователя, который может быть обеспечен кратковременно в течении 0,2 с при переходных процессах.

Таблица 4

Номинальный ток преобразователя, А	Объем преобразователя, дм ³ , не более
До 25	15
До 100	40
До 200	90

Предельные габаритные размеры преобразователей следует выбирать из следующих предпочтительных значений: ширина $1/3B$, или $2/3B$, или B , где $B = 483$ мм, высота ni , где n – целое число; $i = 44,45$ мм, глубина не более 500 мм.

Перерегулирование при скачкообразной подаче на вход управляющего напряжения – не более 20% при частоте вращения $0,5\Omega_{\max}$. Диапазон регулирования скорости вращения ЭП роботов – 1000 или 10000.

Требования к системам защиты

Электроприводы снабжены аппаратурой защиты сигнализации и индикации рабочих и аварийных режимов и должны иметь следующие виды защит от:

- коротких замыканий;
- токовых перегрузок;
- перенапряжений;
- исчезновения вентиляции (в системах с принудительной вентиляцией);
- исчезновения напряжения сети;
- неправильного чередования фаз (при необходимости).

Требования к конструкции

Силовой трансформатор, токоограничивающие реакторы, сглаживающие уравнивательные и коммутационные реакторы, силовой преобразователь выполнены в виде самостоятельных конструктивных элементов, предназначенных для размещения в шкафах одностороннего или двустороннего обслуживания, выполненных в соответствии с СТ СЭВ 834-77.

Степень защиты электродвигателей с естественной вентиляцией должна быть не ниже IP44 по ГОСТ 14255-69 (СТ СЭВ 592-77). Электродвигатели с принудительным охлаждением имеют степень защиты не ниже IP22. Степень защиты датчиков угла поворота и частоты вращения после их встройки в электродвигатель – не ниже IP44. Степень защиты силовых преобразователей, трансформаторов, реакторов – IP00. Исполнение ЭД – М3001, М3011, М3031 в соответствии с СТ СЭВ 246-76.

Уровень вибрации ЭД должен соответствовать классу вибрации *N* или *R* по СТ СЭВ 2412-80. Оценка уровня вибрации производится при $\Omega = 0,5\Omega_{\max}$. Допустимые пределы уровня шума для ЭД должны соответствовать классу 1 или 2 по СТ СЭВ 1348-78. Оценка уровня шума производится при $\Omega = 0,5\Omega_{\max}$. Силовой преобразователь, трансформатор и реакторы должны иметь болт заземления в соответствии с СТ СЭВ 2308-80.

Требования к надежности

Наработка на отказ – не менее 4000 ч. Срок службы – не менее 10 лет.

2. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

2.1. Влияние отрицательной обратной связи на быстродействие электропривода

Следящий ЭП представляет собой сложную многоконтурную систему автоматического регулирования (САР), замкнутую по положению [2] САР, которая является системой, замкнутой по выходному параметру через датчик обратной связи (ДОС) (рис. 3).

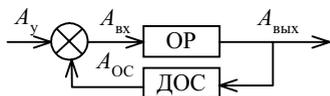


Рис. 3. Общая схема САР

Для стабилизации выходного параметра $A_{\text{ВЫХ}}$ при различных возмущениях объекта регулирования (OP) в систему вводятся жесткие и гибкие отрицательные обратные

связи (ООС). Сигнал на входе OP: $A_{\text{ВХ}} = A_y - A_{\text{ОС}}$.

При любом незапрограммированном возмущении объекта регулирования, вызывающем увеличение выходного параметра растет сигнал ООС, что приводит к снижению входного сигнала, а следовательно, к уменьшению выходного параметра (до тех пор, пока фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами не превышает 180°). Таким образом, автоматически поддерживается значение выходного параметра на заданном уровне с определенной точностью.

Рассмотрим, что дает охват отдельных звеньев и САР в целом обратными связями.

Амплитудно-фазочастотная характеристика замкнутой системы:

$$W_3(j\omega) = \frac{W_{\text{OP}}(j\omega)}{1 + W_{\text{OP}}(j\omega)k_{\text{OC}}}, \quad (1)$$

где k_{OC} – коэффициент обратной связи; $W_{\text{OP}}(j\omega)$ – передаточная функция разомкнутой системы.

При достаточно высоком коэффициенте усиления систем регулирования, что имеет место во всех современных ЭП, для низких и средних частот управляющего сигнала выражение (1) упрощается, так как $W_{OP}k_{OC} \gg 1$. Тогда

$$W_3 \approx \frac{1}{k_{OC}}, \quad (2)$$

т.е. поведение замкнутой системы не зависит от параметров ОР и полностью определяется коэффициентом ОС.

Таким образом, весьма эффективно охватывать обратными связями нестабильные, нелинейные и инерционные СА. Физически введение отрицательной обратной связи обеспечивает форсировку отработки входного сигнала вследствие соответствующего усиления. Полный эффект форсировки проявляется в линейной области работы, снижается при вступлении в действие нелинейных факторов и полностью исчезает при насыщении.

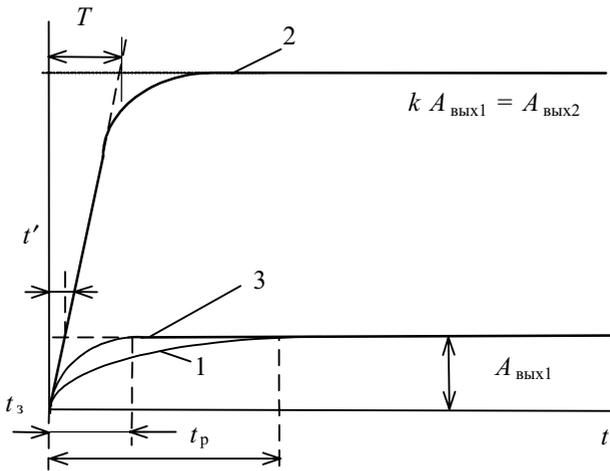


Рис. 4. Разгон разомкнутого и замкнутого приводов

При подаче на вход разомкнутой системы сигнала $A_{y1} = A_{Bx1}$, соответствующего получению на выходе сигнала $A_{Bых} = k_{OP}A_{Bx1}$, где k_{OP} — коэффициент усиления объекта регулирования, в разомкнутой системе разгон будет происходить по кривой (1) рис. 4.

В замкнутой системе требуемый сигнал управления существенно больше A_{Bx1} и равен

$$A_{y2} \approx k_{OC}A_{Bых1} = k_{OC}k_{OP}A_{Bx1}. \quad (3)$$

В установившемся режиме

$$A_{\text{вх1}} = A_{y2} - A_{\text{OC}} = k_{\text{OC}} k_{\text{OP}} A_{\text{вх1}} - A_{\text{OC}}. \quad (4)$$

Однако в переходных режимах сигнал ОС отстает от управляющего воздействия вследствие инерционности объекта регулирования. Так, при пуске в первый момент времени $A_{\text{OC}} = 0$ и к ЭП прикладывается форсированный в коэффициент усиления ($k_{\text{OC}} k_{\text{OP}}$) сигнал A_{y2} (3). Этот сигнал должен был бы обеспечить разгон привода по кривой 2 (рис. 4) до величины $A_{\text{вх1}2}$, которая в $k = k_{\text{OC}} k_{\text{OP}}$ раз больше $A_{\text{вх1}1}$, но этого не происходит из-за роста по мере разгона привода сигнала ОС. Реально процесс разгона пойдет по кривой 3 с временем переходного процесса $t' < t_3 \leq t_p$.

Из этих рассуждений видно, что введение ООС увеличивает быстродействие объекта регулирования. Введение положительной ОС оказывает обратное воздействие на привод и снижает его быстродействие.

2.2. Амплитудно-фазочастотные характеристики

Рассмотрим связь между амплитудно-фазочастотной характеристикой (АФХ) и переходной при различных положениях вектора сигнала ОС относительно сигнала управления на комплексной плоскости (рис. 5 и 6, а, б, в):

а) $\varphi = 0^\circ$ – выходной сигнал повторяет входной с постоянным коэффициентом пропорциональности (рис. 6, а);

б) $0 < \varphi \leq 90^\circ$ – проекции векторов, составляющих оси сигнала ОС на действительную и мнимую, не изменяют своего направления, что соответствует аperiodической переходной характеристике (рис. 6, б);

в) $90^\circ < \varphi < 180^\circ$ – действительная составляющая вектора оси $A_{\text{OC}4}$ изменяет свое направление, что вызывает колебания в кривой переходной характеристики; мнимая составляющая сохраняет при этом свой знак, что приводит к успокоению этих колебаний; таким образом, при $90^\circ < \varphi < 180^\circ$ переходная характеристика является колебательной, а ее колебания носят затухающий характер (рис. 6, в);

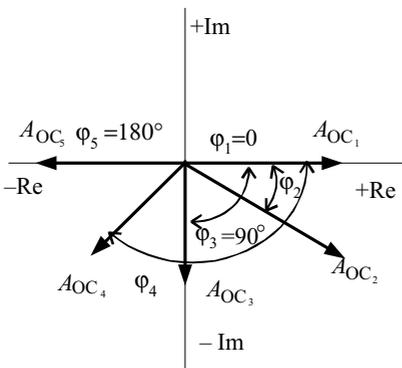


Рис. 5. Графические положение вектора обратной связи

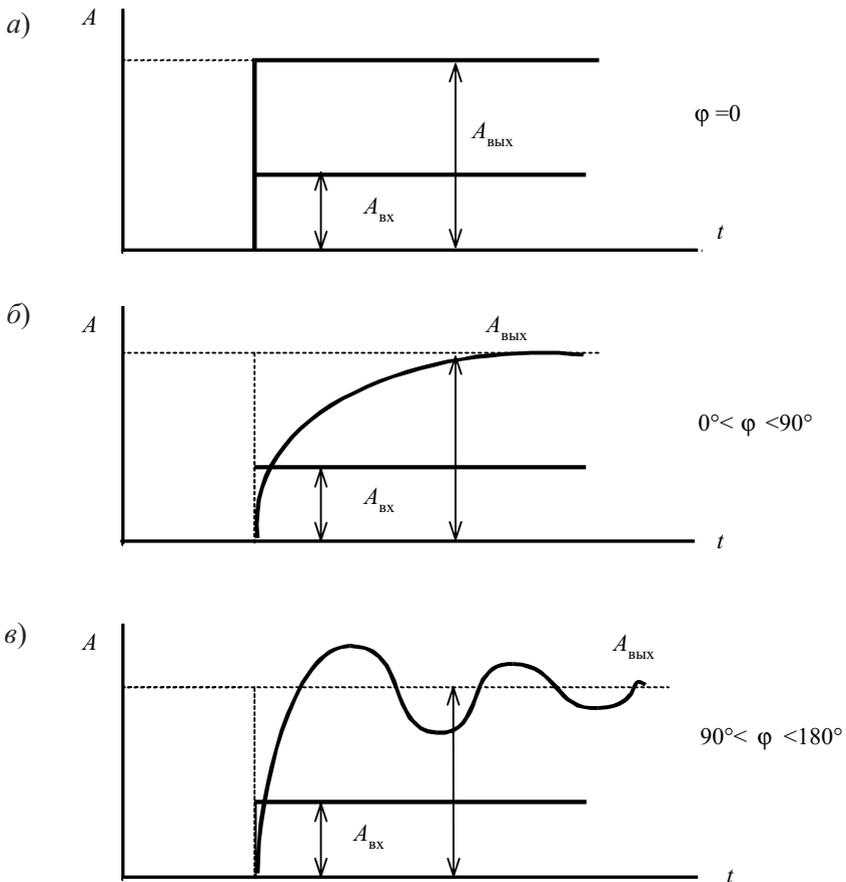


Рис. 6. Переходные характеристики ЭП при различных значениях φ

г) $\varphi = 180^\circ$ – критический угол сдвига между сигналами управления и ОС, соответствующий границе устойчивости, если при $\varphi = 180^\circ$ коэффициент усиления системы регулирования $k_y = k_{OC}k_{OP} = 1$, то сигнал на входе равен сигналу на выходе, и в системе возникают незатухающие колебания; при $\varphi > 180^\circ$ действительная и мнимая составляющие A_{OC} изменяют свои направления и система регулирования становится неустойчивой, колебания – расходящимися.

Для исследования устойчивости и качества САР используются амплитудно-фазочастотные характеристики АФЧХ $W(j\omega)$, которые строятся для систем регулирования, представленных типовыми звеньями. Наи-

большее практическое применение нашли логарифмические АФЧХ (ЛАФЧХ), которые показывают, устойчива ли система, каковы ее динамические свойства, а также позволяют определить вид и параметры корректирующих звеньев для обеспечения желаемого характера переходных процессов.

2.3. Логарифмические амплитудно-фазочастотные характеристики

Логарифмические амплитудно-фазочастотные характеристики представляют собой зависимости модуля A и фазы φ от угловой частоты управляющего сигнала ω , построенные в логарифмическом масштабе для разомкнутого ЭП. По оси ординат откладываются величины $20\lg A$ и φ , а по оси абсцисс – частота (в логарифмическом масштабе). Величину $20\lg A$ обозначим $L(\omega)$. Таким образом, изменению модуля A в 10 раз на 1 дек. соответствует изменение наклона $L(\omega)$ на 20 дБ/дек.

Точка пересечения $L(\omega)$ с осью абсцисс соответствует модулю $A = 1$. Частота управляющего сигнала, при которой $L(\omega) = 0$ ($A = 1$), является частотой среза привода ω_0 . Сигналы с частотой выше ω_0 подавляются приводом, так как при $\omega > \omega_0$ коэффициент усиления привода $A < 1$.

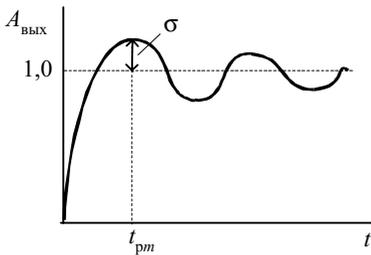


Рис. 7. Определение перерегулирования σ

Если при $\omega = \omega_0$, $\varphi < 180^\circ$, то система регулирования устойчива. Разница между 180° и действительным фазовым сдвигом φ при $\omega = \omega_0$ называется запасом по фазе $\Delta\varphi$. Величина запаса по фазе определяет динамические характеристики в переходном процессе $\Delta\varphi = 180^\circ - \varphi(\omega_0)$. Перерегулирование: $\sigma = 1 - \sin\Delta\varphi$ (рис. 7). При проектировании системы рекомендуется принимать $\Delta\varphi \geq 30^\circ$.

Если из точки пересечения фазовой характеристики ЛАФЧХ с горизонталью $\varphi = 180^\circ$ восстановить перпендикуляр, то отрезок, заключенный между ЛАФЧХ и осью абсцисс $L(\omega) = 0$, является запасом по модулю ΔL , который показывает во сколько раз коэффициент усиления привода стал меньше 1 (каково подавление?) для той частотной составляющей сигнала, при которой привод находится на границе устойчивости ($\varphi = 180^\circ$). При проектировании системы рекомендуется принимать $\Delta L \geq 6-12$ дБ.

Рассмотрим ЛАФЧХ звеньев нулевого, первого, второго и третьего порядков [1].

Система нулевого порядка – линейное безынерционное (усилительное) звено (рис. 8), $W(j\omega) = k$; $\varphi = 0$ (рис. 8, а). Передаточная функция: $W(p) = k$; $A_{\text{ВЫХ}} = kA_{\text{ВХ}}$ (рис. 8, б).

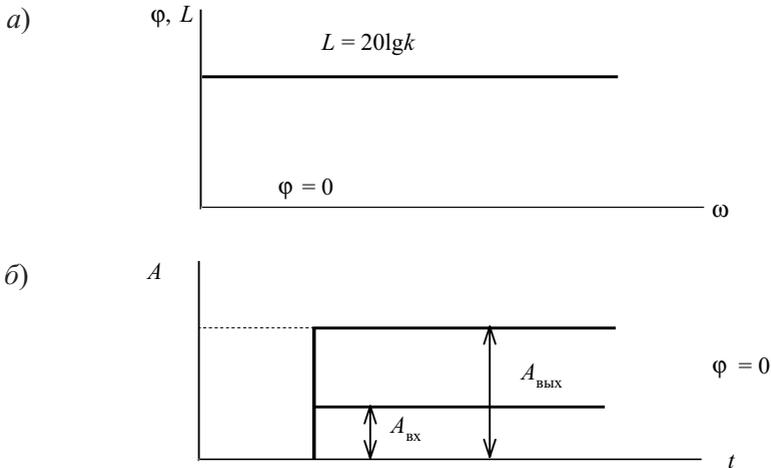


Рис. 8. Характеристики звена нулевого порядка: а – ЛАФЧХ; б – переходная характеристика

Система первого порядка – инерционное звено АФЧХ (рис. 9, а, б):

$$W(j\omega) = \frac{k}{1 + j\omega T} = \frac{k}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} e^{-j \arctg \omega T};$$

передаточная функция $W(p) = k/(1 + pT)$; запас по фазе $\Delta\varphi > 90^\circ$; запас по модулю $\Delta L = \infty$, так как максимальный фазовый сдвиг между выходным и входным сигналом составляет 90° при $\omega \rightarrow \infty$.

Система второго порядка может быть представлена двумя инерционными или одним колебательным звеном АФЧХ:

$$W(j\omega) = \frac{k}{1 - \omega^2 T_1 T_2 + j\omega T_1}. \tag{5}$$

Передаточная функция:

$$W(p) = \frac{k}{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1}. \quad (6)$$

Характеристическое уравнение:

$$T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1 = 0. \quad (7)$$

Корни характеристического уравнения:

$$p_{1,2} = \frac{-T_1 \pm \sqrt{T_1^2 - 4T_1 T_2}}{2T_1 T_2}. \quad (8)$$

Дискриминант:

$$D = T_1^2 - 4T_1 T_2. \quad (9)$$

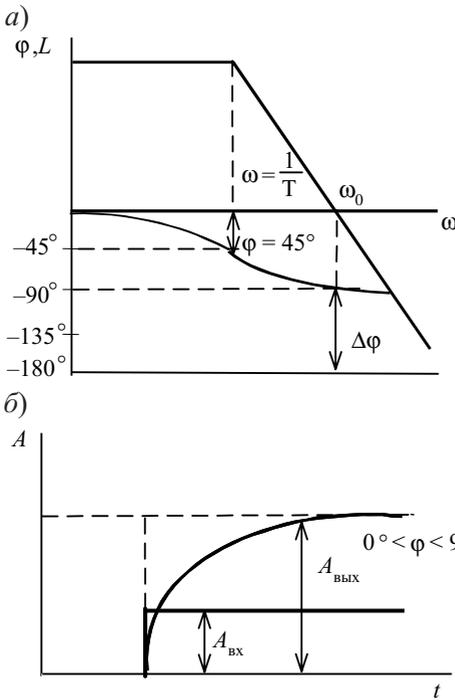


Рис. 9. Характеристика звена первого порядка: а – ЛАФЧХ; б – переходная характеристика

Дискриминант определяет вид корней характеристического уравнения. Если $D > 0$, то корни действительные различные; $D = 0$, то корни действительные равные; $D < 0$, то корни комплексно-сопряженные.

При $D > 0$ передаточная функция может быть преобразована:

$$W'(p) = \frac{k}{(1 + T_1' p)(1 + T_2' p)}. \quad (10)$$

Эквивалентные постоянные времени определяются в соответствии с формулами

$$T_1 T_2 = T_1' T_2'; \quad T_1 = T_1' + T_2'. \quad (11)$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика аппроксимируется отрезками прямых с наклоном -20 дБ/дек. и сопрягающей частотой ω_1 и с

наклоном -40дБ/дек. и сопрягающей частотой ω_2 . Значение сопрягающих частот: $\omega_1 = \frac{1}{T_1'}$; $\omega_2 = \frac{1}{T_2'}$. При этом $\omega_1 < \omega_2$; при $D = 0$:

$$W(p) = \frac{k}{(1 + T_1'p)^2}, \quad (12)$$

где

$$T_1' = \frac{T_1}{2}. \quad (13)$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика звена аппроксимирована отрезком с наклоном -40дБ/дек. и частотой сопряжения

$$\omega = \frac{1}{T_1'}$$

Переходные характеристики при $D > 0$ и $D = 0$ являются аperiодическими (рис. 10, *a* и *б*). При $D < 0$ система второго порядка является колебательной (рис. 11, *a* и *б*). Размах колебаний определяется коэффициентом демпфирования ξ , который находится из граничного значения дискриминанта $D = 0$ ($T_1'^2 - 4T_1T_2 = 0$) по соотношению постоянных времени

$$\xi = \sqrt{T_1/4T_2}. \quad (14)$$

При $D < 0$ передаточная функция звена второго порядка:

$$W(p) = \frac{k}{\left(\frac{T_1}{2\xi}\right)^2 p^2 + T_1 p + 1}. \quad (15)$$

При $\xi < 1$ – переходная характеристика колебательная, а частота колебаний:

$$\omega = 2\xi/T_1, \quad (16)$$

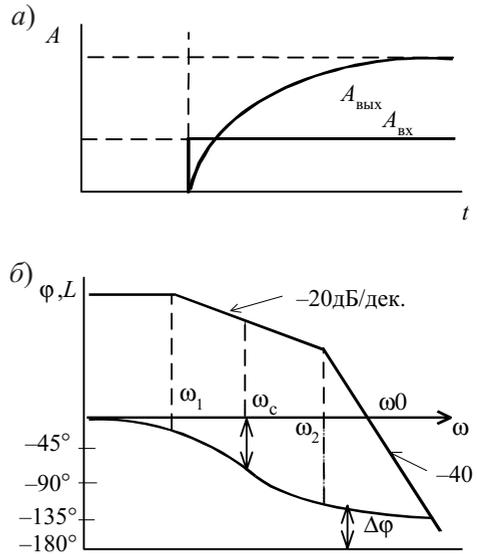


Рис. 10. Переходная характеристика и ЛАФЧХ при $D > 0$

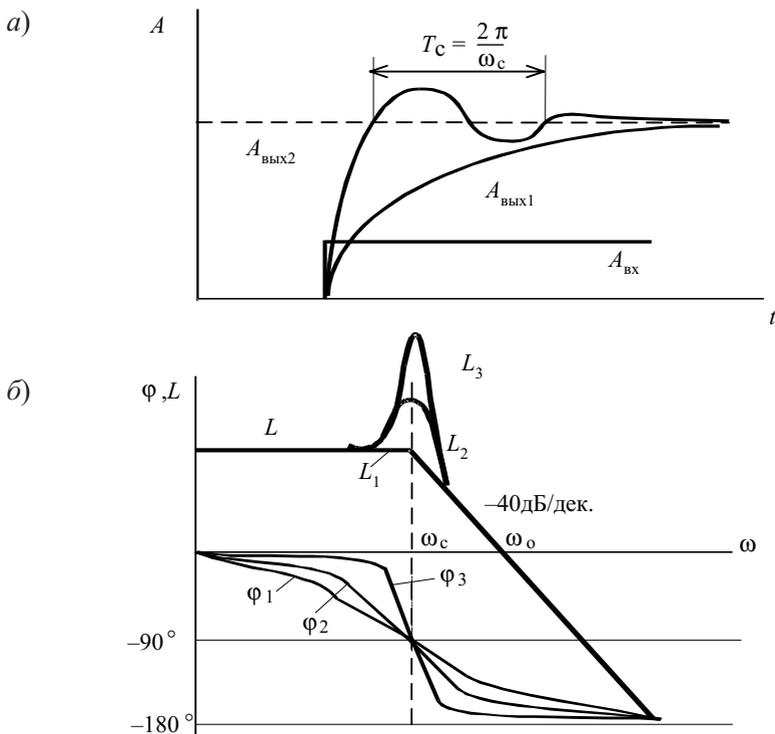


Рис. 11. Переходная характеристика и ЛАФЧХ при $D < 0$

т. е. амплитуда колебаний тем больше, чем меньше ξ .

При $\xi = 0$ колебательное звено соответствует консервативному (с незатухающими колебаниями); ω_c – частота собственных колебаний определяется по (16)

$$T_c = \frac{2\pi}{\omega_c}.$$

В частном случае система третьего порядка может быть представлена АФЧХ

$$W(j\omega) = \frac{k}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)(1 + T_3 p)}. \quad (17)$$

В зависимости от коэффициента усиления и постоянных времени системы третьего порядка и выше могут быть устойчивыми, неустой-

чивыми, или условно-устойчивыми. В последнем случае в характеристике $L(\omega)$ при $\omega < \omega_0$ имеется участок с наклоном -60 дБ/дек., или более (рис. 12).

Введение опережающих звеньев с положительным наклоном ЛАЧХ обеспечивает устойчивую работу при частоте среза ω_0 , однако снижение коэффициента усиления и связанное с ним уменьшение частоты среза, могут привести к потере устойчивости САУ, так как в этом случае на частоте среза может оказаться, что $\varphi > 180^\circ$.

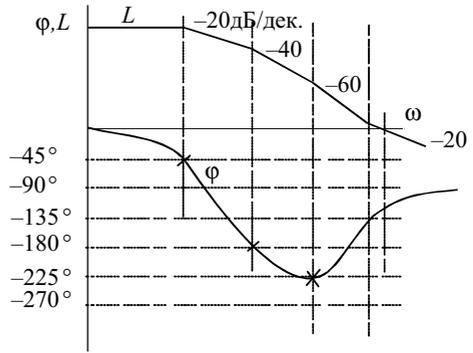


Рис.12. Логарифмическая амплитудно-фазочастотная характеристика условно-устойчивого звена

3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ, СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ПО СКОРОСТИ И С ОГРАНИЧЕНИЕМ ТОКА И УСКОРЕНИЯ

3.1. Электроприводы постоянного тока с отрицательной обратной связью по напряжению

Точность системы определяется перепадом скорости $\Delta\Omega$ при изменении момента M в заданных пределах, т. е. жесткостью или статизмом механических характеристик системы [2].

Статизм характеристик замкнутой системы $S_{x.3 \max}$ или, что то же самое, относительный перепад скорости будет наибольшим для нижней характеристики $\Omega_{\min} = f(M)$

$$S_{x.3 \max} = \frac{\Omega_{0\min} - \Omega_{c \min}}{\Omega_{0\min}} = \frac{\Delta\Omega_{c.3}}{\Omega_{0\max}} D, \quad (18)$$

где $D = \frac{\Omega_{\max}}{\Omega_{\min}}$ – диапазон регулирования скорости вращения; $\Delta\Omega_{c.3}$ – перепад скорости вращения в замкнутой системе.

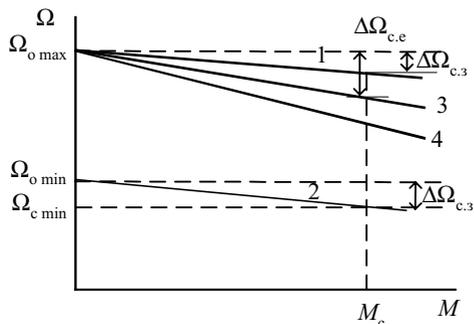


Рис. 13. Механические характеристики разомкнутой и замкнутой системы

На рис. 13 показаны графики характеристик: 1 – соответствует максимальной скорости вращения $\Omega_{0\max}$ в диапазоне D при замкнутой системе; 2 – соответствует минимальной скорости вращения $\Omega_{0\min}$ в том же диапазоне D при замкнутой системе; 3 – естественная механическая характеристика электродвигателя; 4 – механическая характеристика разомкнутой системы.

Таким образом, при заданном статизме $S_{x.3 \max}$ увеличение диапазона D можно обеспечить только путем соответственного уменьшения перепада скорости $\Delta\Omega_{c.3}$.

При сравнительно небольших D ЭП постоянного тока выполняют иногда с отрицательной обратной связью по ЭДС двигателя. При необходимости повышения точности стабилизации применяют главную ОС по скорости, а иногда и дополняют систему положительной ОС по моменту нагрузки или переходят к астатической системе управления.

Исходные уравнения электрического равновесия такой системы (рис. 14):

$$U_y k_{\Pi} = (U_3 - U_{\text{осн}}) k_{\Pi} = E_{\Pi}; \quad (19)$$

$$U_{\text{осн}} = k_{\text{н}} U_{\Pi} = k_{\Pi} (E_{\Pi} - I_{\text{я}} R_{\Pi}), \quad (20)$$

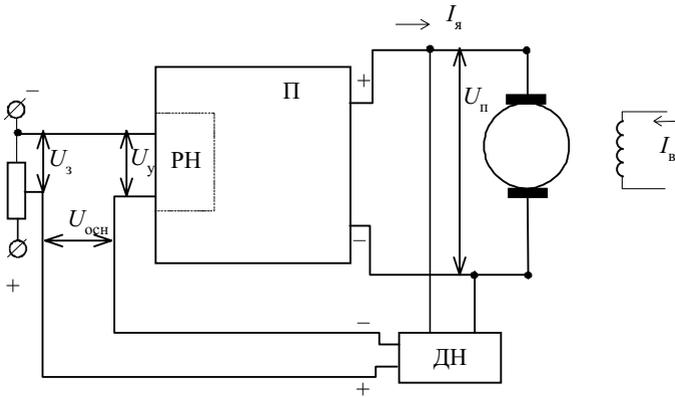


Рис. 14. Функциональная схема системы с ООС по напряжению

где E_{Π} – ЭДС преобразователя; U_y – результирующее напряжение управления на входе системы; $k_{\Pi} = E_{\Pi}/U_y$ – коэффициент усиления преобразователя; U_y – напряжение управления преобразователя; $k_{\text{н}} = U_{\text{осн}}/U_{\Pi}$ – коэффициент ОС по напряжению; R_{Π} – эквивалентное сопротивление силовой цепи преобразователя.

Из (19) и (20) находим

$$U_{\Pi} = [U_3 k_{\Pi} / (1 + k_{\text{н}} k_{\Pi})] - [I_{\text{я}} R_{\Pi} / (1 + k_{\text{н}} k_{\Pi})] = U_{\Pi 0} - \Delta U_{\Pi.3}, \quad (21)$$

где $U_{п0} = U_3 k_{п} / (1 + k_{н} k_{п})$, а $\Delta U_{п.з} = I_{я} R_{п} / (1 + k_{н} k_{п}) = \Delta U_{п.р} / (1 + k_{н} k_{п})$.

Как видно из (20), ОСН действует как комбинированная связь – отрицательная по ЭДС преобразователя и положительная по току. Решим (19) и (20) относительно ЭДС

$$E_{п} = (U_3 + I_{я} R_{п} k_{н}) k_{п} / (1 + k_{н} k_{п}). \quad (22)$$

Отсюда видно, что ЭДС $E_{п}$ растет из-за положительной ОС по току якоря. Нетрудно видеть, что в замкнутой по напряжению системе падение напряжения $\Delta U_{п.з}$ при одинаковых нагрузках в $(1 + k_{н} k_{п})$ раз меньше, чем $\Delta U_{п.р}$ в разомкнутой системе.

Однако поскольку система астатическая, то напряжение преобразователя $U_{п}$ будет поддерживаться с ошибкой $\Delta U_{п.з}$, определяемой статизмом $S_{x.з}$ внешней характеристики преобразователя

$$S_{x.з} = \Delta U_{п.з} / E_{п0} = [\Delta U_{п.р} / E_{п0}] / (1 + K), \quad (23)$$

где $K = k_{н} k_{п}$ – коэффициент усиления (передачи) разомкнутой системы.

Таким образом, статизм $S_{x.з}$ (относительная ошибка замкнутой системы) зависит от коэффициента усиления преобразователя и коэффициента ОС.

Чем больше диапазон регулирования напряжения $D = U_{п0\max} / U_{п0\min}$, тем больше относительная ошибка, определяемая по аналогии с (18) соотношением

$$S_{x.з} = \Delta U_{п.з} / U_{п0\min} = [\Delta U_{п.р} / U_{п.0\max}] D / (1 + K) = S_{x.р} D / (1 + K), \quad (24)$$

$S_{x.р}$ – статизм внешней характеристики разомкнутой системы.

Определим требуемый коэффициент усиления $K = K_{\text{треб}}$, исходя из заданного статизма характеристик и диапазона регулирования

$$K_{\text{треб}} = (S_{x.р} / S_{x.з}) D - 1. \quad (25)$$

Уравнение (21) можно записать

$$U_{п} = U_3 k_{п.э} - I_{я} R_{п.э}, \quad (26)$$

где $k_{п.э} = k_{п} / (1 + K)$ и $R_{п.э} = R_{п} / (1 + K)$ – эквивалентные значения коэффициента усиления и внутреннего сопротивления преобразователя некоторой условной разомкнутой системы с внешними характеристиками и значениями U_3 , что и рассмотренная замкнутая система (подоб-

ного рода замены замкнутой системы, эквивалентной ей по основным характеристикам разомкнутой системы, будут использованы и далее).

3.2. Электроприводы с отрицательной обратной связью по скорости двигателя

Для этой системы, показанной на рис. 15:

$$\Phi = \Phi_n = \text{const}; \quad (27)$$

$$U_{\text{ОСС}} = k_c \Omega; \quad (28)$$

$$E_{\text{п}} = I_{\text{я}} R_{\Sigma} + \frac{\Omega}{k_{\text{ДВ}}}. \quad (29)$$

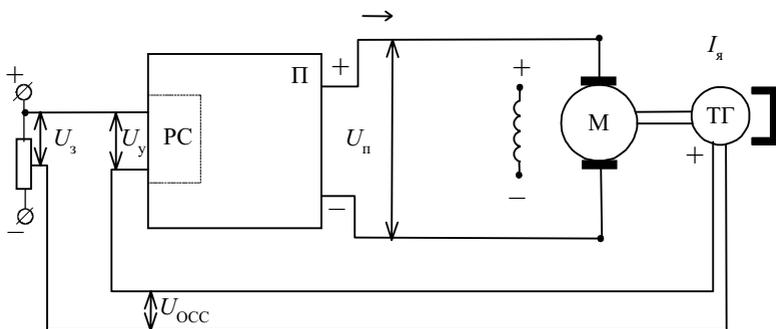


Рис. 15. Функциональная схема системы с ООС по скорости

Здесь $k_c = U_{\text{ОСС}}/\Omega$ – коэффициент ОС по скорости; $R_{\Sigma} = R_{\text{п}} + R_{\text{я}}$ – суммарное сопротивление якорной цепи.

Решив (27), (28) и (29), получим уравнение статической скоростной характеристики [3]:

$$\Omega = U_3 k_{\text{п}} k_{\text{ДВ}} / (1 + k_c k_{\text{п}} k_{\text{ДВ}}) - I_{\text{я}} R_{\Sigma} k_{\text{ДВ}} / (1 + k_c k_{\text{п}} k_{\text{ДВ}}) = \Omega_0 - \Delta\Omega_3, \quad (30)$$

где $k_{\text{ДВ}} = \frac{1}{k_E} = \frac{1}{c_E \Phi_n}$; $\Omega_0 = U_3 k_{\text{п}} k_{\text{ДВ}} / (1 + k_c k_{\text{п}} k_{\text{ДВ}})$ – скорость идеального холостого хода в замкнутой системе; $\Delta\Omega_3 = I_{\text{я}} R_{\Sigma} k_{\text{ДВ}} / (1 + k_c k_{\text{п}} k_{\text{ДВ}}) = \Omega_0 - \Omega_3$ – перепад скорости в этой системе.

Как следует из (30), при замыкании системы ООС жесткость статической характеристики повышается по сравнению с разомкнутой в $(1 + k_c k_{\text{п}} k_{\text{ДВ}}) = (1 + K)$ раз. В пределе при $k_{\text{п}} \rightarrow \infty$; $\Omega \rightarrow U_3 / k_c = \text{const}$.

Требуемый коэффициент усиления $K = K_{\text{треб}}$ при заданном $D = \Omega_{0\text{max}}/\Omega_{0\text{min}}$ и статизма системы нижней характеристики в замкнутой системе $S_{x.з} = \Delta\Omega_3/\Omega_{0\text{min}}$

$$K_{\text{треб}} = (S_{x.p}/S_{x.з})D - 1, \quad (31)$$

где $S_{x.p} = \Delta\Omega_p/\Omega_{0\text{max}}$ – статизм скоростной характеристики в разомкнутой системе.

Если заданы $k_{\text{п}}$ и $k_{\text{дв}}$, то, зная $K_{\text{треб}}$, можно определить k_c :

$$k_c = \frac{K_{\text{треб}}}{k_{\text{п}}k_{\text{дв}}}. \quad (32)$$

3.3. Электроприводы с положительной обратной связью по току якоря двигателя

Для этой системы, показанной на рис. 16, исходные уравнения:

$$U_y k_{\text{п}} = (U_3 + U_{\text{ост}}) k_{\text{п}} = E_{\text{п}}; \quad (33)$$

$$U_{\text{ост}} = k_{\text{т}} I_{\text{я}}; \quad (34)$$

$$E_{\text{п}} = I_{\text{я}} R_3 + \frac{\Omega}{k_{\text{дв}}}. \quad (35)$$

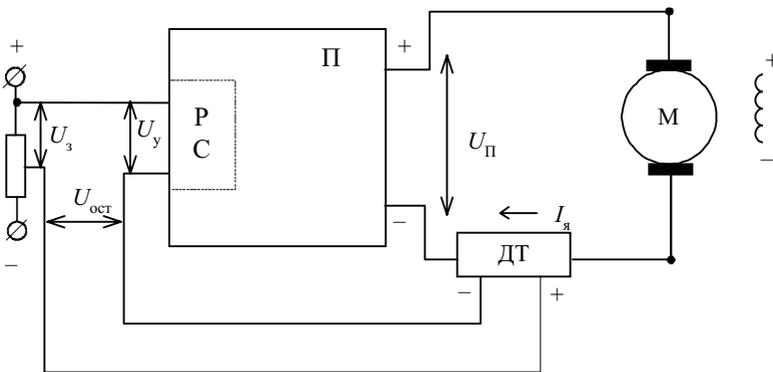


Рис. 16. Функциональная схема системы с ПОС по току

Здесь $k_T = U_{\text{ОСТ}}/I_{\text{я}}$ – коэффициент ОС по току; R_3 – суммарное сопротивление якорной цепи, включая и сопротивление силовой цепи преобразователя.

Из (33), (34), (35) получим уравнения статической скоростной характеристики:

$$\Omega = U_3 k_{\text{п}} k_{\text{дв}} - I_{\text{я}} R_3 k_{\text{дв}} (1 - k_{\text{п}} k_T / R_3) = \Omega_0 - \Delta\Omega_3;$$

$$\Omega_0 = U_3 k_{\text{п}} k_{\text{дв}}, \text{ а } \Delta\Omega_3 = I_{\text{я}} R_3 k_{\text{дв}} (1 - k_{\text{п}} k_T / R_3). \quad (36)$$

Из (17) следует, что в зависимости от значения коэффициента k_T в этой системе теоретически может быть получена любая степень жесткости статической характеристики привода ($k_{T1} > k_{T2} > k_{T3}$) (рис. 17).

Если характеристика системы вход–выход линейна, то $\Omega = f(I_{\text{я}})$ – линейны, если нет, то $\Omega = f(I_{\text{я}})$ – нелинейны (сплошные толстые линии). Поскольку система разомкнута по скорости, то при различных других возмущающих воздействиях скорость Ω_0 будет изменяться.

Поэтому положительная обратная связь (ПОС) по току применяется обычно только как дополнительная к основной ОС по напряжению и по скорости.

3.4. Электроприводы с отрицательной обратной связью по напряжению и положительной обратной связью по току якоря

Функциональная схема этой системы показана на рис 18.

Исходные уравнения [3]:

$$U_y = U_3 - U_{\text{ОСН}} + U_{\text{ОСТ}}; \quad (37)$$

$$U_{\text{ОСН}} = k_{\text{н}} (E_{\text{п}} - I_{\text{я}} R_{\text{п}}); \quad (38)$$

$$U_{\text{ОСТ}} = k_T I_{\text{я}}; \quad (39)$$

$$E_{\text{п}} = k_{\text{п}} U_y; \quad (40)$$

$$E_{\text{п}} = I_{\text{я}} R_3 + \frac{\Omega}{k_{\text{дв}}}; \quad (41)$$

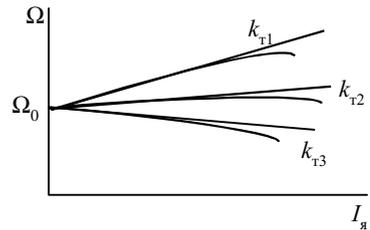


Рис. 17. Зависимость жесткости электромеханической характеристики от коэффициента ОС по току

$$E_{\Pi} = E_{\text{ДВ}} + I_{\text{я}} R_{\text{я}}. \quad (42)$$

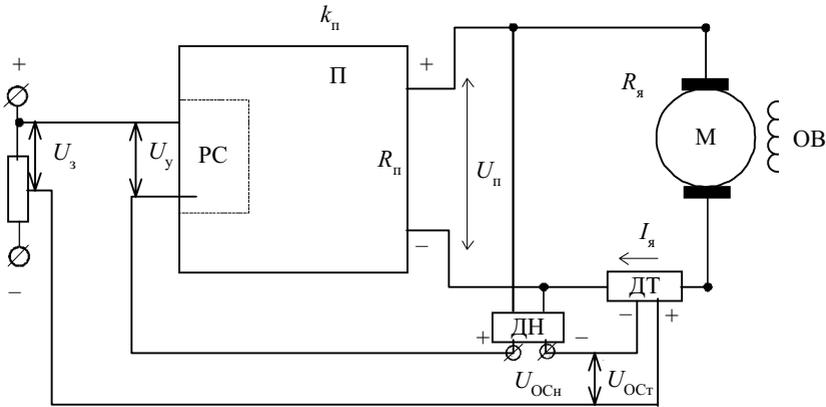


Рис. 18. Функциональная схема системы ООС по напряжению и ПОС по току

Здесь $k_{\text{н}} = U_{\text{ОСн}} / U_{\text{п}}$ – коэффициент ОС по напряжению; $k_{\text{т}} = U_{\text{ОСт}} / I_{\text{я}}$ – коэффициент ОС по току; $k_{\text{п}} = E_{\text{п}} / U_{\text{у}}$ – коэффициент передачи преобразователя.

Решая системы (37) – (41), получим

$$\Omega = \frac{1}{1 + k_{\text{н}} k_{\text{п}}} \left[U_3 k_{\text{п}} k_{\text{дв}} - I_{\text{я}} R_{\text{я}} k_{\text{дв}} \left(1 + k_{\text{н}} k_{\text{п}} \frac{R_{\text{я}}}{R_3} - k_{\text{т}} k_{\text{п}} / R_3 \right) \right] = \Omega_0 - \Delta \Omega_3, \quad (43)$$

$$\text{где } \Omega_0 = \frac{U_3 k_{\text{п}} k_{\text{дв}}}{1 + k_{\text{н}} k_{\text{п}}}, \text{ а } \Delta \Omega_3 = \frac{1}{1 + k_{\text{н}} k_{\text{п}}} \left[I_{\text{я}} R_{\text{я}} k_{\text{дв}} \left(1 + k_{\text{н}} k_{\text{п}} \frac{R_{\text{я}}}{R_3} - k_{\text{п}} k_{\text{т}} / R_3 \right) \right].$$

В рассматриваемой схеме при соответствующем выборе коэффициентов ОС можно обеспечить жесткость статической характеристики такую же, как и при ООС по скорости с коэффициентом $k_{\text{с}}$. В этом случае

$$k_{\text{н}} = k_{\text{с}} k_{\text{дв}}, \quad (44)$$

$$k_{\text{т}} = k_{\text{п}} k_{\text{дв}}. \quad (45)$$

Если же $k_{\text{т}} = (R_3 + k_{\text{н}} k_{\text{п}} R_{\text{я}}) / k_{\text{п}}$, то статическая характеристика двигателя будет иметь абсолютную жесткость (при $k_{\text{п}} = \text{const}$); ДН необходимо включить на зажимы двигателя.

3.5. Электроприводы с отрицательной обратной связью по скорости и положительной обратной связью по току якоря

Функциональная схема этой системы показана на рис 19. Исходные уравнения [2]:

$$U_y = U_3 - U_{OOC} + U_{OCT}, \text{ где } U_3 - \text{ сигнал задания}; \quad (46)$$

$$U_{OCC} = k_c \Omega; \quad (47)$$

$$U_{OCT} = k_T I_{я}; \quad (48)$$

$$E_{\Pi} = k_{\Pi} U_y; \quad (49)$$

$$E_{\Pi} = I_{я} R_{\Omega} + \frac{\Omega}{k_{ДВ}}. \quad (50)$$

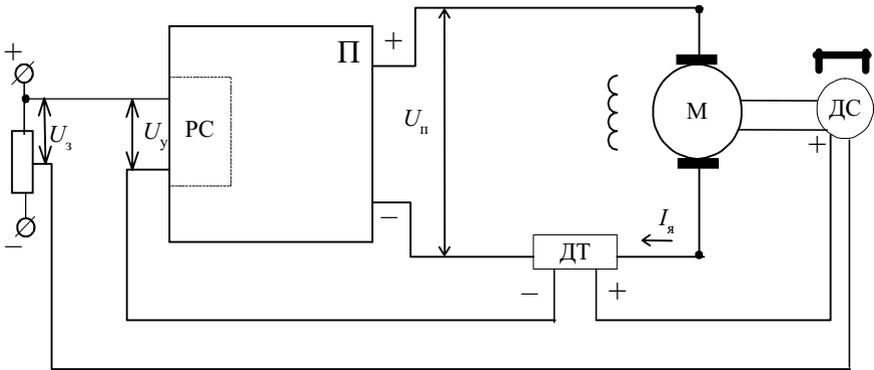


Рис. 19. Функциональная схема системы с ООС по скорости и ПОС по току

Здесь k_c – коэффициент обратной связи по скорости.

Решая систему, получим

$$\begin{aligned} \Omega &= U_3 k_{\Pi} k_{ДВ} / (1 + k_c k_{\Pi} k_{ДВ}) - \\ - I_{я} R_{\Omega} k_{ДВ} (1 - k_T k_{\Pi} / R_{\Omega}) / (1 + k_c k_{\Pi} k_{ДВ}) &= \Omega_0 - \Delta \Omega_3, \end{aligned} \quad (51)$$

где $\Omega_0 = U_3 k_{\Pi} k_{ДВ} / (1 + k_c k_{\Pi} k_{ДВ})$, а

$$\Delta \Omega_3 = I_{я} R_{\Omega} k_{ДВ} (1 - k_T k_{\Pi} / R_{\Omega}) / (1 + k_c k_{\Pi} k_{ДВ}).$$

Эта система применяется при больших диапазонах регулирования D . Коэффициент k_c при этом выбирают максимально возможным, после чего находят коэффициент ОС по току

$$k_{т.треб} = [S_{x,p}D - S_{x,з} (1 + K)] R_3 / (k_{п} S_{x,p} D), \quad (52)$$

где $S_{x,з}$ – заданный статизм нижней регулировочной характеристики; $S_{x,p}$ – статизм характеристики в разомкнутой системе;

$$K = k_c k_{п} k_{дв}. \quad (53)$$

3.6. Двухконтурная система подчиненного регулирования с пропорциональным регулятором скорости

Функциональная схема этой системы показана на рис. 20.

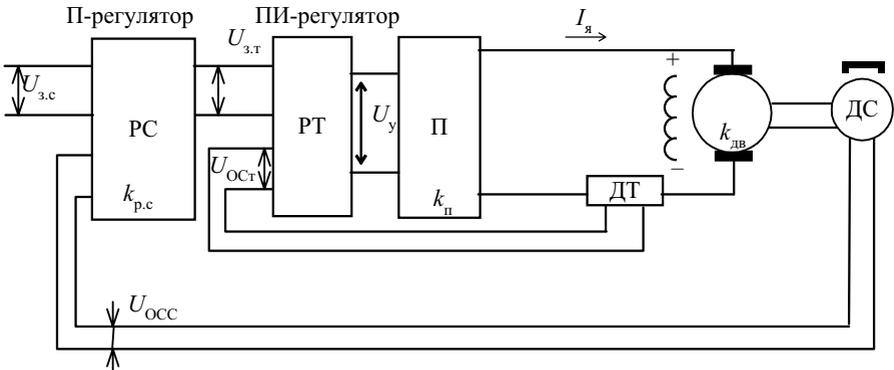


Рис. 20. Функциональная схема системы подчиненного регулирования

Поскольку регулятор тока PT содержит интегрирующий элемент, то в установившемся режиме результирующий сигнал $U_{вх,pt}$ на входе PT должен быть равен нулю. Следовательно, выполняется условие:

$$U_{вх,pt} = U_{з.т} - U_{ОСГ} = U_{з.т} - k_{т} I_я = 0. \quad (54)$$

В свою очередь

$$U_{з.т} = (U_{з.с} - U_{ОСГ}) k_{p,c} = (U_{з.с} - k_c \Omega) k_{p,c} \quad (55)$$

На выходе PT , т.е. на входе схемы управления преобразователя, существует сигнал U_y , накопленный за счет интегрирующего действия регулятора в предшествующем переходном процессе. Величина U_y та-

кова, что обеспечивается ЭДС преобразователя, которая необходима для работы двигателя в установившемся режиме со скоростью Ω при токе $I_{я}$, равном току статической нагрузки I_c . Из (54) и (55) получим $(U_{3.c} - k_c \Omega) k_{p.c} = k_T I_{я} = U_{3.T}$.

Отсюда находим уравнение статической скоростной характеристики системы в режиме стабилизации скорости:

$$\Omega = U_{3.c} / k_c - I_{я} \left[k_T / (k_c k_{p.c}) \right] = \Omega_0 - \Delta \Omega_3,$$

где $\Omega_0 = U_{3.c} / k_c$; $\Delta \Omega_3 = I_{я} \left[k_T / (k_c k_{p.c}) \right]$.

Таким образом, жесткость характеристики определяется соотношением коэффициентов $k_T, k_c, k_{p.c}$: $k_c = \frac{U_{OCC}}{\Omega}$ – коэффициент передачи дат-

чика скорости; $k_T = \frac{U_{OCT}}{I_{я}}$ – коэффициент передачи датчика тока;

$k_{p.c} = \frac{U_{3.T}}{U_{вх.рт}}$ – коэффициент передачи регулятора скорости.

3.7. Ограничение уровня сигналов управления

В рассмотренных выше системах уровень задающего сигнала превышает уровень управляющего сигнала.

Так, в первой системе для получения напряжения идеального холостого хода $U_{п0} = E_{п}$ необходимо задающее напряжение

$$U_3 = U_{п0} (1 + k_{н} k_{п}) / k_{п}. \quad (56)$$

При этом напряжение управления на входе преобразователя будет $U_{y0} = U_{п0} / k_{п}$, следовательно

$$U_3 = U_{y0} (1 + K), \quad (57)$$

где $K = k_{н} k_{п}$.

Выражение (57) справедливо для любой из рассмотренных систем

$$\frac{U_3}{U_{y0}} = 1 + K. \quad (58)$$

В свою очередь, значение K выбирают по условию обеспечения требуемой жесткости скоростной характеристики. При высокой жесткости

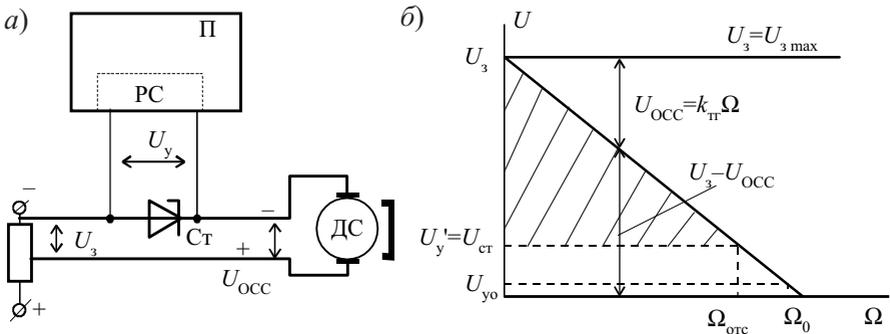


Рис. 22. Схема с “отсечкой” по управляющему сигналу и график изменения сигналов U_y ; $U_{ocс}$; $U_3 - U_{ocс}$ в функции скорости

пряжение $U'_y = U_{ст}$. При скорости “отсечки” $\Omega = \Omega_{отс}$ напряжение $U_3 - U_{ocс} = U_{ст}$.

При $\Omega > \Omega_{отс}$ напряжение $U_3 - U_{ocс}$ становится меньше $U_{ст}$ и стабилитрон уже не влияет на процесс управления. Система замыкается, ее статическая характеристика определяется выражением (30).

Границей зоны на плоскости Ω, I_y , в которой действует обратная связь, служит характеристика разомкнутой системы при $U'_y = U_{ст}$. По виду статические характеристики данной системы похожи на характеристики, показанные на рис. 23.

Регулирование скорости осуществляется изменением задающего напряжения. В тиристорных ЭП величину $U_{ст}$ выбирают из условия ограничения угла α . Тот же эффект “отсечки” по управляющему сигналу можно получить, используя регулятор PC с насыщением.

Использование ОС по напряжению или скорости с “отсечкой” (рис. 24) уменьшает задающий сигнал на величину напряжения “отсечки”. Это

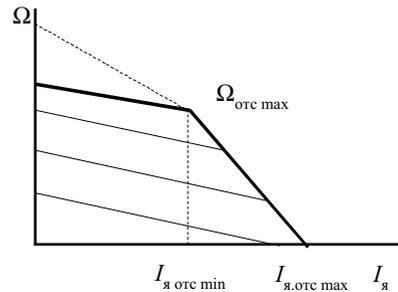


Рис. 23. Искусственные и естественные электромеханические характеристики

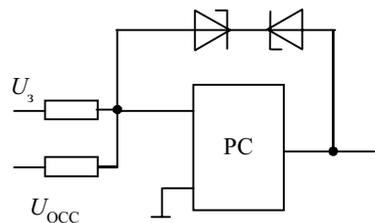


Рис. 24. Схема регулятора скорости с “отсечкой” сигнала задания тока

дает возможность увеличить коэффициент ОС k_H (или k_C) без перегрузки усилителей.

3.8. Статические характеристики электропривода постоянного тока с “отсечками”

В системе электропривода постоянного тока с “отсечками” в обратных связях можно сформировать “экскаваторные” статические механические характеристики (рис. 25).

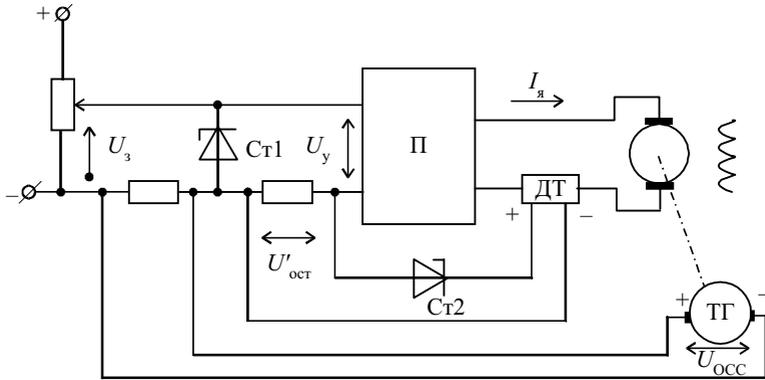


Рис. 25. Система с ООС по скорости и ООС по току с “отсечкой”

Рассмотрим систему П-Д с непрерывной отрицательной обратной связью по скорости и отрицательной обратной связью по току с отсечкой [2]. В системе введено ограничение разности сигналов $U_3 - U_{OCC}$, благодаря наличию стабилитрона $Cm1$, с напряжением пробоя U_{CT1} . Напряжение сравнения токовой “отсечки” равно напряжению пробоя U_{CT2} стабилитрона $Cm2$. Такую схему обычно применяют, когда преобразователь П-тиристорный. Форсировка процесса “возбуждения” здесь не нужна, а уровень ограничения сигнала $(U_3 - U_{OCC})_{max} = U_{CT1}$ соответствует максимальному значению ЭДС преобразователя $E_{п,max}$.

Статическая скоростная характеристика в этой системе, как и в системе с отдельными отсечками по скорости и току, имеет три участка (рис. 26). На участке 1 разность $U_3 - U_{OCC} < U_{CT1}$, токовая связь не действует, и сигнал управления на входе преобразователя $U_y = U_3 - U_{OCC}$. На участке 2 действуют обе обратные связи, но сигнал $U_y = U_3 - U_{OCC} - U'_{ост}$ остается меньше U_{CT1} . Наконец, на стыке участков 2 и 3 величина $U_3 - U_{OCC}$ становится равной U_{CT1} и далее при возрастании тока результирующий сигнал на входе преобразователя будет $U_y = U_{CT1} - U'_{ост}$.

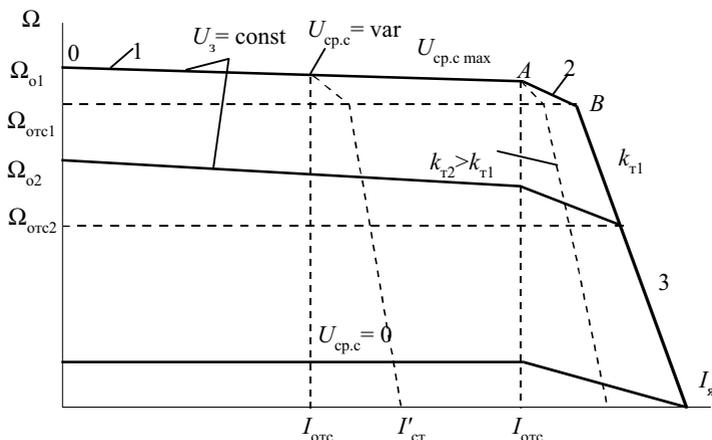


Рис. 26. Скоростные характеристика системы с отдельными “отсечками” по току и скорости

В рассматриваемой системе задается скорость Ω_0 величиной U_3 , а скорость “отсечки” $\Omega_{отс}$ является функцией $I_{отс}$, k_T и k_c . Поэтому здесь регулировочные характеристики получаются путем изменения U_3 при постоянном значении $U_{ст1}$.

Аналогично обстоит дело и в системе с непрерывной отрицательной обратной связью по напряжению, отрицательной обратной связью по току с “отсечкой” и ограничением уровня сигнала $U_3 - U_{осн}$.

Опуская вывод, запишем сразу обобщенное уравнение статической скоростной характеристики, справедливое для любых систем с ограничением входного сигнала. При этом предполагаем, что в системе могут действовать непрерывные связи: отрицательная по напряжению или скорости с соответствующим коэффициентом k_H или k_c и положительная связь по току k_T . Отрицательная связь по току с “отсечкой” имеет коэффициент, обозначенный $k_{т0}$, и напряжение сравнения $U_{ср.т}$ или стабилизатор с $U_{ср.т} = U_{ср.г}$.

Обобщенное уравнение $\Omega = f(I_я)$ будет иметь вид

$$\Omega = \frac{k_{дв} k_{\Pi} (U_3 + k_{т0} I_{отс})}{1 + k_{\Pi} (k_H + k_c k_{дв})} - I_я R_3 k_{дв} \frac{1 + \frac{k_{\Pi}}{R_3} (k_H R_я - k_T + k_{т0})}{1 + k_{\Pi} (k_H + k_c k_{дв})}. \quad (59)$$

Здесь k_c , k_H , k_T , $k_{т0}$ – коэффициенты ОС; $I_{отс} = U_{ст2}/k_{т0}$ – ток отсечки. Считаем, что преобразователь имеет линейную характеристику $E_{\Pi} = f(U_я)$.

В (59) коэффициент отсутствующей непрерывной связи приравнивается нулю. Для первого участка статической характеристики $\Omega = f(I_{я})$ в (59) нужно положить $k_{т0} = 0$, для второго участка учитывают коэффициенты всех действующих в системе связей. Для третьего участка в (59) остается только коэффициент $k_{т0}$, а $U_3 = U_{ст1}$. Очевидно, что при значениях задающего сигнала $U_3 = U_{ст1}$ третий участок явится продолжением второго. Задающее напряжение по заданной скорости Ω_0 определяют

$$U_3 = \frac{\Omega_0}{k_{дв}k_{п}} \left[1 + k_{п} (k_{н} + k_{с}k_{дв}) \right], \quad (60)$$

где коэффициент отсутствующей ОС необходимо приравнять нулю.

3.9. Упреждающее токоограничение

В системах *ТП–Д*, кроме токовой “отсечки”, нашел широкое распространение другой способ ограничения тока якоря двигателя так называемое упреждающее токоограничение (рис. 27, а, б и в). Узел токоограничения выполняют в виде нелинейной ОС по ЭДС двигателя, шунтирующей вход управления *ТП*, т.е. выход промежуточного усилителя *ПУ* [3]. Напряжение U_3 , пропорциональное ЭДС $E_{я}$, подается в узел токоограничения с выхода тахомоста, тогда $U_3 = k_{тм}E_{я}$. Предположим, что коэффициент усиления преобразователя $k_{п}$ есть величина постоянная, т.е. $E_{п} = k_{п}U_{у.п}$. В качестве нелинейного элемента в обратной связи по ЭДС обычно применяют цепочку диодов. Эти диоды можно заменить стабилитроном *См2* и последовательно включенным резистором R_0 . Напряжение пробоя стабилитрона $U_{ст2}$ равно сумме постоянных составляющих прямого падения напряжения на диодах, сопротивление резистора – сумме прямых сопротивлений диодов. Тогда эквивалентная схема узла токоограничения будет иметь вид, показанный на рис. 27, б.

Здесь $E_{п.у}$, $R_{п.у}$ и $i_{п.у}$ – ЭДС, выходное сопротивление и ток выхода промежуточного усилителя *ПУ*; R_y и i_y – входное сопротивление и ток импульсно-фазовой системы управления *ТП*.

Рассмотрим вначале, когда ОС по скорости отсутствует и на вход *ПУ*, имеющего коэффициент усиления $k_{п.у}$, подано постоянное по величине напряжение U_y , равное напряжению пробоя $U_{ст1}$, стабилитрона *См1*, шунтирующего вход *ПУ*. Статическая характеристика $E_{я.р} = k_E\Omega = f(I_{я})$ такой разомкнутой системы (без учета влияния узла токоограничения), показана на рис. 27, в и описывается уравнением

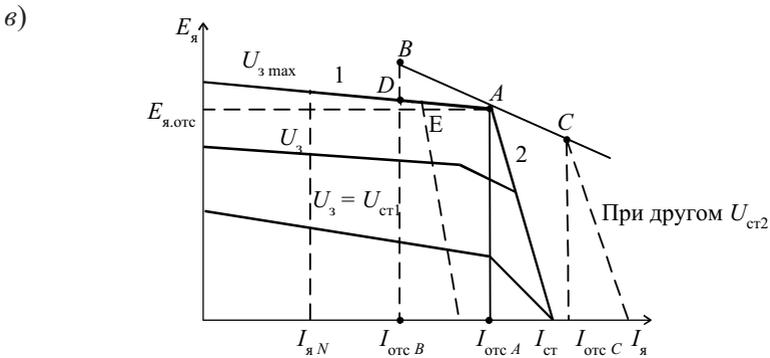
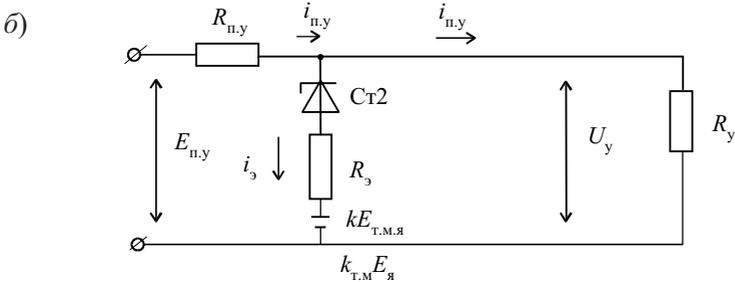
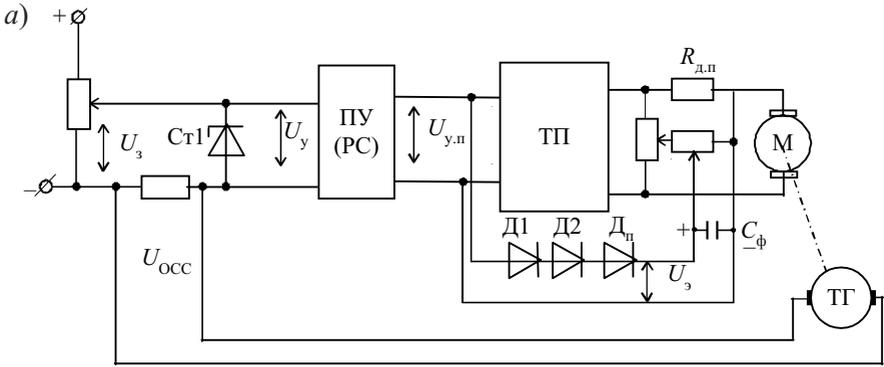


Рис. 27. Система с упреждающим токоограничением

$$E_{я,р} = E_{п max} - I_{я}R_3 = k_{п}U_{y max} - I_{я}R_3, \quad (61)$$

где $E_{п max}$ – наибольшая ЭДС преобразователя, соответствующая напряжению $U_y = U_{ст1}$ и выходной ЭДС ПУ $E_{п max}$.

Поскольку $R_y \gg R_{п.у}$, т.е. можно пренебречь падением напряжения на $R_{п.у}$, можно считать, что $U_{y \max} = E_{п.у \max}$ (выходное напряжение ПУ равно напряжению входа преобразователя).

Тогда

$$E_{я} = k_{п.у} k_{п} U_{ст1} - I_{я} R_{э}. \quad (62)$$

Узел токоограничения действует следующим образом. При возрастании нагрузки двигателя ЭДС $E_{я}$ уменьшается. Поэтому напряжение на стабилитроне $Sm2$ в цепи ОС по ЭДС (рис. 27, б), равное $E_{п.у \max} - k_{т.м} E_{я}$, увеличивается. При некотором значении тока якоря $I_{я} = I_{отс}$, которому отвечает ЭДС $E_{я.отс}$ (точка A характеристики $E_{я.р} = f(I_{я})$ при $U_y = U_{ст1}$ на рис. 27, в) увеличение нагрузки приводит к резкому снижению ЭДС $E_{я}$, поскольку теперь напряжение U_y и ЭДС $E_{п}$ автоматически уменьшаются при уменьшении $E_{я}$. Иными словами, в системе для каждого данного значения ЭДС $E_{я}$ (скорости Ω) наперед устанавливается некоторое предельное значение ЭДС преобразователя $E_{п}$.

Найдем уравнение участка статической характеристики системы при действии узла токоограничения, воспользовавшись схемой на рис. 27, б.

Примем за начальную точку этого участка точку A (рис. 27, в). В данной точке, хотя стабилитрон пробивается, ток через него еще равен нулю. При сделанном допущении, что $U_{y \max} \approx E_{п.у \max}$, для цепи ОС по ЭДС справедливо соотношение:

$$U_{ст2} = E_{п.у \max} - k_{т.м} E_{я.отс}, \quad (63)$$

где $k_{т.м}$ – коэффициент передачи тахометрического моста (ТМ).

С другой стороны, связь $E_{п.у \max}$ с $E_{я.отс}$ определяется уравнением электрического равновесия силовой цепи системы для точки A

$$E_{я.отс} + I_{отс} R_{э} = E_{п \max} = k_{п} E_{п.у \max}. \quad (64)$$

Тогда из (63) и (64) получим

$$U_{ст2} = E_{я.отс} \left(\frac{1}{k_{п}} - k_{т.м} \right) + I_{отс} R_{э} / k_{п}. \quad (65)$$

Если выбрать значение $k_{т.м}$ так, чтобы $k_{п} k_{т.м} = 1$, то необходимое значение $U_{ст2}$ будет зависеть только от величины

$$I_{отс} U_{ст2} = I_{отс} R_{э} / k_{п}. \quad (66)$$

При токе якоря $I_{\text{я}} > I_{\text{отс}}$ через стабилитрон протекает ток

$$i_{\text{з}} \approx i_{\text{п.у}} \approx \frac{E_{\text{п.у max}} - U_{\text{ст2}} - k_{\text{т.м}} E_{\text{я}}}{R_{\text{п.у}} + R_{\text{о}}} = \frac{k_{\text{т.м}} (E_{\text{я.отс}} - E_{\text{я}})}{R_{\text{п.у}} + R_{\text{о}}}. \quad (67)$$

Напряжение на входе преобразователя при этом

$$U_{\text{у}} = E_{\text{п.у max}} - i_{\text{з}} R_{\text{п.у}}. \quad (68)$$

С учетом (67), (63) и (66), обозначая $R^* = \frac{R_{\text{п.у}}}{R_{\text{п.у}} + R_{\text{о}}}$, получим после

преобразования (с учетом $k_{\text{п}} k_{\text{т.м}} = 1$)

$$U_{\text{у}} = k_{\text{т.м}} E_{\text{я.отс}} (1 - R^*) + k_{\text{т.м}} E_{\text{я}} R^* + I_{\text{отс}} R_{\text{з}} / k_{\text{п}}. \quad (69)$$

Подставив $U_{\text{у}}$ из (69) в уравнение

$$E_{\text{я}} = k_{\text{п}} U_{\text{у}} - I_{\text{я}} R_{\text{з}} \quad (70)$$

и учитывая, что $k_{\text{п}} k_{\text{т.м}} = 1$, находим уравнение характеристики $E_{\text{я}} = f(I_{\text{я}})$ на участке действия узла токоограничения:

$$E_{\text{я}} = E_{\text{я.отс}} - (I_{\text{я}} - I_{\text{отс}}) R_{\text{з}} / (1 - R^*). \quad (71)$$

Уравнению (71) отвечает участок 2 характеристики рис. 27, в. При $E_{\text{я}} = 0$ ток $I_{\text{я}} = I_{\text{ст}}$, поэтому

$$I_{\text{я}} - I_{\text{отс}} = \left(\frac{E_{\text{я.отс}}}{R_{\text{з}}} \right) (1 - R^*).$$

Изменение $U_{\text{ст2}}$ приводит, согласно (66), к изменению тока “отсечки” и параллельному смещению крутопадающего участка характеристики, как показано на рис. 27, в, для участков характеристик с $I_{\text{отсB}}$ и $I_{\text{отсC}}$, проходящих через точки *B* и *C*.

Статические характеристики замкнутой системы с ОС по скорости и узлом упреждающего токоограничения показаны на рис. 27, в (они отмечены указанием на величину $U_{\text{з}}$).

Характеристики при $U_{\text{з max}}$ – предельные. Одна из них, крутопадающий участок, которой проходит через точку *A*, соответствует такой настройке, когда оба стабилитрона пробиваются в точке *A*.

При токах $I_{\text{я}} < I_{\text{отс}}$ система работает как обычная система стабилизации скорости. Данный участок 1 характеристики описывается уравнением (30) с пересчетом Ω на $E_{\text{я}}$. В точке *A* значения $E_{\text{я}}$ определяются из уравнения:

$$\Omega = \frac{U_3 k_{\Pi} k_{\text{дв}}}{1 + k_c k_{\Pi} k_{\text{дв}}} - I_{\text{я}} R_{\text{э}} k_{\text{дв}} / (1 + k_c k_{\Pi} k_{\text{дв}}) = \Omega_0 - \Delta\Omega;$$

$$U_3 - k_c \Omega_{\text{отс}} = U_3 - k_c k_{\text{дв}} E_{\text{я}} = U_{\text{ст1}},$$

$$\text{т. е. } E_{\text{я.отс}} = (U_3 - U_{\text{ст1}}) / (k_c k_{\text{дв}}), \quad (72)$$

а ток $I_{\text{отс}}$ – из уравнения (62)

$$I_{\text{отс}} = (k_{\text{п.у}} k_{\Pi} U_{\text{ст1}} - E_{\text{я.отс}}) / R_{\text{э}}. \quad (73)$$

Необходимое значение $U_{\text{ст2}}$ найдем по соотношению (66). При $I_{\text{я}} > I_{\text{отс}}$ участок 2, как и для разомкнутой системы, описывается уравнением (71). При настройке на ток $I_{\text{отсC}} > I_{\text{отс}}$ статическая характеристика будет иметь участок AC , лежащий на характеристике $E_{\text{я.р}} = f(I_{\text{я}})$. Стабилитрон $Cm1$ пробивается в точке A , стабилитрон $Cm2$ – в точке C . Значение $E_{\text{я}} = E_{\text{я.отсC}}$ в точке C можно найти, например из выражения (45). Участок для $I_{\text{я}} > I_{\text{отсC}}$ описывается уравнением (71) при подстановке в него $E_{\text{я.отсC}}$ и $I_{\text{отсC}}$. При настройке на ток $I_{\text{отсB}} > I_{\text{отс}}$ сначала пробивается стабилитрон $Cm2$ в точке D , а затем – стабилитрон $Cm1$ в точке E . Статическая характеристика имеет средний участок DE , на котором действуют и обратная связь по скорости, и токоограничение. Значение $E_{\text{я}}$ в точке D находят из уравнения характеристики для участка 1 при $I_{\text{я}} = I_{\text{отсB}}$, значение $E_{\text{я}}$ – в точке E по (72). Затем находят значение $I_{\text{я}}$ в точке E по (71), в котором нужно взять значение $E_{\text{я.отс}}$, вычисленное по (62) для $I_{\text{отсB}}$.

Статические характеристики для $U_{\text{ст1}} \leq U_3 < U_{3 \text{ max}}$ также имеют три участка (рис. 27, в). Эти характеристики рассчитываются аналогично.

Очевидно, что чем меньше $R_{\text{э}}$ по сравнению с $R_{\text{п.у}}$, тем круче становится участок 2 характеристик. Теоретически $I_{\text{я}} = I_{\text{отс}} = I_{\text{ст}}$ при $R_{\text{э}} = 0$ средний участок вообще отсутствует.

В системах с упреждающим токоограничением сигнал, пропорциональный ЭДС якоря двигателя, может сниматься также с тахогенератора ($U_3 = k_c' \Omega$) при соблюдении эквивалентного условия $k_c' = k_{\text{т.п}} / k_{\text{дв}}$.

3.10. Регулируемое токоограничение (регулятор мощности)

Регулируемое токоограничение применяется в тех случаях, когда необходимо изменять уставку ограничения тока якоря двигателя в функции какого-либо параметра. Чаще всего необходимость подоб-

На вход регулятора мощности PM поданы постоянный сигнал смещения $U_{см}$ и противоположный ему по знаку сигнал U'_c , величина которого пропорциональна скорости вращения двигателя. При изменении скорости вращения от нуля до номинальной напряжение $U_{т0}$ регулятора мощности остается постоянным (участок ab характеристики) рис. 28, б. Величина его определяется напряжением стабилизации стабилитрона CT и соответствует максимальному допустимому значению тока двигателя: $U_{т.о\ max} = k_T I_{я\ max}$. При $\Omega = \Omega_N$ (точка b) PM находится на границе зоны ограничения.

Дальнейшее увеличение скорости приводит к выходу регулятора мощности из зоны ограничения, т. е. к уменьшению его выходного напряжения (участок bc). При $\Omega = \Omega_{max}$ (точка c) выходное напряжение PM : $U_{т.о\ min} = k_T I_{я\ min}$, где $I_{я\ min}$ – минимальное допустимое значение тока двигателя при максимальной скорости вращения.

Включение одного стабилитрона (а не двух встречно) в цепь ОС регулятора мощности предотвращает возможность случайного изменения полярности выходного напряжения PM на обратную и связанного с этим выхода усилителя из строя в результате короткого замыкания его на выпрямитель ограничения BO .

Использование для регуляторов скорости и мощности общего тахогенератора требует гальванического разделения входных и выходных цепей PM . Поэтому в качестве PM применен усилитель с двумя гальваническими не связанными выходами. В реверсивном ЭП, кроме того, необходимо обеспечить постоянство полярности сигнала U'_c , что выполняется с помощью выпрямителя BT . В схеме нереверсивного ЭП BT не устанавливается.

Выведем уравнения, необходимые для расчета параметров схемы регулируемого токоограничения. Сигнал на тахометрическом входе PM

$$U'_c = U_{т.г} = k_{т.г} \Omega. \quad (74)$$

С учетом (44) уравнения для двух точек характеристики на рис. 28, б $\Omega = \Omega_N$ (точка b):

$$U_{т.о\ max} = k_T I_{я\ max} = U_{см} \frac{R_{осм}}{R_{см}} - k_{т.г} \Omega_N \frac{R_{осм}}{R_{вх}}, \quad (75)$$

$\Omega = \Omega_{max}$ (точка c):

$$U_{\text{т.о min}} = k_{\text{T}} I_{\text{я min}} = U_{\text{см}} \frac{R_{\text{осм}}}{R_{\text{см}}} - k_{\text{T.Г}} \Omega_{\text{max}} \frac{R_{\text{осм}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (76)$$

Обозначим через $\delta_{\text{T}} = I_{\text{min}} / I_{\text{max}}$ – относительное снижение допустимой рабочей перегрузки ЭД при ослабленном магнитном поле. Тогда из (75) и (76) после несложных преобразований получим уравнения для расчета параметров регулятора мощности:

$$\frac{R_{\text{осм}}}{R_{\text{вх}}} = \frac{k_{\text{T}} I_{\text{я max}}}{k_{\text{T.Г}} \Omega_{\text{N}}} \frac{1 - \delta}{D_{\text{B}} - 1}; \quad (77)$$

$$\frac{R_{\text{осм}}}{R_{\text{см}}} = \frac{k_{\text{T}} I_{\text{я max}}}{U_{\text{см}}} \frac{D_{\text{B}} - \delta}{D_{\text{B}} - 1}. \quad (78)$$

Обычно принимают $U_{\text{см}} = 10 \text{ В}$ и из (77) и (78) находят отношения сопротивлений. Абсолютные значения сопротивлений $R_{\text{осм}}$, $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{см}}$ затем легко найти, задавшись одним из них ($D_{\text{B}} = \frac{\Omega_{\text{max}}}{\Omega_{\text{N}}}$ – диапазон регулирования скорости потоком возбуждения).

3.11. Описание систем регулирования тока якоря в тиристорных электроприводах

Системы регулирования тока якоря тиристорного ЭП могут выполняться одноканальными (рис. 29, а), либо двухканальными (рис. 29, б) [2].

Одноканальные системы регулирования применяются для ЭП с не-реверсивными вентильными преобразователями, а также для ЭП с реверсивными преобразователями в тех случаях, когда не требуется автоматического регулирования уравнительного тока. Вентильный преобразователь в этих случаях выполняется с совместимым управлением группами вентилях при нелинейном их согласовании с люфтом либо с отдельным управлением (запиранием неработающей группы). Характерной особенностью ТЭП в этом случае является, как известно, пауза в токе ЭД при смене вентильных групп.

Принципиальная схема одноканальной системы регулирования для реверсивного ЭП (рис. 29, а). Главная цепь здесь, как и в дальнейшем, показана условно. Системы импульсно-фазового управления обеих групп полу-

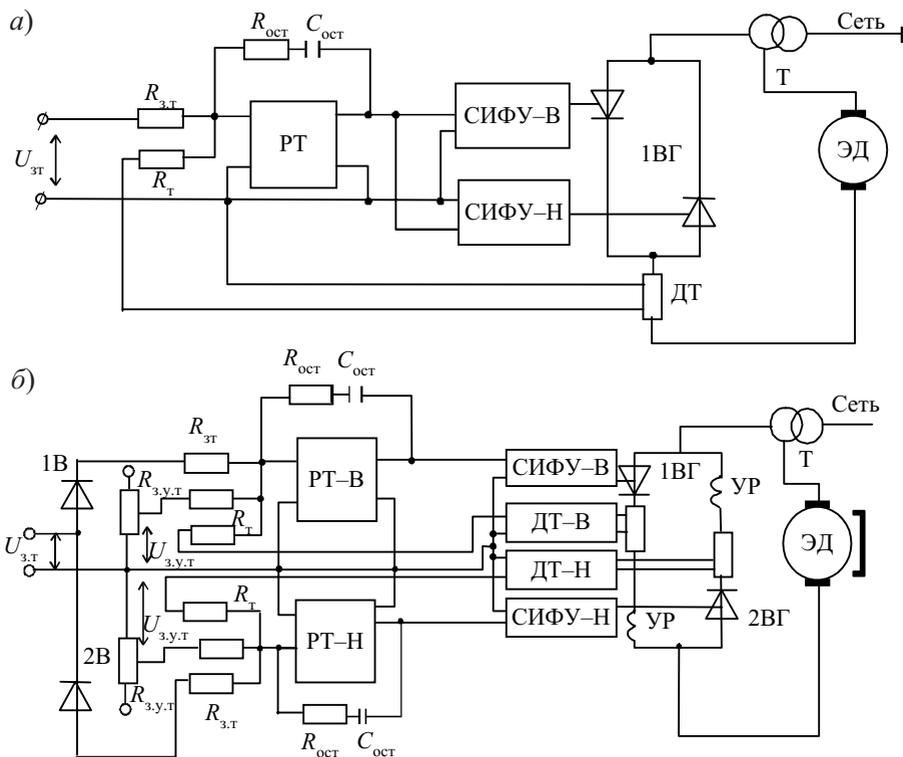


Рис. 29. Функциональные схемы систем регулирования тока якоря

чают входной сигнал от общего пропорционально-интегрального регулятора тока PT , причем по входу обе системы соединены встречно.

Датчик тока включен при этом в цепь обмотки якоря. Таким образом, одноканальная схема имеет один канал регулирования и измерения тока.

Двухканальная система регулирования применяется для ЭП с реверсивными преобразователями в тех случаях, когда не допускается пауза в кривой тока. В этих случаях ВП выполняется с совместным управлением группами и нелинейным их согласованием без люфта.

При таком способе согласования групп устойчивый режим работы ТП может быть достигнута только в замкнутой системе регулирования, контролирующей среднее значение уравнивающего тока, что и выполняется в двухканальной системе (рис. 29, б). Для ограничения пульсирующей составляющей уравнивающего тока в уравнивательный контур включаются ограничивающие (уравнивательные) реакторы $УР$.

Схема содержит два автономных канала регулирования и измерения тока, каждый из которых управляет одной вентиляльной группой; на вход каждого канала поданы два задающих сигнала: уравнивающего тока $U_{3,у.т}$ и тока двигателя $U_{3,т}$, причем последнее напряжение, благодаря разделительным диодам $1B$ и $2B$, поступает к регулятору тока одной из двух групп вентилялей, работающих при заданном направлении тока двигателя.

Полярность сигналов задания уравнивающего тока $U_{3,у.т}$ соответствует выпрямительному режиму для обеих групп. Таким образом, в исходном состоянии схемы (при $U_{3,т} = 0$) обе группы работают в выпрямительном режиме, что соответствует случаю нелинейного согласования без люфта.

Появление сигнала $U_{3,т}$ полярности, совпадающей с направлением проводимости диода $1B$, приводит к увеличению выпрямленного напряжения группы $1BG$. Задающий сигнал на входе $PT-H$ при этом не меняется и остается равным $U_{3,у.т}$, так как диод $2B$ не пропускает сигнала $U_{3,т}$ указанной полярности. Поэтому перевод группы $2BG$ в инверторный режим осуществляется избыточным сигналом уравнивающего тока на входе $PT-H$.

Таким образом, в переходном режиме работы ЭП имеется перерегулирование уравнивающего тока, величина которого зависит от параметров контура тока, а также от темпа изменения сигнала задания тока двигателя.

В установившемся режиме работы преобразователя среднее значение напряжения группы $2BG$, работающей в инверторном режиме, меньше среднего выпрямленного напряжения группы $1BG$ на величину, определяемую заданным средним значением уравнивающего тока. Сигнал $U_{3,т}$ поступает от предыдущего регулятора (регулятора скорости, ЭДС, напряжения).

3.12. Расчет параметров регулятора тока якоря

Известно, что передаточная функция ПИ регулятора тока имеет вид

$$W_{p.t}(p) = \frac{R_3(pT_3 + 1)}{pT_1 k_{п} k_T}, \quad (79)$$

где T_3, R_3 – электромагнитная постоянная вермени и эквивалентное сопротивление цепи якоря; $T_T = a_1 T_{\mu}$ – постоянная времени интегрирования контура тока; T_{μ} – некомпенсируемая постоянная времени контура

тока; k_T – передаточный коэффициент цепи ОС по току; $k_{п} = \frac{E_{п}}{U_y}$.

Отметим, что здесь и далее передаточная функция регулятора и передаточный коэффициент цепи ОС по регулируемому параметру определяются по отношению к цепи задающего сигнала.

Коэффициент $a_T = \frac{T_T}{T_\mu}$ определяет степень демпфирования колебаний тока при обработке скачка задания на ходе.

Условия “оптимума по модулю” – $a_T = 2$, т. е. $T_T = 2T_\mu$. В этом случае перерегулирование $\sigma = 4,35\%$. Параметры регулятора тока определяются из соотношений:

$$R_{\text{ост}} C_{\text{ост}} = T_\gamma; \quad (80)$$

$$R_{3.T} C_{\text{ост}} = T_T \frac{k_P k_T}{R_\gamma}; \quad (81)$$

$$k_T = k_{\text{д.т}} \frac{R_{\gamma.T}}{R_T}, \quad (82)$$

$k_{\text{д.т}} \frac{U_{\text{ост}}}{I_\gamma}$ – коэффициент передачи датчика тока.

Решая (81) и (82), находим

$$R_T = T_T \frac{k_P k_{\text{д.т}}}{R_\gamma C_{\text{ост}}}. \quad (83)$$

Из (80) и (83) определяются параметры регулятора тока R_T , $R_{\text{ост}}$, $C_{\text{ост}}$ (рис. 30). Одним из этих параметров следует задаться. В качестве него удобно выбрать емкость $C_{\text{ост}}$, поскольку шкала конденсаторов имеет больший шаг, чем шкала резисторов.

Величина $C_{\text{ост}}$ обычно выбирается $\approx 1-2$ мкФ. Сопротивление $R_{3.T}$ определяется из условия ограничения тока двигателя, осуществляемого регламентацией выходного напряжения $U_{3.T}$ регулятора предыдущего контура (скорости, ЭДС):

$$U_{3.T \text{ max}} = k_T I_{\gamma \text{ max}}, \quad (84)$$

где $U_{3.T \text{ max}}$ – максимальное выходное напряжение регулятора предыдущего контура (напряжение ограничения); $I_{\gamma \text{ max}}$ – ток перегрузки ЭД.

Из (82) и (84) находим

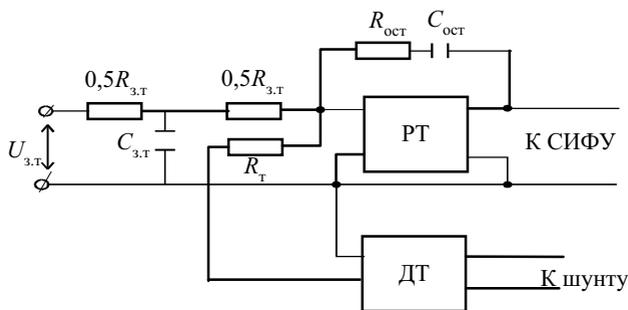


Рис. 30. Схема регулятора тока

$$R_{з.т} = \frac{U_{з.т \max}}{k_{д.т} I_{я \max}} R_{т}. \quad (85)$$

В тех случаях, когда для ограничения выходного напряжения регулятора предыдущего контура применяются стабилитроны, задаются величиной $U_{з.т \max}$ около 6–10 В, определяемой напряжением стабилизации стабилитронов.

Чаще всего, однако, для ограничения сигнала используется регулируемый источник опорного напряжения. В этих случаях удобно принять $R_{з.т} = R_{т}$ и определить $U_{з.т \max} = U_{д.т \max} = k_{д.т} I_{я \max}$.

Сопротивление $R_{з.у.т}$ задания уравнивающего тока в двухканальной схеме определяется из соотношения:

$$R_{з.у.т} = \frac{U_{з.у.т}}{k_{д.т} I_{у}} R_{т}, \quad (86)$$

где $I_{у} = (0,1 \div 0,15) I_{яN}$.

Некомпенсированная постоянная времени контура тока T_{μ} является базовой при расчете параметров контура тока; T_{μ} определяется фильтрами на выходе регулятора и датчика тока, фильтром на входе СИФУ, а также дискретностью вентильного преобразователя.

Фильтр на входе СИФУ включается тогда, когда требуется повысить помехозащищенность ЭП. Включение фильтра на выходе регулятора и датчика тока вызвано необходимостью обеспечения устойчивой работы их как ОУ с обратной связью, построенных по принципу МДМ (модуляция–усиление–демодуляция).

Отметим, что при наличии фильтров в каналах регулирования и измерения тока длительность процессов управления составляет несколько

ко периодов пульсаций выпрямленного напряжения. В этих условиях некомпенсированная постоянная времени контура тока определяется в основном фильтрами и мало зависит от дискретности ВП.

Фильтр, включенный на выходе OY , охватывается его OC . Математическое описание OY с учетом фильтра весьма громоздко. В силу этого непосредственный расчет T_{μ} контура регулирования тока, обусловленный действиями фильтров регулятором и датчика тока, связан с большими трудностями.

При расчете параметров регуляторов тока в реальных системах регулирования величиной T_{μ} приходится задаваться в установленных практикой пределах 4–10 мс. Нижняя граница этого диапазона относится к преобразователям с безынерционной СИФУ. Для рядовых систем ЭП с умеренным быстродействием величину T_{μ} обычно принимают, равной 10 мс. Аналитический расчет параметров регулятора тока для этих систем, как правило, является достаточным. В тех случаях, когда необходимо обеспечить высокое быстродействие контура тока, величину T_T приходится уточнять экспериментально.

3.13. Расчет параметров регулятора скорости в однократно- и двукратноинтегрирующих системах

Принципиальная схема системы регулирования скорости вращения показана на рис. 31, а.

В однократноинтегрирующей системе PC – пропорциональный

$$K_{p.c} = \frac{R_{OCC}}{R_{3.c}} = \frac{T_M}{a_c T_T} \frac{k_T}{k_c R_3 k_{дв}}, \quad (87)$$

где
$$k_c = k_{т.г} \frac{R_{3.c}}{R_c}; k_{т.г} = \frac{U_{т.г}}{\Omega_{дв}}. \quad (88)$$

Совместное решение (87) и (88)

$$\frac{R_{OCC}}{R_c} = \frac{T_M}{a_c T_T} \frac{k_T}{k_{т.г} R_3 k_{дв}}. \quad (89)$$

Отношение R_c и $R_{3.c}$ находятся из уравнения

$$U_{3.c \max} = k_c \Omega_{\max} = k_{т.г} \frac{R_{3.c}}{R_c} \Omega_{\max}. \quad (90)$$

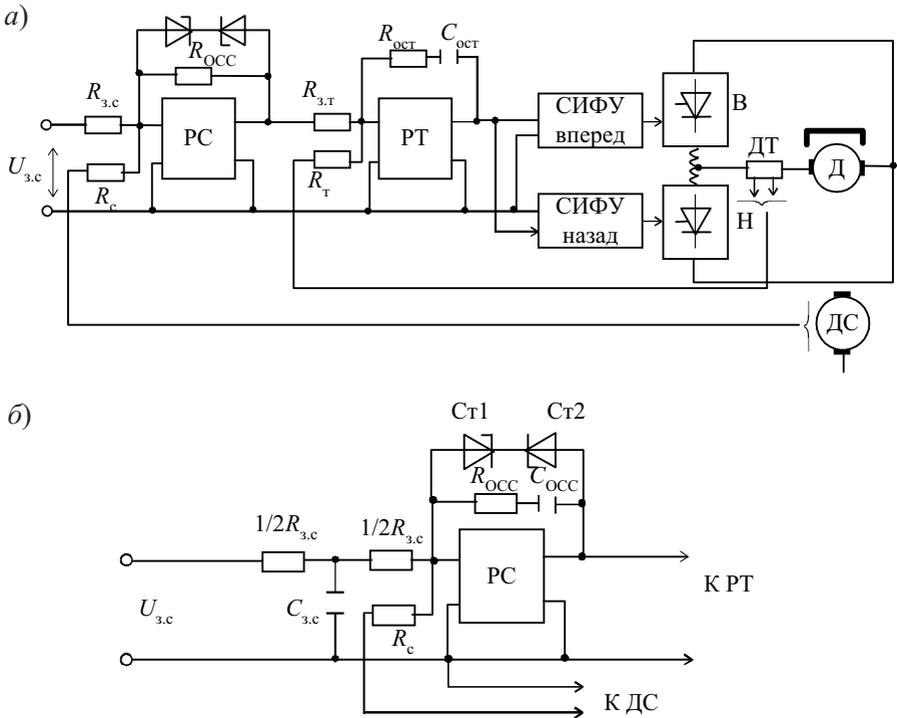


Рис. 31. Схемы однократноинтегрирующей системы и узла регулятора скорости двукратноинтегрирующей системы

Откуда

$$\frac{R_{3.c}}{R_c} = \frac{U_{3.c \max}}{k_{T.T} \Omega_{\max}} = \frac{U_{3.c \max}}{U_{OCC \max}} \quad (91)$$

где Ω_{\max} – максимальная заданная величина скорости вращения ЭД;
 $U_{3.c \max}$ – напряжение задания, соответствующее Ω_{\max} .

Обычно задаются $U_{3.c \max} = 10 \text{ В}$; $R_{3.c} = 50\text{--}100 \text{ кОм}$; и из (91) и (89) находят, соответственно, R_c и R_{OCC} .

Для двукратноинтегрирующей системы, помимо сопротивлений R_{OCC} и R_c и $R_{3.c}$, должны быть определены емкости C_{OCC} и $C_{3.c}$.

Последние значения находятся из уравнений:

$$R_{OCC} C_{OCC} = b_c a_c T_T; \quad (92)$$

$$\frac{R_{3.c}}{4} C_{3.c} = b_c a_c T_T, \quad (93)$$

где $a_c = \frac{T_c}{T_T}$ и $b_c = \frac{T_{c1}}{T_c}$ – коэффициенты, представляющие собой отношение постоянных времени интегрирования контуров, так же, как и коэффициент a_T в контуре тока, определяют степень колебательности соответствующего контура регулирования скорости; $T_c = a_c T_T$ – постоянная времени интегрирования контура скорости (для двукратноинтегрирующей системы – внутреннего контура скорости); $T_{c1} = b_c T_c = b_c a_c T_T$ – постоянная времени интегрирования внешнего контура скорости.

В однократноинтегрирующей системе коэффициент a_c определяют, так же, как и величину статизма по нагрузке, что следует из уравнения

$$\Delta\Omega_{ст} = \frac{M_{ст}}{J} a_c T_T, \quad (94)$$

где $M_{ст}$ – статический момент на валу ЭД; $\Delta\Omega_{ст}$ – статическое падение скорости вращения.

Однократноинтегрирующая система регулирования применяется в тех случаях, когда определяющим является режим отработки возмущения по заданию.

Двукратноинтегрирующая система обычно применяется для ЭП, работающих в режиме стабилизации скорости вращения, когда требуется обеспечить нулевой статизм при возмущении по нагрузке. Выбор коэффициентов a_c и b_c в двукратноинтегрирующей системе из условия оптимума по модулю, т. е. $a_c = b_c = 2$ приводит, как известно, к симметричному оптимуму.

При расчете параметров контура скорости нередко оказывается, что необходимая величина сопротивления обратной связи превышает значение сопротивления, установленного для этой цепи в блоке связи.

Для оценки возможностей уменьшения $R_{ОСС}$ за счет соответствующего выбора отдельных параметров контура подставим в (87) значения k_T и k_C

$$k_T = \frac{U_{ост\max}}{I_{я\max}}; \quad k_C = \frac{U_{ОСС\max}}{\Omega_{\max}}; \quad U_{ост\max} = U_{з.т\max}; \quad U_{ОСС\max} = U_{з.с\max}$$

с учетом $T_M = \frac{JR_s}{k_E k_M}$, окончательно получим

$$\frac{R_{\text{OCC}}}{R_{3, \text{c}}} = \frac{J\Omega_{\text{max}}}{M_{\text{max}} a_c T_m} = \frac{U_{3, \text{T max}}}{U_{3, \text{c max}}}, \quad (95)$$

где $M_{\text{max}} = k_M I_{\text{я max}}$.

Из (95) следует, что уменьшение R_{OCC} может быть произведено либо за счет уменьшения $R_{3, \text{c}}$, либо $U_{3, \text{T max}}$, либо за счет увеличения $U_{3, \text{c max}}$. Минимальное значение $R_{3, \text{c}}$ обычно лимитируется нагрузочной способностью датчика интенсивности на уровне 50 кОм. Наибольшая величина $U_{3, \text{c}}$ равна 10 В, т. е. максимальному напряжению современных операционных усилителей.

Уменьшение $U_{3, \text{T max}}$ также имеет свои пределы, связанные с минимальными напряжениями стабилизации кремниевых стабилитронов (в случае, когда они применяются для ограничения сигнала регулятора скорости). Если для ограничения сигнала регулятора скорости применяется источник регулируемого опорного напряжения, то величина $U_{3, \text{T max}}$ в принципе может быть установлена достаточно малой.

Однако из соображений большей надежности работы схемы целесообразно максимально использовать по напряжению все элементы системы, в том числе и регулятор скорости. В силу этого установка уровня ограничения регулятора скорости менее 5–6 В нежелательна.

Ограничение выходного напряжения регулятора скорости с помощью специального источника опорного напряжения с диодами более удобен по сравнению со схемой ограничения со стабилитронами, поскольку позволяет плавно изменять величину уставки ограничения, что облегчает наладку и эксплуатацию системы, несмотря на большую сложность (рис. 32).

Уставка ограничения здесь определяется напряжением U_o , снимаемым с делителя R_d , подключенного к источнику постоянного опорного напряжения $U_{\text{ист}}$. Делитель напряжения, состоящий из двух одинаковых сопротивлений R_o , предназна-

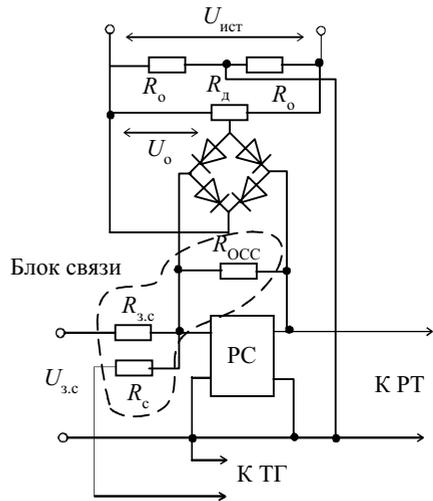


Рис. 32. Схема ограничения выходного напряжения РС с помощью источника опорного напряжения

чен для создания искусственной средней точки источника опорного напряжения соединением этой точки с общим проводом схемы регулирования и достигается симметрированием схемы опорного напряжения.

В тех случаях, когда рассмотренные способы уменьшения величины R_{OCC} не позволяют достичь нужного результата, применяется потенциометрическое включение цепи ОС регулятора скорости (рис. 33).

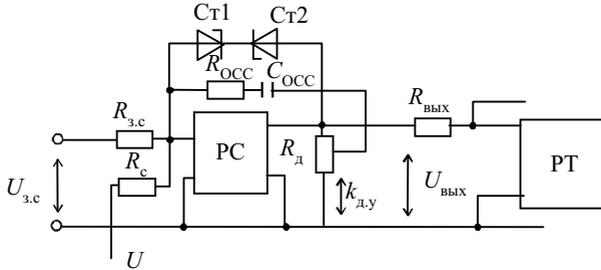


Рис. 33. Схема потенциометрического выключения ОС регулятора скорости

Для ОС здесь используется часть выходного напряжения регулятора $k_{д.у} U_{ВЫХ}$, где $k_{д.у}$ – коэффициент делителя напряжения $R_д$, включенного на выходе усилителя.

Передаточная функция регулятора в этом случае имеет вид

$$а) \text{ для П-регулятора: } W_{\text{рег}}(p) = \frac{R_{OCC}}{R_{ВХ} k_{д.у}}; \quad (96)$$

$$б) \text{ для ПИ-регулятора: } W_{\text{рег}}(p) = \frac{pR_{OCC}C_{OCC} + 1}{pR_{з.с}C_{OCC}k_{д.у}} = \frac{pT_{OCC} + 1}{pT_{и}k_{д.у}}. \quad (97)$$

Подбором $k_{д.у}$ можно снизить R_{OCC} до желаемой величины. Потенциометрическое включение ОС может использоваться также и для расширения диапазона изменения уставок сопротивления блока связи. Следует иметь в виду, что (96) и (97) справедливы лишь при условии, что $R_д \ll R_{OCC}$.

Практически величину $R_д$ обычно применяют в пределах 5–10 кОм.

Если применяется ТГ с достаточно большим значением $U_{ТГ\text{max}} = k_{ТГ} \Omega_{\text{max}}$, то может оказаться, что расчетная величина сопротивления $R_с$ превышает значение сопротивления, установленного для этой цели в блоке связи. В таких случаях необходим делитель напряжения тахогенератора, коэффициент которого $k_{д.Т.Г}$ войдет в виде множителя коэффициента $k_{Т.Г}$ в (88–91). Величина $k_{д.Т.Г}$ находится из (91) для принятого значения $R_с$

$$k_{\text{д.т.г}} = \frac{U_{3.\text{сmax}}}{k_{\text{т.г}} \Omega_{\text{max}}} \cdot \frac{R_{\text{с}}}{R_{3.\text{с}}} \quad (98)$$

3.14. Ограничение ускорения при программном управлении ЭП

На вход системы подается задающий сигнал, изменяющийся во времени по определенному закону. Путем ограничения первой и второй производных сигналы $U_3 = f(t)$ достигается формирование переходных процессов, близких к оптимальным. Программное управление успешно применяют в системах с мало- или безынерционными преобразователями, в частности в системах *ТП-Д*, *ШИП-Д*. Оно оказывается эффективным также и в системах с инерционным преобразователем в тех случаях, когда требуемая длительность переходных процессов велика по сравнению с постоянной времени преобразователя *ТП*.

Наиболее простым и поэтому нашедшим широкое применение в системах *ТП-Д* является программное управление с помощью задатчика интенсивности (*ЗИ*), обычно реализующего линейный закон нарастания или спадания задающего сигнала за время, примерно равное длительности переходного процесса.

Рассмотрим схему с непрерывной *ОСС* и коэффициентом *ОС* $k_{\text{с}}$. Сигнал на *ЗИ* подается от *БКА* (рис. 34).

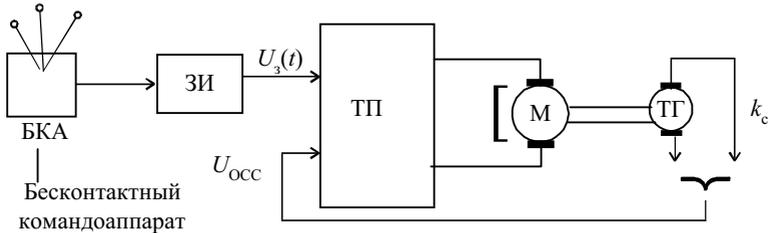


Рис. 34. Схема, регулирующая программное управление ЭП

Известно, что для линейной АСУ зависимость регулируемой величины в переходном процессе, вызванном линейным изменением задающего воздействия, может быть определена как интеграл переходной функции $h_g(t)$. Введем обозначения: $a_{\text{п}} = U_3/t_{\text{п.3}}$ – темп изменения задающего сигнала при пуске; $a_{\text{т}} = U_3/t_{\text{т.3}}$ – темп изменения задающего сигнала при торможении, где $t_{\text{п.3}}, t_{\text{т.3}}$ – время изменения сигнала U_3 в пределах от 0 до U_3 , и наоборот; $M_{\text{дин}}$ – динамический момент; $M_{\text{с}} = 0$ –

статический момент примем равным 0; $M_{\text{дин.п.уст}}$ – динамический момент на участке пуска с постоянным ускорением $\epsilon_{\text{п.уст}}$ (рис. 35).

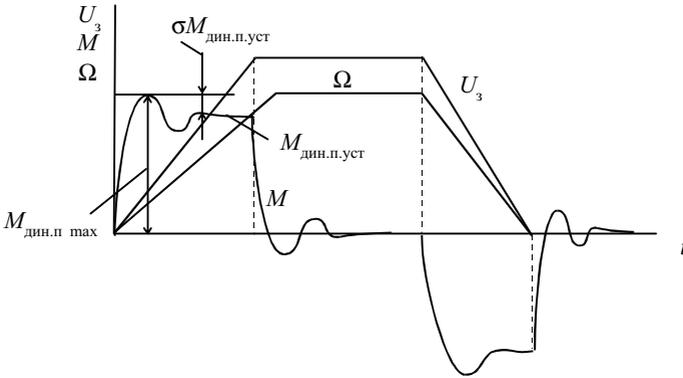


Рис. 35. Временные диаграммы при программном пуске и торможении

При известной величине σ максимум динамического момента:

$$M_{\text{дин.п.мах}} = (1 + \sigma) M_{\text{дин.п.уст}}. \quad (99)$$

С другой стороны,

$$M_{\text{дин.п.уст}} = J \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\text{п.уст}} = J \epsilon_{\text{п.уст}} \quad (100)$$

поэтому

$$M_{\text{дин.п.мах}} = J (1 + \sigma) \epsilon_{\text{п.уст}} = J \epsilon_{\text{п.мах}}, \quad (101)$$

где $\epsilon_{\text{п.мах}}$ – максимальное ускорение.

На участке процесса, где $\Omega = \epsilon_{\text{п.уст}} t$ результирующий сигнал управления:

$$U_y = U_3(t) - U_{\text{ОСС}} = (a_c - k_c \epsilon_{\text{п.уст}}) t, \quad (102)$$

поскольку $U_{\text{ОСС}} = k_c \Omega$

Тогда изменение ЭДС преобразователя $e_{\text{п}}$ во времени будет описываться уравнением:

$$e_{\text{п}} = k_{\text{п}} U_y = k_{\text{п}} a_{\text{п}} - k_{\text{п}} k_c \epsilon_{\text{п.уст}} t. \quad (103)$$

Ток якоря при этом

$$i_{\text{я}} = (e_{\text{п}} - \Omega / k_{\text{дв}}) / R_{\text{я}} = I_{\text{я.дин}} = \text{const}. \quad (104)$$

Дифференцирование (104) приводит к соотношениям:

$$R_{\text{я}} \left(\frac{di_{\text{я}}}{dt} \right)_{\text{п.уст}} = (de_{\text{п}}/dt)_{\text{п.уст}} - (1/k_{\text{дв}}) \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\text{п.уст}} = 0$$

или

$$(de_{\text{п}}/dt)_{\text{п.уст}} = (1/k_{\text{дв}}) \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\text{п.уст}} = \varepsilon_{\text{п.уст}}/k_{\text{дв}}. \quad (105)$$

После дифференцирования (103) и подстановки $(de_{\text{п}}/dt)_{\text{п.уст}}$ из (105) получим

$$\varepsilon_{\text{п.уст}} = k_{\text{дв}} k_{\text{п}} a_{\text{п}} / (1 + k_{\text{дв}} k_{\text{с}} k_{\text{п}}). \quad (106)$$

Таким образом, при неизменных параметрах системы ускорение привода прямо пропорционально темпу роста задающего напряжения.

При заданном ускорении $\varepsilon_{\text{п.уст}} = \varepsilon_{\text{доп}}$ допустимое значение $a_{\text{п.доп}}$ найдем из (106) с учетом (101)

$$a_{\text{п.доп}} = (1 + k_{\text{дв}} k_{\text{с}} k_{\text{п}}) \varepsilon_{\text{доп}} / [k_{\text{дв}} k_{\text{п}} (1 + \sigma)], \quad (107)$$

Когда $M_{\text{с}} \neq 0$, то динамический момент будет по-прежнему зависеть только от величины $a_{\text{п}}$. При необходимости ограничения максимума момента или тока якоря двигателя допустимым значением $M_{\text{доп}}$ ($I_{\text{я.доп}}$) потребуется, чтобы

$$a_{\text{п.доп}} = (1 + k_{\text{дв}} k_{\text{с}} k_{\text{п}}) (M_{\text{доп}} - M_{\text{с}}) / [J k_{\text{дв}} k_{\text{п}} (1 + \sigma)], \quad (108)$$

поскольку $M_{\text{доп}} = M_{\text{дин.п.мах}} + M_{\text{с}}$.

При торможении требуемое значение $a_{\text{т.доп}}$ находят при заданном значении $\varepsilon_{\text{доп}}$ также по (107), а при заданном $M_{\text{доп}}$, как

$$a_{\text{т.доп}} = (1 + k_{\text{дв}} k_{\text{с}} k_{\text{п}}) (M_{\text{доп}} - M_{\text{с}}) / [J k_{\text{дв}} k_{\text{п}} (1 + \sigma)]. \quad (109)$$

Первые производные момента (рывок) или тока якоря в рассмотренной схеме ограничены слабо, поэтому в случае формирования оптимального процесса с относительно большим временем нарастания момента (тока) следует использовать более сложный закон $U_3(t)$ с ограничением второй производной сигнала U_3 . При нелинейности характеристики $E_{\text{п}} = f(U_{\text{я}})$ фактическая длительность переходного процесса несколько увеличится по сравнению с расчетной, когда принимается $k_{\text{п}} = \text{const}$.

4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА ОСНОВЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

4.1. Классификация вентильных двигателей

Вентильными двигателями (ВД) называют вентильно-машинную систему, состоящую из: синхронной машины (СМ) любого типа; датчика положения ротора (ДПР); преобразователя частоты (ПЧ), называемого также вентильным коммутатором; системы управления (СУ) преобразователя частоты.

Вентильные двигатели различаются по конструктивному исполнению машины, типу ПЧ и устройству СУ, однако при многообразии возможных сочетаний типов конструкций и принципов исполнения все они имеют следующие характерные признаки: возможность внешнего регулирования по напряжению питания, току возбуждения и углу опережения зажигания вентилей относительно фазных ЭДС синхронной машины и саморегулирования по частоте питания.

Так как эти же признаки присущи двигателям постоянного тока (ДПТ), коллектор которых по существу является механическим ПЧ, электромеханические характеристики ВД аналогичны характеристикам ДПТ.

Достоинства ВД: сочетания регулировочных свойств ДПТ и надежности асинхронных машин; возможность существенного повышения частоты вращения ввиду отсутствия щеточно-коллекторного узла; возможность работы в агрессивных средах.

Диапазон мощностей ВД очень широк: от долей ватта до десятков мегаватт, а скорости вращения от единиц до 150000 об/мин; ВД применяются для построения систем ЭП: устройств автоматики; транспортных средств; промышленного оборудования; запуска гидро- и турбогенераторов электростанций.

По сравнению с синхронными приводами, питаемыми от независимо управляемого ПЧ, в котором питающая частота задается преобразователем, приводы с ВД имеют следующие основные преимущества:

1. Обладают свойством автокоммутиации, т. е. преобразования питающего напряжения в частоту и фазу вращения ротора, благодаря чему снижаются качания синхронной машины независимо от толчков нагрузки и частоты вращения. Поэтому допускается изготовление таких двигателей без демпферной обмотки. Отсутствие демпферной обмотки увеличивает индуктивное сопротивление для высших гармонических составляющих тока, снижая тем самым требования к ПЧ.

2. Перегрузочная способность привода не зависит от опрокидывающего момента, а определяется лишь установленной мощностью преобразователя частоты. Одновременно исчезает опасность выпадения машины из синхронизма.

3. При пуске может быть получен повышенный вращающий момент.

4. Автокоммутиация устанавливается так, чтобы машина независимо от частоты вращения и момента работала с $\cos \varphi = 1$.

5. Проще управление ПЧ, поскольку вместо регулирования выходного напряжения и частоты достаточно изменять только выходное напряжение, так как необходимое значение выходной частоты обеспечивается вследствие автокоммутиации.

4.2. Принцип работы ВД

Напряжение питания U через ПЧ подается на обмотку синхронной машины $СМ$ (рис. 36). Вал машины механически связан с бесконтактным датчиком углового положения ротора ДПР.

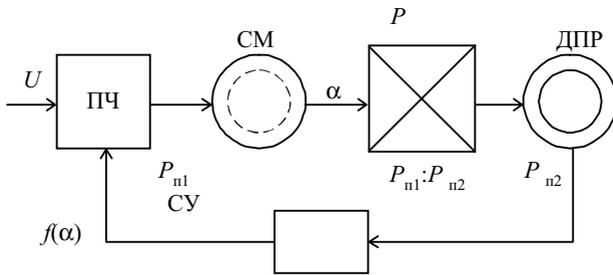


Рис. 36. Функциональная схема ВД

Датчик преобразует мгновенное дискретное значение угла α поворота ротора $СМ$ в совокупности электрических сигналов. Эти сигналы воздействуют на выходные цепи системы управления $СУ$ и приводят к

формированию выходных сигналов $f(\alpha)$, содержащих информацию о мгновенном дискретном угле поворота ротора машины. Под действием выходных сигналов СУ происходит переключение элементов ПЧ таким образом, чтобы коммутация тока в обмотках якоря СМ всегда приводила к созданию вращающего момента заданного направления.

В случае использования тихоходной многополюсной машины можно применять серийный датчик положения ротора, ДПП, соединяя его с валом СМ через редуктор P , передаточное отношение которого равно $P_{п2}:P_{п1}$ ($P_{п1}$ – число пар полюсов машины; $P_{п2}$ – число пар полюсов датчика).

Возможно управление ВД по положению магнитного потока. В этом случае магнитные чувствительные элементы ДПП укрепляются на наружной поверхности шихтованного статора равномерно по фазным зонам.

Выбор вида ПЧ производится с учетом числа фаз и частоты напряжения питающей сети, схемы соединения обмоток якоря СМ и максимальной частоты вращения ВД. При питании ВД от источника постоянного тока в качестве ПЧ используют инвертор. Во время работы ВД наблюдается баланс напряжений:

$$U - \Delta U_{\Pi} = I_a R_a + L \frac{dia}{dt} + E_a, \quad (110)$$

где: I_a – ток якоря; E_a – ЭДС вращения якоря; U – напряжение питающей сети; ΔU_{Π} – падение напряжения в вентильях ПЧ; R_a и L – активное сопротивление и индуктивность цепи якоря.

4.3. Вентильный двигатель малой мощности

Преобразователь частоты (ПЧ) называется коммутатором; а вентильный двигатель (ВД) – бесконтактным двигателем постоянного тока (БДПТ).

В качестве вентильных элементов используются транзисторы, шунтируемые обратными диодами.

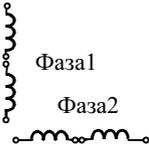
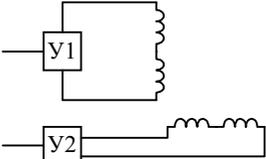
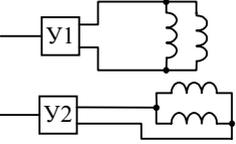
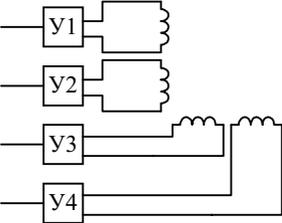
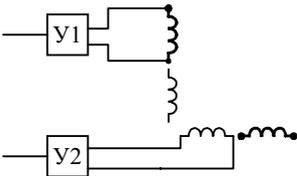
Число фаз (секций) обмотки якоря для удешевления и упрощения коммутатора, а также из-за малого числа пазов якоря обычно не превосходит трех–четырёх. Секции соединяются в схемы замкнутых (как у обычных машин постоянного тока) и разомкнутых обмоток. Разомкнутые обмотки могут быть лучевыми (с общей точкой всех секций), параллельными и последовательными [3].

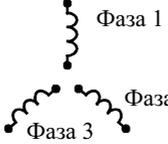
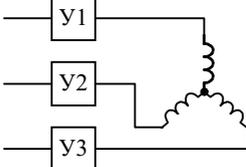
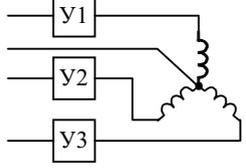
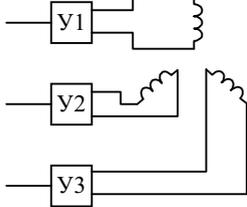
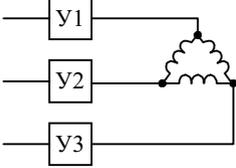
В двигателях наименьшей мощности применяются разомкнутые трехлучевые обмотки с выводом нулевой точки (рис. 37).

Ток в таких обмотках протекает только в одном направлении, поэтому питание называют *"нереверсивным"*, а коммутацию тока – *однополупериодной*. С повышением мощности переходят на трехфазные схемы.

Схемы соединения обмоток якоря БДПТ иллюстрируются табл. 5.

Таблица 5

Наименование схемы	Схемы соединения обмоток
1. Двухфазная (четырёхсекционная)	
1.1. Последовательное соединение секций фазы (базовая схема)	
1.2. Параллельное соединение	
1.3. Раздельное (автономное) питание секций фазы	
1.4. Питание одной секции фазы	

Наименование схемы	Схемы соединения обмоток
2. Трехфазная (трехсекционная)	
2.1. Соединение в звезду (базовая схема)	
2.2. Соединение в звезду с общим проводом	
2.3. Раздельное (автономное) питание фаз (секций)	
2.4. Соединение в треугольник	

В том случае, когда ток может протекать в обоих направлениях, питание будет *"реверсивным"*, коммутация – *двухполупериодной*.

По соображениям простоты конструкции, надежности и экономичности малые машины имеют возбуждение от постоянных магнитов.

Для *снижения пульсаций ЭДС инвертора* напряжения и уменьшения тем самым *переменной составляющей входного тока инвертора* (следо-

вательно, для повышения коэффициента полезного действия ВД) может оказаться целесообразным прямоугольный или трапецидальный характер распределения поля индуктора в воздушном зазоре.

На рис. 37 представлена схема ВД наименьшей мощности. Статор 1 СМ выполнен из электротехнической стали с пазами, в которых размещены обмотки $W1, W2, W3$ якоря, соединенные в звезду с выводом нулевой точки. Ротор 2 имеет постоянный магнит возбуждения. На валу 3 установлен ДПР. Начала секций обмотки якоря (A, B, C) подключены к ПЧ, общий нулевой провод 0 – к источнику питания;

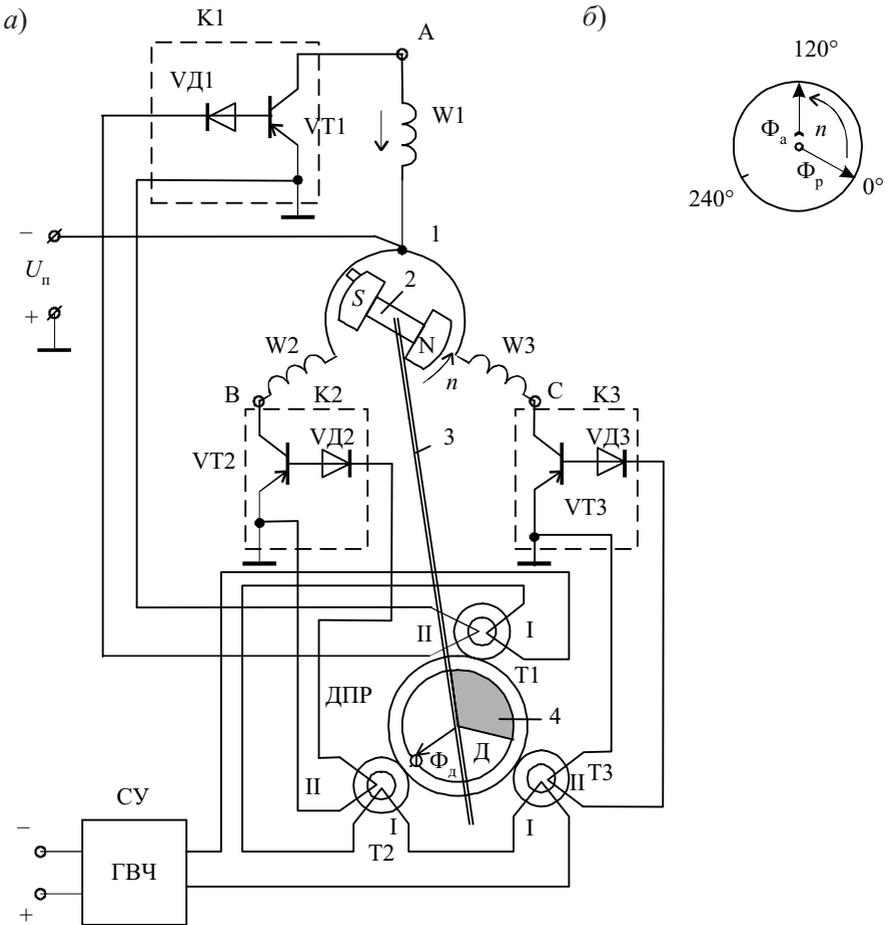


Рис. 37. Принципиальная схема БДПТ наименьшей мощности

ПЧ выполнен по схеме ИН и состоит из трех транзисторных ключей $K1, K2, K3$, осуществляющих коммутацию тока в секциях якоря. Датчик положения получает питание от системы управления и входит в ее состав; ДПР состоит из трех трансформаторов $T1, T2, T3$, намотанных на кольцевые ферритовые сердечники. Трансформаторы закреплены на обойме, которая установлена внутри корпуса электрической машины. Обмотки I трансформатора являются возбуждающими, а обмотки II – сигнальными. Напряжение в сигнальной обмотке индуцируется только в том случае, если сердечник трансформатора не насыщен постоянным магнитным потоком. Этот поток создается намагниченным (на рис. 37 – светлый) сектором вращающейся части ДПР, укрепленной на валу ВД. Сектор 4 (темный на рис. 37) выполнен из немагнитного материала (пластмассы и называется сигнальным).

Работа ВД малой мощности

В какой-то момент сердечник одного из трансформаторов ДПР, например $T1$, не насыщен, и в его вторичной обмотке трансформируется напряжение, которое выпрямляется диодом $VД1$ и подается на базу транзистора $VT1$. Это напряжение открывает транзистор $VT1$ ключа $K1$ ПЧ и подключает обмотку $W1$ к источнику питания. Протекающий по ней ток I_a образует магнитное поле Φ_a (рис. 37, б), которое заставляет магнитный ротор поворачиваться так, чтобы его магнитная ось Φ_r заняла положение вдоль оси магнитного поля этой обмотки. Но при повороте вала к трансформатору $T1$ приближается магнитный сектор ротора ДПР, магнитный поток датчика Φ_d насыщает сердечник трансформатора, и электромагнитная связь между обмотками I и II нарушается. Благодаря этому, напряжение на базе транзистора $VT1$ резко уменьшается, и он закрывается.

Поступление тока в обмотку $W1$ прекращается. При повороте сигнального сектора 4 датчика на 120° относительно исходного положения исчезает насыщение в сердечнике трансформатора $T2$, в его вторичной обмотке возникает напряжение, которое после выпрямления поступает на базу транзистора $VT2$. Он открывается и подключает к источнику питания обмотку $W2$, заставляя ротор 2 двигателя продолжить движение. Затем произойдет выключение обмотки $W2$ и в работу вступает обмотка $W3$ и т. д.

Магнитный поток якоря ВД в результате коммутации тока в обмотках изменяет свое пространственное положение скачками через 120° , поэтому вращающий момент двигателя будет пульсирующим, однако ротор совершает непрерывное вращение с частотой n . Приведем диаграмму изменения момента ВД (рис. 38). В этом примере угловой скачок магнитного поля якоря при коммутации тока в обмотках $\Delta\alpha = 120/P_{\text{п}}$ ($P_{\text{п}}$ – число пар полюсов ВД).

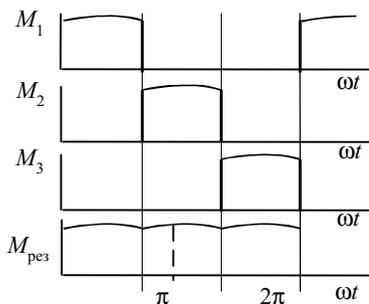


Рис. 38. Диаграмма изменения момента ВД

4.4. "Реверсивный" трехфазный вентильный двигатель

Схема "реверсивного" трехфазного ВД т.е. с реверсивным питанием показана на рис. 39, а.

Преобразователь частоты выполнен по трехфазной мостовой схеме ИН. Ток в каждой секции может менять направление, что обеспечивает лучшее использование обмотки и всего объема двигателя. ДПР имеет 6 чувствительных элементов, например трансформаторов, каждый из которых управляет соответствующим транзисторным ключом ПЧ. При этом ЧЭ a, b, c управляют нижними ключами ПЧ ($V1, V3, V5$), а ЧЭ x, y, z , комплект которых смещен по отношению к a, b, c на 180 эл. град, управляют ключами $V2, V4, V6$.

Таким образом, если возбуждение одного из элементов приводит к протеканию тока в соответствующей секции в одном направлении, то возбуждение другого, принадлежащего ДПР той же секции и сдвинутого на 180 эл. град чувствительного элемента, обеспечивает изменение направления тока в этой секции на противоположное.

Так как угловой сдвиг между соседними ЧЭ составляет 60 эл. град, то в возбужденном состоянии (здесь понимается наличие выходного напряжения во вторичной обмотке трансформатора ДПР) практически всегда находятся два ЧЭ, а открытыми два транзисторных ключа. К источнику питания всегда оказываются подключенными две секции обмотки якоря СМ. В положении, показанном на рис. 39, а, возбуждены элементы a и z . Открытыми оказываются транзисторы $V1$ и $V2$, а ток от источника проходит по секциям 1 и 2 . В витках секции токи направле-

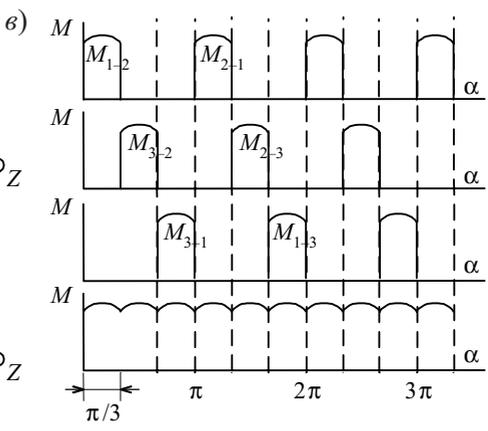
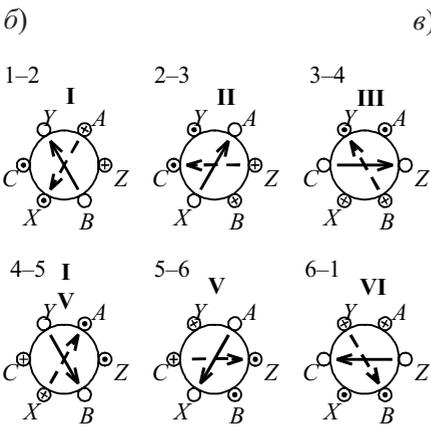
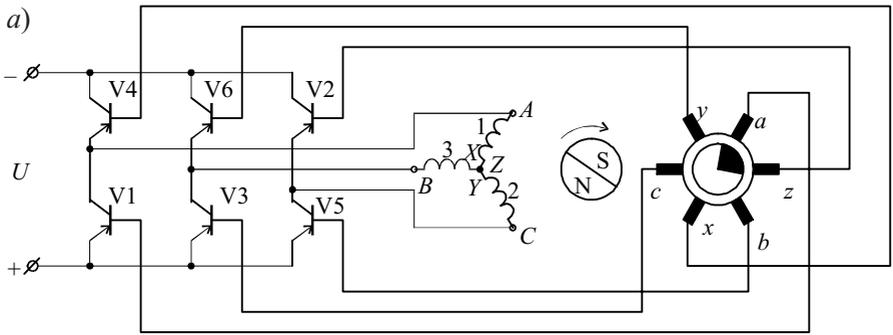


Рис. 39. Принципиальная схема и временные диаграммы "реверсивного" трехфазного ВД

ны, как показано на рис. 39, б в позиции I. Результирующий магнитный поток якоря, согласно правилу правого винта, имеет направление указанное сплошной стрелкой, а магнитная ось ротора – штриховой стрелкой. Магнитная ось ротора будет стремиться занять направление магнитного поля якоря, и ротор начнет вращаться в направлении хода часовой стрелки. После поворота ротора на 60 эл. град возбуждается элементы *y* и *c*, и секция I отключится, а цепь тока будет образована из секций 2 и 3. Магнитный поток якоря скачкообразно изменит свое направление в позицию II. Далее коммутация тока в обмотках якоря осуществляется, как очевидно, через 60 эл. град поворота ротора.

Весь цикл изменения направления магнитного потока якоря показан позициями I – VI на рис. 39, б. Диаграмма моментов, создаваемых пара-

ми секций 1–2; 2–3; 3–1 и диаграмма суммарного момента ВД, представлены на рис. 39, в. Трехсекционный двигатель с реверсивным питанием имеет преимущество перед аналогичным двигателем с нереверсивным питанием, обусловленное лучшим использованием меди обмотки и объема активных частей, а также, как правило, более высоким КПД. Однако эти достоинства получены за счет усложнения схемы ПЧ и ДПР. Поэтому к реверсивному питанию прибегают в тех случаях, когда к ВД предъявляются жесткие требования по габаритным размерам, массе, малым пульсациям момента и уровню КПД.

Трехсекционные схемы с реверсивным питанием можно выполнить на том же ПЧ и ДПР при соединении секций в треугольник (замкнутая обмотка). Особенность такой схемы будет состоять в изменении угла установки обмотки ЧЭ ДПР по отношению к магнитным осям секций ВД. Если в схеме соединения обмоток якоря в звезду ЧЭ ориентированы по нормали к магнитным осям секций, в которых они управляют током, то при соединении обмоток якоря в треугольник комплект ЧЭ должен быть смещен на 30 эл. град по отношению к этому положению. По энергетическим показателям и использованию объема двигателя характеристики схем с реверсивным питанием при соединении секции в звезду и треугольник практически равноценны. За счет использования логических элементов в СУ для ВД с реверсивным питанием можно применять ДПР от двигателей с нереверсивным питанием, что позволяет несколько упростить конструкцию двигателя. В ВД находят широкое применение транзисторы. Силовые транзисторы ВД должны быть рассчитаны в большинстве случаев на протекание максимального тока, значение которого определяется активным сопротивлением коммутируемых секций обмотки ВД и напряжением питания.

Максимально допустимое напряжение перехода эмиттер–коллектор силового транзистора должно быть несколько больше напряжения питания для ВД с двухполупериодным питанием секций и больше удвоенного напряжения питания – для ВД с однополупериодным питанием.

Защита силовых транзисторов от выбросов напряжений в момент отключения секций осуществляется в мостовых коммутаторах включением диодов встречно-параллельно силовым транзистором. Для двигателей с однополупериодным питанием секций обмоток наиболее часто применяют два способа защиты.

Первый – шунтирование секций обмотки или транзистора цепочками, последовательно соединенными стабилитронами и диодами. При

превышении амплитуды напряжения значения опорного напряжения – стабилитрон пробивается.

Второй – шунтирование секций или транзистора цепочкой из последовательно включенных резистора и конденсатора.

На рис. 40, а, б показаны две принципиальные электрические схемы силовых транзисторных ключей: $R3, R4, R5 = 0,05 \div 0,2$ Ом при максимальном токе $20 \div 5$ А, и $R = 0,2 \div 1,0$ Ом при токе 3 А и меньше.

Сигнальные элементы ДПР СЭ выполнены в виде постоянных магнитов, укрепленных на якоре датчика; ЧЭ – торроидальные дроссели с ферритовыми сердечниками. Если сигнальный элемент находится вне зоны дросселя $L1$, то индуктивное сопротивление дросселя велико, и напряжение питания датчика U_d почти полностью приложено к дросселю, а напряжение на входе транзисторного ключа практически отсутствует, поэтому ключ закрыт. Когда сигнальный элемент входит в зону

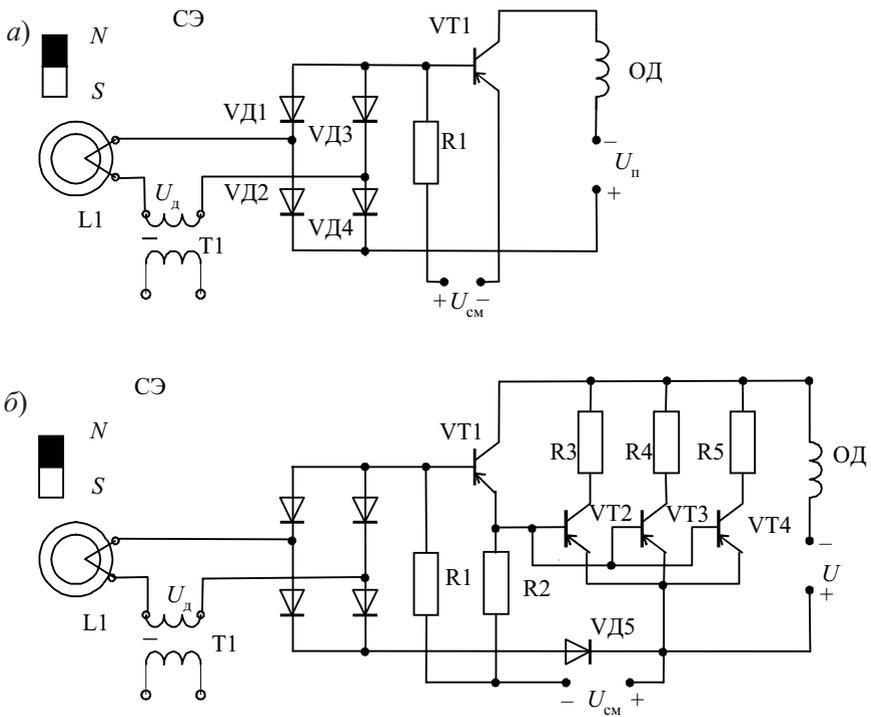


Рис. 40. Принципиальные электрические схемы силовых транзисторных ключей

дросселя, происходит магнитное насыщение сердечника последнего, индуктивное сопротивление элемента LI резко уменьшается, и на вход ключа прикладывается почти полное напряжение U_d . Это напряжение выпрямляется мостовым выпрямителем (диоды $VD1 - VD4$), и выходное напряжение выпрямителя открывает входной транзистор $VT1$ силового ключа. При отсутствии выходного сигнала ДПР транзистор $VT1$ закрывается под действием напряжения $U_{см}$.

В схеме рис. 40, а содержится один транзистор силового ключа, в цепи которого включена обмотка секции двигателя $ОД$. Схема рис. 40, б собрана по типу составного транзистора: имеются входной транзистор $VT1$ и три параллельно соединенных силовых транзистора $VT2, VT3, VT4$. Дополнительные резисторы $R3, R4, R5$ включены в цепь коллекторов силовых транзисторов, выполняют две функции: выводят силовой транзистор в режим насыщения и выравнивают коллекторные токи, когда параллельно включены несколько транзисторов. Схема составного транзистора в данном случае привлекательна еще и тем, что позволяет автоматически регулировать ток базы силового транзисторного ключа пропорционально величине коммутируемого тока.

С увеличением мощности двигателей построение схемы ключей может оставаться неизменным, увеличивается лишь число параллельно включенных транзисторов и их мощность. При этом для обеспечения необходимого входного тока ключа выходная мощность системы управления должна быть увеличена, что позволит в двигателях разной мощности использовать ДПР с неизменной выходной мощностью.

4.5. Управление режимами работы ВД

Система управления (СУ) ВД предназначена для выполнения следующих операций:

- пуска двигателя;
- регулирования частоты вращения;
- изменения вида электромеханической характеристики;
- торможения;
- изменения направления вращения (реверсирования).;

Пуск ВД обычно производится подачей напряжения питания на необходимый комплект ЧЭ ДПР. Для пуска ВД малой мощности иногда используют *подачу напряжения питания на предварительные усилители* (транзисторы $VT1$ на схеме рис. 40, б) при подключенных напряжениях питания силовых транзисторов ($VT2 - VT4$), цепей смещения и ДПР.

Естественно, что в схеме на рис. 40, б цепи питания предварительного усилителя и силовых транзисторов должны быть разделены.

Пуск ВД наименьшей мощности допустим путем подачи напряжения питания U в силовую цепь при включенном напряжении питания ДПР.

Регулирование частоты вращения ВД малой мощности осуществляется:

1. Изменением величины напряжения питания силовых цепей ПЧ (инвертора) с помощью регулятора напряжения и введении обратной связи по скорости от управляемого сигналами тахогенератора ВД.

2. Импульсным и релейным включением и отключением цепей питания ДПР по сигналам тахогенератора ВД.

3. Дискретно-фазовым управлением предварительными усилителями ПЧ по сигналам датчика частоты вращения двигателя.

Первый способ не экономичен, так как связан с дополнительными потерями мощности в регуляторе напряжения.

Второй способ широко применяется в ВД наименьшей мощности.

Третий способ обеспечивает стабилизацию частоты вращения ВД с высокой точностью и применяется в ВД малой мощности.

Приведем принципиальную электрическую схему релейного регулятора частоты вращения ВД наименьшей мощности, выполненную, например по схеме рис. 41. Рассмотрим работу регулятора применительно к этому ВД.

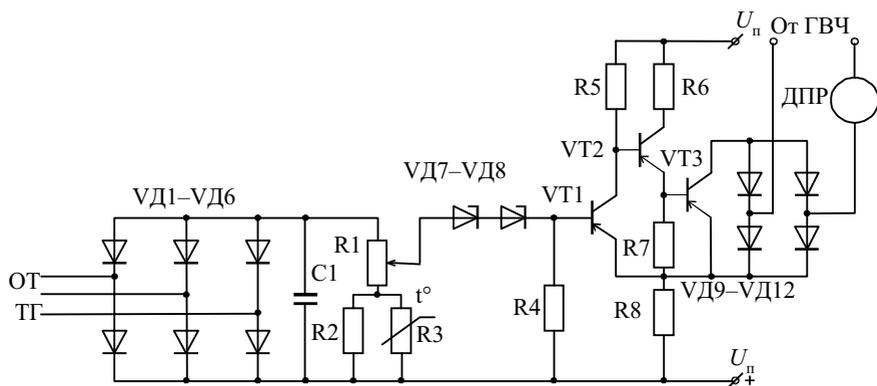


Рис. 41. Схема релейного регулятора частоты вращения ВД

Датчик положения ротора получает питания от генератора высокой частоты (ГВЧ). Электронный блок регулятора управляет подачей питания на ДПР и обеспечивает стабилизацию частоты вращения двигателя.

Выходное напряжение трехфазного синхронного тахогенератора $TГ$, пропорциональное частоте вращения двигателя, выпрямляется мостом $VD1 - VD6$, сглаживается фильтрующим конденсатором $C1$ и поступает на делитель напряжения $R1, R2, R3$. К выходу делителя напряжения подключена цепь, образованная стабилитронами $VD7 - VD8$, резистором $R4$ и входным сопротивлением транзистора $VT1$.

Пусть при некотором выходном напряжении тахогенератора лавинный пробой стабилитронов еще не наступил. Тогда входной транзистор $VT1$ будет закрыт, а транзисторы $VT2$ и $VT3$ открыты.

Цепь питания $ДПП$ в этом случае будет замкнута ключом переменного тока: открытый транзистор $VT3$ и диоды $VD9 - VD12$. Следовательно, двигатель будет разгоняться. При некоторой частоте вращения двигателя выходное напряжение тахогенератора приводит к лавинному пробоем стабилитронов. Транзистор $VT1$ окажется открытым, а транзисторы $VT2$ и $VT3$ – закрытыми, $ДПП$ обесточен, и обмотка двигателя отключена от источника питания запертыми силовыми ключами коммутатора, т. е. двигатель отключится и частота вращения будет уменьшаться. Далее стабилитроны закроются, и весь цикл рассмотренных процессов повторяется. В результате включения – выключения двигателя средняя частота вращения поддерживается на заданном уровне.

Установка требуемой частоты вращения производится потенциометром $R1$. Термистор $R3$ обеспечивает неизменность частоты вращения двигателя при различных тепловых режимах. Тахогенератор обычно конструктивно совмещается с двигателем.

4.6. Вентильный двигатель средней и большой мощности

Вентильные двигатели средней и большой мощности изготавливаются на основе синхронных машин с электромагнитным возбуждением (рис. 42, *а* и *б*). Поэтому регулированные частоты вращения двигателей данных групп возможно также и за счет изменения тока возбуждения.

Частота вращения ВД:

$$\Omega = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}, \quad (111)$$

где U – среднее значение напряжения, подводимого к обмотке якоря; I_a – ток обмотки якоря; R_a – активное сопротивление обмотки якоря; Φ – магнитный поток на пару полюсов; C_e – постоянная двигателя:

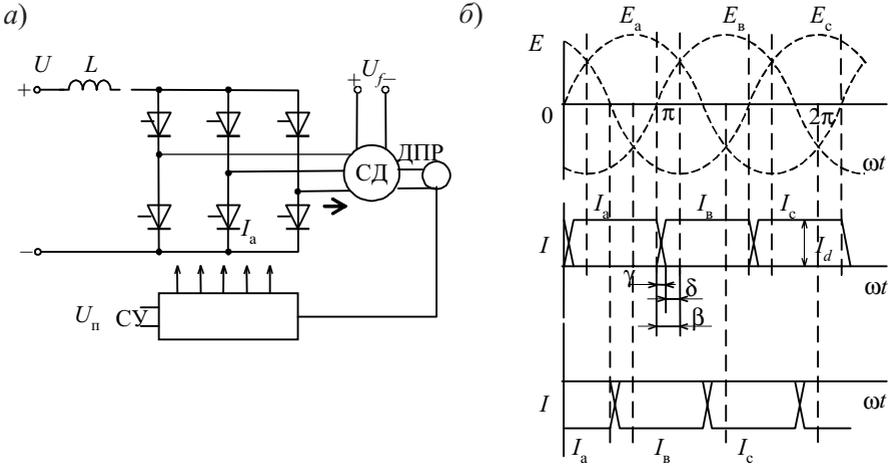


Рис. 42. Схема и временные диаграммы ВД средней мощности

$$C_e = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \frac{P_n N}{60} k_{об} \frac{3}{\pi} \cos\left(\delta + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2}, \quad (112)$$

где P_n – число пар полюсов; N – общее число проводников якоря; $k_{об}$ – обмоточный коэффициент; δ – угол запаса; γ – угол коммутации; $\gamma = \beta - \delta$; β – угол опережения зажигания инвертора.

Как следует из двух последних формул, частота вращения ВД с электромагнитным возбуждением может регулироваться путем изменения:

- подводимого к обмотке якоря напряжения при $I_f = \text{const}$ и $\beta = \text{const}$;
- изменением тока возбуждения, при $U = \text{const}$, $\beta = \text{const}$;
- изменением угла опережения зажигания инвертора, при $U = \text{const}$, $I_f = \text{const}$.

Первый способ легко реализуется в ВД, имеющим явно выраженное звено постоянного тока. Подводимое к инвертору напряжение регулируется изменением углов α управляемого выпрямителя.

Второй способ применяют в случаях, когда совместно регулируются частота вращения и момент ВД (т. е. регулируется мощность).

Третий способ используют либо при постоянной величине входного напряжения инвертора, либо при наличии ПЧ с неявно выраженным звеном постоянного тока, или НПЧ.

Момент ВД:

$$M = C_M \Phi I_a. \quad (113)$$

Уравнение механической характеристики:

$$\Omega = \frac{U}{C_e} - \frac{R_a}{C_e C_M \Phi^2} M. \quad (114)$$

Путем регулирования тока якоря и тока возбуждения можно получить требуемую механическую характеристику ВД:

$$\Omega = f(M).$$

Динамическое торможение ВД производится:

- выпрямлением ЭДС вращения, возникающим в обмотках якоря и замыканием выпрямленного тока на тормозной резистор при отключенном питании силовой цепи преобразователя;
- переводом преобразователя в режим инвертирования и рекуперацией в сеть энергии генерируемой машиной.

Реверсирование ВД обычно производится бесконтактным переключением цепей питания комплектов ЧЭ ДПР. Кратковременное реверсирование может быть использовано для торможения ВД противовключением.

4.7. Датчик положения ротора дискретного типа

Датчик положения ротора служит для определения углового относительного расположения магнитных осей ротора и осей якорных обмоток синхронной машины (СМ) и управления ПЧ путем воздействия выходных электрических сигналов на систему управления ВД.

Датчик положения ротора состоит из двух основных элементов. Один из них – сигнальный (управляющий) связан с ротором двигателя и при достижении им заданного углового положения входит во взаимодействие с другим элементом – чувствительным, связанным со статором. В результате взаимодействия названных элементов происходит преобразование углового перемещения первого элемента и изменение какого-либо электрического или магнитного параметра второго элемента.

Сигнальный элемент может передавать информацию о своем положении различными видами энергии: энергией магнитного поля или электрического поля; лучевой энергией света или радиоактивного излучения и др.

Поэтому классифицировать ДПР можно, прежде всего, по виду используемой для передачи управляющего воздействия энергии и типу источника энергии. Далее классифицировать ДПР следует по типу ЧЭ, преобразующих тот или иной вид энергии в изменение магнитного или электрического параметров. Это – различного рода индуктивные, емкостные, гальваномагнитные элементы и фотоэлементы.

Дальнейшая классификация проводится по виду выходного сигнала (дискретный или аналоговый), роду тока (постоянный или переменный), требованиям к управляемости, конструктивному выполнению и т. д.

Для электродвигателей с различным числом полюсов ДПР будут отличаться угловым расположением ЧЭ в обойме, и числом сигнальных секторов якоря. Угловой размер сектора якоря β в геометрических градусах

$$\beta = \frac{360^\circ}{P_{\text{п}} m}, \quad (115)$$

где $P_{\text{п}}$ – число пар полюсов ВД; m – число секций (фаз) силовой обмотки.

Число сигнальных секторов равно числу пар полюсов: $N = P_{\text{п}}$. В качестве примера на рис. 43 показано наиболее целесообразное расположение ЧЭ трехфазных двигателей с одно- и двухполупериодным питанием секций для различного числа пар полюсов, а на рис. 44, *a–г* показано расположение чувствительных элементов для двухфазного двигателя.

Как следует из (115), угловой размер сигнального сектора ДПР для многополюсных двигателей становится малым, что может привести к снижению разрешающей способности датчика по углу поворота ротора. Поэтому в ряде случаев для многополюсных двигателей окажется рациональным использование ДПР с сигнальным сектором в 120° , причем ДПР соединяется с ротором двигателя через ускоряющий редуктор, передаточное отношение которого равно числу пар полюсов двигателя.

В реверсивных управляемых двигателях применяют более сложные схемы ДПР. Как правило, реверс достигается за счет использования двух комплектов ЧЭ, расположенных в одной обойме датчика; ЧЭ различных комплектов, но управляющие одной и той же секцией двигателя, сдвинуты относительно друг друга на угол $180^\circ/P_{\text{п}}$. Направление вращения зависит от того, на какой из комплектов ЧЭ подано питание. Такое решение позволяет упростить схему коммутатора, исключив спе-

Тип обмотки	Число полюсов	
	$P = 1$	$P = 2$
		$P = 3$

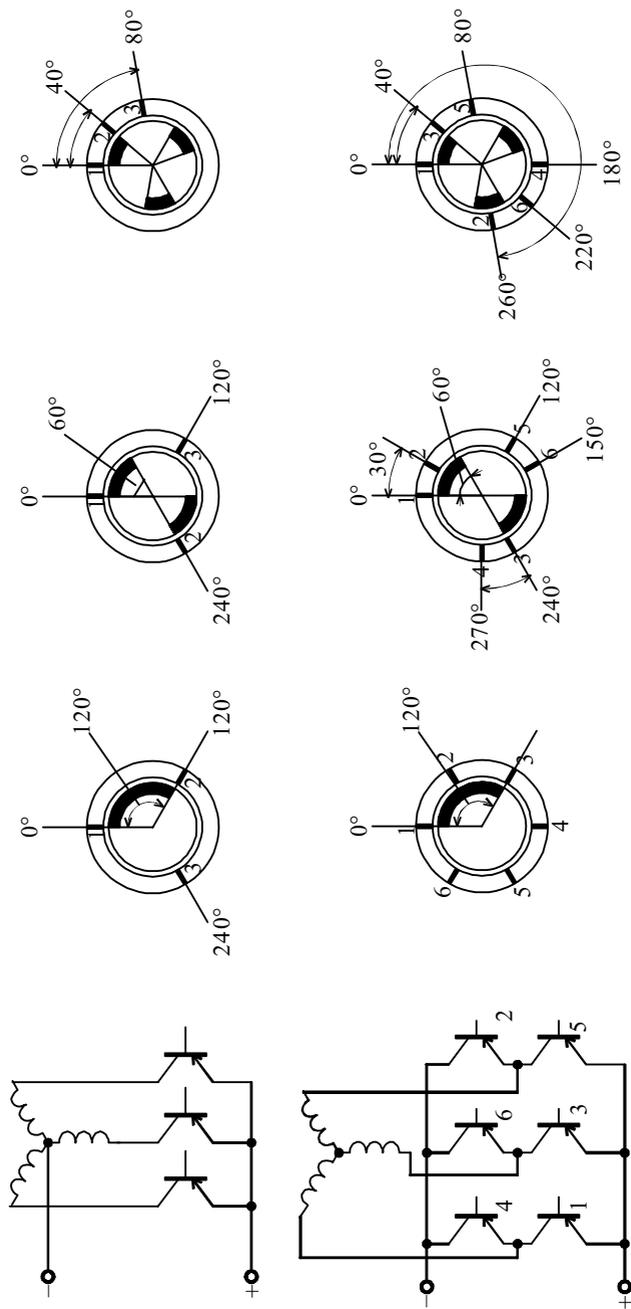


Рис. 43. Функциональные схемы ДТР трехфазных ВД при различных значениях P

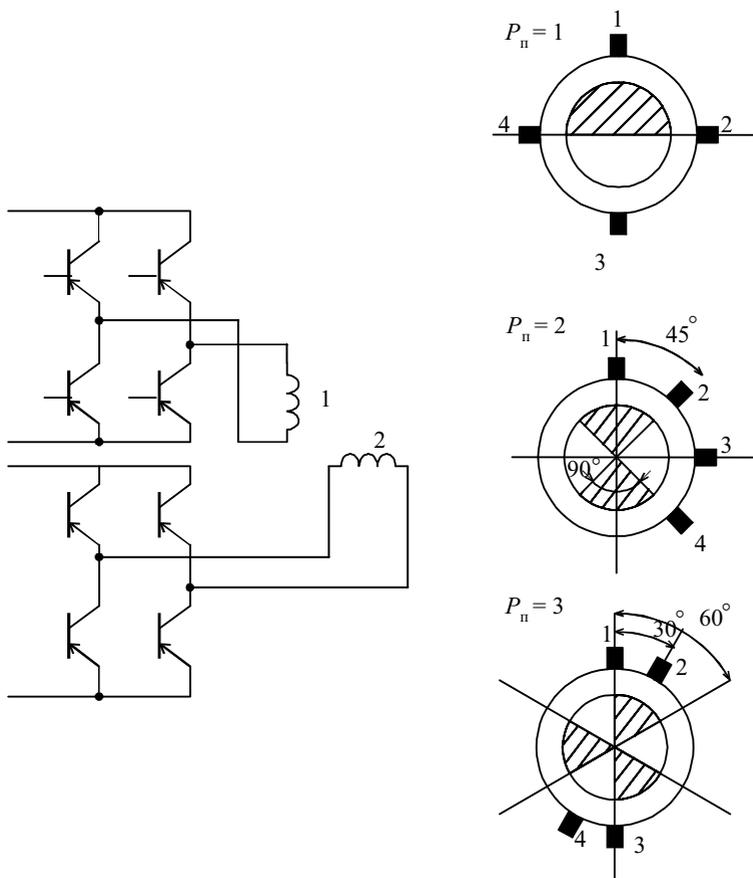


Рис. 44. Функциональные схемы ДПР двухфазных ВД при различных значениях P_n

циальные переключатели выходных обмоток ЧЭ или силовых обмоток двигателя.

По типу используемых ЧЭ ДПР делятся на следующие виды:

1. ДПР с индуктивными элементами (в качестве ЧЭ в таких ДПР используются):

– индуктивные и трансформаторные элементы с переменным воздушным зазором;

– индуктивные и трансформаторные элементы с насыщением магнитопровода потоком постоянного магнита (дроссели и трансформаторы насыщения).

Для двигателей широкого применения наилучшими свойствами в настоящее время обладают ДПР, у которых в качестве ЧЭ используют дроссели и трансформаторы насыщения с ферритовыми сердечниками, а в качестве сигнального элемента – постоянные магниты. В ряде случаев постоянные магниты устанавливают против каждого ЧЭ на обойме ДПР, а сигнальный элемент выполняют в виде немагнитного экрана, закрепленного на валу двигателя. Работа такого ДПР основана на прерывании магнитного потока возбуждения ЧЭ с помощью экрана.

Питание ДПР с индуктивными элементами производится от ГВЧ (30–100 кГц). Повышение частоты позволяет при заданных размерах ЧЭ увеличить выходную мощность и уменьшить остаточный сигнал. Для уменьшения потерь на перемагничивание следует выбирать сердечники с более узкой петлей гистерезиса.

2. ДПР с гальваномагнитными элементами (в качестве ЧЭ в таких ДПР используются):

- элементы Холла;
- магниторезисторы;
- магнитодиоды, магнитотранзисторы или магнитотиристоры.

3. ДПР с фотоэлектронными элементами (ДПР этого вида состоит из четырех основных частей: источников излучения, фотоприемников, модуляторов излучения и среды для передачи излучения).

Источниками излучения могут быть лампы накаливания, газоразрядные лампы, светодиоды и др. В качестве фотоприемников могут быть использованы фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры, фотоемкости, вентильные фотоэлементы и т. п.

Модулятор излучения связан с ротором двигателя и чаще всего представляют собой непрозрачный для излучения экран с вырезами или окнами. Модулятором может быть также отражатель излучения, например зеркало или фотофильтр.

Для передачи излучения могут быть использованы специальные среды – волокнистые светодиоды, фотолинзы и др. Среда эти могут быть как неуправляемыми, так и управляемыми. В последнем случае, воздействуя на среду управляющим сигналом, можно менять ее свойства по отношению к фотоизлучению и тем самым управлять двигателем.

4.8. Проектирование бесконтактного моментного привода

Электродвигатели серии ДБМ называются моментными, так как их конструкция оптимизирована по критерию максимума отношения пускового момента к массе (рис. 45).

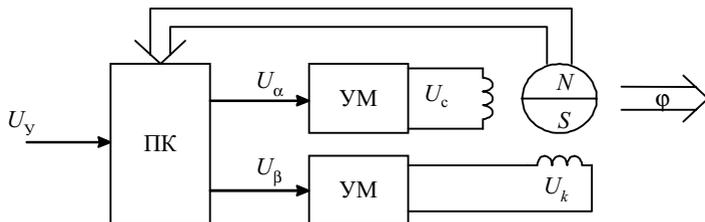


Рис. 45. Функциональная схема БМП

При работе синхронной машины (СМ) в режиме ВД структура БМП содержит преобразователь координат (ПК) и усилители мощности (УМ) по числу фаз СМ; ПК может быть выполнен по аналоговому принципу (рис. 46, а, б) или по цифроаналоговому принципу (рис. 46, в): ДПР – трех- или четырехобмоточные редуктосины серии ВТ в амплитудном режиме работы; ФЧВ – фазочувствительный выпрямитель; функциональная схема БМД показана на рис. 47.

Канал возбуждения датчика положения содержит генератор прямоугольных импульсов (ГПИ), модулятор (М) и усилитель (У).

Генератор пилообразного напряжения (ГП) осуществляет принудительную синхронизацию ШИМ каждого канала. Временные диаграммы показаны на рис. 48, а–и.

Напряжение прямоугольной формы от ГПИ с частотой F_0 поступает на модулятор и ФЧВ. Сигнал управления U_y , промодулированный частотой F_0 усиливается и подается на обмотку возбуждения ДПР; ФЧВ каждого канала выделяет огибающую выходного сигнала соответствующей фазы ДПР. Сигнал с ФЧВ подается на вход ШИМ, с выхода которого промодулированное по длительности напряжения выходных обмоток ДПР в виде последовательности импульсов с частотой F подаются на мостовой усилитель мощности (УМ), питающий соответствующую фазу двигателя.

В качестве преобразующих устройств (ПУ) аналоговых ДПР используются схемы ФЧВ (фазочувствительных выпрямителей) в сочетании с широтно-импульсными модуляторами (ШИМ). В функции ФЧВ входит

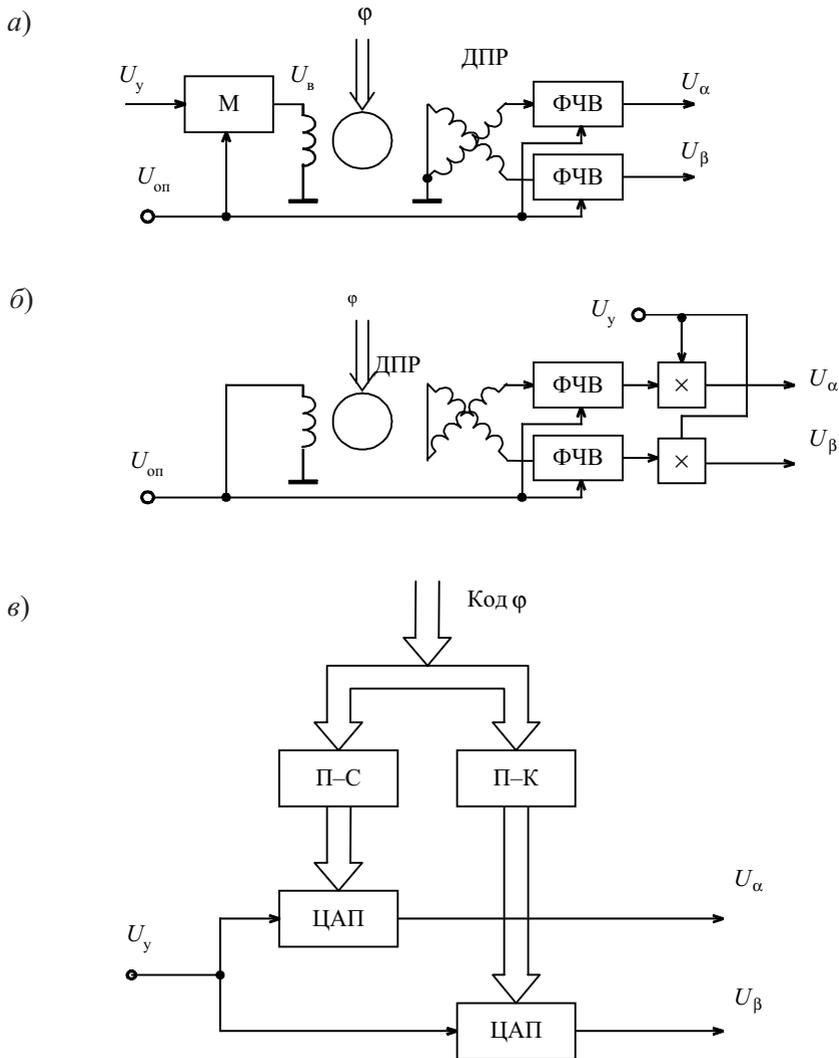


Рис. 46. Схемы преобразователя координат

выделение огибающей выходного сигнала ДПР, которая преобразуется в ШИМ в последовательности прямоугольных импульсов, управляющих силовыми ключами коммутатора.

На рис. 49 показана принципиальная схема ПУ, реализованная в схеме коммутатора БМД.

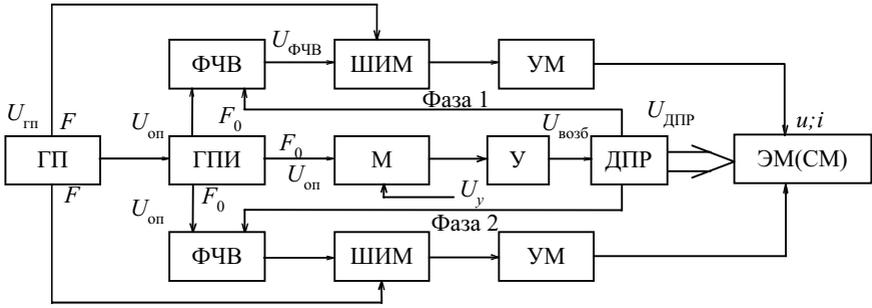


Рис. 47. Функциональная схема БМД

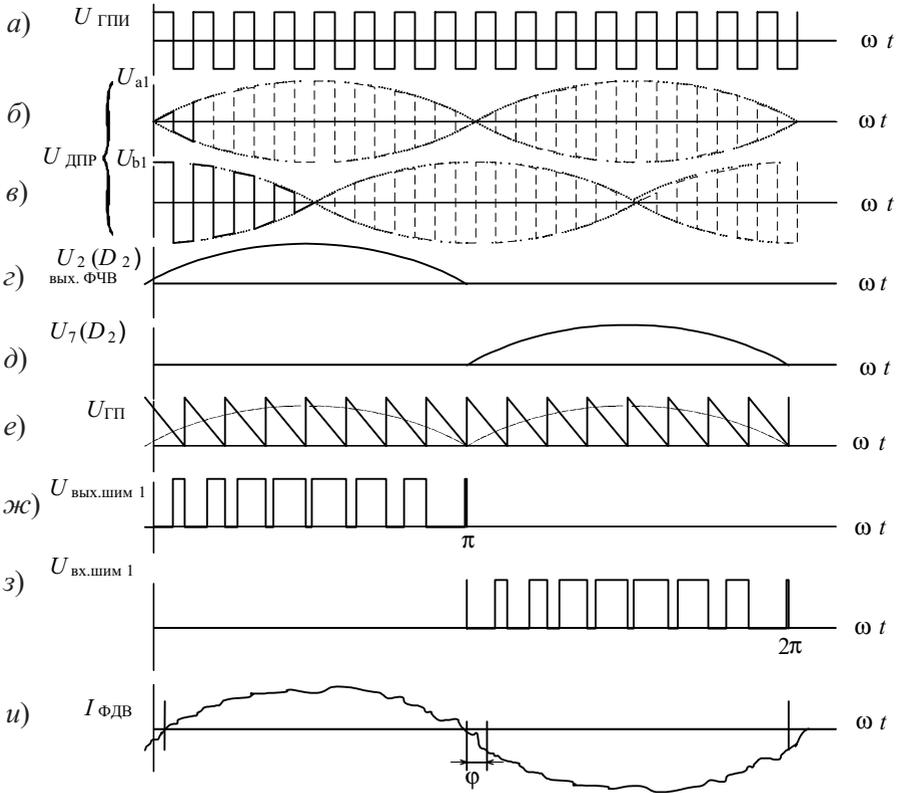


Рис. 48. Временные диаграммы, поясняющие работу ВД

Выходной сигнал одной из фаз ДПР подается на вход фазы *A* и через резисторы *R5–R14*, поступаая на ФЧВ, собранный на микросхеме *D2 K574УД2*. Туда же с целью синхронизации работы ФЧВ подается опорное напряжение частотой F_0 и генератора прямоугольных импульсов *ГПИ*, которое осуществляет одновременно питание обмотки возбуждения ДПР; ФЧВ выделяет огибающую выходного сигнала ДПР, причем на выходах 2 и 7 микросхемы *D2* имеют идентичные по форме, но сдвинутые относительно друг друга на 180° напряжения. Напряжение с *ГПИ* на вход ФЧВ подается через резисторы *R1–R4* и транзисторную сборку *D1 (1Н251А)*.

В формирователе (ШИМ) *D3* происходит сравнение положительной полуволны сигналов с ФЧВ с пилообразным напряжением, подаваемым на входы 3 и 7 формирователя *D3*. Длительности импульсов на выходе ШИМ пропорциональны амплитуде выходного сигнала с ФЧВ. При этом фронт формируемого импульса соответствует моменту прихода очередного импульса с генератора пилообразного напряжения *ГП* и на входы 3 и 8 формирователя *D3*. Момент совпадения значений выходных напряжений соответствует срезу импульса на выходе ШИМ. Таким образом, на входе 2 формирователя *D3* имеем последовательности импульсов, сформированных в соответствии с формой положительной полуволны, а на выходе 7 – в соответствии с формой отрицательной полуволны огибающей

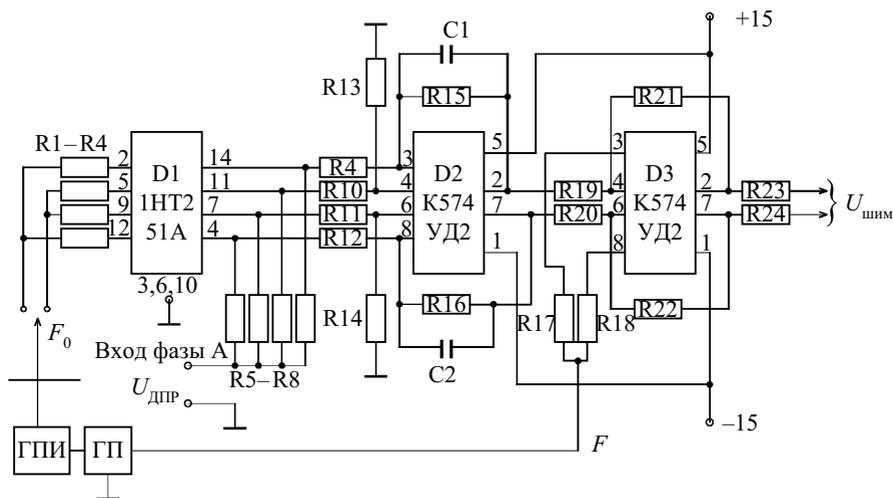


Рис. 49. Принципиальная электрическая схема преобразующего устройства для одной фазы ВД

напряжения с ДПР. С выхода ШИМ через резисторы $R23$ и $R24$ последовательности импульсов подается на усилитель мощности (УМ).

На рис. 49 приведена схема ПУ одной фазы. ПУ другой фазы выполнена аналогично. Частота коммутации ШИМ, определяемая частотой F , обычно выбирается в пределах 3 – 10 кГц.

Если аналоговый ДПР рассмотренной конструкции используется в ВД с дискретной коммутацией, то ПУ в этом случае упрощается. Выходной сигнал с ФЧВ поступает на пороговое устройство, где сравнивается с напряжением уставки. В результате на УМ поступают импульсы заданной длительности. Меняя напряжение уставки, можно изменять ширину коммутационной зоны. При этом на входе ДПР желательно иметь пилообразный сигнал, что достигается выполнение сигнального элемента на роторе с полюсной дугой равной 90° .

4.9. Векторная диаграмма вентильного двигателя

Уравнение равновесия напряжения цепи обмотки статора будет

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_0 + j\dot{I}_d x_a + j\dot{I}_q x_a + j\dot{I} x_{S1} + j\dot{I} r_1; \quad (116)$$

$$I_q = \frac{U_1 x_1 \sin \theta + (U_1 \cos \theta - E_0) r_1}{x_1^2 + r_1^2},$$

где $x_1 = x_a + x_{S1}$ – синхронное индуктивное сопротивление фазы.

Векторная диаграмма, соответствующая уравнению (116), показана на рис. 50.

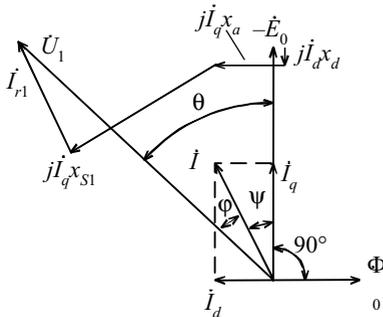


Рис. 50. Векторная диаграмма ВД

Электромагнитная мощность каждой фазы:

$$P_{эм} = E_0 I_q = \frac{E_0}{x_1^2 + r_1^2} \times [U_1 (r_1 \cos \theta + x_1 \sin \theta) - E_0 r_1]. \quad (117)$$

Вращающий момент двигателя:

$$M = m_1 P_{эм} / \omega; \quad \omega = \frac{2\pi f}{P_{п}} \quad (118)$$

$$E_0 = 4,44fk_0W_1\Phi_0 = 4,44\frac{m\omega}{2\pi}k_0W_1\Phi_0 = k_pW_1\Phi_0, \quad (119)$$

где $k_p = \frac{4,44}{2\pi}k_0W_1$.

Подставим в (118) выражения (117) и (119) и получим

$$M = \frac{m_1P_{\pi}k\Phi_0}{x_1^2 + r_1^2} [U_1(r_1 \cos \theta + x_1 \sin \theta) - kp_{\pi}\omega\Phi_0r_1]. \quad (120)$$

Положив в (120) $\omega = 0$ и, учтя, что при неподвижном роторе $f = 0$, а, следовательно, и $x_1 = 0$ определим выражение для пускового момента:

$$M_{\pi} = \frac{m_1P_{\pi}k\Phi_0}{r_1}U_1 \cos \theta. \quad (121)$$

Откуда видно, что наибольший пусковой момент будет при $\theta = 0$.

При $\Omega \neq 0$ наибольшее значение электромагнитной мощности и вращающего момента, как видно из векторной диаграммы, имеет место при $\theta = \varphi$, т. е. когда ток находится в фазе с ЭДС E_0 , так как

$\varphi = \arctg \frac{x_1}{r_1} = \arctg \frac{2\pi fL_1}{r_1}$ зависит от частоты f , т. е. от скорости вращения ротора некоторое значение угла θ окажется оптимальным лишь для одной скорости вращения. Поэтому в реверсивных двигателях и двигателях с частым пуском устанавливают $\theta = 0$ (иногда говорят $\beta = 0$), что равносильно установке щеток в двигателе постоянного тока на геометрической нейтральной.

Считая в (120) $\theta = 0$ для малых скоростей вращения при $x_1 \ll r_1$, найдем

$$M = \frac{m_1P_{\pi}k\Phi_0}{r_1}(U_1 - kP_{\pi}\omega\Phi_0). \quad (122)$$

Заменив $P_{\pi}k\Phi_0 = k_{эм}$, получим выражение для механической характеристики

$$\Omega = \frac{U_1}{k_{эм}} - \frac{r_1}{m_1k_{эм}^2}M \quad (123)$$

– идентичное выражение для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Казалось бы, и характеристики БД должны совпадать с характеристиками обычного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Однако они совпадают лишь при относительно небольших скоростях вращения ротора в двигательном режиме, как это видно из рис. 51, где построено семейство механических характеристик, соответствующих уравнению

$$M = \frac{m_1 P_n k \Phi_0}{x_1^2 + r_1^2} (U_1 - k P_n \omega \Phi_0), \quad (124)$$

полученному из (120) при $\theta = 0$.

На рис. 52 показано влияние на вид механических характеристик индуктивного сопротивления обмоток $\omega_0 L_1 / r_1$; $\Omega_0 = U_1 / k_{\Sigma M}$ – скорость идеального холостого хода, полученная из (123) при $M = 0$.

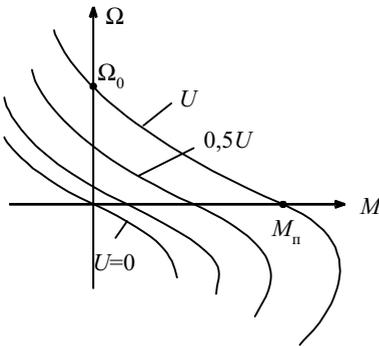


Рис. 51. Механические характеристики ВД

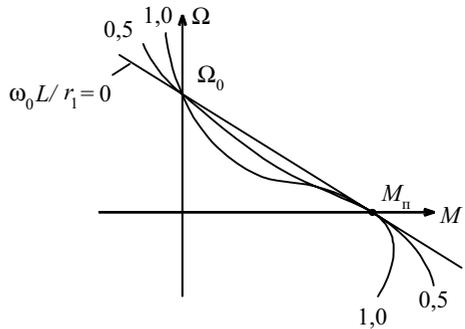


Рис. 52. Механические характеристики ВД при различных отношениях $\omega_0 L_1 / r_1$

Таким образом, механические характеристика БД совпадают с механическими характеристиками ДПТ при условии $L_1 \rightarrow 0$.

4.10. Передаточная функция ВД

Уравнение движения ВД

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_c. \quad (125)$$

Подставим в него $M = \frac{m_1 k}{r_1} (U_1 - k \Omega)$ и получим

$$\left(\frac{Jr_1}{m_1 k^2} p + 1 \right) \Omega(p) = \frac{1}{k} U_1(p).$$

Для реверсивного двигателя выражение передаточной функции

$$k_{\text{дв}} = \frac{1}{k}; \quad T_M = \frac{Jr_1}{m_1 k^2} \quad (126)$$

$$W(p) = \frac{\Omega(p)}{U_1(p)} = \frac{k_{\text{дв}}}{T_M p + 1}. \quad (127)$$

Для нереверсивного БД

$$k'_{\text{дв}} = \frac{\cos \theta}{k}. \quad (128)$$

4.11. Методика проектирования БМП для замкнутых систем автоматического управления

Основные этапы проектирования:

1. Выбор вида привода (редукторный или безредукторный) и механической передачи.
2. Выбор типономинала двигателя и схемы управления его.
3. Проектирование преобразователя координат и усилителей мощности.
4. Расчет теплоотводов.
5. Проектирование регулятора.
6. Конструирование узлов БМП и всей системы управления.

Рассмотрим более подробно первые четыре этапа, ориентируясь на базовую схему управления БМП (при непрерывном способе управления). Особенности расчета БМП с дискретным способом управления указаны отдельно.

При выборе безредукторного привода решающим являются требования высокой точности и большого срока службы. Редукторный привод имеет обычно лучшие массогабаритные показатели и меньшее потребление.

Для безредукторного привода выбор типономинала осуществляется по требуемому пусковому моменту $M_{\text{п}}$, который находится по заданному коэффициенту линейности (плавности) $k_{\text{пл}}$, отражающему допустимую зону нечувствительности регулировочной характеристики

$$k_{\text{пл}} = M_{\text{п}} / M_{\text{ст}} = 3 - 20, \quad (129)$$

где $M_{ст}$ – максимальный статический момент (трение, небаланс и т. п.) на валу двигателя. Минимальное значение этого коэффициента выбирается для грубых систем, а *максимальное* – для *особоточных следящих систем*. С учетом коэффициента $k_{пл}$ требуемый пусковой момент определяется из условий.

$$M_{п} \geq k_{пл} M_{ст}; \quad M_{п} \geq M_{ст} + J_{\Sigma} \epsilon,$$

где ϵ – максимальное требуемое ускорение объекта управления, приведенное к валу двигателя.

По требуемому $M_{п}$ с помощью табл. 1 и 3, приведенных в [3], подбираются варианты двигателей и схемы их включения.

Для редукторного привода выбор типоминнала двигателя выбирается по методике проектирования привода постоянного тока [4].

Проверкой правильности выбора моментного двигателя серии ДБМ является допустимая температура обмотки (т. е. проверка на нагрев).

Этап выбора типоминнала двигателя завершается нахождение мощности электрических потерь в обмотке статора.

Для этого вычисляют эквивалентный момент M_3 зависящий от задающего воздействия:

– для трапецеидального характера задающего воздействия M_3 определяется по методике, приведенной в [4];

– для гармонического задающего воздействия этот момент определяется выражением

$$M_{эк} = \sqrt{\left(\frac{M_{ст.н}}{i\eta_{ред}} + M_{ст} \right)^2 + \frac{1}{2} (J_{\Sigma} \epsilon)^2}. \quad (130)$$

Эта формула справедлива и для безредукторного привода ($i = 1; \eta_{ред} = 1$).

Далее по эквивалентному моменту определяется мощность основных потерь в обмотке статора, равная мощности потерь от синфазной составляющей фазного тока:

$$P_M^* = P_{MS}^* = \frac{P_{MS}}{P_{Mп}} = \left(\frac{M_3}{M_{п}} \right)^2. \quad (131)$$

Мощность дополнительных потерь, вызванная квадратурной составляющей фазного тока и его высшими гармониками, определяется на последующем этапе проектирования усилительно-преобразовательного устройства.

Третий этап начинается с выбора преобразователя координат. Схема фазочувствительного выпрямителя (ФЧВ) для аналогового ПК (см. рис. 48, а и б) зависит от частоты вращения.

При высокой частоте вращения двигателя, определяемой приближенной формулой

$$\Omega > 0,023/(p_{\Pi}T_{\Sigma}), \quad (132)$$

где p_{Π} – число пар полюсов СМ; T_{Σ} – электромагнитная постоянная времени фазы. Меньшие потери в обмотке статора обеспечивает ФЧВ с фильтром нижних частот, а при низких частотах вращения предпочтителен ФЧВ с запоминающим элементом, называемым также схемой выборки-хранения. Далее находят параметры самого ФЧВ. Можно показать, что для ФЧВ с фильтром нижних частот существует некоторое оптимальное значение постоянной времени, при которой потери в обмотке двигателя минимальны. Действительно, при большой постоянной времени потери за счет пульсации выпрямленного напряжения на выходе ФЧВ могут составлять 40–60%, что, как правило, приводит к неудовлетворительной работе усилителя мощности.

Поэтому на практике параметры ФЧВ определяют, задаваясь допустимым значением относительной амплитуды пульсации выходного напряжения, отнесенной к амплитуде среднего значения этого напряжения (рис. 53)

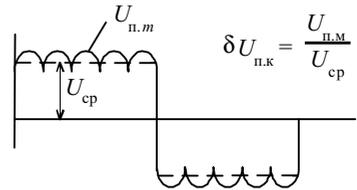


Рис. 53. Фазное напряжение ВД

$$\delta U_{п.к} = 0,2 \div 0,3.$$

Эта величина связана с параметрами ФЧВ следующими соотношениями:

– для ФЧВ с фильтром первого порядка

$$\delta U_{п.к} = \frac{r}{3T_{н.ч}\omega_B^2}; \quad (133)$$

– для ФЧВ с фильтром второго порядка

$$\delta U_{п.к} = \frac{r}{3T_{н.ч}^2\omega_B^2}; \quad (134)$$

– для ФЧВ с запоминающим элементом

$$\delta U_{п.к} = \frac{2 p_{п} \Omega}{\omega_{в}}, \quad (135)$$

где $T_{п.ч.}$ – постоянная времени фильтра; ω_0 – частота возбуждения ДПР; ξ – коэффициент демпфирования фильтра второго порядка; r – параметр, принимающий значение $r = 1$ при амплитудном режиме работы ФЧВ и $r = 2$ – при фазовом; Ω – угловая скорость ротора.

Таким образом, задаваясь $\delta U_{п.к.}$, вычисляют требуемое значение постоянной времени $T_{п.ч.}$ и минимальную частоту возбуждения $\omega_{в.}$ Вообще же частоту возбуждения стремятся выбрать возможно выше, так как при этом мощность потерь за счет пульсаций фазного напряжения, уменьшаются, однако для редуктосина серии ВТ не рекомендуется принимать частоту возбуждения близко к верхней границе рабочих частот из-за возможного искажения формы выходных напряжений.

Потери от квадратурного тока $P_{мс}$, вызванные запаздыванием в усилительно преобразовательном устройстве, обычно рассчитывают по приближенной формуле

$$P_{мс}^* = \frac{P_{мс}}{P_{мп}} = (p_{п} \Omega)^2 T_y^2. \quad (136)$$

При гармоническом задающем воздействии можно принять эквивалентную (среднеквадратичную) угловую скорость ротора

$$\Omega = \Omega_{эқв} = \Omega_p / \sqrt{2}. \quad (137)$$

В формуле (136):

$$T_y = T_{п.к} + T_{у.м},$$

где $T_{п.к.}$, $T_{у.м}$ – эквивалентные постоянные времени ПК и УМ соответственно.

Для ФЧВ с фильтром нижних частот можно принять: $T_{п.к} = T_{п.ч}$ – для фильтра первого порядка; $T_{п.к} = 2\xi T_{п.ч}$ – для фильтра второго порядка. Для ФЧВ с запоминающим элементом $T_{п.к} = \pi / \omega_{в.}$

Высшие гармоники фазного тока образуются за счет пульсаций на выходных ФЧВ и широтно-импульсного преобразователя, нелинейности характеристик узлов ПУ, отклонений от синусоидальности выходных напряжений ДПР и ЭДС вращения синхронной машины, помех в каналах управления и т. д. Особенно большие помехи создаются при глубокой тахометрической ОС.

Мощность потерь в обмотке от высших гармоник вычисляется по формуле

$$P_{\text{МГ}}^* = \frac{P_{\text{МГ}}}{P_{\text{МП}}} = \frac{1}{2} \sum_{v=1}^n \frac{\delta U_{rv}^2}{1 + T_{\Phi}^2 \omega_{rv}^2}, \quad (138)$$

где δU_{rv} и ω_{rv} – относительная амплитуда и частота каждой из составляющих гармоник (при условии $U_v = \frac{U_1}{v}$.)

Практически суммарные дополнительные потери $P_{\text{мд}}^* = P_{\text{мс}}^* + P_{\text{мг}}^*$ трудно сделать ниже 0,03–0,05.

4.12. Выбор усилителя мощности

При мощности до 60–100 Вт применяют более простые и не создающие помех линейные усилители, а при большей мощности – транзисторные усилители мощности, работающие в режиме широтно-импульсной модуляции. В последнем случае в состав дополнительных потерь в обмотке статора следует включить потери за счет широтной модуляции фазного напряжения.

Для линейных усилителей мощности требуется вычислить среднюю мощность, рассеиваемую на каждом силовом транзисторе..

При гармоническом задающем воздействии эту мощность можно вычислить

$$P_{\text{T}} = (P_{\text{S}} - P_{\text{эКВ}} - P_{\text{МС}} - P_{\text{мС}}) / n_{\text{T}}, \quad (139)$$

где n_{T} – общее число силовых транзисторов во всех усилителях мощности; $P_{\text{S}} = I_{\text{S}} U_{\text{с}}$ – мощность, потребляемая БМП от силового источника (сети) напряжением; $P_{\text{эКВ}}$ – эквивалентная (среднеквадратичная) мощность на валу двигателя; I_{S} – средний ток, потребляемый двигателем.

Мощность, потребляемая БМП, будет

$$P_{\text{S}} = \frac{4}{\pi} U_{\text{с}} \sqrt{(P_{\text{МС}} + P_{\text{мС}}) / (k_0 R_0)}, \quad (140)$$

а эквивалентная механическая мощность

$$P_{\text{эКВ}} = M_{\text{эКВ}} \Omega_{\text{эКВ}}, \quad (141)$$

где $\Omega_{\text{эКВ}}$ – эквивалентная (среднеквадратичная) угловая скорость.

Потери в обмотке статора от синфазной P_{ms} и квадратурной P_{mc} составляющих фазных токов вычисляются по формулам (131) и (136), соответственно, в которых для гармонического задающего воздействия следует подставлять эквивалентные (среднеквадратичные) значения $M = M_{\text{экр}} \text{ и } \Omega = \Omega_{\text{экр}} = \Omega_p / \sqrt{2}$. По средней мощности (139) рассчитывают теплоотвод для усилителей мощности.

Однако для БМП расчет теплоотвода выполняется не только для усилителей, но и для двигателя. При этом задаются допустимой температурой обмотки $T_{об}$, (которая должна быть ниже предельной максимальной допустимой температуры $T_{пр}$) и в соответствии с уравнением теплового баланса вычисляют допустимую температуру статора $T_{ст}$ и требуемое тепловое сопротивление радиатора и перехода статор – радиатор $R_{п}$:

$$T_{ст} = T_{об} - R_{т}R_{з}; \quad R_{р} + R_{п} = (T_{ст} - T_{ср})/P_{з}, \quad (142)$$

где $R_{т}$ – тепловое сопротивление статора (см. табл. 1 в [3]); $T_{ср}$ – температура окружающей среды.

По тепловому сопротивлению радиатора с помощью известных методик определяют его конструкцию и площадь, а также решают вопрос о необходимости обдува и жидкостного охлаждения.

Если габариты или масса теплоотвода чрезмерно велика, то необходимо выбирать двигатель большего габарита, руководствуясь приближенным правилом о том, что для всех двигателей серии ДБМ мощность потерь в обмотке при заданном моменте обратно пропорциональна квадрату массы двигателя.

Методика проектирования БМП с дискретным управлением в принципе аналогична рассмотренной, однако при этом используются более простые ДПП и другие схемы преобразователей координат. Кроме того, при расчете мощности потерь в обмотке по формуле (138) следует учесть дополнительные высшие гармоники.

Отличие формы фазного напряжения от гармонической может ухудшить энергетические показатели привода и потребовать увеличения теплоотвода двигателя.

Электроприводы на основе вентильных двигателей находят самое широкое применение и выполняются на мощности от единиц до миллионов ватт. Широко применяются эти электроприводы и в станкостроении для приводов подач и для приводов главного движения.

Для приводов подач применяются вентильные двигатели с магнито-электрическим возбуждением, а для приводов главного движения – с электромагнитным возбуждением.

Электроприводы на основе вентильных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов имеют массу и габариты на один–два порядка меньше высокомоментных электроприводов с коллекторными двигателями постоянного тока.

Электроприводы на основе вентильных двигателей с электромагнитным возбуждением имеют массу и габариты на 15–30% меньше электропривода с коллекторным двигателем постоянного тока.

В качестве примера можно привести электроприводы на основе вентильных двигателей фирмы “Сименс”, мощностью от 3,7 до 100кВт, применяемых в приводах главного движения станков.

Диапазон регулирования скорости, который могут обеспечить электроприводы на основе вентильных двигателей, очень высок и может достигать 1:50000.

Важная особенность электроприводов на основе вентильных двигателей – это малый момент инерции ротора двигателей. Уменьшение момента инерции позволяет повысить быстродействие электропривода в целом при этом удается повысить ускорение при пусках и торможениях при меньших пусковых токах, что очень важно для обеспечения надежной работы транзисторов преобразователей частоты, входящих в состав вентильных двигателей.

Перечисленные выше достоинства электроприводов на основе вентильных двигателей говорят о значимости разработки и реализации методик проектирования этих электроприводов.

Библиографический список

1. *Лебедев А. М., Орлова Р. Т., Пальцев А. В.* Следящие электроприводы станков с ЧПУ. М.: Энергоатомиздат, 1988. 223 с.
2. *Зимин Е. Н., Яковлев В. И.* Автоматическое управление электроприводами: Учеб. пособие для студентов вузов. М.: Высш. шк., 1979. 318 с.
3. *Беленький Ю. М., Микеров А. Г.* Выбор и программирование параметров бесконтактного привода. Л.: ЛДНТ, 1990. 24 с.
4. *Мартынов А. А.* Вентильный электропривод роботов. Расчет и проектирование систем тиристорного электропривода: Учеб. пособие/ ЛИАП. Л., 1991. 92 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К НИМ	5
1.1. Классификация электроприводов	5
1.2. Основные технические требования к ЭП роботов и станков с ЧПУ	8
2. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ	16
2.1. Влияние отрицательной обратной связи на быстродействие электропривода	16
2.2. Амплитудно-фазочастотные характеристики	18
2.3. Логарифмические амплитудно-фазочастотные характеристики	20
3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ, СТАБИЛИЗИРОВАН- НЫХ ПО СКОРОСТИ И С ОГРАНИЧЕНИЕМ ТОКА И УСКОРЕНИЯ	26
3.1. Электроприводы постоянного тока с отрицательной обратной связью по напряжению	26
3.2. Электроприводы с отрицательной обратной связью по скорости двигателя	29
3.3. Электроприводы с положительной обратной связью по току якоря двигателя	30
3.4. Электроприводы с отрицательной обратной связью по напряжению и положительной обратной связью по току якоря	31
3.5. Электроприводы с отрицательной обратной связью по скорости и положительной обратной связью по току якоря	33
3.6. Двухконтурная система подчиненного регулирования с пропор- циональным регулятором скорости	34
3.7. Ограничение уровня сигналов управления	35
3.8. Статические характеристики электропривода постоянного тока с “отсечками”	38
3.9. Упреждающее токоограничение	40
3.10. Регулируемое токоограничение (регулятор мощности)	44
3.11. Описание систем регулирования тока якоря в тиристорных электроприводах	47
3.12. Расчет параметров регулятора тока якоря	49
3.13. Расчет параметров регулятора скорости в однократно- и двукратноинтегрирующих системах	52
3.14. Ограничение ускорения при программном управлении ЭП	57
4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА ОСНОВЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ	60
	95

4.1. Классификация вентильных двигателей	60
4.2. Принцип работы ВД	61
4.3. Вентильный двигатель малой мощности	62
4.4. "Реверсивный" трехфазный вентильный двигатель	67
4.5. Управление режимами работы ВД	71
4.6. Вентильный двигатель средней и большой мощности	73
4.7. Датчик положения ротора дискретного типа	75
4.8. Проектирование бесконтактного моментного привода	80
4.9. Векторная диаграмма вентильного двигателя	84
4.10. Передаточная функция ВД	86
4.11. Методика проектирования БМП для замкнутых систем автома- тического управления	87
4.12. Выбор усилителя мощности	91
Библиографический список	94