

В.И.Доманов

А.В.Доманов

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ (СИЛОВОЙ КАНАЛ)

Учебное пособие.





В.И.Доманов
А.В.Доманов

ЭЛЕМЕНТЫ
СИСТЕМ АВТОМАТИКИ
(СИЛОВОЙКАНАЛ)

Учебное пособие.

2007



УДК 62-83.001.63(075)

ББК 31.291 я7

Э45 "

Рецензенты - кафедра аэронавигации и радиоэлектронного оборудования УВАУГА (институт) (зав. кафедрой, канд. техн. наук, профессор Е. В. Антонец); д-р техн. наук Кузнецов А. В.

Утверждено редакционно-издательским советом университета в качестве учебного пособия.

Э 45 Элементы систем автоматики (силовой канал) : учебное пособие/
сост. В. И. Доманов, А. В. Доманов. - Ульяновск : УлГТУ, 2007. -Т07 с.
ISBN 978-5-9795-0045-4

Излагаются основные свойства элементов силового канала электропривода. Дано описание их работы с выводом передаточных функций. Рассмотрены особенности работы современных силовых элементов и методы их расчета.

Пособие предназначено для студентов, изучающих элементы систем электроприводов (специальность 14060465).

Работа подготовлена на кафедре «Электропривод и автоматизация промышленных установок».

УДК 62-83.001.63(075)

ББК 31.291 я7

ISBN 978-5-9795-0045-4

© Доманов В. И., Доманов А. В., составление, 2007

© оформление. УлГТУ, 2007

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
1. Исполнительные двигатели	5
1.1 Расчет параметров и составление уравнения двигателя постоянного тока	5
1.2 Развернутая структурная схема ДПТ для однозонного АЭП	9
1.3 Развернутая структурная схема ДПТ для двухзонного АЭП	11
1.4 Расчет параметров и составление уравнений механической части привода	16
1.5 Составление уравнений обобщенного асинхронного двигателя	19
1.6 Анализ асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором	26
1.7 Расчет параметров и составление уравнений асинхронного двигателя, управляемого напряжением	31
1.8 Расчет параметров и составление уравнения двухфазного асинхронного двигателя	32
1.9 Вентильный двигатель и элементы его теории	35
2. Усилители мощности	39
2.1 Расчет параметров и составление уравнения генератора постоянного тока	39
2.2 Основные параметры и передаточная функция электромашинного усилителя	43
2.3 Основные параметры и передаточные функции магнитных усилителей	45
2.4 ШИП (шиотно-импульсный преобразователь)	48
2.5 Управляемые выпрямители	51
2.6 Преобразователи частоты для асинхронного электропривода	57
2.6.1 Основные типы преобразователей	57
2.6.2 Широтно-импульсные преобразователи с синусоидальной модуляцией напряжения	60
2.6.3 Широтно-импульсные преобразователи, формирующие фазные токи	62
2.6.4 Пространственно-векторная модуляция	65
2.6.5 Непосредственные преобразователи частоты	70
3. Источники питания, силовые ключи, элементы защиты	74
3.1 Источники электроэнергии	74
3.2 Источники энергии ограниченной мощности	76
3.3 Современные силовые IGBT транзисторы и цепи их управления	78
3.4 Ограничение перенапряжения на силовых ключах	84
3.5 Защитные варисторы	87
3.6 Защитные диоды	94
3.7 Влияние «длинного кабеля» на работу электроприводов с IGBT-инверторами	101
Заключение	106
Библиографический список	107

ВВЕДЕНИЕ

Современный автоматизированный электропривод (АЭП) представляет собой сложную систему, состоящую из элементов различного типа и принципа действия. Эти элементы можно разделить на две группы по энергетическому принципу [1]:

- силовые элементы (источники энергии, элементы защиты, силовые преобразователи, исполнительные элементы);
- управляющие элементы (датчики координат, регуляторы, согласующие и задающие элементы).

Синтез АЭП начинается с формирования технических требований. Исходя из них производится выбор конкретных элементов, на основе которых создается электропривод, удовлетворяющий заданным требованиям. Технические характеристики можно разделить на несколько групп [2]:

1. Статические характеристики: коэффициенты передачи, диапазоны изменения входных и выходных сигналов, линейность характеристик, наличие нелинейностей и т. д.
2. Динамические характеристики: частотные характеристики, полоса пропускания, параметры переходного процесса (перерегулирование, время регулирования, колебательность), запасы устойчивости.
3. Точностные характеристики: статическая и динамическая точность, величины ошибок, влияние возмущений.
4. Эксплуатационные характеристики: стабильность параметров, устойчивость к возмущениям, надежность, ресурс работы, ремонтпригодность и взаимозаменяемость, вес, габариты.
5. Экономические характеристики: стоимость.
6. Энергетические характеристики: энергопотребление, КПД, допуски на изменения параметров источника энергии.

Правильный и согласованный выбор элементов конкретного АЭП позволяет обеспечить выполнение поставленных технических требований с минимальными затратами. Большое разнообразие элементов в каждой из групп позволяет в большинстве случаев создать АЭП с требуемыми характеристиками.

Группу силовых элементов АЭП можно разделить на следующие подгруппы:

- источники питания;
- элементы защиты силовых цепей;
- управляемые преобразователи;
- исполнительные элементы.

Изучение принципов действия различных элементов позволяет определить их основные характеристики и возможность использования для построения конкретных систем АЭП.

1. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

1.1 Расчет параметров и составление уравнения двигателя постоянного тока

Наибольшее использование в электроприводах, работающих на постоянном токе, имеют двигатели с независимым возбуждением. Эти двигатели, управляемые изменением напряжения на якоре, позволяют получить широкий диапазон регулирования скорости вращения, благодаря чему широко применяются в качестве исполнительных элементов во многих производственных механизмах и в силовых следящих системах.

Принципиальная схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением показана на рис. 1.1. Рассмотрим статический режим работы двигателя. В этом случае без учета реакции якоря для двигателя можно записать [3]:

$$u_D = e_D + r_{я.ц} i_{я}; \quad (1.1)$$

$$e_D = c_e \Phi_B n; \quad (1.2)$$

$$M = c_m \Phi_B i_{я}. \quad (1.3)$$

В уравнениях (1.1) - (1.3) приняты следующие обозначения: u_D - величина напряжения на якоре двигателя, [В]; $i_{я}$ - величина тока якоря, [А]; $r_{я.ц}$ - величина сопротивления цепи якоря, [Ом]; e_D - ЭДС вращения, [В]; Φ_B - величина потока возбуждения, [Вб]; n - скорость вращения двигателя, [об/мин]; M - момент, развиваемый двигателем, [Н·м]; $c_e = \frac{pN}{a \cdot 60}$; $c_m = \frac{pN}{2\pi a}$ - конструктивные постоянные [p - число пар полюсов двигателя; N - число активных проводников якоря (равно удвоенному числу витков обмотки якоря); a - число пар параллельных ветвей обмотки якоря].

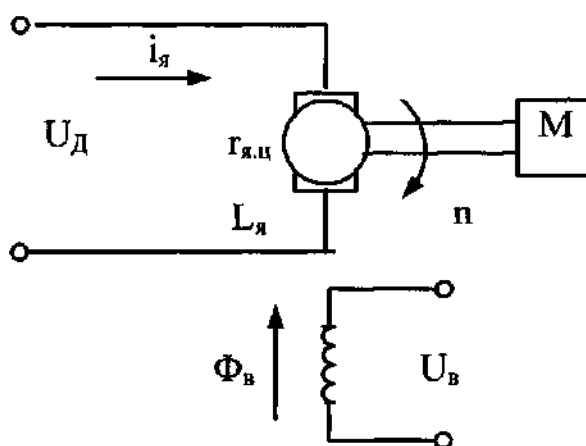


Рис. 1.1. Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением

В установившемся режиме момент двигателя уравнивается приведенным к валу статическим моментом сопротивления M^c , т. е. в этом случае $M = M^c$.

Следует обратить внимание на соотношение

$$\frac{c_e}{c_M} = \frac{2\pi}{60} = 0,105, \quad (1.4)$$

которое может использоваться в расчетах.

Из (1.1) - (1.3) получаем уравнение механической характеристики двигателя в виде

$$n = \frac{u_D}{c_e \Phi_B} - \frac{r_{я.ц} i_{я}}{c_e \Phi_B} \quad (1.5)$$

или

$$n = \frac{u_D}{c_e \Phi_B} - \frac{r_{я.ц} M}{c_e c_M \Phi_B^2}. \quad (1.6)$$

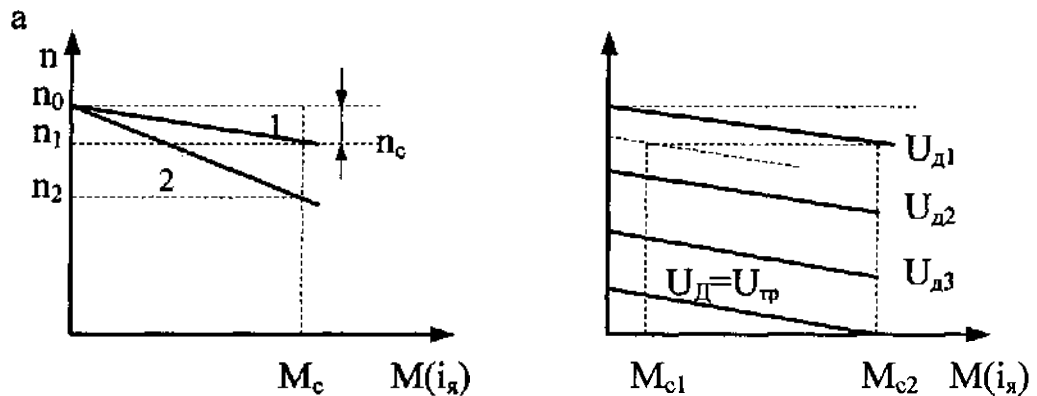


Рис. 1.2. Механические характеристики двигателя с независимым возбуждением; а - изменение сопротивления в якорной цепи; б - изменение напряжения на якоре

В формулах (1.5) и (1.6) в правой части первый член соответствует скорости вращения при идеальном холостом ходе ($M = 0, i_{я} = 0$), а второй - снижению скорости вращения двигателя под нагрузкой.

Механическая характеристика двигателя при $\Phi_B = const$ и $u_D = const$ выражается уравнением прямой (рис. 1.2, а, прямая 1). При увеличении сопротивления якорной цепи жесткость механической характеристики двигателя ухудшается (прямая 2).

Конструктивные постоянные двигателя можно определить по его номинальным данным. Из уравнения (1.5)

$$c_e = \frac{U_{Д.ном} - r_{я.ц} I_{я.ном}}{\Phi_{В.ном} n_{ном}}. \quad (1.7)$$

Для определения c_e можно воспользоваться также формулой

$$c_e = \frac{U_{Д.ном}}{\Phi_{В.ном} n_0}, \quad (1.8)$$

где n^0 - скорость вращения при идеальном холостом ходе, определенная по механической характеристике при $u_D = U_{Д.ном}$.

Из уравнения (1.3) получаем выражение

$$c_M = \frac{M_{ном}}{\Phi_{В.ном} I_{я.ном}} \quad (1.9)$$

Момент $M_{ном}$ можно определить по механической характеристике при $n = n_{ном}$ или по формуле

$$M_{ном} = 9,55 \frac{P_{ном}}{n_{ном}}, \quad (1.10)$$

где $P_{ном}$ - номинальная мощность на валу двигателя, [Вт].

Формулы (1.7) - (1.9) используются для приближенного вычисления постоянных c^e и c^M , так как номинальные данные для двигателей представляют собой усредненные величины.

Составим уравнение динамики двигателя в отклонениях при $\Phi^B = const$, не учитывая для упрощения реакцию якоря. За входную величину примем напряжение на якоре, а за выходную - скорость вращения.

Считаем, что момент сопротивления на валу двигателя не зависит от скорости вращения. Введем обозначения:

$$c_e \cdot \Phi_B = c_{eД}; \quad c_M \cdot \Phi_B = c_{MД}. \quad (1.11)$$

Для цепи якоря, учитывая, что $e_D = c_{eД} n$, при нулевых начальных условиях запишем

$$U_D(p) = c_{eД} n(p) + r_{я.ц} I_я(p) + L_я p I_я(p). \quad (1.12)$$

Заменив в формуле для динамического момента двигателя $M_{дин} = \frac{J d\omega_D}{dt}$ угловую скорость ω_D (рад/с) на n (об/мин), получим в изображениях уравнение равновесия моментов:

$$M(p) = \frac{1}{9,55} J p n(p) + M_C(p), \quad (1.13)$$

где $J = J_D + J_{н.пр}$ - момент инерции на валу двигателя, [кг · м²]; J_D - момент инерции якоря двигателя; $J_{н.пр} = k_p^2 \cdot J_n$ - момент инерции нагрузки, приведенный к валу двигателя (k_p - коэффициент передачи редуктора).

Используем зависимость

$$M(p) = c_{MД} I_я(p). \quad (1.14)$$

После совместного решения (1.12) - (1.14) запишем уравнение двигателя:

$$(T_я T_m p^2 + T_m p + 1) n(p) = k_D U_D(p) - (T_я p + 1) k_{Д.В} M_C(p), \quad (1.15)$$

где $T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{r_{\text{я.ц}}}$ - постоянная времени цепи якоря, [с];

$T_{\text{м}} = \frac{1}{9,55} J \frac{r_{\text{я.ц}}}{c_{\text{ед}} c_{\text{мд}}}$ - электрохимическая постоянная времени, [с];

$k_{\text{д}} = \frac{1}{c_{\text{ед}}}$ - коэффициент передачи двигателя по управляющему воздействию,

[об/(мин·В)]; $k_{\text{д.в}} = \frac{r_{\text{я.ц}}}{(c_{\text{ед}} c_{\text{мд}})}$ - коэффициент передачи двигателя по возмущающему воздействию, [об/(Н·м·мин)].

Вычислить индуктивность якоря $L_{\text{я}}$ сложно, поэтому на практике, ее определяют экспериментально. Приблизенно величина $L_{\text{я}}(\text{гн})$ находится по формуле

$$L_{\text{я}} \approx \frac{30}{\pi} \beta \frac{U_{\text{д.ном}}}{p n_{\text{ном}} I_{\text{я.ном}}}, \quad (1.16)$$

где $\beta = 0,25 \div 0,6$ (нижнее значение принимается для компенсированных машин, верхнее - для некомпенсированных). Для определения $T_{\text{м}}$ имеется соотношение

$$T_{\text{м}} = \frac{1}{9,55} J \frac{\Delta n_{\text{с}}}{M_{\text{ном}}}, \quad (1.17)$$

где $\Delta n_{\text{с}} = \frac{r_{\text{я.ц}} I_{\text{я.ном}}}{c_{\text{ед}}}$ - падение скорости двигателя в номинальном режиме.

Анализируя уравнение (1.15), можно установить, что при $T_{\text{м}} \leq 4T_{\text{я}}$ двигатель обладает колебательными свойствами, которые являются нежелательными. Поэтому при конструировании двигателей стремятся выполнить соотношение $T_{\text{м}} > 4T_{\text{я}}$. В этом случае уравнение динамики двигателя можно записать в виде

$$(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)n(p) = k_{\text{д}} U_{\text{д}}(p) - (T_{\text{я}} p + 1)k_{\text{д.в}} M_{\text{с}}(p),$$

где

$$T_1 = \frac{T_{\text{м}}}{2} \left(1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}} \right);$$

$$T_2 = \frac{T_{\text{м}}}{2} \left(1 - \sqrt{1 - 4 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}} \right).$$

В случае, когда $T_{\text{м}} \geq T_{\text{я}}$, пренебрегая величиной $T_{\text{я}}$, уравнение двигателя можно свести к приближенному уравнению первого порядка.

Передаточные функции двигателя по управляющему и возмущающему воздействиям равны соответственно:

$$W(p) = \frac{n(p)}{U_d(p)}; \quad W_B(p) = \frac{n(p)}{M_c(p)}.$$

Момент инерции якоря двигателя определяется по формуле

$$J_d = m\rho^2 = \frac{mD^2}{4},$$

где J_d - момент инерции, $[\text{кг} \cdot \text{м}^2]$; m - масса якоря, $[\text{кг}]$; ρ, D - соответственно радиус и диаметр инерции, $[\text{м}]$.

В справочной литературе и каталогах момент инерции иногда выражают через маховой момент GD^2 , используя техническую систему единиц МКГСС. В этом случае момент инерции измеряется в $[\text{кг} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2]$:

$$J_d = \frac{G}{g} \cdot \frac{D^2}{4} = \frac{GD^2}{4g},$$

где $\frac{G}{g} = m$ - масса якоря, $[\text{кг} \cdot \text{с}^2/\text{м}]$; g - ускорение силы тяжести, равное $9,81 \text{ м/с}^2$; $G = mg$ - вес якоря (сила тяжести), $[\text{кг}]$ $\left(1 \text{ кг} = 9,81 \text{ кг} \frac{\text{м}}{\text{с}^2}\right)$.

Для численного выражения момента инерции J_d в единицах СИ через маховой момент $GD^2 [\text{кг} \cdot \text{м}^2] \text{мс}$ $J_d = \frac{GD^2}{4}$ иться соотношением

Номинальный ток якоря двигателя

$$I_{я.ном} = I_{ном} - I_{в.ном} \approx I_{ном} - \frac{U_{ном}}{\alpha \cdot r_B},$$

где α - коэффициент приведения по нагреву.

1.2 Развернутая структурная схема ДПТ для однозонного АЭП

Развернутая структурная схема ДПТ представлена на рис. 1.3 [4].

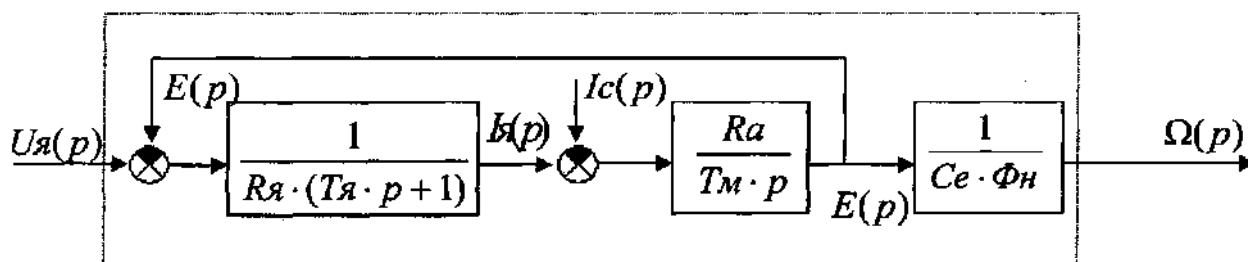


Рис. 1.3 Развернутая структурная схема ДПТ

Силовой преобразователь имеет внутреннее сопротивление, не равное нулю ($R_n \neq 0$; $L_n \neq 0$).

Схема замещения электродвигателя с преобразователем представлена на рис. 1.4.

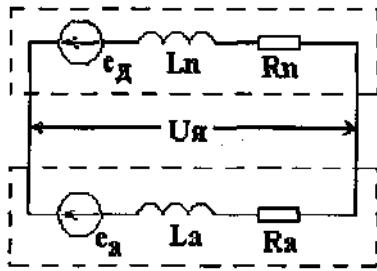


Рис. 1.4. Схема замещения двигателя и преобразователя

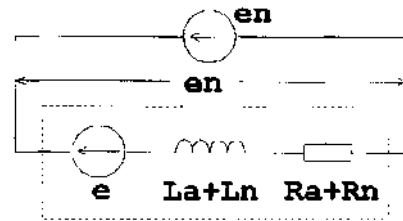


Рис. 1.5. Преобразованная схема замещения

Для упрощения последующего анализа и расчета передаточной функции двигателя ее находят по отношению ЭДС на преобразователе.

$$W_d(p) = \frac{\Omega(p)}{E_n(p)}, \quad \xrightarrow{E_n(p)} \boxed{W_d(p)} \xrightarrow{\Omega(p)} .$$

В этом случае сопротивления, вносимые преобразователем, включают в якорную цепь двигателя (рис. 1.5).

$$L_{\Sigma} = L_a + L_n \approx 2 \cdot L_a;$$

$$R_{\Sigma} = R_a + R_n \approx 2 \cdot R_a;$$

$$T_{\Sigma} = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}}.$$

В соответствии с рис. 1.6 развернутая структурная схема ДПТ изменится.

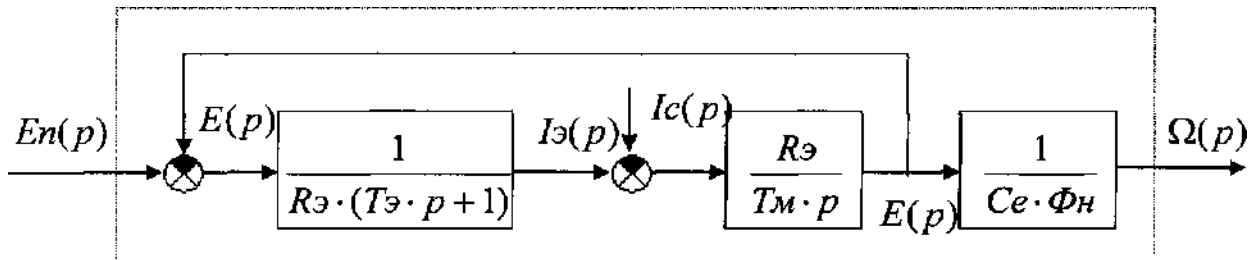


Рис. 1.6. Развернутая структурная схема ДПТ

$$T_{M_{\text{пр}}} = \frac{(J_{\partial} + J_m) \cdot (R_a + R_n)}{C_e \cdot C_m \cdot \Phi_n^2} = \frac{J_{\text{пр}} \cdot R_{\Sigma}}{C_e \cdot C_m \cdot \Phi_n^2},$$

где $J_{\text{пр}}$ - момент инерции привода ($J_{\text{пр}1}, 2 J_{\partial}$);

J_m - момент инерции механизма.

$T_{M_{\text{пр}}} \approx 2,4 T_m$.

1.3 Развернутая структурная схема ДПТ для двухзонного АЭП

Структурная схема двигателя для двухзонного регулирования представлена на рис. 1.7.

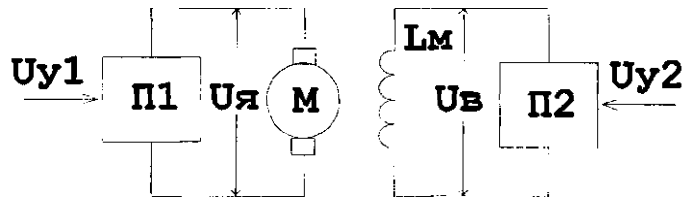


Рис. 1.7. Структурная схема двигателя с двухзонным регулированием

Первая зона регулирования:

$U_B = U_{BH}$; $i_a = \text{var}$ (изменяется от нуля до i_{aH}).

Вторая зона регулирования:

$U_a = U_{aH}$; $U_B = \text{var}$ (изменяется от U_{BH} до $U_B \text{ мин}$)-

Для двухзонного регулирования найдем передаточную функцию звеньев, осуществляющих регулирование скорости за счет ослабления поля, и дополним ими структурную схему двигателя для однозонного регулирования.

Схема замещения цепи обмотки возбуждения двигателя представлена на рис. 1.8, где приняты обозначения: L_s - индуктивность рассеивания; L_B - индуктивность основного потокосцепления; R_{BT} - сопротивление, учитывающее действие вихревых токов; R^B - омическое сопротивление цепи обмотки возбуждения; L_{PB} , R_{PB} - индуктивность и сопротивление преобразовательной цепи обмотки возбуждения.

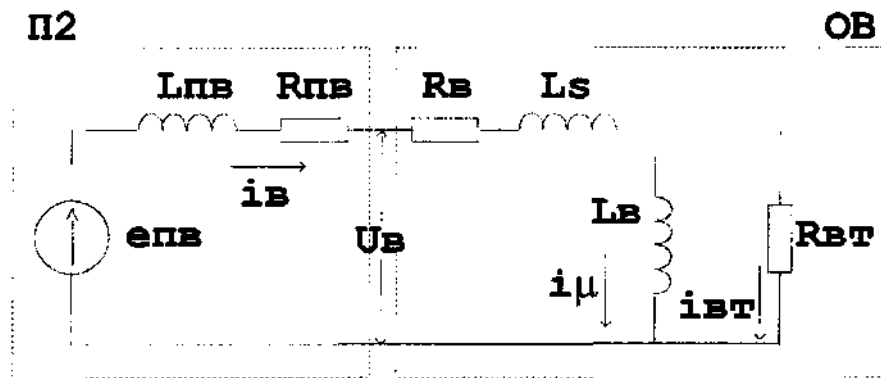


Рис. 1.8. Схема замещения цепи обмотки возбуждения

Найдем связь между $E_{PB}(p)$ и $I_\mu(p)$.

Внутреннее сопротивление источника (активное и индуктивное) будут отнесены к обмотке возбуждения.

$$Z(p) = (R_{\Pi B} + R_B) + p \cdot (L_{\Pi B} + L_S) + \frac{p \cdot L_B \cdot R_{BT}}{p \cdot L_B + R_{BT}};$$

$$R_{\Pi B} + R_B = R_{B\Sigma};$$

$$Z(p) = R_{B\Sigma} \cdot \left(1 + \frac{p \cdot (L_{\Pi B} + L_S)}{R_{B\Sigma}} + \frac{p \cdot L_B \cdot R_{BT}}{R_{B\Sigma} \cdot R_{BT} \cdot (1 + p \cdot \frac{L_B}{R_{BT}})} \right),$$

где $\frac{L_{\Pi B} + L_S}{R_{BT}} = T_S$ - постоянная времени рассеяния;

$\frac{L_B}{R_{B\Sigma}} = T_B$ - постоянная времени основного потокосцепления;

$\frac{L_B}{R_{BT}} = T_{BT}$ - постоянная времени контура вихревых токов.

$$Z(p) = R_{B\Sigma} \cdot \left[1 + p \cdot T_S + \frac{p \cdot T_B}{(1 + p \cdot T_{BT})} \right] = R_{B\Sigma} \cdot \left[\frac{T_S \cdot T_{BT} \cdot p^2 + (T_{BT} + T_S + T_B) \cdot p + 1}{1 + p \cdot T_{BT}} \right].$$

$T_S \rightarrow 0$; $T_{BT} \rightarrow 0$ этими постоянными времени можно пренебречь.

$$T_{B\Sigma} = T_{BT} + T_S + T_B;$$

$$Z(p) = R_{B\Sigma} \cdot \left(\frac{1 + p \cdot T_{B\Sigma}}{1 + p \cdot T_{BT}} \right);$$

$$W_I(p) = \frac{I_B(p)}{E_{\Pi B}(p)} = \frac{1}{Z(p)} = \frac{1}{R_{B\Sigma}} \cdot \frac{1 + p \cdot T_{BT}}{1 + p \cdot T_{B\Sigma}};$$

$$I_{\mu}(p) = \frac{I_B(p) \cdot \left(\frac{p \cdot L_B \cdot R_{BT}}{p \cdot L_B + R_{BT}} \right)}{p \cdot L_B} = I_B(p) \cdot \frac{1}{1 + T_{BT}(p)}.$$

В результате получаем развернутую структурную схему цепи обмотки возбуждения (см. рис. 1.9).

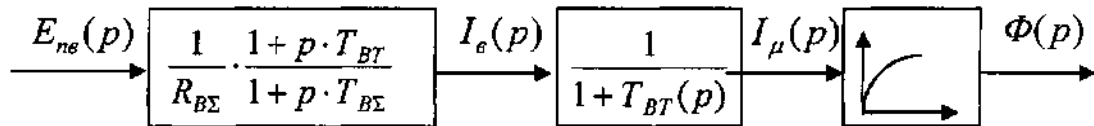


Рис. 1.9. Структурная схема цепи обмотки возбуждения

Равенство $I_{\mu}(p) = I_B(p)$ - только в установившемся режиме, когда $p = 0$. В соответствии с рис. 1.10, в динамических режимах ток I_{μ} всегда отстает от тока I_B .

$K_{\Phi} = \frac{d\Phi}{dI_{\mu}}$ - коэффициент передачи магнитной цепи (см. рис. 1.11).

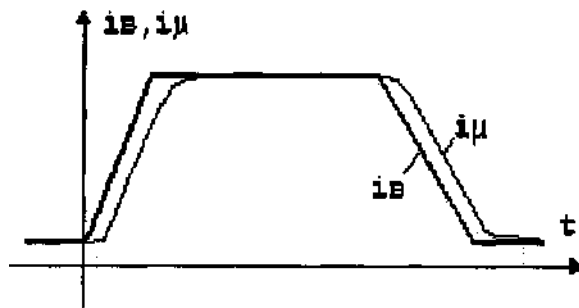


Рис. 1.10. Переходные процессы для токов i_μ и i_B

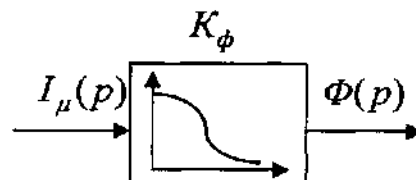


Рис. 1.11 Взаимосвязь между i_μ и Φ

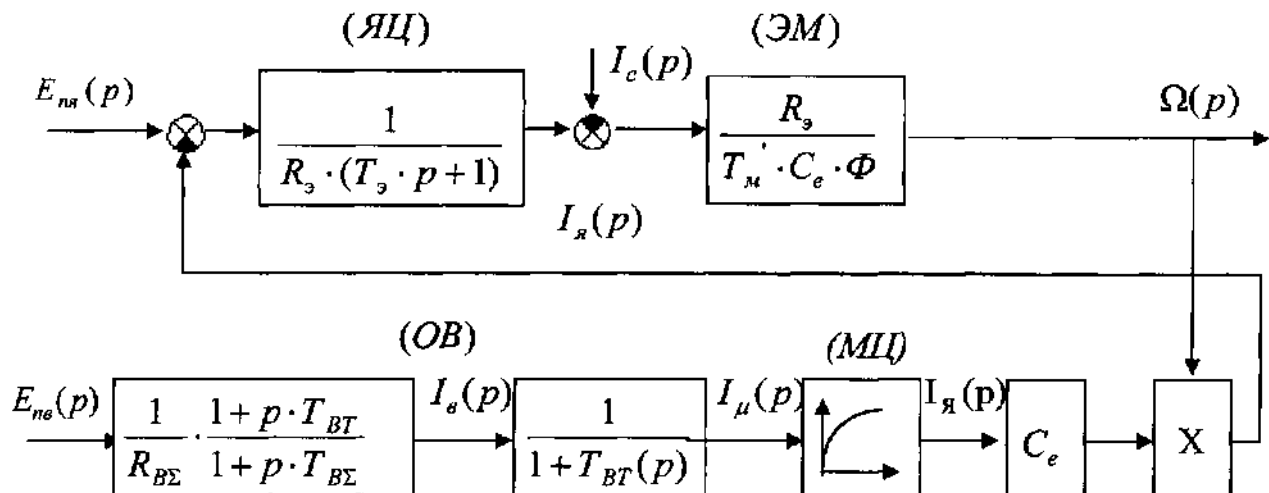


Рис. 1.12. Полная структурная схема двигателя при двухзонном регулировании скорости

Полная структурная схема двигателя при двухзонном регулировании скорости представлена на рис. 1.12, где приняты обозначения: МЦ - магнитная цепь обмотки возбуждения; X - множительное устройство; T'_m - постоянная времени при ослабленном потоке.

$$T'_m = \frac{J \cdot R_{\text{э}}}{C_e \cdot C_m \cdot \Phi^2} \cdot \frac{\Phi_H^2}{\Phi_H^2} = \frac{J \cdot R_{\text{э}}}{C_e \cdot C_m \cdot \Phi_H^2} \cdot \frac{\Phi_H^2}{\Phi^2} = T_m \cdot \frac{\Phi_H^2}{\Phi^2}.$$

В данной схеме имеется зависимость, если поток уменьшить вдвое, то постоянная времени увеличится в четыре раза

$$W_{\text{ЭМ}}(p) = \frac{R_{\text{э}}}{p \cdot T'_m \cdot C_e \cdot \Phi} = \frac{R_{\text{э}} \cdot \Phi^2}{p \cdot T_m \cdot C_e \cdot \Phi \cdot \Phi_H^2} = \frac{R_{\text{э}} \cdot \Phi}{p \cdot T_m \cdot C_e \cdot \Phi_H^2} = f(\Phi).$$

Структурная схема двигателя, выраженная через момент двигателя и момент статической нагрузки, более удобна (см. рис. 1.13).

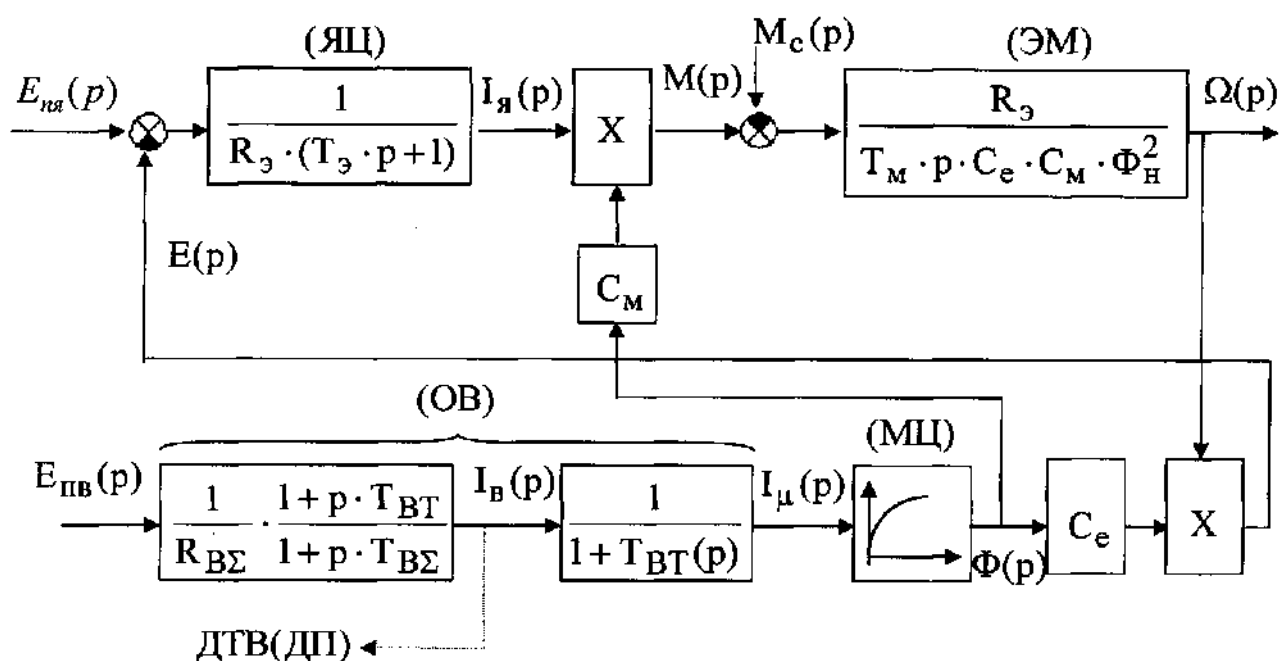


Рис. 1.13. Структурная схема двигателя, выраженная через моменты двигателя и статической нагрузки

Уравнение баланса моментов имеет вид:

$$M(p) - M_c(p) = J \cdot p \cdot \Omega(p);$$

$$W_{ЭМ}(p) = \frac{\Omega(p)}{M(p) - M_c(p)} = \frac{1}{J \cdot p} \cdot \frac{R_э}{R_э} \cdot \frac{C_е \cdot C_м \cdot \Phi_n^2}{C_е \cdot C_м \cdot \Phi_n^2} = \frac{R_э}{T_м \cdot C_е \cdot C_м \cdot \Phi_n^2 \cdot p}.$$

Несмотря на то, что коэффициент в электромеханической части двигателя на данной структурной схеме постоянен, коэффициент передачи в контуре регулирования скорости будет уменьшаться при ослаблении потока.

Параметры (постоянная времени и коэффициенты) зависят от характеристик как двигателя, так и других звеньев привода. Желательно иметь постоянные времени по возможности малыми, чтобы получить быстропротекающие переходные процессы в системе без существенной перегрузки двигателя и преобразователя. Это достижимо главным образом благодаря малой индуктивности якорной цепи $L^Я$ малому моменту инерции двигателя J_d и высокому сопротивлению цепи возбуждения R^B . На рис. 1.14 - 1.16 представлены типовые значения параметров машин постоянного тока [5].

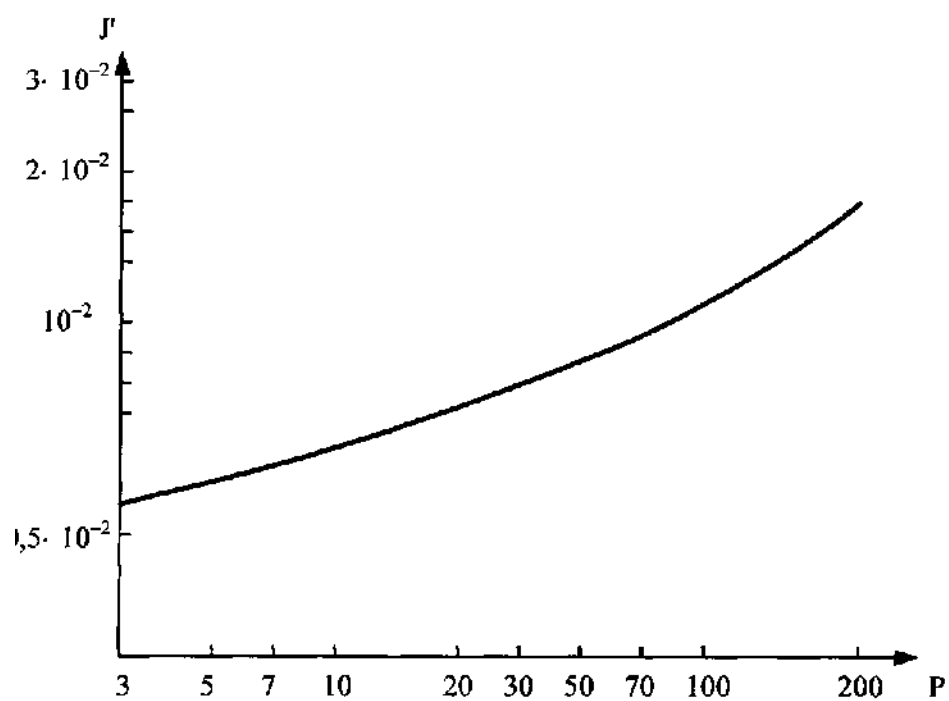


Рис. 1.14. Относительный момент инерции машин постоянного тока.
Номинальная частота вращения $n = 1500$ об/мин

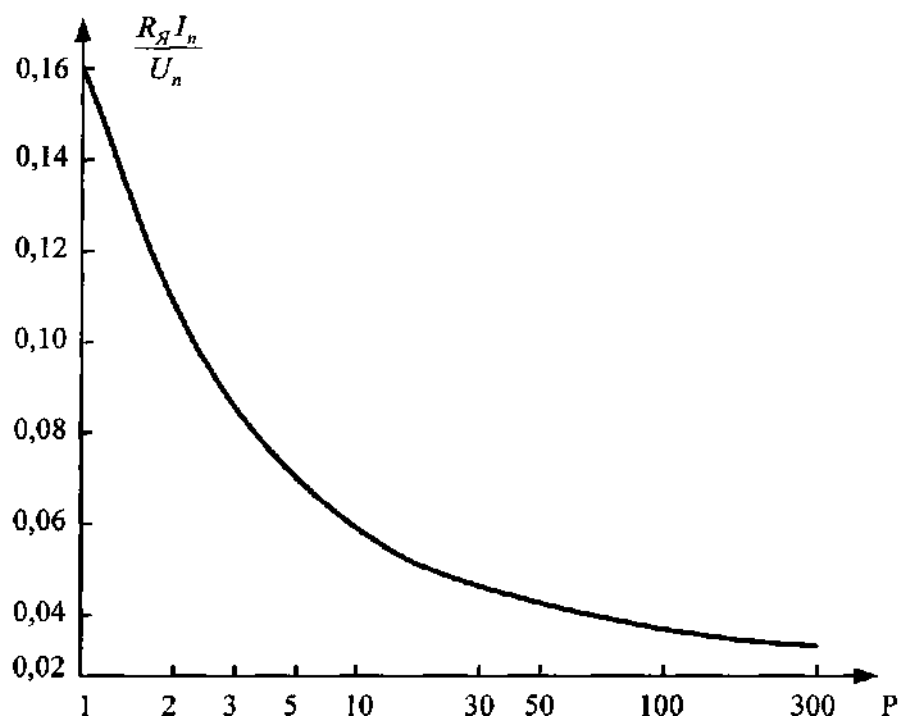


Рис. 1.15. Относительное сопротивление якоря двигателей постоянного тока,
 U_n, I_n - номинальные напряжение и ток

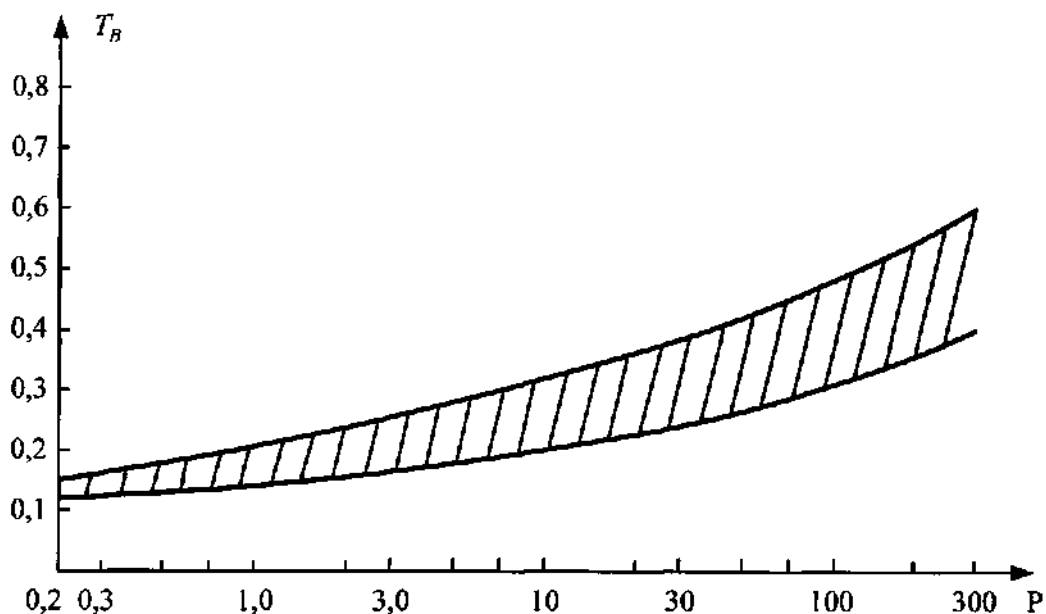


Рис. 1.16. Постоянная времени возбуждения машин постоянного тока

При расчете постоянных времени следует учесть параметры преобразователя и других силовых элементов, а также сопротивление кабелей и переходных контактов. Полученные значения являются ориентировочными, поэтому для более точного описания электропривода необходимы соответствующие экспериментальные исследования.

1.4 Расчет параметров и составление уравнений механической части привода

Входными величинами механической части привода являются момент двигателя M_d , приложенный к его якорю (ротору), и момент сопротивления M_c , приложенный к рабочему механизму. Выходными величинами являются угловая скорость ω_M и угол поворота φ_M рабочего органа (нагрузки) (рис. 1.17). В классической теории электропривода рассматривается, как правило, жесткая связь всех движущихся масс [5]. В соответствии с этим передаточная функция механической системы будет:

$$\omega_M = \frac{1}{p(J_M + J_D)}(M_d - M_c),$$

$$\varphi_M = \frac{1}{p}\omega_M.$$

Механические системы, подверженные быстрым изменениям входных величин, например в быстродействующих АЭП частоты вращения и положения, не могут рассматриваться как жесткие одностепенные системы. Вращающий момент передается через упругие валы, муфты и редукторы с зазорами, действуют силы трения в передачах. При исследованиях необходимо различать:

- линейные многомассовые системы, где вращающиеся или поступательно движущиеся массы связаны упругими валами, моменты трения пропорциональны угловой скорости;
- нелинейные многомассовые системы без зазоров, в которых моменты трения зависят нелинейно от частоты вращения (сухое трение);
- многомассовые системы с люфтами, в которых силы трения могут быть линейными или нелинейными.

Механическая система часто состоит из большого числа инерционных масс, связанных упругими звеньями с зазорами или без зазоров. Детализация структуры системы и расчет ее параметров вызывают значительные трудности. Поэтому возникает задача разработки более простых эквивалентных систем, содержащих основные свойства исходных систем и обеспечивающих достаточно простой расчет или измерение их параметров. В качестве эквивалентных принимают чаще всего двух- или трехмассовые системы.

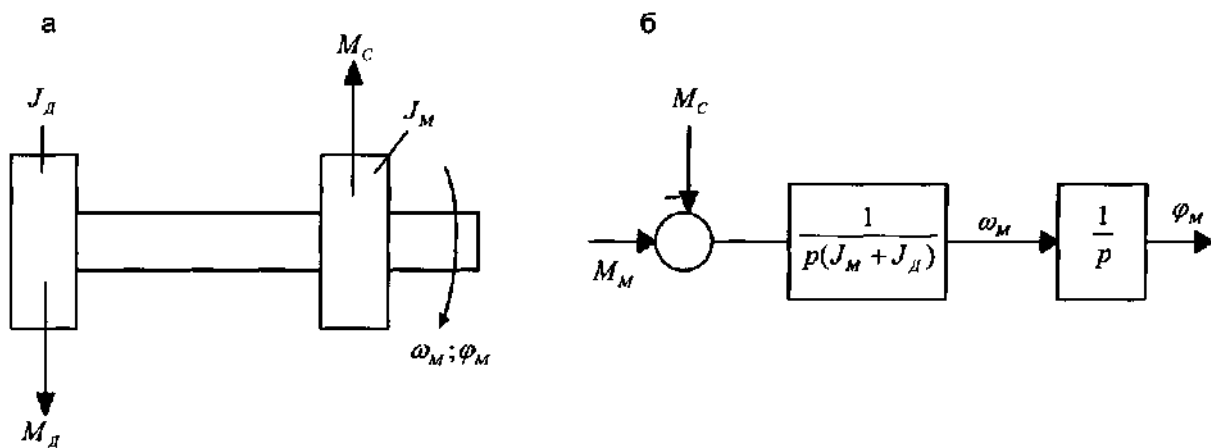


Рис. 1.17. Жесткая механическая система:
а) кинематическая схема; б) структурная динамическая схема

Уравнения линейной упругой двухмассовой системы (рис. 1.18) будут

$$\begin{aligned}\frac{d\omega_d}{dt} &= \frac{1}{J_d}(M_d - M_y); \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{1}{J_m}(M_y - M_c); \\ M_y &= C(\varphi_d - \varphi_m) + k_d(\omega_d - \omega_m); \\ \frac{d\varphi_d}{dt} &= \omega_d, \frac{d\varphi_m}{dt} = \omega_m,\end{aligned}$$

где M_y - упругий момент на валу; C - коэффициент жесткости вала; k_d - коэффициент внутреннего демпфирования; J_d - момент инерции двигателя и жестко связанных с ним масс; J_m - момент инерции механизма.

При этом предполагается наличие демпфирующего момента, пропорционального разности угловых скоростей ω_d и ω_m . На основании приведенных уравнений на рис. 1.18, 1.19 построены структурные схемы,

позволяющие определить все необходимые передаточные функции механической системы. В частности,

$$\frac{\omega_M}{M_D} = \frac{1 + \frac{k_d}{C} p}{p(J_D + J_M) \left[1 + \frac{k_d}{C} p + \frac{J_M J_D p^2}{C(J_D + J_M)} \right]}.$$

В системе, описываемой функцией, имеется колебательное звено

$$\left[1 + \frac{k_d}{C} p + \frac{J_M J_D p^2}{C(J_D + J_M)} \right]^{-1}$$

с собственной частотой

$$\omega_e = \sqrt{\frac{C(J_D + J_M)}{J_M J_D}}$$

и коэффициентом демпфирования

$$d = \frac{k_d}{2} \sqrt{\frac{J_D + J_M}{C J_M J_D}}$$

Искомые параметры могут быть получены путем экспериментального определения частотных или переходных характеристик объекта. При известных значениях J^M и J^D можно определить также механические параметры C и k^d .

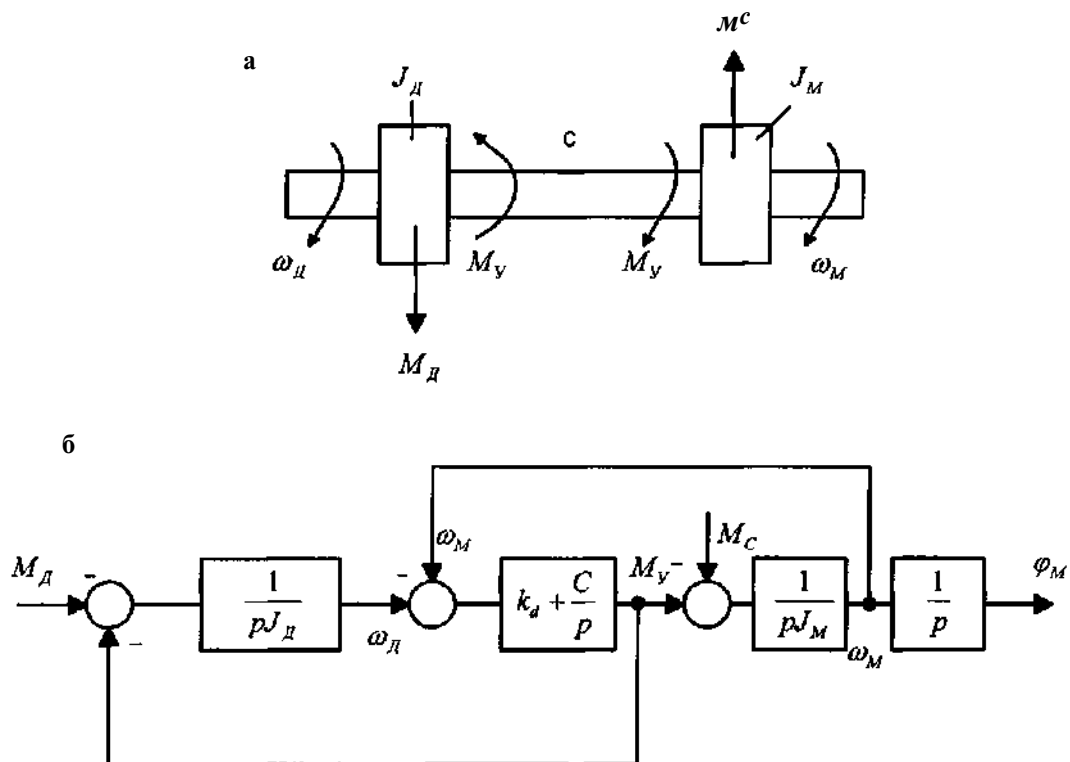


Рис. 1.18. Упругая двухмассовая система: а) кинематическая схема;
б) структурная динамическая схема

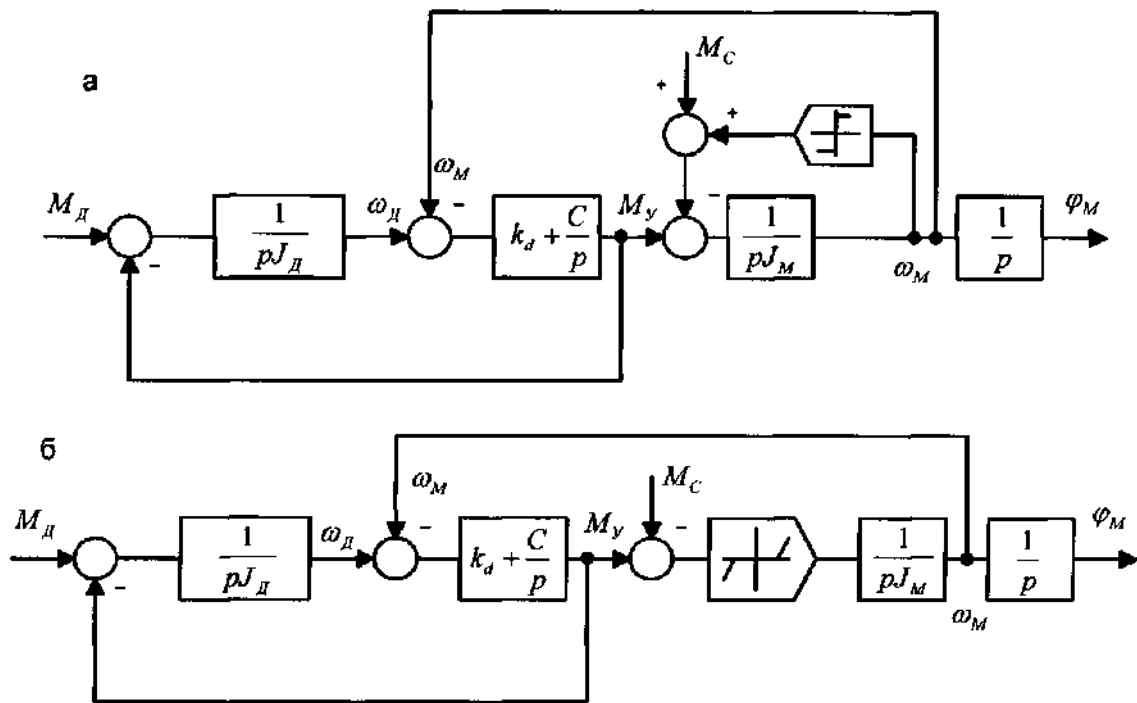


Рис. 1.19. Упругая двухмассовая система с сухим трением:
а) полная структурная схема; б) эквивалентная структурная схема

1.5 Составление уравнений обобщенного асинхронного двигателя

Обобщенная асинхронная машина показана на рис 1.20. Она содержит трехфазную обмотку на статоре и трехфазную обмотку на роторе. Обмотки статора и ротора подключены к симметричным трехфазным источникам напряжения. Математическое описание такой машины базируется на известных законах [6].

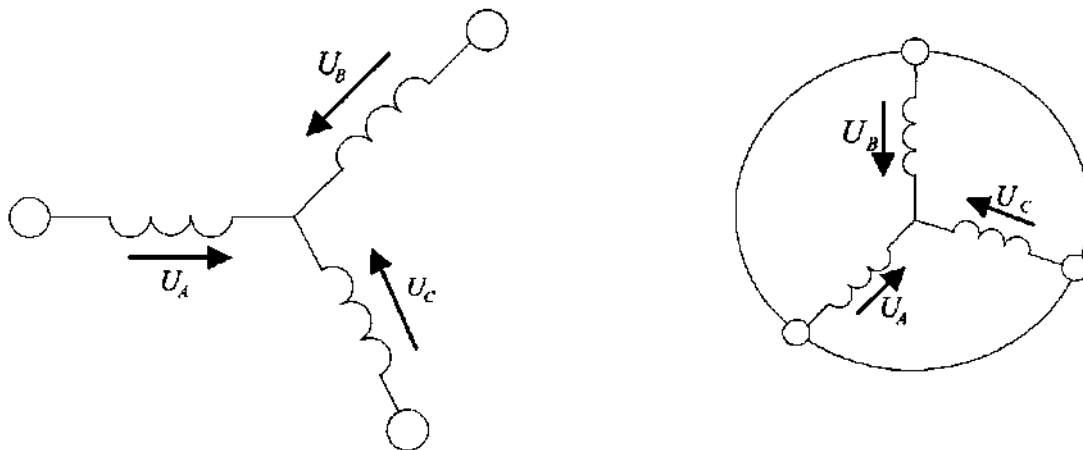


Рис. 1.20. Обобщенная асинхронная машина

Для статора:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}, \\ u_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}, \\ u_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt}. \end{aligned} \right\}$$

Для ротора:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}, \\ u_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, \\ u_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}. \end{aligned} \right\}$$

В уравнении (1.18) фигурируют мгновенные напряжения, токи и потокосцепления статора и ротора, а также активные сопротивления обмоток. Обычно обмотки выполняются симметричными, и поэтому $R^A = R^B = R^C = R^s$ - активное сопротивление статорной обмотки, $R^a = R^b = R^c = R^R$ - активное сопротивление роторной обмотки.

Потокосцепления обмоток связаны с протекающими токами уравнениями:

Для статора

$$\left. \begin{aligned} \psi_A &= L_{AA} i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + L_{Aa} i_a + L_{Ab} i_b + L_{Ac} i_c, \\ \psi_B &= L_{BA} i_A + L_{BB} i_B + L_{BC} i_C + L_{Ba} i_a + L_{Bb} i_b + L_{Bc} i_c, \\ \psi_C &= L_{CA} i_A + L_{CB} i_B + L_{CC} i_C + L_{Ca} i_a + L_{Cb} i_b + L_{Cc} i_c \end{aligned} \right\}. \quad (1.19)$$

Для ротора

$$\left. \begin{aligned} \psi_a &= L_{aA} i_A + L_{aB} i_B + L_{aC} i_C + L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c, \\ \psi_b &= L_{bA} i_A + L_{bB} i_B + L_{bC} i_C + L_{ba} i_a + L_{bb} i_b + L_{bc} i_c, \\ \psi_c &= L_{cA} i_A + L_{cB} i_B + L_{cC} i_C + L_{ca} i_a + L_{cb} i_b + L_{cc} i_c \end{aligned} \right\}. \quad (1.20)$$

Симметричные уравнения для определения потокосцеплений показывают, что потокосцепление каждой обмотки зависит от величины токов во всех обмотках; эти зависимости проявляются через взаимную индукцию. В уравнениях (1.19 - 1.20) $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ являются собственными индуктивностями соответствующих обмоток, все остальные - взаимными индуктивностями между соответствующими обмотками.

Закон равновесия моментов на валу двигателя описывается выражением:

$$J \frac{d\bar{\omega}_m}{dt} = \bar{M} - \bar{M}_H, \quad (1.21)$$

где $J(\text{кг}\cdot\text{м}^2)$ - момент инерции на валу машины, учитывающий инерционность как самой машины, так и приведенной к валу инерционности рабочего механизма и редуктора, $\bar{\omega}_m (1/\text{рад})$ - угловая скорость вала машины, $\bar{M}_H (\text{Н}\cdot\text{м})$ - момент рабочего механизма, приведенный к валу, в общем случае он может быть функцией скорости и угла поворота.

Векторные величины момента, потокосцепления и тока связываются формулой

$$\vec{M} = k(\vec{\psi} \times \vec{i}). \quad (1.22)$$

Несмотря на полное и строгое математическое описание, использование уравнений (1.18) - (1.22) для исследования машины встречает серьезные трудности.

Для упрощения математического описания асинхронной машины и всех машин переменного тока широко применяется метод пространственного вектора, который позволил существенно упростить и сократить вышеприведенную систему уравнений; метод позволяет связать уравнения (1.18 - 1.22) в единую систему с векторными переменными состояния. Мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором. Это математическое преобразование имеет вид (например, для тока статора):

$$\vec{i} = \frac{2}{3} (i_A + \vec{a}i_B + \vec{a}^2i_C),$$

где $\vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \vec{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ векторы, учитывающие пространственное смещение обмоток, $i_A = I_m \cos \omega t, i_B = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), i_C = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$ – трехфазная симметричная система токов статора. Подставив в уравнения (1.23) значения мгновенных токов, найдем математическое описание пространственного вектора статорного тока:

$$\vec{i}_S = \frac{2}{3} I_m \left(\cos \omega t + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) = I_m e^{j\omega t}. \quad (1.24)$$

На рис. 1.21 представлена геометрическая интерпретация пространственного вектора тока - это вектор на комплексной плоскости с модулем (длиной) I_m , вращающийся с угловой скоростью ω в положительном направлении. Проекции вектора \vec{i}_S на фазные оси А, В, С определяют мгновенные токи в фазах. Аналогично пространственными векторами можно представить все напряжения, токи и потокосцепления, входящие в уравнения (1.18) — (1.20).

Для упрощения уравнений выполним следующие действия.

Для преобразования уравнений (1.18) в мгновенных значениях к уравнениям в пространственных векторах умножим их на выражения: первые уравнения на $-\frac{2}{3}$, вторые - на $\frac{2}{3}\vec{a}$, третьи - на $\frac{2}{3}\vec{a}^2$, - и сложим отдельно для статора и ротора и получим:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_S &= R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt}, \\ \vec{u}_R &= R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt}, \\ \vec{\psi}_S &= L_S \vec{i}_S + L_m(\theta) \vec{i}_R, \\ \vec{\psi}_R &= L_R \vec{i}_R + L_m(\theta) \vec{i}_S \end{aligned} \right\}, \quad (1.25)$$

где L^S, L^R - собственные индуктивности статора и ротора; $L_m(\theta)$ - взаимная индуктивность между статором и ротором. Таким образом, вместо двенадцати уравнений (1.18) - (1.20) получено лишь четыре уравнения (1.25).

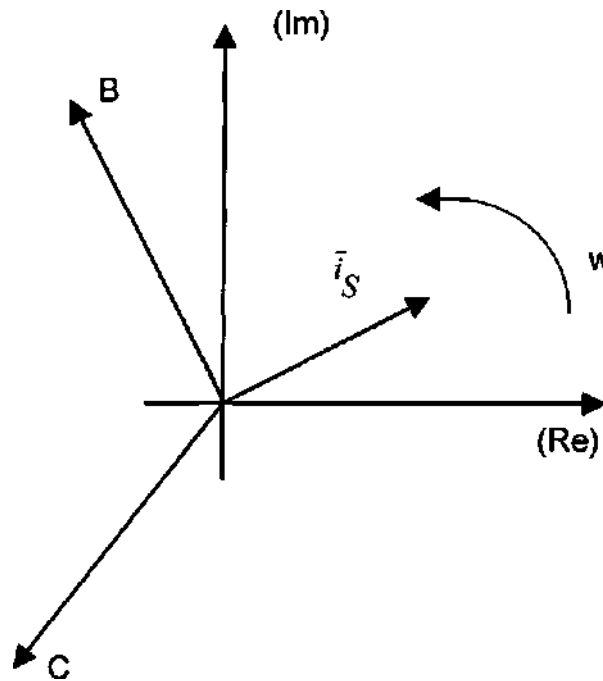


Рис. 1.21. Пространственный вектор тока

Коэффициенты взаимной индукции в уравнениях для потокоцеплений (1.25) являются переменными в результате того, что уравнения равновесия ЭДС для статора записаны в неподвижной системе координат, связанной со статором, а уравнения равновесия ЭДС для ротора записаны во вращающейся системе координат, связанной с ротором. Метод пространственного вектора позволяет записать эти уравнения в единой системе координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_k . В этом случае уравнения (1.25) преобразуются к виду:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_S &= R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_S, \\ \bar{u}_R &= R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\psi}_R, \\ \bar{\psi}_S &= L_S \bar{i}_S + L_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R &= L_R \bar{i}_R + L_m \bar{i}_S \end{aligned} \right\}, \quad (1.26)$$

где $\omega = p\omega_m$, p - число пар полюсов в машине.

В уравнениях (1.26) все коэффициенты являются величинами постоянными, имеют четкий физический смысл и могут быть определены по паспортным данным двигателя, либо экспериментально.

Момент в уравнении (1.22) является векторным произведением любой пары векторов. Из уравнения (1.26) следует, что таких пар может быть шесть $(\bar{i}_S, \bar{i}_R), (\bar{\psi}_S, \bar{\psi}_R), (\bar{i}_S, \bar{\psi}_S), (\bar{i}_S, \bar{\psi}_R), (\bar{i}_R, \bar{\psi}_S), (\bar{i}_R, \bar{\psi}_R)$. Часто в рассмотрение вводится потокосцепление взаимной индукции $\bar{\psi}_m = L_m(\bar{i}_S + \bar{i}_R)$. В этом случае появляется еще четыре возможности представления электромагнитного момента машины через следующие пары: $(\bar{\psi}_S, \bar{\psi}_m), (\bar{i}_S, \bar{\psi}_m), (\bar{\psi}_R, \bar{\psi}_m), (\bar{i}_R, \bar{\psi}_m)$. В уравнениях (1.21) и (1.22) векторные величины момента и скорости могут быть заменены их модульными значениями. Это является следствием того, что пространственные векторы токов и потокосцеплений расположены в плоскости, перпендикулярной оси вращения, а векторы момента и угловой скорости совпадают с осью. В качестве примера покажем запись уравнений момента через некоторые пары переменных состояния машины

$$\left. \begin{aligned} M &= \frac{3}{2} p L_m \cdot \text{Mod}(\bar{i}_S \times \bar{i}_R), \\ M &= \frac{3}{2} p \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_S \times \bar{i}_S), \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_R \times \bar{i}_S) \end{aligned} \right\}. \quad (1.27)$$

Приведем уравнения (1.21), (1.26) и (1.27) к безразмерным (относительным) величинам. В качестве основных базовых величин выбираются амплитудные номинальные значения фазного напряжения и тока, а также номинальное значение угловой частоты:

$$U_b = \sqrt{2}U_1, I_b = \sqrt{2}I_1, \omega_b = \omega_1 = 2\pi f_1, \quad (1.28)$$

на этой основе определяются базовые значения всех переменных и коэффициентов, входящих в уравнения, а также базового времени:

$$R_b = \frac{U_b}{I_b}, L_b = \frac{U_b}{\omega_b I_b}, \psi_b = \frac{U_b}{\omega_b}, M_b = \frac{3}{2} p \frac{U_b I_b}{\omega_b}, t_b = \frac{1}{\omega_b}. \quad (1.29)$$

В дальнейшем используются уравнения только в относительных величинах. Обобщенная система уравнений для описания асинхронной машины принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_S &= r_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\alpha_k \bar{\psi}_S, \\ \bar{u}_R &= r_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\alpha_k - \alpha) \bar{\psi}_R, \\ \bar{\psi}_S &= x_S \bar{i}_S + x_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R &= x_R \bar{i}_R + x_m \bar{i}_S, \\ m &= k \text{Mod}(\bar{\psi}_i \times \bar{i}_k), \\ \bar{T}_m \frac{d\nu}{dt} &= m - m_H. \end{aligned} \right\}. \quad (1.30)$$

В этих уравнениях все переменные относительные, полученные как результат деления реальных значений на базовые, все коэффициенты также безразмерные, полученные аналогично. Переменные и параметры в относительных единицах:

$$\bar{u} = \frac{\bar{u}}{U_b}, \bar{i} = \frac{\bar{i}}{I_b}, \bar{\psi} = \frac{\bar{\psi}}{\psi_b} \quad - \text{ относительные электромагнитные переменные}$$

состояния,

$$\alpha_k = \frac{\omega_k}{\omega_b}, \nu = \frac{\omega_m}{\omega_b} \quad - \text{ относительная частота статора и относительная}$$

скорость ротора,

$$m = \frac{M}{M_b} \quad - \text{ относительный момент на валу машины,}$$

$$r_s = \frac{R_s}{R_b}, r_R = \frac{R_R}{R_b}, x_s = \frac{\omega_b L_S}{R_b}, x_R = \frac{\omega_b L_R}{R_b}, \bar{T}_m = \frac{j\omega_b^2}{M_b} \quad - \text{ относительные}$$

параметры.

В уравнениях (1.30) время принято безразмерным $\bar{t} = \frac{t}{t_b} = \omega_b t$, то есть единицей измерения времени является не секунда, а $t_b = \frac{1}{\omega_b}$. Рассмотрим

вопросы преобразования координат и описание асинхронной машины в различных системах координат.

Математическая основа преобразования координат поясняется на рис. 1.22.

В неподвижной системе координат (α, β) вектор тока (напряжения, потокосцепления) может быть представлен в алгебраической и показательной формах $\bar{i}_{S.H} = i_\alpha + j i_\beta = I_m e^{j\psi_i}$.

Аналогично в системе вращающихся координат (x, y) тот же самый вектор может быть представлен в виде

$$\bar{i}_{S.Br} = i_x + j i_y = I_m e^{j(\psi_i - \alpha_k \bar{t})} = \bar{i}_{S.H} e^{-j\alpha_k \bar{t}}.$$

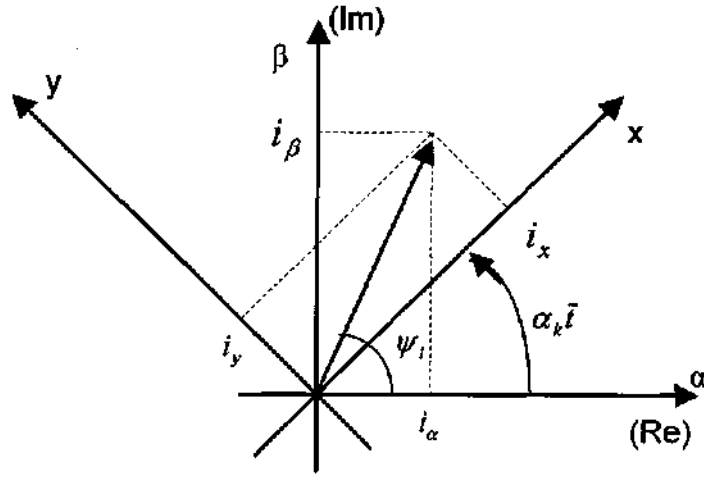


Рис. 1.22. Преобразование координат

Уравнения перехода от неподвижной системы координат к вращающейся имеют вид

$$\vec{i}_{S.Br} = \vec{i}_{S.H} e^{-j\alpha_k \bar{t}}, i_x = i_\alpha \cos \alpha_k \bar{t} + i_\beta \sin \alpha_k \bar{t}, i_y = i_\beta \cos \alpha_k \bar{t} - i_\alpha \sin \alpha_k \bar{t}. \quad (1.31)$$

При построении реальных систем электропривода переменного тока, как асинхронных, так и синхронных, практически всегда в систему управления включаются преобразователи координат. Это обусловлено тем, что реализация регуляторов возможна лишь во вращающейся системе координат, а реальные токи в обмотках статора — это токи в неподвижной системе координат.

Поэтому, как правило, современные электропривода переменного тока содержат преобразователи обоих типов. Кроме того, они содержат преобразователи фаз 2/3 и 3/2. Первые преобразовывают токи i_α, i_β в фазные токи i_A, i_B, i_C в соответствии с выражениями

$$i_A = i_\alpha, i_B = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta, i_C = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta. \quad (1.32)$$

А вторые преобразовывают фазные токи i_A, i_B, i_C в проекции i_α, i_β в соответствии с выражениями

$$i_\alpha = i_A, i_\beta = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}. \quad (1.33)$$

В итоге функциональная схема электропривода приобретает вид, представленный на рис. 1.23.

В блоке регуляторов на основе задающего сигнала u и сигналов из каналов обратной связи по переменным состояния вырабатываются сигналы управления во вращающейся системе координат, а также скорость вращения системы координат (α_k). Затем эти сигналы переводятся в систему неподвижных координат, которые управляют инвертором. Используя вращающуюся систему координат при анализе и синтезе асинхронного электропривода, удастся часть схемы, обведенную жирной линией на рис. 1.23, описать одной системой

уравнений. Это описание достаточно точно, когда инвертор управляется синусоидальной ШИМ.

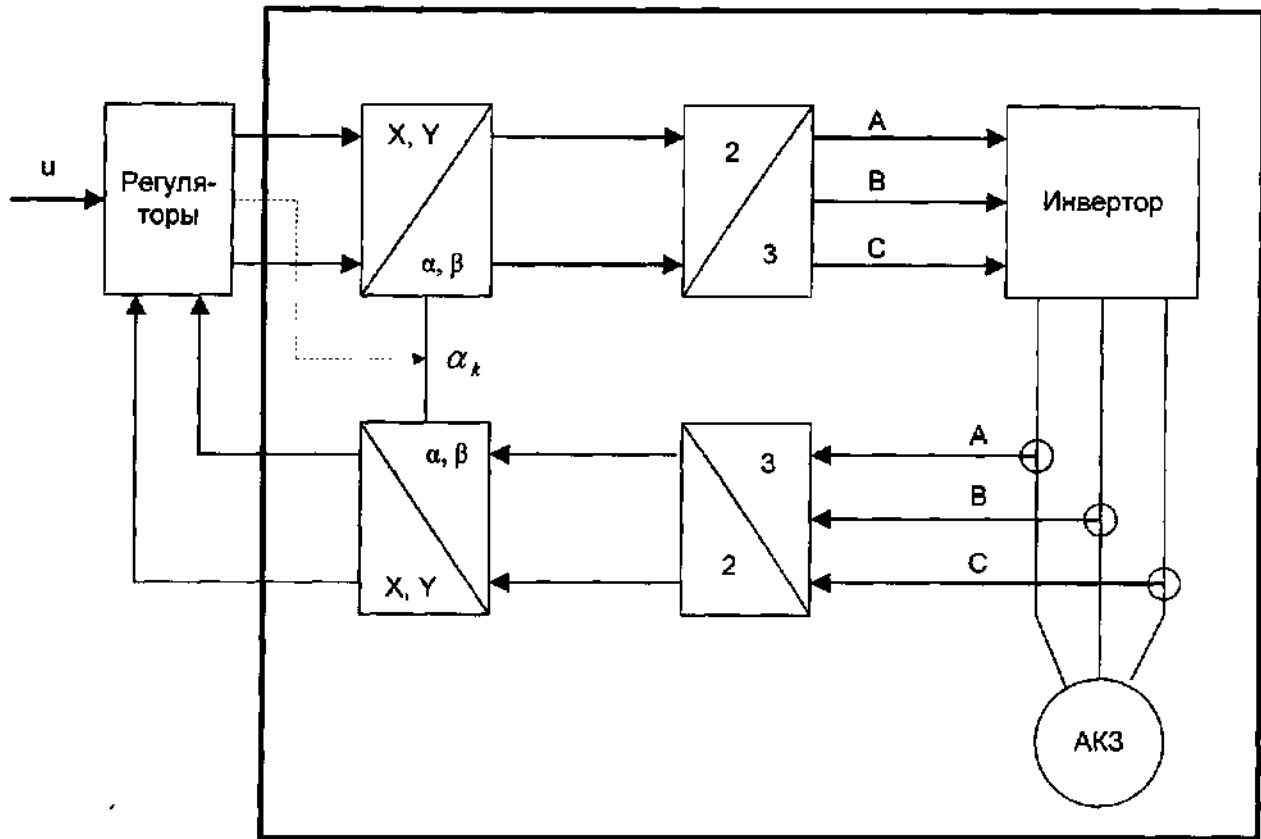


Рис. 1.23. Функциональная схема асинхронного электропривода

1.6 Анализ асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Схема асинхронной машины с короткозамкнутым ротором (АКЗ) получается из обобщенной схемы (рис. 1.20), если обмотки ротора замкнуть накоротко. При этом в общих уравнениях следует положить $\bar{u}_R = 0$ [6].

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_S &= r_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\alpha_k \bar{\psi}_S, \\ 0 &= r_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\alpha_k - p\nu) \bar{\psi}_R, \\ \bar{\psi}_S &= x_S \bar{i}_S + x_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R &= x_R \bar{i}_R + x_m \bar{i}_S, \\ m &= k \text{Mod}(\bar{\psi}_i \times \bar{i}_k), \\ T_m \frac{d\nu}{dt} &= m - m_H \end{aligned} \right\}. \quad (1.34)$$

Для динамических систем необходимо учитывать переходные электромагнитные процессы в машине. В этом случае в качестве пары переменных, описывающих машину, оставим пространственные векторы тока статора и потокосцепления ротора $(\bar{i}_S, \bar{\psi}_R)$, тогда уравнения (1.34) после соответствующих преобразований примут вид:

$$\begin{aligned}
\bar{u}_S &= r_S \bar{i}_S + x'_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} + j\alpha_k x'_S \bar{i}_S - \frac{k_R}{T_R} \bar{\psi}_R + jk_R p v \bar{\psi}_R, \\
0 &= -k_R r_R \bar{i}_S + \frac{1}{T_R} \bar{\psi}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\alpha_k - p v) \bar{\psi}_R, \\
m &= k \text{Mod}(\bar{\psi}_R \times \bar{i}_S), \\
T_m \frac{dv}{dt} &= m - m_H,
\end{aligned} \tag{1.35}$$

где $r = (r_S + k_R^2 r_R)$, $x'_S = \left(x_S - \frac{x_m^2}{x_R} \right)$, $k_R = \frac{x_m}{x_R}$, $T_R = \frac{x_R}{r_R}$ – безразмерные

коэффициенты.

Для того чтобы лучше понять физические процессы, происходящие в АКЗ, исследуем машину в различных системах координат. Для представления пространственных векторов используется комплексная плоскость.

Анализ АКЗ неподвижной системе координат

В неподвижной комплексной системе координат ($\omega_k = 0, \alpha_k = 0$) вещественная ось обозначается через α , а мнимая через β . Пространственные векторы в этом случае раскладываются по осям: $\bar{u}_S = u_{S\alpha} + ju_{S\beta}$, $\bar{i}_S = i_{S\alpha} + ji_{S\beta}$, $\bar{\psi}_R = \psi_{R\alpha} + j\psi_{R\beta}$. Подставив эти значения в уравнения (1.35) и приравняв отдельно вещественные и мнимые части, получим:

$$\left. \begin{aligned}
u_{S\alpha} &= r i_{S\alpha} + x'_S \frac{di_{S\alpha}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\alpha} - k_R p v \psi_{R\beta}, \\
u_{S\beta} &= r i_{S\beta} + x'_S \frac{di_{S\beta}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\beta} + k_R p v \psi_{R\alpha}, \\
0 &= -k_R r_R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R} \psi_{R\alpha} + \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} + p v \psi_{R\beta}, \\
0 &= -k_R r_R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R} \psi_{R\beta} + \frac{d\psi_{R\beta}}{dt} - p v \psi_{R\alpha}, \\
m &= k_R (\psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \psi_{R\beta} i_{S\alpha}), \\
T_m \frac{dv}{dt} &= m - m_H
\end{aligned} \right\}. \tag{1.36}$$

Система уравнений (1.36) в операторной форме примет вид:

$$\left. \begin{aligned}
u_{S\alpha} &= r(1 + T'_S p) i_{S\alpha} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\alpha} - k_R p v \psi_{R\beta}, \\
u_{S\beta} &= r(1 + T'_S p) i_{S\beta} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\beta} + k_R p v \psi_{R\alpha}, \\
0 &= -k_R r_R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R p) \psi_{R\alpha} + p v \psi_{R\beta}, \\
0 &= -k_R r_R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R p) \psi_{R\beta} - p v \psi_{R\alpha}, \\
m &= k_R (\psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \psi_{R\beta} i_{S\alpha}), \\
T_m s v &= m - m_H, \text{ где } T'_S = \frac{x'_S}{r}
\end{aligned} \right\}. \quad (1.37)$$

Модель АКЗ в неподвижной системе координат, составленная по уравнениям (1.37), приведена на рис. 1.24.

Анализ АКЗ во вращающейся системе координат

Во вращающейся с относительной скоростью α_k системе координат с вещественной осью x и мнимой осью y уравнения (1.35) в операторной форме запишутся в виде:

$$\left. \begin{aligned}
u_{Sx} &= r(1 + T'_S p) i_{Sx} - x'_S \alpha_k i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} - k_R p v \psi_{Ry}, \\
u_{Sy} &= r(1 + T'_S p) i_{Sy} + x'_S \alpha_k i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} + k_R p v \psi_{Rx}, \\
0 &= -k_R r_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + p \psi_{Rx} - (\alpha_k - p v) \psi_{Ry}, \\
0 &= -k_R r_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + p \psi_{Ry} + (\alpha_k - p v) \psi_{Rx}, \\
m &= k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\
T_m s v &= m - m_H
\end{aligned} \right\}. \quad (1.38)$$

Модель АКЗ во вращающейся системе координат, составленная по уравнениям 1.38, представлена на рис. 1.25.

1.7 Расчет параметров и составление уравнений асинхронного двигателя, управляемого напряжением

Наиболее тяжелым режимом работы асинхронного двигателя при управлении напряжением является работа на малых скоростях, когда колебания момента и скорости за счет электромагнитных переходных процессов имеют слабозатухающий характер. В этом режиме уравнение для момента получает следующий вид [7]:

$$M(t) = M_{\Pi} + M_{\Pi} e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)\Omega_0 t} - M_{\Pi} \left[\cos \Omega_0 t \left(e^{-\gamma_1 \Omega_0 t} + e^{-\gamma_2 \Omega_0 t} \right) + \sin \Omega_0 t \left(e^{-\gamma_1 \Omega_0 t} - e^{-\gamma_2 \Omega_0 t} \right) \right] \times \frac{1 + \gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 - \gamma_1}, \quad (1.39)$$

где $\Omega_0 = 2\pi f$ - круговая частота напряжения сети; γ_1, γ_2 - коэффициенты затухания свободных составляющих момента двигателя.

Полный анализ (1.39) затруднен. Он возможен с учетом допущений, вводимых на основании конкретных значений γ_1, γ_2 . Принимая $\gamma_1 \approx \frac{s_k \sigma}{2}$ и $\gamma_2 \approx 2s_k$ и учитывая, что для серийных асинхронных двигателей $s_k = (0,2-0,5)$ и $\sigma \approx (0,05-0,1)$, находим значения коэффициентов $\gamma_1 \approx (0,005-0,025)$ и $\gamma_2 \approx (0,4-1,0)$. Из приведенных значений видно, что

$$\gamma_1 \ll 1 \text{ и } \gamma_1 \ll \gamma_2. \quad (1.40)$$

Тогда в (1.39)

$$e^{-\gamma_1 \Omega_0 t} \gg e^{-\gamma_2 \Omega_0 t} \text{ и } \frac{1 + \gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 - \gamma_1} \approx \frac{1}{\gamma_2} \quad (1.41)$$

или

$$e^{-t/T_1} \gg e^{-t/T_2}. \quad (1.42)$$

Постоянные времени затухания свободных составляющих момента равны

$$T_1 = \frac{1}{\gamma_1 \Omega_0} = \frac{1}{(0,005 \div 0,025) \cdot 314} = (0,1 - 0,6) \text{ с},$$

$$T_2 = \frac{1}{\gamma_2 \Omega_0} = \frac{1}{(0,4 \div 1,0) \cdot 314} = (0,003 - 0,008) \text{ с}.$$

Тогда дифференциальное уравнение (1.39) с учетом (1.41) и (1.42) получит вид

$$M(t) = M_{\Pi} \left[1 + e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1} \left(\cos \Omega_0 t + \frac{1}{\gamma_2} \sin \Omega_0 t \right) \right]. \quad (1.43)$$

Как видно из (1.43), момент двигателя в переходном процессе состоит из трех составляющих: 1) установившейся $M_{ycm} = M_{\Pi}$; 2) апериодической $M_a = M_{\Pi} e^{-t/T_2}$; которая быстро затухает, потому что постоянная времени T_2 имеет малые значения; 3) периодической, т. е. колебательной затухающей

$$M_{КОЛ} = M_{II} e^{-t/T_1} \left(\cos \Omega_0 t + \frac{1}{\gamma_2} \sin \Omega_0 t \right)$$

с малым демпфированием e^{-t/T_1} , так как постоянная времени T_1 имеет большие значения.

Это позволяет приближенно представить передаточную функцию АД в виде

$$W_{АД}(p) = \frac{k_M}{(T_2 p + 1)(T_0^2 + 2\gamma_1 T_0 p + 1)} \cdot \frac{1}{Jp}, \quad (1.44)$$

где $k_M = M_{II} / U_{1,ном}$ - коэффициент передачи АД по моменту;

$T_2 = \left(\frac{x_1}{\Omega_0} + \frac{x_2}{\Omega_0} \right) / (R_1 + R'_2)$ - постоянная времени, характеризующая

апериодическую составляющую момента, которая определяется параметрами

схемы замещения АД; $T_0 = \frac{1}{\Omega_0}$ - постоянная времени затухания периодической составляющей, определяемая частотой сети.

Учитывая малое демпфирование колебаний периодической составляющей $\gamma_1 \ll 1$ принимают передаточную функцию АД в виде

$$W_{АД}(p) = \frac{k_M}{(T_2 p + 1)(T_0^2 p^2 + 1)} \cdot \frac{1}{Jp}. \quad (1.45)$$

1.8 Расчет параметров и составление уравнения двухфазного асинхронного двигателя

Двухфазные асинхронные двигатели широко используются в автоматических системах. Наибольшее применение как исполнительные элементы они находят в маломощных следящих системах. Практическое достоинство этих двигателей заключается в том, что они не имеют коллектора и поэтому обладают высокой надежностью [3].

В основном выпускаются двухфазные асинхронные двигатели двух типов: с полым немагнитным ротором из материала с хорошей электропроводностью (обычно из алюминия) и с ферромагнитным ротором, имеющим короткозамкнутую обмотку в виде беличьей клетки. Имея меньший КПД, двигатели первого типа отличаются малой инерцией ротора и лучшими регулировочными свойствами. Мощность указанных типов двигателей не превышает 100 - 200 Вт.

Принципиальная схема двухфазного асинхронного двигателя показана на рис. 1.26. Обмотка управления w_U и обмотка возбуждения w_B расположены перпендикулярно друг к другу. Необходимый фазовый сдвиг между напряжениями на обмотках, равный 90° , обеспечивается с помощью конденсатора С, включенного в цепь обмотки возбуждения. Могут применяться и другие схемы включения обмоток.

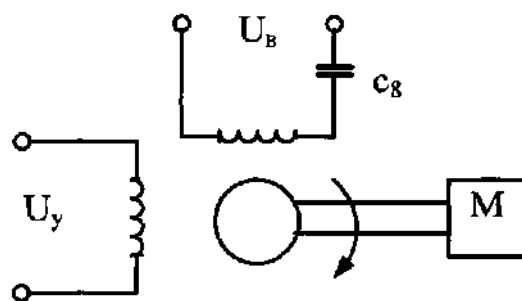


Рис. 1.26. Двухфазный асинхронный двигатель

Механические характеристики асинхронного двигателя нелинейны и зависят не только от собственных параметров, но и от параметров выходного каскада усилителя и схемы включения обмоток. Поэтому механические характеристики, используемые в расчетах, должны соответствовать реальным условиям работы двигателя. Как правило, такие характеристики определяются экспериментально. Обычно в справочниках приводятся технические данные двигателей для показанной на рис. 1.26 схемы включения обмоток при управлении от источника с большой мощностью и малым внутренним сопротивлением.

С помощью механических характеристик $n = f(U_y, M)$ рис. 1.27, а можно найти величину управляющего напряжения при заданном статическом моменте сопротивления на валу и величину напряжения трогания двигателя. Составим линейное уравнение динамики двигателя в отклонениях, проведя линеаризацию его механических характеристик. За входную величину примем напряжение на управляющей обмотке, а за выходную - угол поворота вала, полагая момент сопротивления не зависящим от скорости вращения, что соответствует большинству применений двухфазных асинхронных двигателей.

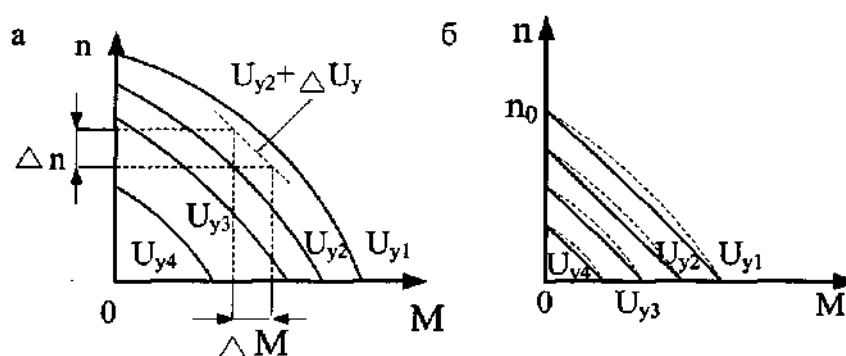


Рис. 1.27. Механические характеристики асинхронного двигателя;
а) реальные; б) линеаризованные

Механические характеристики двигателя следует линеаризовать в точке или области рабочего режима путем построения касательных к действительным характеристикам. Если по форме механические характеристики близки к линейным, то их можно заменить приближенными линейными характеристиками в виде параллельных прямых (рис. 1.27, б) с наклоном, равным усредненному наклону прямых, соединяющих при

заданных управляющих напряжениях точки пусковых моментов и холостого хода.

Из дальнейшего рассмотрения исключим инерционность по цепи управления двигателя, так как эта величина практически очень мала. Проведя аналогию с двигателем постоянного тока при $L_{\pi} = 0$ для асинхронного двигателя при постоянной амплитуде напряжения возбуждения и малых отклонениях переменных, можно записать:

$$\frac{d\alpha_D}{dt} = \frac{1}{c_e} U_y - \frac{1}{c_e c_M} M, \quad (1.46)$$

где $\frac{d\alpha_D}{dt} = \omega_D$ - скорость вращения двигателя, [рад/с]; α_D - угол поворота вала двигателя, [рад]; U - действующее значение напряжения обмотке управления, [В]; M - момент двигателя, [Н·м]; c_e, c_M - постоянные двигателя, определяемые в области рабочего режима, В·с/рад; Н·м/В. При этом уравнение равновесия моментов имеет вид

$$M = J \frac{d^2 \alpha_D}{dt^2} + M_c. \quad (1.47)$$

Решив совместно (1.46), (1.47) и перейдя к изображениям, получим уравнение двухфазного асинхронного двигателя

$$(T_m p + 1) \cdot p \alpha_D(p) = k_D U_y(p) - k_{D.B} M_c(p), \quad (1.48)$$

где $k_D = \frac{1}{c_e}$, $k_{D.B} = \frac{1}{c_e c_M}$ - коэффициенты передачи двигателя

соответственно по управляющему и возмущающему воздействиям; $T_m = \frac{J}{c_e c_M}$

- электромеханическая постоянная времени, [с]. Здесь $J = J_D + J_{н.пр}$ - момент инерции на валу двигателя, [кг·м²]; J_D - момент инерции ротора двигателя, [кг·м²]. Постоянные c_e и c_M могут быть найдены на основании (1.46) по механическим характеристикам. При $AM = 0$ ($M = const$) получаем

$$c_e = \frac{\Delta U_y}{\Delta \omega_D}. \quad (1.49)$$

Принимая $\omega_D = 0$ ($\omega_D = const$), находим

$$c_M = \frac{\Delta M}{\Delta U_y}. \quad (1.50)$$

В случае приведения механических характеристик двигателя (рис. 1.27, б) получаем

$$c_e = \frac{U_y}{\omega_{D0}}; c_M = \frac{M_{\pi}}{U_y}, \quad (1.51)$$

где $\omega_{д0}, M_{п}$ – скорость при холостом ходе и пусковой момент двигателя при напряжении управления U_y .

При отсутствии механических характеристик постоянные двигателя можно определить приближенно по его номинальным данным. Если механическую характеристику двигателя на рабочем участке от номинальной скорости вращения $\omega_{д.ном}$ до $\omega_{д} = 0$ при номинальном напряжении управления $U_{y.ном}$ считать линейной, то

$$\left. \begin{aligned} c_e &= \frac{\Delta U_y}{\Delta \omega_{д}} = \frac{M_{п} - M_{ном}}{M_{п}} \cdot \frac{U_{y.ном}}{\omega_{д.ном}}; \\ c_M &= \frac{\Delta M}{\Delta U_y} = \frac{M_{п}}{U_{y.ном}} \end{aligned} \right\}, \quad (1.52)$$

где $\Delta U_y = U_{y.ном} - U_{ТР.ном}$ ($U_{ТР.ном} = \frac{U_{y.ном} \cdot M_{ном}}{M_{п}}$) – напряжение трогания

двигателя при номинальном моменте).

В последнем случае коэффициенты уравнения двигателя запишутся как

$$\left. \begin{aligned} k_{д} &= \frac{M_{п}}{M_{п} - M_{ном}} \cdot \frac{\omega_{д.ном}}{U_{y.ном}}; \\ k_{д.в} &= \frac{\omega_{д.ном}}{M_{п} - M_{ном}}; \\ T_{м} &= J \frac{\omega_{д.ном}}{M_{п} - M_{ном}} \end{aligned} \right\}. \quad (1.53)$$

Передаточные функции двигателя на основании (1.48) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} W_{д}(p) &= \frac{\alpha_{д}(p)}{U_{д}(p)} = \frac{k_{д}}{p(T_{м}p + 1)}; \\ W_{д.в}(p) &= \frac{\alpha_{д}(p)}{M_{с}(p)} = \frac{-k_{д.в}}{p(T_{м}p + 1)} \end{aligned} \right\}. \quad (1.54)$$

1.9 Вентильный двигатель и элементы его теории

Ставший уже общеупотребительным термин «вентильный электродвигатель» (ВД) выделяет одну из перспективных систем электропривода, состоящую из синхронного двигателя (СД), управляемого преобразователя энергии (УП) и датчика положения ротора (ДПР), управляющего преобразователем энергии УП, который в ранних публикациях именовался полупроводниковым коммутатором. Прежде чем приобрести современные очертания и адекватную интерпретацию процессов преобразования энергии, вентильный электродвигатель проделал длительную

эволюцию в виде многочисленных схмотехнических и конструкторских решений, направленных на замену коллекторно-щеточного узла полупроводниковым коммутатором с целью создания бесконтактного двигателя постоянного тока (Б ДПТ) [9].

Анализ известных схемных решений по построению вентильных электродвигателей, а также результаты исследований позволяют сделать вывод, что наиболее приемлемой для работы электропривода во всех четырех квадрантах является функциональная схема ВД, приведенная на рис. 1.28.

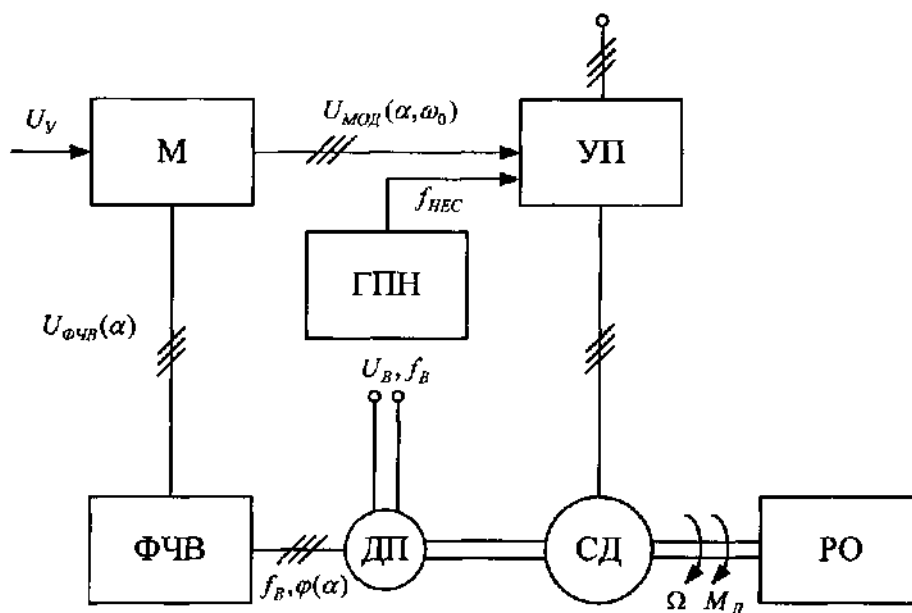


Рис. 1.28. Функциональная схема ВД

В дополнение к общеизвестной триаде СД+УП+ДПР на этой схеме указано еще два блока: ФЧВ - фазочувствительный выпрямитель и М модулятор. Схема рис. 1.28 является функционально полной для удовлетворения всех максимально возможных требований к электроприводу как исполнительному звену электромеханической САУ при условии, что указанные на ней блоки будут удовлетворять следующим требованиям.

1. Синхронный двигатель СД выполняется с соблюдением условий оптимизации по массогабаритным показателям, причем при работе в системе ВД ротор двигателя в виде вращающейся системы полюсов не нужно обеспечивать демпферной клеткой. Для обеспечения бесконтактности полюсную систему (индуктор) достаточно выполнять на основе постоянных магнитов.

2. Управляемый преобразователь УП в идеальном случае должен обеспечивать синусоидальные токи в якоре СД, тогда последний будет работать с наилучшими энергетическими показателями. А так как преобразователь энергии управляется с помощью датчика положения ротора, то требование синусоидальности якорных токов должно быть учтено при выборе (построении) ДПР. Следовательно, если «ответственность» за обеспечение синусоидальной формы тока возложить на ДПР, то УП необходимо выполнять

как безынерционное звено со свойствами усилителя постоянного тока в диапазоне частот от 0 до $f_{\max} = \frac{Z_d \Omega_{\max}}{2\pi}$, где Z_d - число пар полюсов двигателя; Ω_{\max} - его максимальная угловая частота вращения.

Следовательно, даже для электроприводов малой мощности УП необходимо выполнять по схемам ШИМ, несущая частота которых $f_{\text{нес}} > 10f_{\max}$.

3. Основным требованием к ДПР является обеспечение на выходе многофазных сигналов синусоидальной формы, частота которых пропорциональна частоте вращения двигателя, амплитуда пропорциональна заданным значениям тока короткого замыкания СД, а фаза определяется положением его ротора. Наиболее полно этим требованиям удовлетворяют индукционные микромашины типа сельсинов или вращающихся трансформаторов, число пар полюсов которых равно числу пар полюсов двигателя Z_d , частота напряжения возбуждения которых f_B также не менее чем в 10 раз превышает максимальную частоту питания СД, также могут применяться датчики Холла.

4. Фазочувствительный выпрямитель ФЧВ на схеме рис. 1.28 необходим для выделения низкочастотной огибающей в составе сигнала ДПР. Дополнительным к нему может быть предъявлено требование изменения порядка чередования фаз при изменении направления вращения.

5. Модулятор М на схеме рис. 1.28 необходим для обеспечения уставки скорости идеального холостого хода двигателя (синхронной). На него может возлагаться функция изменения порядка чередования фаз на выходе при изменении знака U_y , если эту функцию не способен выполнять ФЧВ.

На основании анализа исходных уравнений каждого блока функциональной схемы и их совместного решения может быть получена структурная схема ВД как объекта регулирования, которая имеет вид рис. 1.29.

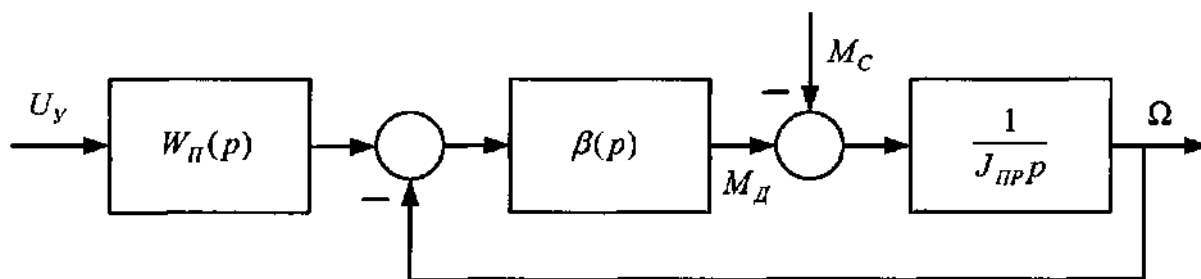


Рис. 1.29. Структурная схема ВД

Схема оказывается идентичной обобщенной структурной схеме регулируемого электродвигателя, причем параметры электромеханического преобразователя (ЭМП), который учитывается оператором $\beta(p)$, определяются не только СД, но и УП. Последний учитывается на схеме звеном $W^n(p)$, выходом которого является приращение угловой частоты $\Delta\Omega_0$, определяющей уставку скорости собственно двигателя. Как и у всех электродвигателей,

отрицательная обратная связь по скорости замыкается на входе ЭМП, что очевидно из условия

$$\dot{I}_я = \frac{\dot{E}_п - E_д}{Z_э}, \quad (1.55)$$

где $E_{пм} = K_{nm}\Omega_0$.

Если пренебречь инерционностью (дискретностью) УП, то передаточная функция $W^n(p)$ определяется так:

$$W_п(p) = \frac{\Delta\Omega_0(p)}{\Delta U_y(p)} \approx K_{n\omega} = \frac{\Omega_{уст}}{U_{уст}} \approx \frac{\Omega_{max}}{10B}. \quad (1.56)$$

Передаточная функция ЭМП $\beta(p)$ может быть представлена апериодическим звеном

$$\beta(p) = \frac{\Delta M_д}{\Delta\Omega} \approx \frac{K_M}{T_э p + 1},$$

где $K_M = \frac{\Delta M_{дуст}}{\Delta\Omega_{уст}}$; $T_э = \frac{L_э}{R_э}$; $R_э = r_я + r_{л\gamma\gamma}$.

ЭДС преобразователя $E_п$ действует внутри звена $\beta(p)$, в котором за счет наличия в составе ВД датчика положения ротора исключено интегрирующее звено, присутствующее в составе у собственно синхронного двигателя и определяющее склонность к качаниям последнего.

Структурная схема рис. 1.29 соответствует двигательному режиму, когда $E_{пм} > E_{дм}$. Для тормозных режимов она может иметь другой вид, так как характер торможения зависит от возможности УП воспринимать энергию электродвигателя при $\Omega > \Omega_0$. При использовании современных элементной базы и схемных решений при построении УП рекуперация энергии в источник питания его в виде неуправляемого выпрямителя в принципе невозможна. Однако при установке сглаживающего конденсатора достаточно большой емкости можно считать процесс рекуперации возможным и в первом приближении использовать структурную схему рис. 1.29 при любых расчетах, которые в то же время будут справедливы для малых отклонений, так как ВД в отличие от коллекторного ДПТ всегда является нелинейным звеном.

Определение параметров $K^м$ и $T_э$ осуществляется по механическим характеристикам ВД и значению $L_э$.

Выражение для расчета механических характеристик СД в системе ВД может быть получено с использованием общепринятой векторной диаграммы и приводится к виду

$$M_д = \frac{mC_E\Phi_0}{R_э(1 + [Z_д\Omega T_э]^2)} [K_п U_y (\cos\theta + Z_д\Omega T_э \sin\theta - C_E\Phi_0\Omega)], \quad (1.57)$$

где $\theta = const$ - угол уставки датчика положения ротора.

Для реверсивных приводов $\theta = 0$, и выражение (1.57) упрощается. При малых значениях $L_э$, что может быть достигнуто при беспазовой конструкции

машины, механические характеристики ВД являются прямыми линиями, которые могут быть построены по точкам идеального холостого хода и короткого замыкания в соответствии с выражениями

$$\Omega_0 = \frac{K_{\Pi} U_y}{C_E \Phi_0}; M_K = \frac{K_{\Pi} U_y}{R_{\Sigma}} C_E \Phi_0. \quad (1.58)$$

Вопросы анализа переходных процессов в большой энергетике и расчета потребной мощности двигателя для системы ВД решаются аналогично системам электропривода с двигателями постоянного тока.

2. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

2.1 Расчет параметров и составление уравнения генератора постоянного тока

Генераторы постоянного тока применяются в качестве усилительных элементов при управлении электродвигателями [3].

В системах автоматического регулирования, как правило, используются генераторы с независимым возбуждением (рис. 2.1). Принципиальная схема такого генератора, нагруженного на активно-индуктивную нагрузку $Z_H = r_H + jx_H$, показана на рис. 2.1, а

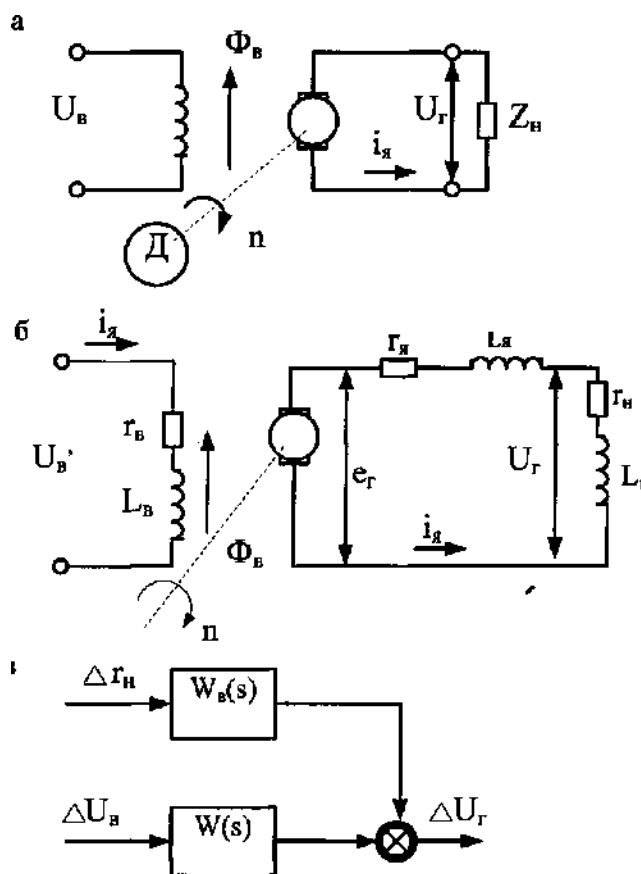


Рис. 2.1. Генератор постоянного тока с независимым возбуждением;
а) принципиальная схема; б) эквивалентная схема; в) структурная схема

В статическом режиме работы без учета реакции якоря напряжение на выходе генератора

$$u_{\Gamma} = e_{\Gamma} - r_{я.ц} i_{я}, \quad u_{я} = c n \Phi_B - r_{я.ц} i_{я}, \quad (2.1)$$

где $e_{\Gamma} = c n \Phi_B$ - ЭДС генератора, [В]; Φ^e - поток возбуждения генератора, [Вб]; $c = \frac{pN}{a \cdot 60}$ конструктивная постоянная; p - число пар полюсов; N - число активных проводников якоря равное удвоенному числу витков обмотки якоря; a - число пар параллельных ветвей обмотки якоря; n - скорость вращения якоря, [об/мин]; $r_{я.ц}$ - сопротивление цепи якоря, [Ом]; $i_{я}$ - ток якоря, [А]. Конструктивная постоянная генератора может быть найдена по его номинальным данным:

$$c = \frac{e_{\Gamma.ном}}{\Phi_{B.ном} \cdot n_{ном}} = \frac{U_{\Gamma.ном} + I_{я.ном} r_{я.ц}}{\Phi_{B.ном} n_{ном}}. \quad (2.2)$$

Напряжение генератора падает при увеличении тока нагрузки. Уровнем напряжения генератора можно управлять с наименьшей затратой мощности путем изменения величины магнитного потока возбуждения Φ^e , устанавливая соответствующие значения напряжения или тока возбуждения.

Поток возбуждения генератора Φ^e является нелинейной функцией от магнитодвижущей силы F (мдс). В технических данных генератора эта зависимость обычно приводится в виде кривой намагничивания на один полюс:

$$\Phi_B = f(F) = f(a \omega_{B1}), \quad (2.3)$$

где $F = a \omega_{B1}$ - мдс одного полюса, [А].

На рис. 2.2, а показана кривая намагничивания без учета влияния гистерезиса.

Из рассмотренных характеристик видно, что генератор является нелинейным звеном, а следовательно, его динамика описывается нелинейным дифференциальным уравнением.

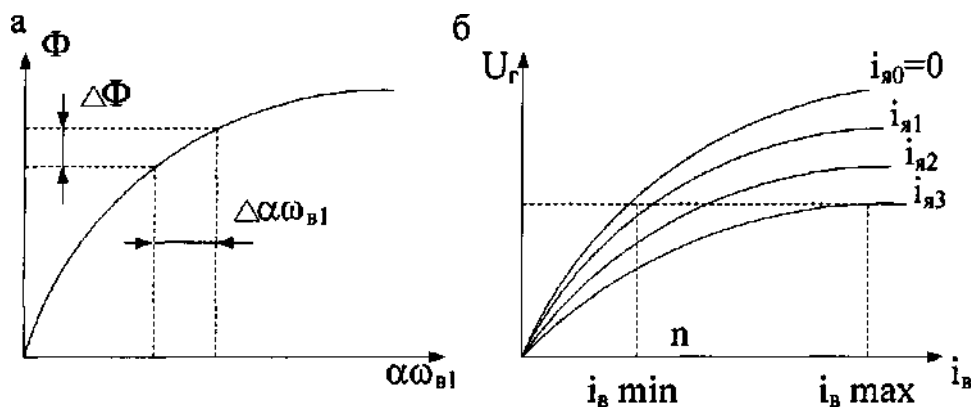


Рис. 2.2. Кривая намагничивания генератора с независимым возбуждением (а); выходные характеристики генератора (б)

Составим приближенное линейное уравнение динамики генератора для случая $n = const$, полагая входной (управляющей) величиной напряжение возбуждения U^B , а выходной - напряжение на нагрузке U^e . Не будем учитывать влияние гистерезиса, вихревых токов и реакции якоря и предположим, что поток рассеяния изменяется по одному закону с потоком возбуждения Φ_B . При составлении уравнения генератора воспользуемся эквивалентной схемой (см. рис. 2.1, б).

Проведя линеаризацию нелинейной зависимости (2.3) в рабочей точке, получим

$$\Delta\Phi_B = c_{\Gamma 1} \Delta a \omega_{B1} = c_{\Gamma 1} \omega_{B1} \Delta i_B$$

или в изображениях

$$\Phi_B(p) = c_{\Gamma 1} \omega_{B1} I_B(p), \quad (2.4)$$

где $c_{\Gamma 1} = \left[\frac{\partial f(a \omega_{B1})}{\partial (a \omega_{B1})} \right]_{a \omega_{B10}} \approx \left(\frac{\Delta \Phi_B}{\Delta a \omega_{B1}} \right)_{a \omega_{B10}}$ - коэффициент, определяемый

по зависимости $\Phi_B = f(a \omega_{B1})$, заданной в аналитической или графической форме; ω_{B1} - число витков обмотки возбуждения на полюс. Запишем уравнение в изображениях для цепи возбуждения (при последовательном соединении обмоток полюсов):

$$U_B(p) = r_B I_B(p) + 2p \sigma_{\Gamma} \omega_{B1} p \Phi_B(p) \quad (2.5)$$

или, учитывая (1.13),

$$U_B(p) = r_B I_B(p) + L_B p I_B(p), \quad (2.6)$$

где r^e - сопротивление цепи возбуждения, [Ом]; $L_B = 2p \sigma_{\Gamma} c_{\Gamma 1} \omega_{B1}^2$ - индуктивность цепи возбуждения, [Гн]; $\sigma = 1,15 \div 1,2$ - коэффициент, учитывающий рассеяние магнитного потока генератора.

Используя зависимость (2.4), найдем изображение ЭДС генератора:

$$E_{\Gamma}(p) = c n \Phi_B(p) = c_{\Gamma} c_{\Gamma 1} \omega_{B1} I_B(p), \quad (2.7)$$

где $c_{\Gamma} = c n = \frac{p N}{a \cdot 60} n$.

Для цепи якоря и нагрузки уравнение имеет вид

$$E_{\Gamma}(p) = (r_{я.ц} + L_{я} p) I_{я}(p) + U_{\Gamma}(p), \quad (2.8)$$

где $I_{я}(p)$ - изображение приращения тока нагрузки в цепи якоря; $U_{\Gamma}(p)$ - изображение приращения напряжения генератора; $L_{я}$ - индуктивность обмотки якоря; r^H - сопротивление нагрузки; L^H - индуктивность нагрузки.

Решив совместно уравнения (2.6) - (2.8), получим уравнение динамики генератора, записанное в изображениях:

$$(T_B p + 1)(T_{я.н} p + 1) U_{\Gamma}(p) = \frac{r_H}{r_{я.ц} + r_H} k_{\Gamma} (T_H p + 1) U_B(p), \quad (2.9)$$

где $T_B = \frac{L_B}{r_B}$ - постоянная времени цепи возбуждения;

$$T_{я.н} = \frac{(L_{я} + L_{н})}{(r_{я.н} + r_{н})} - \text{постоянная времени цепи якоря};$$

$$T_{н} = \frac{L_{н}}{r_{н}} - \text{постоянная времени цепи нагрузки};$$

$$k_{Г} = \frac{c_{Г} c_{Г1} \omega_{В1}}{r_{В}} - \text{коэффициент передачи генератора. При активной}$$

нагрузке $z_{н} = r_{н}$ значение $T_{н} = 0$.

Очень часто величина $T_{я.н} = \frac{L_{я}}{(r_{я.н} + r_{н})}$ бывает мала и ею можно пренебречь, после чего уравнение генератора в изображениях принимает следующий вид:

$$(T_{В}p + 1)U_1(p) = \frac{r_{н}}{r_{я.н} + r_{н}} k_{Г} U_{В}(p). \quad (2.10)$$

Составим уравнение генератора для случая активной нагрузки, предположив, что сопротивление нагрузки изменяется скачком на величину $\Delta r_{н}$. При этом для цепи нагрузки можно записать

$$u_{Г0} + \Delta u_{Г} = (r_{н0} + \Delta r_{н})(i_{я0} + \Delta i_{я}), \quad (2.11)$$

где $u_{Г0}, r_{н0}$ - напряжение генератора и сопротивление нагрузки до возмущения;

$\Delta r_{н} = r_{н} - r_{н0}$ - приращение сопротивления нагрузки после возмущения. Переходя к изображениям, для приращений величин получим

$$U_{Г}(p) = r_{н} I_{я}(p) + \frac{u_{Г0}}{r_{н0}} R_{н}(p), \quad (2.12)$$

или

$$U_{Г}(p) = E_{Г}(p) - r_{я.н} I_{я}(p). \quad (2.13)$$

Из (2.10) найдем уравнение для ЭДС генератора, приняв $r_{н} = \infty$:

$$(T_{В}p + 1)E_{Г}(p) = k_{Г} U_{В}(p). \quad (2.14)$$

Решив совместно (2.12)–(2.14), запишем уравнение для напряжения генератора с учетом воздействия со стороны нагрузки:

$$(T_{В}p + 1)U_{Г}(p) = \frac{r_{н}}{r_{я.н} + r_{н}} k_{Г} U_{В}(p) + \frac{r_{я.н}}{r_{я.н} + r_{н}} \cdot \frac{u_{Г0}}{r_{н0}} (T_{В}p + 1)R_{н}(p). \quad (2.15)$$

Для генератора, используемого в качестве источника напряжения, передаточные функции по управляющему и возмущающему воздействиям определяются из соотношений:

$$W(p) = \frac{U_{Г}(p)}{U_{В}(p)}; \quad W_{В}(p) = \frac{U_{Г}(p)}{R_{н}(p)}. \quad (2.16)$$

На основании (2.15) и (2.16) генератор можно представить в виде структурной схемы (см. рис. 2.1, в).

Обмотки дополнительных полюсов генератора исключают искрение между щетками и коллектором, а последовательная обмотка уменьшает реакцию якоря. В расчетах сопротивление этих обмоток учитывается при подсчете величины

$$r_{я.ц} = r_{я} + r_{д,п} + r_{см}. \quad (2.17)$$

Номинальный ток возбуждения генератора, если он не указан в справочных данных, определяется приближенно:

$$I_{В.ном} \approx 0,8U_{Г.ном} / (\alpha \cdot r_B). \quad (2.18)$$

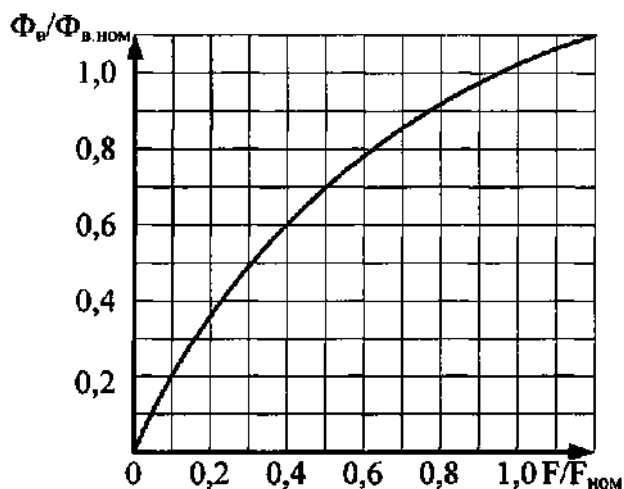


Рис. 2.3. Универсальная кривая намагничивания генераторов постоянного тока серии П

2.2 Основные параметры и передаточная функция электромашинного усилителя

В автоматических системах электромашинные усилители (ЭМУ) находят широкое применение. Это объясняется тем, что они имеют высокие коэффициенты усиления по мощности и по напряжению, обладают сравнительно большим быстродействием и при наличии нескольких обмоток управления позволяют просто суммировать управляющие сигналы [8].

Промышленность выпускает ЭМУ продольного поля (с самовозбуждением) и поперечного поля. Двухступенчатые ЭМУ первого типа изготавливаются на большую мощность - до 200 кВт и более и используются в управляемом электроприводе. В системах автоматического управления и регулирования широко применяются ЭМУ с поперечным полем, изготавливаемые до 10 кВт. Принципиальная электрическая схема ЭМУ поперечного поля (рис. 2.4) представляет схему двухкаскадного усилителя. Первый каскад усиления включает в себя обмотку управления ОУ и обмотку якоря с выходом на щетки поперечной оси 1-1. Магнитный поток Φ_u , создаваемый обмоткой управления, индуцирует в якоре ЭДС поперечной оси $e_{к.з}$. За счет тока IK^3 образуется поперечный поток реакции якоря $\Phi^{к.з}$, который используется для возбуждения второго каскада. Результирующая ЭДС ЭМУ $e_{я.у}$ снимается со щеток продольной оси 2-2.

Для увеличения потока реакции якоря по поперечной оси воздушный зазор между якорем и статором делается равномерным, а дополнительные полюса по этой оси не ставятся. С этой же целью сопротивление якорной цепи по поперечной оси стремятся сделать минимальным, для чего щетки, расположенные на этой оси, обычно замыкают накоротко.

Для компенсации реакции якоря по продольной оси от тока якоря i_a на статоре по этой оси располагается распределенная обмотка компенсации ОК, намагничивающее действие которой регулируется с помощью шунтирующего сопротивления $R_{ш}$. Для уменьшения искрения между щетками и коллектором в цепи нагрузки по продольной оси машины располагаются также дополнительные полюса ДП.

В режиме холостого хода динамика ЭМУ при малых приращениях напряжения управления описывается передаточной функцией

$$W_{ЭМУ}(p) = \frac{E_{я.у}(p)}{U_y(p)} = \frac{k_y}{(T_y p + 1)(T_{к.з} p + 1)}, \quad (2.19)$$

где k_y - коэффициент передачи ЭМУ по напряжению, определенный по характеристике х. х.; T_y и $T_{к.з}$ — постоянные времени соответственно цепи управления и к. з. цепи.

При наличии нескольких обмоток управления постоянная времени цепи управления ЭМУ принимается равной сумме постоянных времени всех обмоток, включенных на источники сигнала.

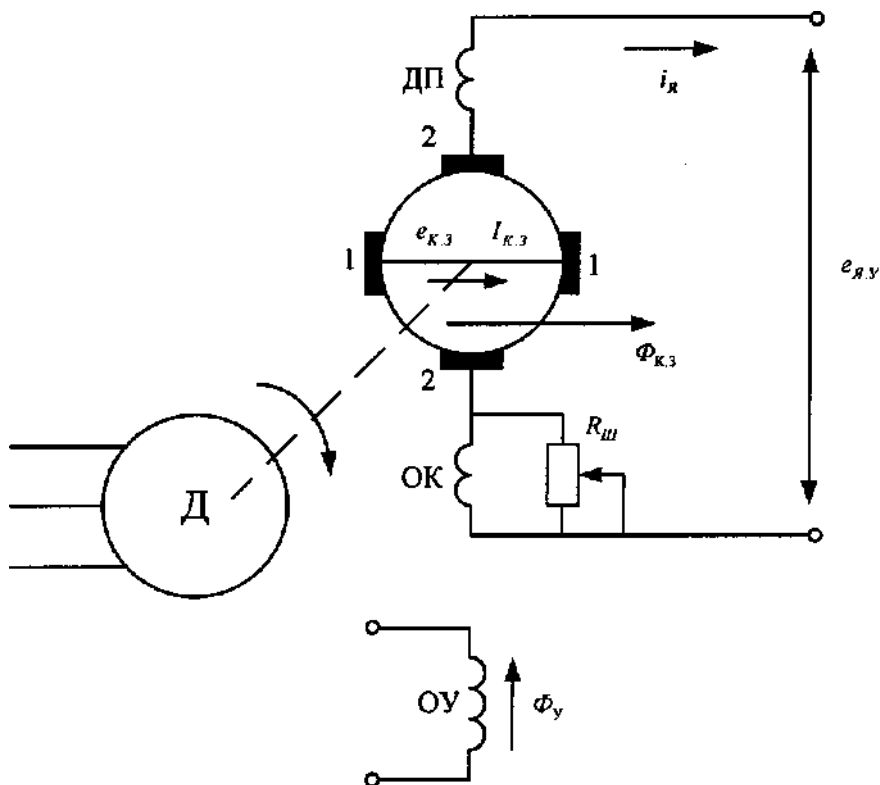


Рис. 2.4. Принципиальная электрическая схема ЭМУ поперечного поля

В общем случае подключение нагрузки к ЭМУ изменяет его характеристики за счет внутренних обратных связей. Однако, как показывает

опыт, в нормально скомпенсированном ЭМУ, содержащем размагничивающие обмотки и последовательные стабилизирующие обмотки в поперечной цепи, изменения характеристик достаточно малы, что позволяет пренебречь влиянием внутренних обратных связей.

Наибольшее применение ЭМУ находят в системах управления двигателями постоянного тока, часто используются в качестве возбуждателей генераторов.

Благодаря стабилизирующей обмотке в поперечной цепи электромашинные усилители имеют смягченные внешние характеристики, достаточно близкие к линейным. Коэффициент передачи для этих усилителей в режиме холостого хода приближенно можно найти по номинальным данным:

$$k_y = \frac{e_{я.у}}{u_y} \approx \frac{m U_{ВЫХ.НОМ}}{\alpha \gamma_y I_{у.НОМ}}, \quad (2.20)$$

где $\alpha = 1,15$ - коэффициент, учитывающий нагрев обмотки управления; $m = 1,35; 1,3; 1,25$ соответственно для усилителей 0,2 - 1,5 кВт; 2 - 5 кВт; 7 - 10 кВт.

2.3 Основные параметры и передаточные функции магнитных усилителей

Магнитные усилители широко используются в системах автоматического управления. Достоинствами таких усилителей являются большое усиление по мощности, малая зависимость работы от изменений напряжения и частоты, простота суммирования сигналов на входе, возможность электрической изоляции рабочей цепи от цепи управления, высокая надежность [3].

К недостаткам магнитных усилителей следует отнести относительно малое входное сопротивление, инерционность, пульсации напряжения и тока в нагрузке.

Целесообразно применять магнитные усилители при питании их от сети повышенной частоты (400-3000 Гц). В этом случае габариты и инерционность усилителей можно значительно уменьшить.

Качество магнитных усилителей оценивают по величине добротности

$$D = k_p / T_\Sigma, \quad (2.21)$$

где k_p - коэффициент усиления по мощности; T_Σ - постоянная времени магнитного усилителя со стороны цепи управления.

С целью увеличения добротности магнитные усилители, как правило, выполняют с положительной обратной связью по току нагрузки.

На рис. 2.5 изображены электрические схемы однотактных магнитных усилителей с внешней (а) и внутренней (б) положительной обратной связью и выходом на переменном токе. В первой схеме обратная связь осуществляется с помощью специальной обмотки $\omega_{О.С.}$, включенной в цепь нагрузки z^H через выпрямительный мост. Обмотка $\omega_{СМ}$ служит для смещения характеристики усилителя, реагирующего на полярность управляющего сигнала u_y . Рабочие обмотки $\omega_{Р.О}$ включены так, что наводимая ЭДС в обмотке управления компенсируется.

Во второй схеме усилителя положительная обратная связь создается непосредственно рабочими обмотками $\omega_{p.o}$, в цепи которых включены диоды. При этом в отличие от первой схемы усилителя рабочие обмотки соединяются таким образом, что они создают постоянную составляющую потока по отношению к обмотке управления. Магнитные усилители с внутренней обратной связью называются также усилителями с самонасыщением (см. рис. 2.5, б). Примем следующие обозначения: $\omega_y, \omega_{cm}, \omega_{o.c}, \omega_{p.o}$ - числа витков соответственно обмоток управления, смещения, обратной связи и рабочей обмотки; $r_y, r_{cm}, r_{o.c}, r_{p.o}$ - сопротивления соответствующих обмоток, Ом; R^c - внутреннее сопротивление источника сигнала управления, [Ом]; R_{PEI} - подстроечное сопротивление для регулировки тока в обмотке смещения, [Ом]; Y_d - прямое сопротивление диода, [Ом]; $\eta = R_H / R_\Sigma$ - КПД цепи нагрузки; R_Σ - суммарное сопротивление, учитывающее сопротивление обмоток и диодов, [Ом]; U_\sim, u_y, U_{cm} - соответственно напряжение сети, управления и смещения, [В]; f - частота сети, [Гц].

Если за выходную величину принять ток нагрузки, передаточную функцию магнитного усилителя с положительной обратной связью при работе на активную нагрузку можно представить в виде

$$W_I(p) = \frac{I_{H.CP}(p)}{U_y(p)} = \frac{k_I}{r_y + R^c} \cdot \frac{e^{-pt_3}}{T_\Sigma p + 1}, \quad (2.22)$$

или в виде

$$W_U(p) = \frac{U_{H.CP}(p)}{U_y(p)} = R_H W_I(p) = \frac{k_U}{1 + R^c/r_y} \cdot \frac{e^{-pt_3}}{T_\Sigma p + 1}, \quad (2.23)$$

если за выходную величину взять напряжение на нагрузке.

В формулах (2.22), (2.23) использованы следующие обозначения: $I_{H.CP}, U_{H.CP}$ - средние значения тока нагрузки (А) и напряжения (В);

$k_I = \frac{\omega_y}{\omega_{p.o}} \cdot \frac{1}{1 - k_{o.c}}$ - коэффициент усиления по току с учетом обратной связи

(где k_{oc} - коэффициент обратной связи; для усилителей с внешней обратной связью $k_{o.c} = \frac{\omega_{o.c}}{\omega_{p.o}}$, для усилителей с внутренней обратной связью

$k_{o.c} = 0,95 \div 0,96$); $k_U = \frac{k_I R_H}{r_y}$ - коэффициент усиления по напряжению;

t^3 - время запаздывания (для усилителей с внешней обратной связью $t^3 = 0$, для усилителей с внутренней обратной связью $t_3 = \frac{1}{2f}$, с).

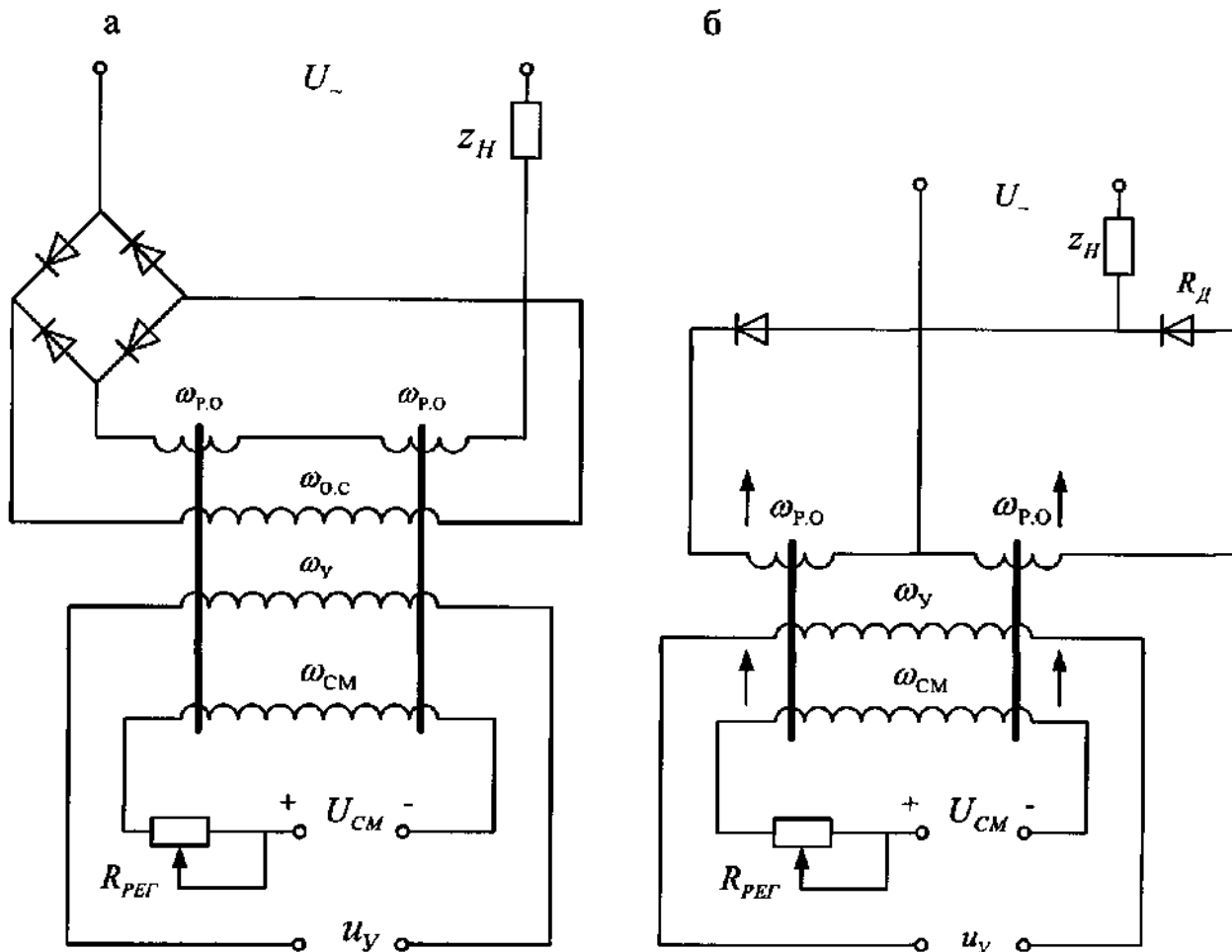


Рис. 2.5. а) магнитный усилитель с внешней обратной связью по току;
б) магнитный усилитель с внутренней обратной связью по току

Постоянная времени магнитного усилителя T_{Σ} равна сумме постоянных времени обмоток управления, смещения и обратной связи. Для магнитного усилителя с внешней положительной обратной связью и несколькими обмотками управления

$$T_{\Sigma} = \frac{R_H}{4f\eta} \cdot \frac{1}{\omega_{P.O}^2(1-k_{O.C})} \left(\sum_{i=1}^n \frac{\omega_{y_i}^2}{r_{y_i} + R_{C_i}} + \frac{\omega_{CM}^2}{r_{CM} + R_{PEГ}} + \frac{\omega_{O.C}^2}{r_{O.C} + 2R_D + 2r_{P.O} + R_H} \right). \quad (2.24)$$

В магнитном усилителе с внутренней обратной связью обратная связь осуществляется через поток рабочих обмоток, работающих поочередно в каждый полупериод. Для такого усилителя постоянная времени

$$T_{\Sigma} = \frac{1}{2f\eta} \cdot \frac{R_H}{\omega_{P.O}^2} \left(\sum_{i=1}^n \frac{\omega_{y_i}^2}{r_{y_i} + R_{C_i}} + \frac{\omega_{CM}^2}{r_{CM} + R_{PEГ}} \right). \quad (2.25)$$

Для магнитных усилителей с внутренней обратной связью характерно также чистое запаздывание $t_3 = 1/(2f)$, обусловленное тем, что процесс изменения индукции сердечника под действием сигнала управления происходит в один полупериод, а выдача сигнала в рабочей цепи (соответствующего уровню намагниченности сердечника) - в другой полупериод. При $t_3 \ll T_{\Sigma}$ величиной запаздывания пренебрегают.

На рис. 2.6 изображены характеристики нереверсивного (а) и реверсивного (б) магнитных усилителей.

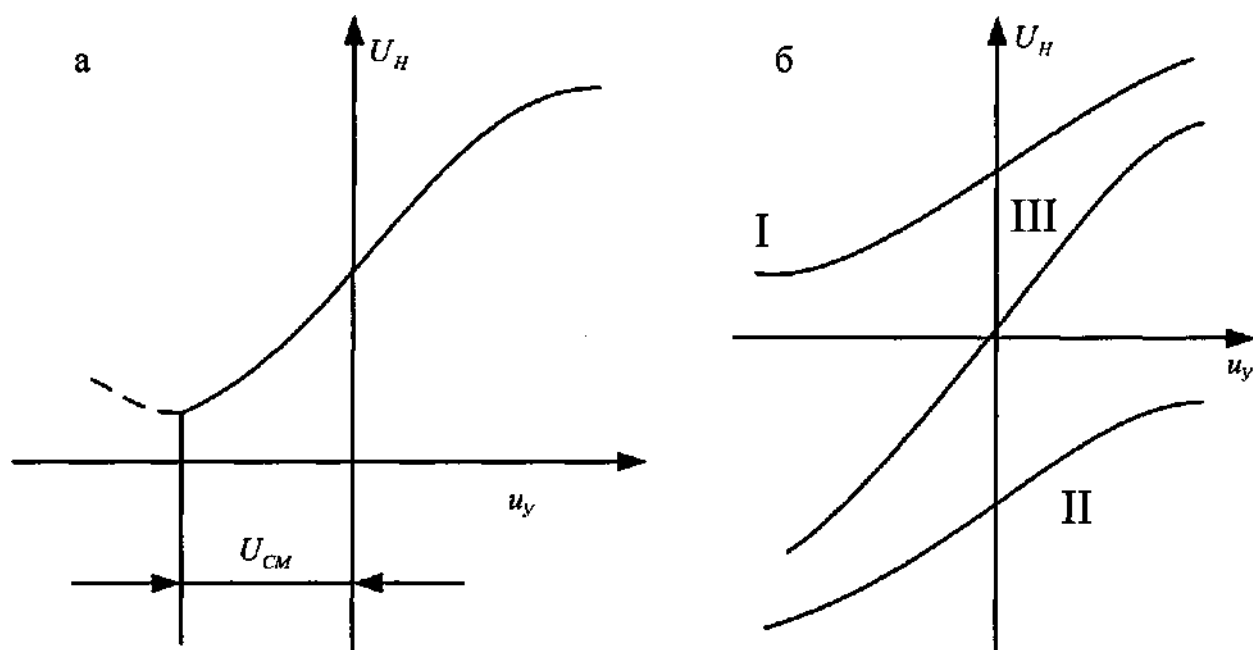


Рис. 2.6. Характеристики нереверсивного (а) и реверсивного (б) магнитных усилителей

2.4 ШИП (шиотно-импульсный преобразователь)

Регулирование выходного напряжения в ШИП осуществляется за счет изменения скважности (относительной продолжительности включенного состояния) [4].

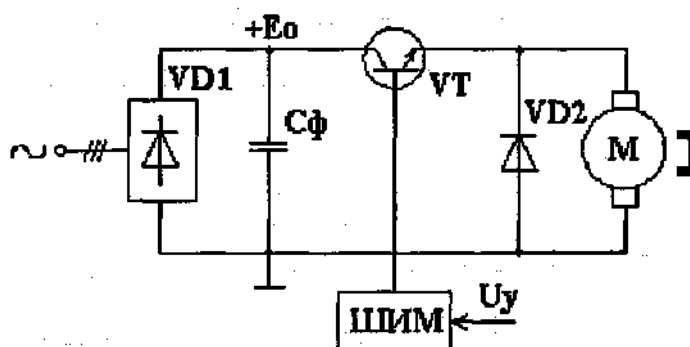


Рис. 2.7. Структура нереверсивного ШИП

Транзисторы в этих преобразователях работают в ключевом режиме, а тиристоры должны иметь узлы искусственной коммутации.

Нереверсивный ШИП представлен на рис. 2.7, где \$VD2\$ защищает транзистор от перенапряжения.

Квазиустановившийся режим непрерывного тока (РНТ) приведен на рис. 2.8, где \$\gamma\$ - относительная продолжительность включенного состояния.

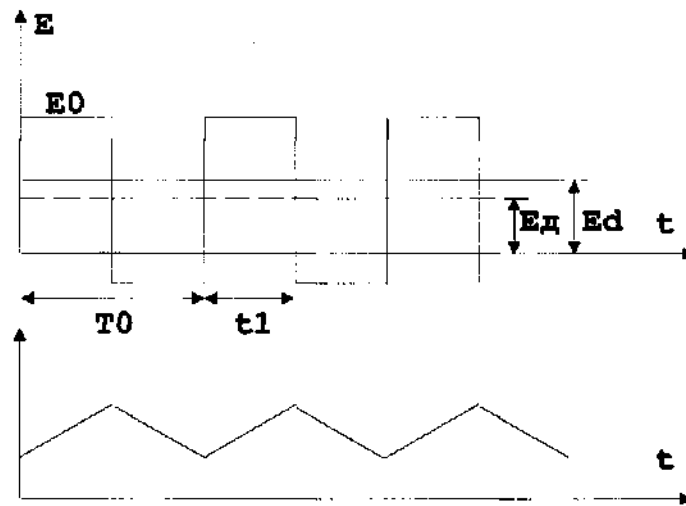


Рис. 2.8. Квазиустановившийся режим непрерывного тока

$$(f_0 = 500 \text{ Гц} - 10 \text{ кГц}; \gamma = 0 \div 1; E_d = 0 \div E_0; \gamma = \frac{t_1}{T_0})$$

Структурная схема ШИМ приведена на рис. 2.9, где приняты обозначения: СУ - система управления ШИП; СЦ - силовая цепь.

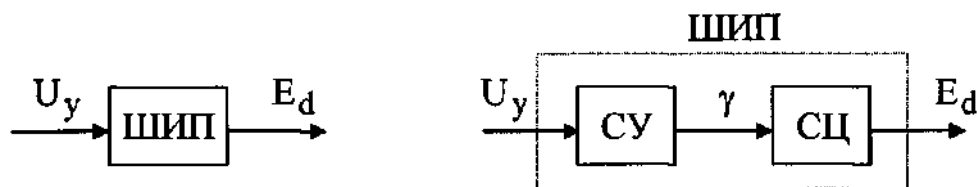


Рис. 2.9. Структурная схема ШИП

В соответствии с рис. 2.9, можно построить регулировочную характеристику (рис. 2.10).

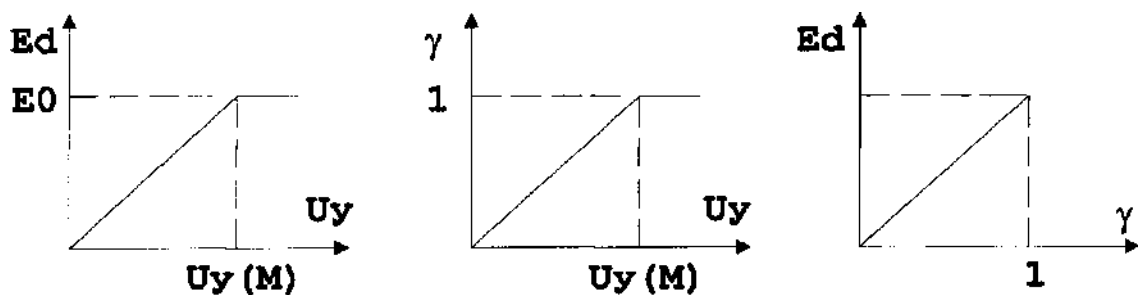


Рис. 2.10. Регулировочные характеристики ШИП

Внешняя характеристика представлена на рис. 2.11, где приняты обозначения: РПТ - режим прерывистых токов; РНТ - режим непрерывных токов.

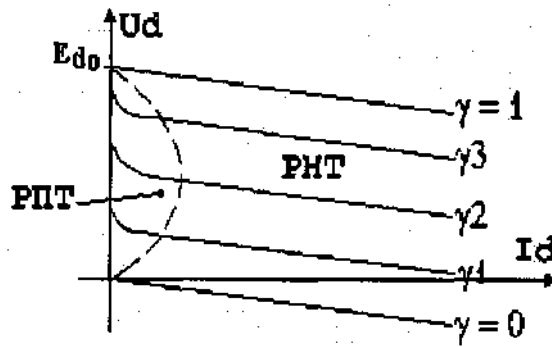


Рис. 2.11. Внешняя характеристика ШИП

Передаточная функция ШИП определяется формулой

$$W_{\text{шип}}(p) = \frac{E_d(p)}{U_y(p)} = k_{\text{шип}} \cdot e^{-\tau p}. \quad (2.26)$$

Разложим в $e^{\tau p}$ ряд

$$e^{\tau p} = \sum_0^{\infty} \left(\frac{(\tau \cdot p)^n}{n!} \right) = \frac{1}{1} + \frac{(\tau \cdot p)}{1} + \dots \approx 1 + \tau \cdot p.$$

$$e^{-\tau p} = \frac{1}{e^{\tau p}} \approx \frac{1}{1 + \tau p}; \quad (2.27)$$

После преобразований передаточная функция ШИП принимает вид

$$W_{\text{шип}}(p) = \frac{k_{\text{шип}}}{1 + \tau p}. \quad (2.28)$$

Формирование ШИМ-сигнала показано на рис. 2.12. Как правило, для увеличения помехоустойчивости системы на входе ШИП ставят фильтр (рис. 2.13).

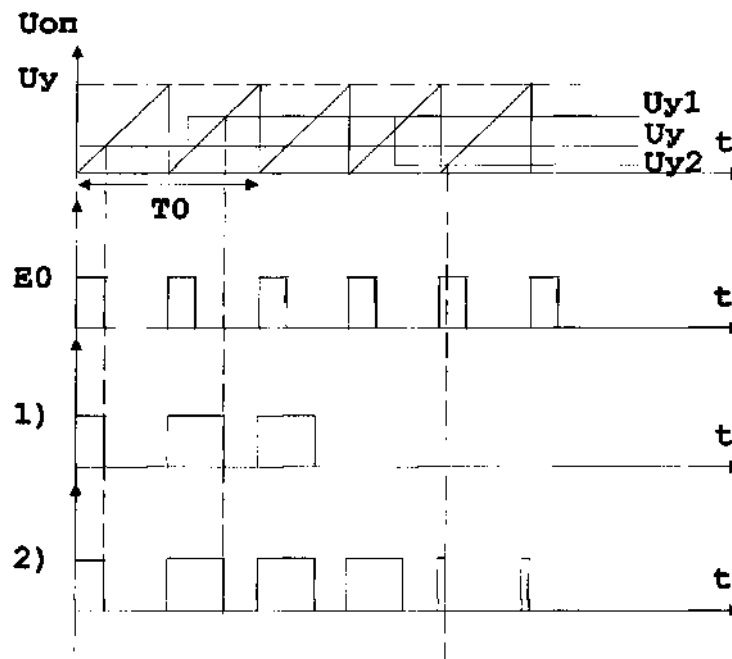


Рис. 2.12. Формирование ШИМ-сигнала

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{1 + T_{\Phi} \cdot p}, \quad (2.29)$$

где $T_{\Phi} = (1 \div 5) \text{ мс}$, $T_{\Phi} \gg \tau$.

С учетом постоянной времени фильтра передаточная функция ШИП примет вид

$$W_{\text{шип}}(p) = \frac{k_{\text{шип}}}{1 + T_{\Phi} \cdot p}. \quad (2.30)$$

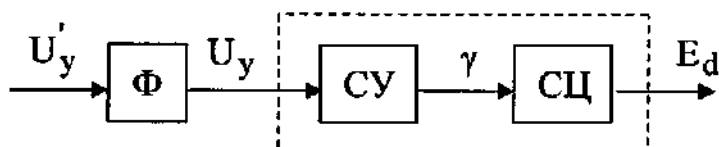


Рис. 2.13. Структура ШИП с входным фильтром

На объектах с большой инерционностью инерционностью самого ШИП можно пренебречь

$$W_{\text{шип}}(p) = k_{\text{шип}}. \quad (2.31)$$

Область применения ШИП - быстродействующие системы АЭП.

2.5 Управляемые выпрямители

Регулирование выходного напряжения ведомых сетью тиристорных преобразователей осуществляется за счет задержки включения тиристоров относительно точки естественного включения (α - угол управления) [4].

$$\alpha_{\text{MIN}} \leq \alpha \leq \alpha_{\text{MAX}},$$

где $\alpha_{\text{MIN}} = (10 \div 15)^{\circ}_{\text{эл}}$, вводятся для того, чтобы не перейти за точку естественной коммутации;

$\alpha_{\text{MAX}} = (150 \div 165)^{\circ}_{\text{эл}}$, вводятся для того, чтобы не было опрокидывания инвертора.

Базовой схемой является мостовая (1кВт÷1МВт), $t^2 = 6$ (пульсность выходных напряжений гармоник входного тока: 5, 7, 11, 13 и т. д.).

На рис. 2.15 представлена структурная схема ведомого сетью тиристорного преобразователя, где приняты обозначения: ТП - тиристорный преобразователь; УВ - управляемый выпрямитель; СИФУ - система импульсно-фазового управления; СЧ - силовая часть. В соответствии с рис. 2.15 регулировочные характеристики ведомых сетью тиристорных преобразователей будут иметь вид, представленный на рис. 2.16.

Структурная схема СИФУ с пилообразным опорным напряжением представлена на рис. 2.17, где приняты обозначения: ГПН - генератор пилообразного напряжения (рис. 2.18); УО - управляющий орган; U^0 - напряжение смещения; НО - ноль-орган; ФДИ - формирователь длительности импульса ($t_{\text{уи}}$ - время управляющего импульса; $t_{\text{уи}} = 250 \div 350 \text{ мкс}$).

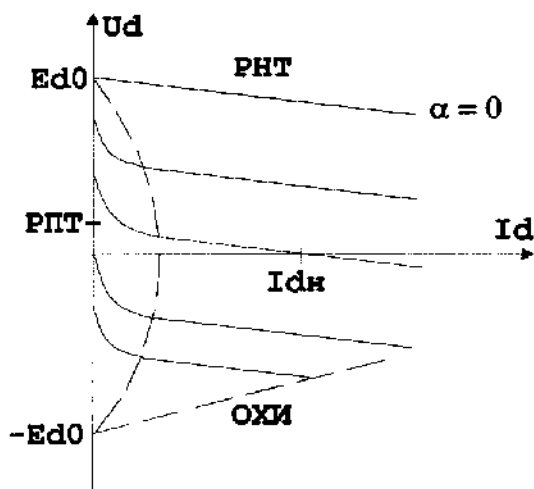


Рис. 2.14. Внешняя характеристика управляемого выпрямителя

Внешняя характеристика выпрямителя представлена на рис. 2.14, где принято обозначение - ОХИ - ограничительная характеристика инвертора.

$$\text{PНТ: } U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_{k1} - \dots;$$

ОХИ:

$$U_d = -E_{d0} \cdot \cos \delta + \Delta U_{k1} + \dots,$$

где δ - угол выключения ($\delta=10$ эл. град.) - для восстановления запирающих свойств выключенного тиристора.

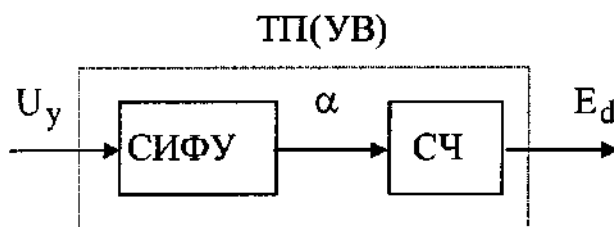


Рис. 2.15. Структурная схема тиристорного преобразователя

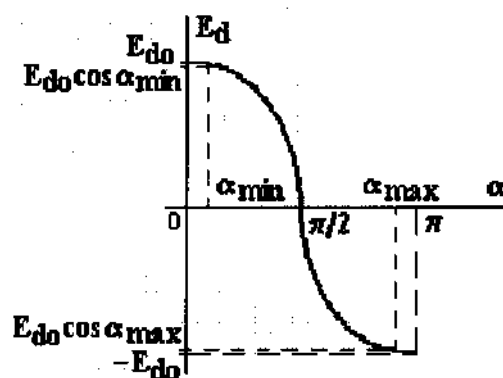


Рис. 2.16. Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя

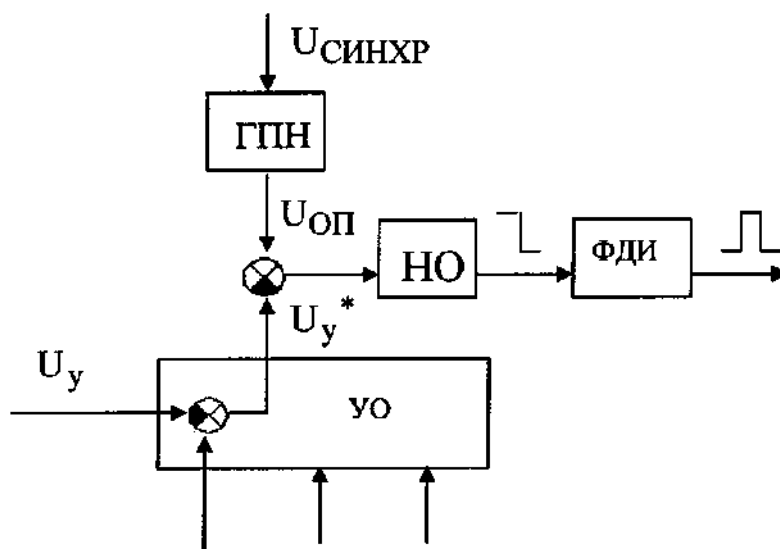


Рис. 2.17. Структурная схема СИФУ

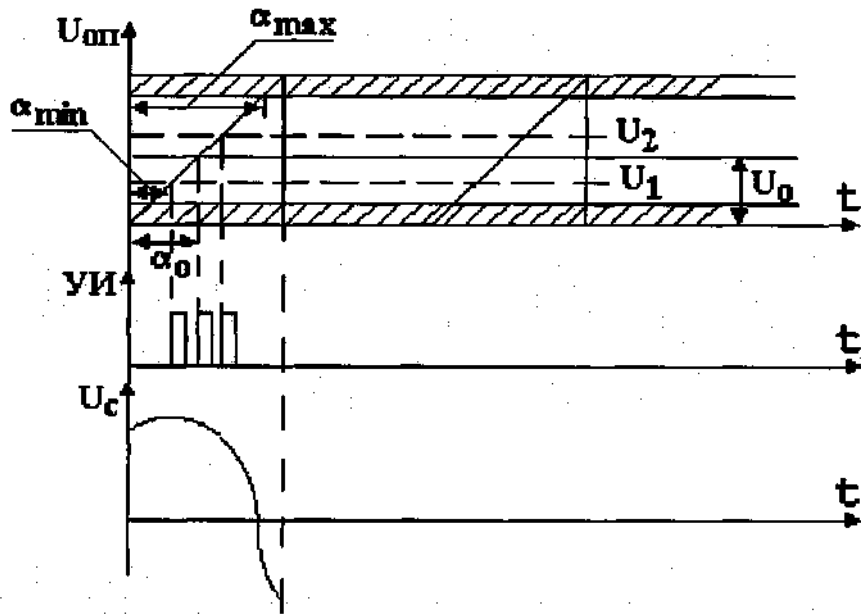


Рис. 2.18. Эпюры, поясняющие работу СИФУ с пилообразным опорным напряжением

Регулировочная характеристика СИФУ

$$\alpha = \pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{оп}}.$$

В соответствии с уравнением регулировочная характеристика СИФУ линейная (см. рис. 2.19). На рисунке характеристика 1 - при $\alpha = 90^\circ$, 2 - при $\alpha > 90^\circ$, $U_0 \geq \frac{U_{оп}}{2}$.

Пусть $U_0 = \frac{U_{оп}}{2}$, $U_y = 0$, тогда

$$\alpha = \pi \cdot \frac{U_0 - 0}{2 \cdot U_{оп}} = \frac{\pi}{2} = 90^\circ \text{ эл.}$$

При $\alpha = 90^\circ$, $E_d = E_{d0} \cos \alpha = 0$; реально α чуть больше 90° .

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left(\pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{оп}} \right). \quad (2.33)$$

Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя в целом $E_d = f(\alpha)$ нелинейная (косинусоидальная).

$$\begin{aligned} E_d &= E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left(\pi \cdot \frac{\frac{U_{оп}}{2} - U_y}{U_{оп}} \right) = E_{d0} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \pi \cdot \frac{U_y}{U_{оп}} \right) = \\ &= E_{d0} \sin \left(\pi \cdot \frac{U_y}{U_{оп}} \right). \end{aligned} \quad (2.34)$$

В соответствии с уравнением регулировочная характеристика тиристорного преобразователя будет иметь вид, представленный на рис. 2.20.

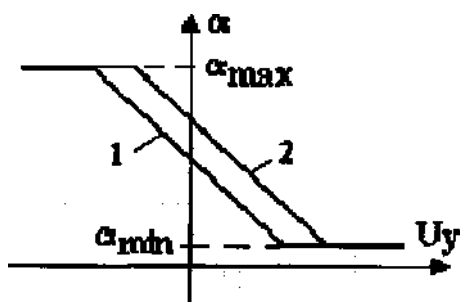


Рис. 2.19. Линейная регулировочная характеристика СИФУ

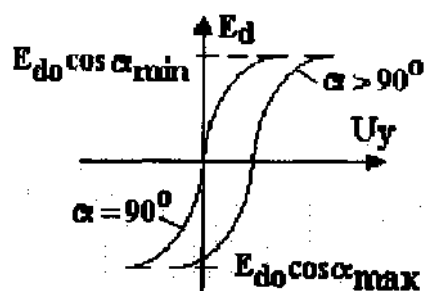


Рис. 2.20. Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя с линейным опорным напряжением

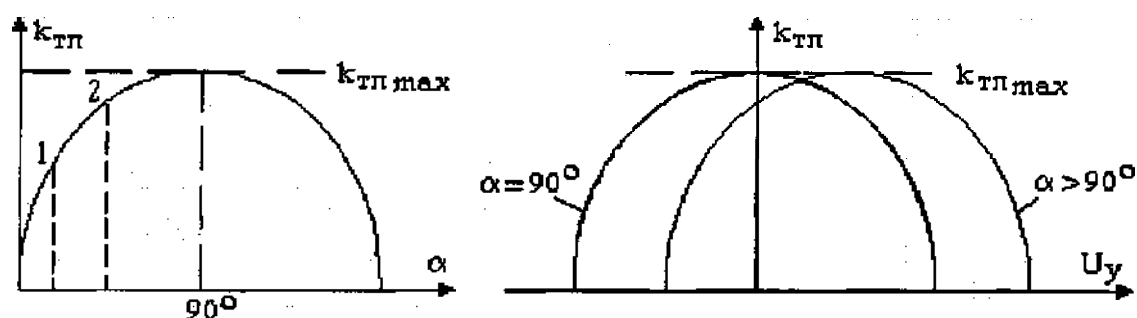


Рис. 2.21. Зависимость коэффициента передачи ТП от угла управления

Коэффициент передачи тиристорного преобразователя (рис. 2.21):

$$k_{TP} = \frac{dE_d}{dU_y} = E_{d0} \cos \left(\pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{оп}} \right) \cdot \frac{\pi}{U_{оп}} = \text{var}; \quad (2.35)$$

$$k_{TP_{\max}} = \frac{\pi \cdot E_{d0}}{U_{оп}}.$$

При расчете систем регулирования ориентируются на максимальное значение α . Если тиристорный преобразователь работает, обеспечивая стабилизацию тока, то в расчетах следует подставлять то значение k_{TP} , которое будет иметь тиристорный преобразователь при данном угле управления. В двухзонных электроприводах, при оптимизации контура тока возбуждения ориентируются на максимальный $k_{TP_{\max}}$, который обычно бывает при ослабленном потоке.

Принцип работы СИФУ с синусоидальным опорным напряжением отражен на рис. 2.22.

Найдем зависимость $\alpha = f(U_y)$

$$\alpha = \frac{\pi}{2} + \arcsin \left(\frac{U_0 - U_y}{U_{оп} / 2} \right) = \arccos \left(\frac{U_y - U_0}{U_{оп} / 2} \right). \quad (2.36)$$

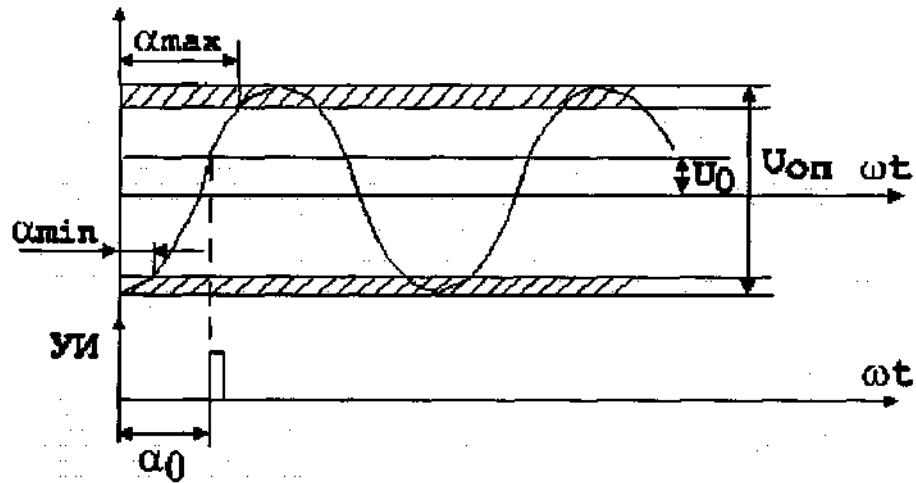


Рис. 2.22. Эпюры, поясняющие работу СИФУ с синусоидальным опорным напряжением

Характеристика СИФУ в данном случае нелинейная (рис. 2.23).

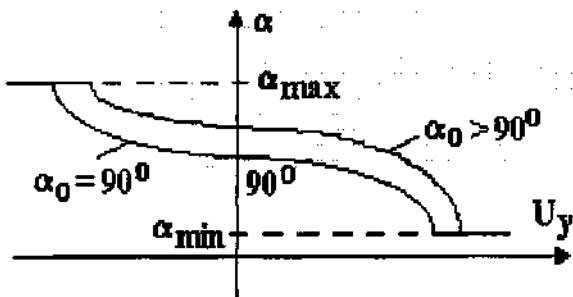


Рис. 2.23. Синусоидальная регулировочная характеристика СИФУ

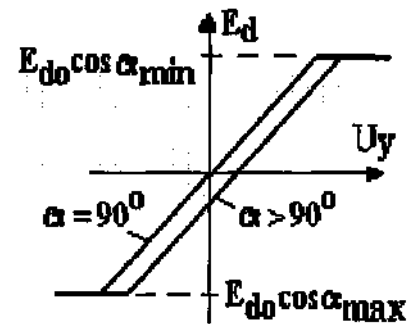


Рис. 2.24. Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя с синусоидальным опорным напряжением

Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя линейная

$$E_d = E_{d_0} \cos \alpha = E_{d_0} \cos \left(\arccos \left(\frac{U_y - U_0}{U_{оп} / 2} \right) \right) = E_{d_0} \frac{U_y - U_0}{U_{оп} / 2};$$

$$E_d = 2 \cdot E_{d_0} \cdot \frac{U_y - U_0}{U_{оп}}.$$

При $\alpha_0 = 90^\circ$ ($U_0 = 0$) (рис. 2.24)

$$E_d = 2 \cdot E_{d_0} \cdot \frac{U_y}{U_{оп}}.$$

Коэффициент передачи (рис. 2.25)

$$k_{ТП} = \frac{dE_d}{dU_y} = \frac{2 \cdot E_{d_0}}{U_{оп}} = const. \quad (2.37)$$

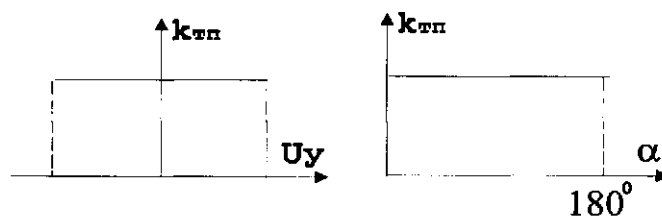


Рис. 2.25. Зависимость коэффициента передачи от напряжения и угла управления

Линейная регулировочная характеристика тиристорного преобразователя предпочтительна для САР, т. к. с такой характеристикой звено имеет постоянный коэффициент во всем рабочем диапазоне.

Преобразователь с синусоидальным опорным напряжением применяется в системах тиристорного электропривода большой мощности, в которых очень важным становится вопрос использования тиристорного преобразователя по напряжению и в котором угол α приближен к границам диапазонов (α_{\min} ; α_{\max}).

Режим непрерывного тока является основным для электроприводов большой и средней мощности. В электроприводе малой мощности режим прерывистого тока существенен. В этих системах электропривода регулировочные характеристики силовой части преобразователя являются нелинейными (косинусоидальными) и неоднозначными.

Динамические свойства тиристорного преобразователя определяются его тремя специфическими особенностями:

а) тиристорный преобразователь - звено дискретное (импульс управления на тиристор формируется в определенные моменты времени);

б) тиристорный преобразователь - звено полуправляемое (включение тиристора осуществляется подачей управляющего импульса, а отключение при снижении тока до нуля);

в) реакция тиристорного преобразователя на изменение угла управления α в сторону выпрямительного или инверторного режимов не одинакова (на перевод угла управления в сторону выпрямительного режима тиристорный преобразователь реагирует быстрее, а перевод тиристорного преобразователя в инверторный режим идет по синусоиде последней, включившейся фазы (нулевая схема)).

В силу этих особенностей тиристорный преобразователь - нелинейное звено.

Если частота входного управляющего сигнала меньше критической ($\omega \leq \omega_{кр}$), то нелинейными свойствами преобразователя можно пренебречь и считать его апериодическим звеном первого порядка с передаточной функцией

$$W_{ТП}(p) = \frac{k_{ТП}}{1 + T_{ТП} \cdot p};$$

$$T_{ТП} = T_{\phi} + T_{ССЗ},$$

где T_{Φ} - постоянная времени фильтра, включенного на входе СИФУ
 $T_{\Phi} \approx 3 \text{ мс}$;

$T_{\text{ссз}}$ - время среднестатистического запаздывания, которое дает силовая схема преобразователя; $T_{\text{ссз}} = \frac{T_c}{2m}$, T_c — период сети $T_c = \frac{1}{f_c}$; $T_{\text{ссз}} = 3,33 \text{ мс}$ (трехфазная нулевая схема); $T_{\text{ссз}} \approx 1,7 \text{ мс}$ (трехфазная мостовая схема).

Если частота среза контура, в котором работает тиристорный преобразователь, значительно меньше критической ($\omega \ll \omega_{\text{кр}}$), то передаточная функция может быть представлена $W_{\text{тп}} = k_{\text{тп}}$.

2.6 Преобразователи частоты для асинхронного электропривода

2.6.1 Основные типы преобразователей

Большая часть приводов переменного тока питается от промышленной трехфазной сети, поэтому силовая часть систем частотного управления обычно называется *преобразователем частоты*, т. к. она формирует в обмотках статора АД напряжения и токи с частотой отличной от частоты источника питания.

Преобразователи частоты (ПЧ) по числу ступеней преобразования энергии делятся на ПЧ с непосредственной связью (НПЧ) и с промежуточным звеном постоянного тока (рис. 2.26) [10].



Рис. 2.26. Основные типы преобразователей

В настоящее время более распространены ПЧ со звеном постоянного тока. На входе энергетического канала этих ПЧ установлен управляемый (рис. 2.27, а и б) или неуправляемый (рис. 2.27, в) выпрямитель. После преобразования выпрямителем энергии переменного тока с постоянными значениями напряжения и частоты в энергию постоянного тока, она поступает на вход инвертора (И) и снова преобразуется в энергию трехфазного переменного тока, но уже с регулируемыми параметрами. Таким образом, в ПЧ этого типа происходит двойное преобразование энергии, что несколько снижает его КПД,

однако другие существенные преимущества этих преобразователей обеспечивают им доминирующее положение в современном автоматизированном приводе.

Для энергетической развязки выпрямителя и инвертора между ними обязательно устанавливают накопитель энергии. В зависимости от вида этого накопителя - конденсатор или дроссель (рис. 2.27) - инвертор работает либо в режиме источника напряжения (ИН), либо источника тока (ИТ). Накопитель энергии необходим потому, что энергия постоянного тока чисто активная, а для формирования магнитных полей в двигателе нужен обмен реактивной энергией с источником питания, которую и обеспечивает накопитель. При переходе АД в генераторный режим изменяется знак активной составляющей тока статора, т. е. ее направление по отношению к напряжению. Этот ток и напряжение примерно соответствуют величинам на входе И, поэтому при изменении режима АД должно изменяться взаимное направление тока и напряжения в звене постоянного тока. Но в ПЧИИ изменить направление может только напряжение, а в ПЧИТ - ток. Изменение направления напряжения в ПЧИТ при сохранении направления тока приведет к тому, что УВ перейдет в режим инвертирования, и избыточная энергия будет возвращена в сеть. В ПЧИИ переход АД в генераторный режим приведет к изменению направления тока в инверторе. В этом случае избыточная энергия не может быть возвращена в сеть через выпрямитель, т. к. его ключи обладают односторонней проводимостью. Она может либо рекуперироваться ведомым сетью инвертором, включенным встречно-параллельно с УВ, либо быть рассеянной на тормозном резисторе, включаемом с этой целью на входе инвертора. Таким образом, ПЧИТ обеспечивает двухстороннее направление обмена энергией между АД и сетью без применения дополнительных устройств и, следовательно, работу двигателя в двух квадрантах механической характеристики, в то время как ПЧИИ только в одном квадранте (двигательном). Тем не менее, более распространенными на практике являются ПЧИИ. Это связано с тем, что большая часть задач привода не требует работы АД в генераторном режиме, а кратковременные выходы в эту область связаны с умеренным количеством производимой энергии, которая может рассеиваться тормозным резистором. Кроме того, дроссель обладает существенно худшими массогабаритными показателями по сравнению с конденсатором.

Сдвиг фаз между выходными напряжениями и обеспечивается алгоритмом работы ключей, а частота регулируется тактовой частотой коммутации f^I , задаваемой устройством управления (УУ). Управление амплитудой напряжения или тока (сигналы U^*I ; I^*I на рис. 2.27) осуществляется с помощью УВ. Как правило, каналы управления частотой и амплитудой в УУ соединены между собой через функциональный преобразователь, обеспечивающий требуемый закон управления.

Из рассмотренных особенностей ПЧ с инверторами, работающими с шестью коммутациями за период, можно сделать вывод, что ПЧИИ следует применять для многодвигательных и одиночных приводов мощностью до 200

кВт, работающих в одном квадранте с диапазоном регулирования до 20:1. При этом в УУ обычно используется функциональный преобразователь с законом управления $U/f = const$. Для одиночных приводов мощностью до 400 кВт, работающих в двух квадрантах примерно с тем же диапазоном регулирования, применяют ПЧИТ.

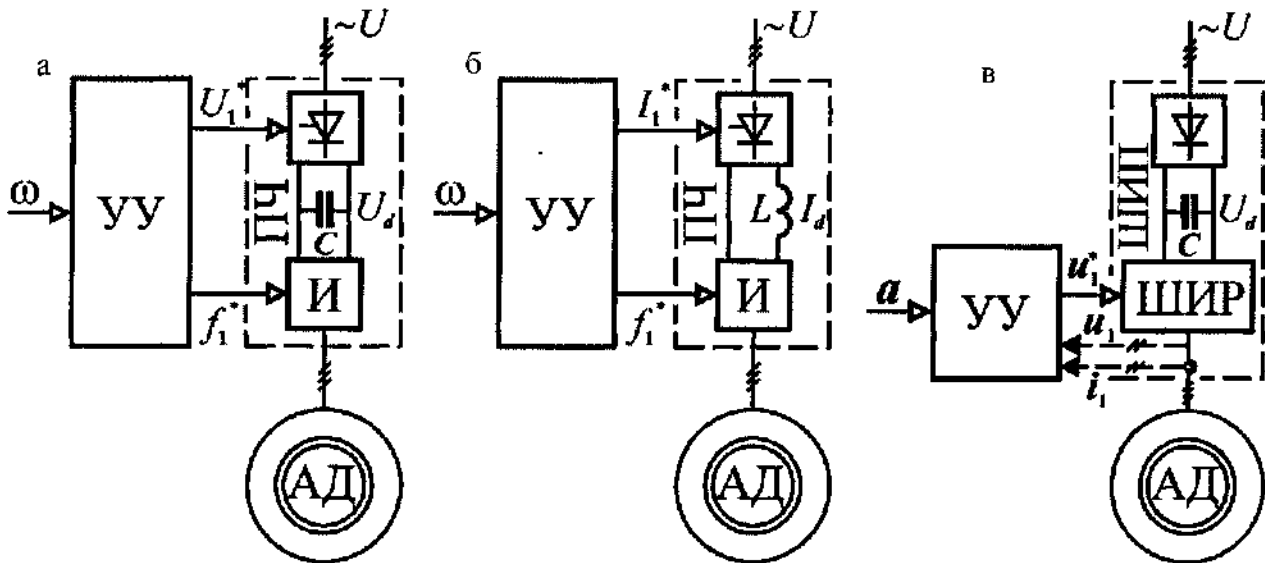


Рис. 2.27. Функциональные схемы преобразователей; а) управляемый выпрямитель - инвертор напряжения; б) управляемый выпрямитель - инвертор тока; в) неуправляемый выпрямитель - ШИР напряжения

Другой класс преобразователей со звеном постоянного тока составляют устройства, в которых функции регулирования обоих выходных параметров (амплитуды и частоты) возложены на инвертор, а в выпрямителе используются неуправляемые диоды. Такой тип ПЧ относят к широтно-импульсным преобразователям (ШИП рис. 2.27 в), а инвертор, работающий в режиме широтно-импульсной модуляции, - к широтно-импульсным регуляторам (ШИР). В настоящее время, благодаря развитию силовой электроники и, прежде всего, появлению силовых транзисторов с изолированным затвором, этот тип ПЧ стал наиболее распространенным.

Отдельный класс преобразователей составляют НПЧ. В них выходное напряжение формируется из участков синусоид напряжения сети питания, при этом двигатель в процессе работы преобразователя через открытые ключи в каждый момент времени оказывается подсоединенным непосредственно к источнику питания. Это позволяет без использования дополнительных устройств обеспечить двухсторонний обмен энергией между АД и питающей сетью, что, в свою очередь, создает возможность работы двигателя в двух квадрантах механической характеристики.

НПЧ в принципе могут строиться на основе частично или полностью управляемых ключей. В первом случае в качестве ключей используют тиристоры (симисторы) с естественной коммутацией (ЕК); во втором - либо полностью управляемые тиристоры или тиристоры с искусственной

коммутацией, либо транзисторы (рис. 2.26). Применение искусственной коммутации позволяет регулировать выходную частоту в области ниже и выше частоты сети. Однако коммутационные устройства тиристорных ключей существенно ухудшают массогабаритные показатели. Применение транзисторных ключей исключает этот недостаток, но сам принцип работы НПЧ требует использования по крайней мере тройного количества ключевых элементов по сравнению с ПЧ с инверторами. Кроме того, для некоторых задач в НПЧ используют входные или выходные трансформаторы, что еще более снижает их конкурентоспособность. Поэтому в преобразователях этого типа чаще всего используют естественную коммутацию и применяют их в приводах, где отчетливо проявляются достоинства тиристорных ключей - в приводах большой мощности.

С помощью трехфазно-трехфазных НПЧ ЕК можно формировать фазные токи АД с коэффициентом искажения порядка 0,99-0,9999, т. е. токи, содержащие практически только основную гармонику. Однако с повышением частоты основной гармоники искажения увеличиваются, и при питании от сети 50 Гц предельной выходной частотой с удовлетворительным спектром тока считается 20 Гц. Повышение этой частоты в 1,5-2 раза возможно с помощью входных трансформаторов и дополнительных ключей, но такое решение существенно ухудшает массогабаритные показатели. В любом случае использование НПЧ для токового управления АД позволяет осуществить глубокое регулирование частоты вращения вплоть до работы на упор с номинальной перегрузочной способностью, а также обеспечить запуск двигателя в тяжелых условиях. Наличие относительно большого количества ключей является недостатком НПЧ, но надежность и мощность тиристорных коммутаторов определили область, в которой почти исключительно применяются НПЧ ЕК. Это приводы большой мощности с тяжелыми условиями пуска такие, как тяговый привод на транспорте, гребные валы судов, цементные мельницы и т. п.

2.6.2 Широтно-импульсные преобразователи с синусоидальной модуляцией напряжения

Простейшим режимом ШИР является режим формирования синусоидальных ШИМ напряжений в обмотках АД в соответствии с сигналами задания. На рис. 2.28, а показана функциональная схема инвертора ПЧ, к выходу которого подключен статор АД. Управление четными и нечетными ключами полумостовых пар производится парафазно, для чего в каналы управления четных ключей включены инверторы логических функций. Логический сигнал управления ключами формируется компараторами (К), на входы которых подаются синусоидальные сигналы заданных фазных напряжений u_{1a}^* ; u_{1b}^* ; u_{1c}^* и сигнал линейной развертки u^s с выхода генератора пилообразного сигнала (ГПС). Компараторы на рис. 2.28, а выполняют математическую функцию определения знака разности сигналов $u_K = \text{sign}(u_1^* - u_s)$, где u_K - сигнал на выходе компаратора. На выходах

компараторов фазных сигналов показаны двухпозиционные реле с гистерезисом.

Наличие гистерезиса необходимо для исключения «дребезга» при переключении компаратора, но обычно гистерезис вводится просто с помощью положительной обратной связи, по напряжению охватывающей компаратор.

Если мгновенное значение сигнала задания u_1^* превышает значение сигнала развертки u_s , то выключается соответствующий нечетный ключ и включается четный. При этом обмотка АД оказывается подсоединенной к отрицательному полюсу источника постоянного тока, питающего инвертор. В случае противоположного соотношения сигналов задания и развертки обмотка подключается к положительному полюсу источника. В результате фазное напряжение статора АД u формируется из прямоугольных импульсов с частотой, равной частоте сигнала развертки u_s и средним значением, равным среднему значению сигнала задания u_1^* в пределах периода развертки. При этом первая гармоника фазного напряжения совпадает по фазе, и амплитуда ее пропорциональна амплитуде сигнала задания.

Фазный ток i_1 в межкоммутационных интервалах формируется из участков экспонент. При этом в цепи фазной обмотки действует разность напряжения формируемого инвертором u_1 и ЭДС ротора u_ψ . Если частота сигнала развертки на порядок и более превышает частоту сигнала задания, то кривая тока имеет спектр, состоящий более чем на 99% из основной гармоники i_{10} .

Следует заметить, что рисунок 2.28, б, поясняющий принцип работы ШИР, соответствует работе однофазной мостовой схемы инвертора. При работе трехфазного инвертора (рис. 2.28, а) на каждом интервале коммутации две обмотки соединяются параллельно и подключаются последовательно с третьей обмоткой. Если же одновременно замыкаются три четных или нечетных ключа, то все три обмотки оказываются соединенными параллельно и отключенными от напряжения источника питания U_d .

Таким образом, в фазных напряжениях появляются интервалы с нулевым входным напряжением. Это усложняет картину процессов в ШИР, но практически не сказывается на спектре токов в обмотках, если, как уже отмечалось выше, частота коммутации более чем на порядок превышает частоту основной гармоники. В этом случае при анализе можно заменить ШИП линейным источником синусоидального напряжения, не внося при этом погрешности более 2-3%.

Очевидно, что приведенная на рис. 2.28, а структура устройства управления ключами инвертора может быть реализована и в настоящее время чаще всего реализуется с помощью цифровой обработки информации микроконтроллером.

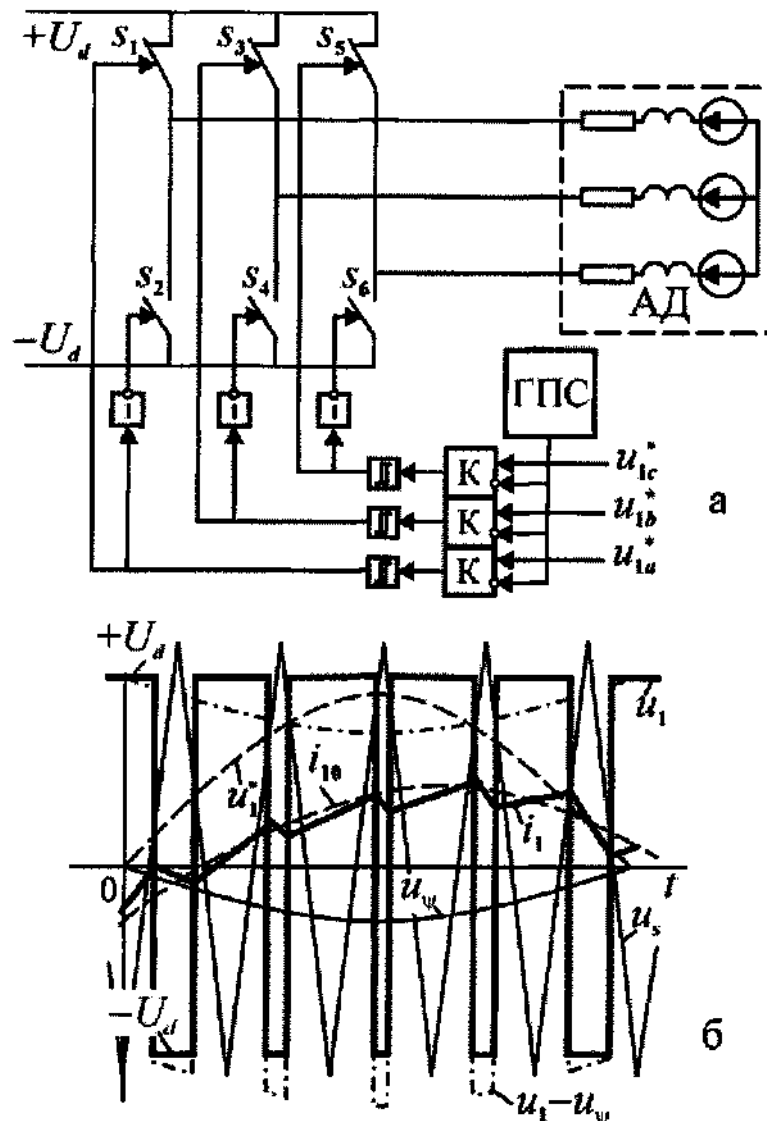


Рис. 2.28. Функциональная схема инвертора с широтно-импульсной модуляцией (а) и временные диаграммы работы (б)

2.6.3 Широтно-импульсные преобразователи, формирующие фазные токи

Системы трансекторного управления строятся на основе управления моментом АД посредством воздействия на ток статора. Поэтому, если управляющим воздействием является напряжение статора, то в устройстве управления обязательно присутствует преобразование сигналов тока в напряжение. Без дополнительного преобразования можно обойтись, если с помощью ШИП непосредственно формировать фазные токи статора. Такой формирователь выполняет функцию дискретного усилителя мощности сигналов заданных токов и может быть работать с постоянной или переменной тактовой частотой.

Функциональная схема формирователя фазных токов, работающего с постоянной тактовой частотой, показана на рис. 2.29 а. Логический сигнал управления ключами формируется в соответствии со знаком разности заданных

значений фазных токов i_{1a}^* ; i_{1b}^* ; i_{1c}^* и истинных значений i_{1a} ; i_{1b} ; i_{1c} , получаемых с датчиков, включенных в фазные обмотки статора АД. Управление ключами полумостовых элементов инвертора осуществляется сигналами прямого Q и инверсного \bar{Q} выходов D-триггеров, на входы данных которых подаются логические сигналы знаков отклонения истинного тока от заданного $D = \text{sign}(i_1^* - i_1)$, формируемые фазными компараторами. Изменение состояния D-триггеров происходит в момент появления тактовых импульсов, следующих с периодом $T = \text{const}$.

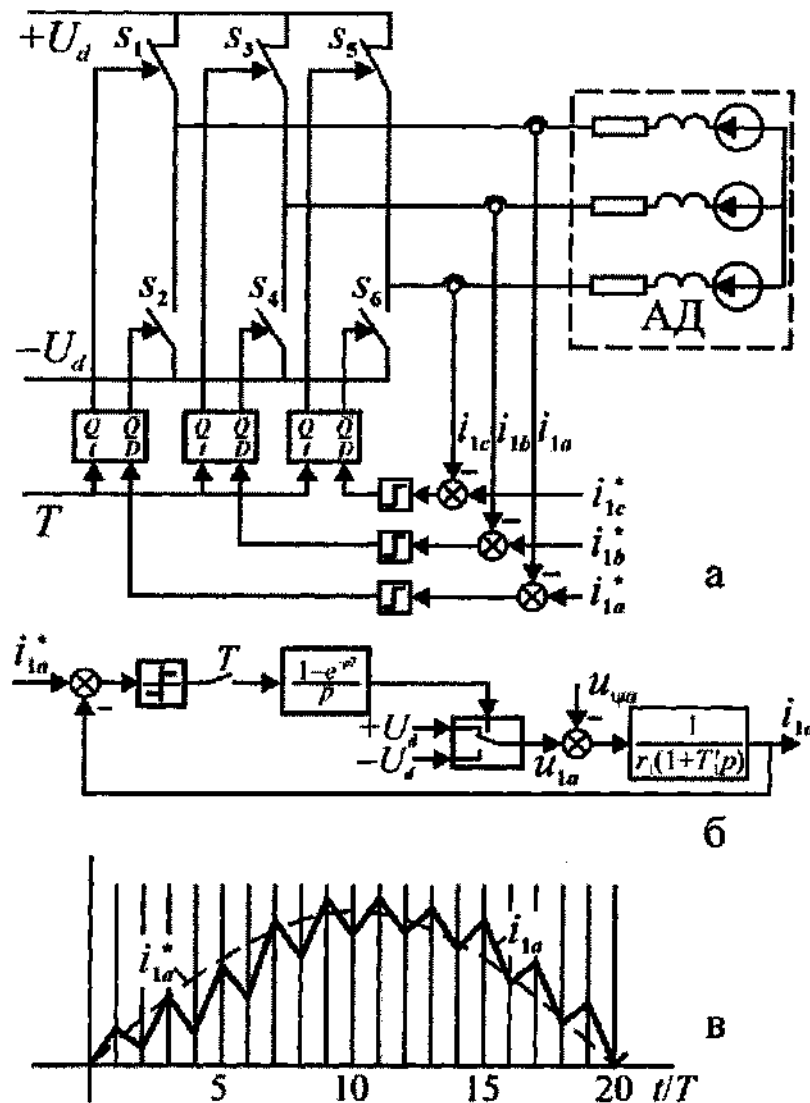


Рис. 2.29. Функциональная схема (а), структурная схема модели (б) и временные диаграммы (в) формирователя фазного тока с постоянной частотой коммутации

Если мгновенное значение сигнала задания i_1^* меньше значения истинного тока i_1 , то разность их положительна, и в момент поступления тактового импульса соответствующий триггер примет состояние (или останется в состоянии), при котором будет замкнут нечетный ключ, соединяющий обмотку с положительным полюсом источника питания $+U_d$. Такое

подключение обеспечивает увеличение тока в межкоммутационном интервале. В противном случае триггер примет состояние, при котором обмотка статора будет подключена к отрицательному полюсу источника питания $-U_d$, и ток в ней будут уменьшаться по экспоненте (рис. 2.30 в). Таким образом, ток статора в пределах периода коммутации формируется из участков экспонент, а его основная гармоника соответствует сигналу задания i_1^* . Различное отклонение среднего значения тока от заданного в пределах показанного на рисунке полупериода объясняется различным влиянием ЭДС ротора на участках возрастания и уменьшения основной гармоники тока.

Структурная схема модели, соответствующей описанному процессу приведена на рис. 2.29 б. Здесь сохранение знака ошибки регистром на период тактовых импульсов показано звеном, соответствующим аналого-цифровому преобразованию среднего значения с постоянной тактовой частотой $\frac{1 - e^{-pT}}{p}$.

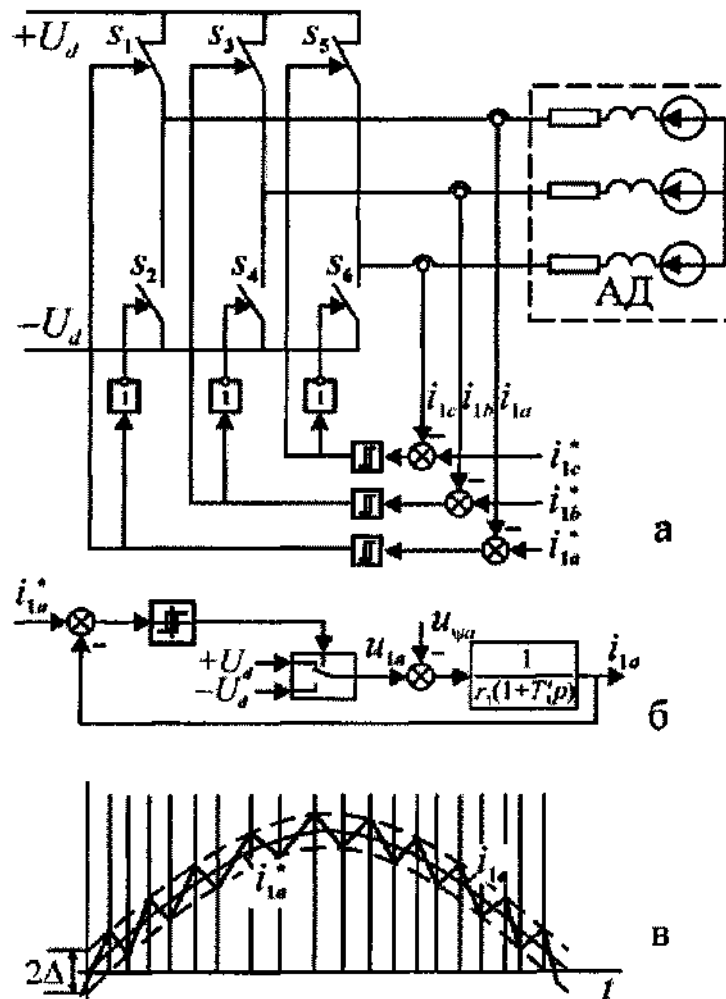


Рис. 2.30. Функциональная схема (а), структура модели (б) и временные диаграммы (в) усилителя мощности типа «токового коридора»

Если различное отклонение формируемого тока от заданного значения нежелательно, то применяют ШИР, работающий в режиме «токового коридора» (рис. 2.30). Здесь сигналы управления ключами формируются

двухпозиционными реле с гистерезисом, на вход которых подаются сигналы ошибки формирования фазного тока.

Изменение состояния реле происходит в том случае, если ошибка станет равной или больше заданного значения гистерезиса Δ . При этом состояние $i_1^* - i_1 \leq -\Delta$ будет приводить к замыканию соответствующего нечетного ключа и следующему за этим возрастанию тока в обмотке, а состояние $i_1^* - i_1 \geq \Delta$ - к замыканию четного ключа и уменьшению тока. Таким образом, среднее значение фазного тока будет в точности соответствовать заданному с ошибкой $\pm\Delta$, определяемой величиной гистерезиса релейного элемента (рис. 2.30, в). Такое устройство называют также *релейным усилителем мощности*.

В отличие от формирователя с постоянной тактовой частотой, здесь интервалы между коммутациями отличаются друг от друга. Это связано с тем, что изменения тока под влиянием различных уровней ЭДС ротора на разных участках основной гармоники происходят с различной скоростью.

Таким образом, формирователь типа токового коридора обеспечивает работу с постоянной ошибкой формирования и переменной частотой коммутации, а формирователь с постоянной тактовой частотой - работу с переменной ошибкой формирования. Выбор типа формирователя определяется поставленной задачей, но переменная частота коммутации усложняет задачу выбора мощности преобразователя, т. к. именно этот параметр существенно влияет на величину потерь в ШИП. Увеличение частоты приводит к росту коммутационных потерь и требует увеличения мощности ПЧ.

Следует заметить, что рассмотренные выше структурные схемы и процессы работы формирователей тока соответствуют однофазной мостовой схеме инвертора с фазной обмоткой статора, подключенной к его выходу. В трехфазном инверторе в зависимости от состояния ключей на различных межкоммутационных интервалах будут действовать напряжения $0; \pm \frac{U_d}{3}; \pm 2 \frac{U_d}{3}$. Это существенно усложняет анализ процессов в ШИР, но не влияет на основной результат. Если же требуется детальный анализ, то моделирование процессов нужно выполнять с помощью современных математических пакетов программ, позволяющих имитировать алгоритм работы инвертора при различных сигналах управления.

2.6.4 Пространственно-векторная модуляция

Метод пространственно-векторной модуляции (ПВМ) был разработан в середине 90-х годов в связи расширением возможностей систем микропроцессорного управления. Традиционные методы ШИМ основаны на сравнении сигнала задания с сигналом линейной развертки (пилообразным напряжением), в результате чего в обмотках АД формировалась последовательность прямоугольных импульсов, скважность которых изменялась в соответствии с сигналом задания. Однако из-за влияния электромагнитных процессов (прежде всего ЭДС вращения) характер

изменения токов в обмотках не имеет однозначной связи с законом изменения сигнала управления и сильно зависит от режима работы АД.

Алгоритм управления ключами автономного инвертора (И) в режиме ПВМ основан на формировании на каждом временном интервале требуемого положения вектора напряжения в пространстве. В случае аналогового источника питания для решения этой задачи достаточно сформировать в каждой обмотке напряжение, соответствующее проекции заданного вектора на ось обмотки. В импульсном источнике питания, к которым относится автономный инвертор (рис. 2.31 а), возможно формирование только восьми состояний (положений) вектора напряжения (рис. 2.31 в), включая два нулевых, формируемых инвертором при замыкании нечетных (u_0) и четных (u_7) ключей. Эти векторы называют *базовыми векторами*.

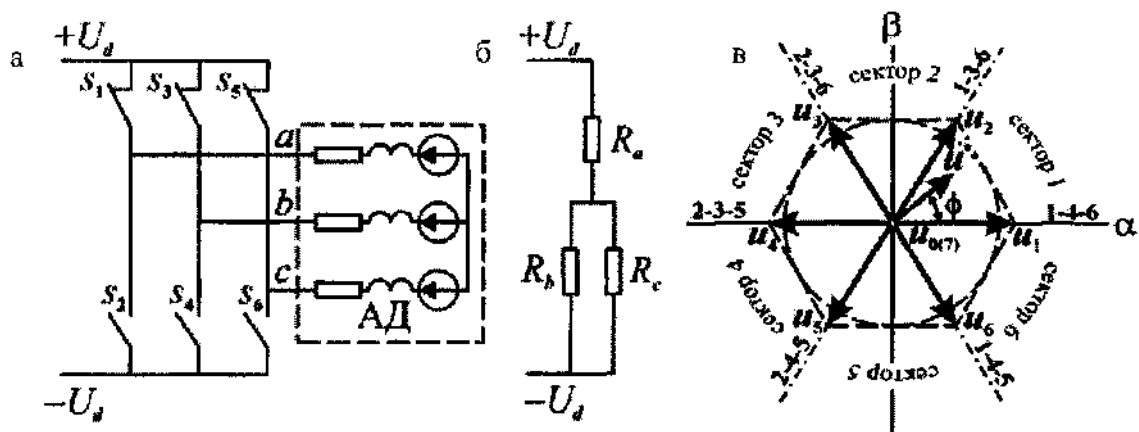


Рис. 2.31. Функциональная схема инвертора с АД (а), эквивалентная схема для состояния 1-4-6 (б) и базовые пространственные векторы (в)

Модуль ненулевого базового вектора можно определить, пользуясь понятием обобщенного вектора. Пусть задано какое-либо замкнутое состояние ключей, например, 1-4-6. Тогда обмотки статора будут подключены к источнику постоянного тока по схеме рис. 2.31 б. В силу симметрии обмоток и с учетом направления (в а от начала к концу, в б и с от конца к началу)

НАПРЯЖЕНИЯ НА НИХ СОСТАВЯТ - $u_a = 2 \frac{U_d}{3}$; $u_b = u_c = -\frac{U_d}{3}$. ОТСЮДА МОДУЛЬ

вектора напряжения или базового вектора равен

$$|u| = U_0 = U_d \frac{2}{3} \left[\frac{2}{3} - \frac{1}{3} \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) - \frac{1}{3} \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] = U_d \frac{2}{3}. \quad (2.39)$$

Очевидно, что для всех других состояний ключей мы получим тот же результат.

Формирование вектора с заданным средним значением модуля и пространственного угла производится поочередным формированием базовых векторов, образующих границы сектора, в котором находится результирующий вектор, и нулевого вектора.

Определим длительность этих интервалов, полагая, что модули граничных векторов равны средним значениям. Пусть требуется сформировать вектор u^* рис. 2.31 в. Он находится в первом секторе, ограниченном базовыми векторами u_1 и u_2 . На первом интервале ($\Delta t_1 = t_1 - t_0$ рис. 2.38 а) формируется вектор u_1 (ключи 1-4-6), на втором ($\Delta t_2 = t_2 - t_1$) - вектор u_2 (ключи 1-3-6). И, наконец, замыкаются ключи 1-3-5 и формируется короткое замыкание статора АД. Тогда средние значения граничных векторов равны

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} U_m dt = U_m \frac{t_1 - t_0}{T} = \gamma'_1 U_m = \gamma'_1 \gamma_m U_0 = \gamma_1 U_0; \\ U_2 &= \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} U_m dt = U_m \frac{t_2 - t_1}{T} = \gamma'_2 U_m = \gamma'_2 \gamma_m U_0 = \gamma_2 U_0, \end{aligned} \quad (2.40)$$

где $\gamma'_1 = \frac{t_1 - t_0}{T}$; $\gamma'_2 = \frac{t_2 - t_1}{T}$ относительные длительности коммутации при

заданном модуле результирующего вектора $U_m = |u^*| = |U| = \gamma_m U_0$ с относительным значением $0 \leq \gamma_m \leq 1,0$; $\gamma_1 = \gamma'_1 \gamma_m$; $\gamma_2 = \gamma'_2 \gamma_m$ — относительные длительности коммутации при заданном модуле базового вектора U^0 . Результирующий пространственный вектор равен геометрической сумме граничных векторов со средними модулями U^1 и U^2 . Из прямоугольного треугольника OAB рис. 2.32 б, найдем их модули

$$\begin{aligned} U_1 &= OC - BC = |U| \cos(\phi) - \frac{|U| \sin(\phi)}{\operatorname{tg}(\frac{\pi}{6})} = U_0 \gamma_m \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \phi\right); \\ U_2 &= \frac{AC}{\sin(\frac{\pi}{3})} = \frac{|U| \sin(\phi)}{\sin(\frac{\pi}{3})} = U_0 \gamma_m \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\phi). \end{aligned} \quad (2.41)$$

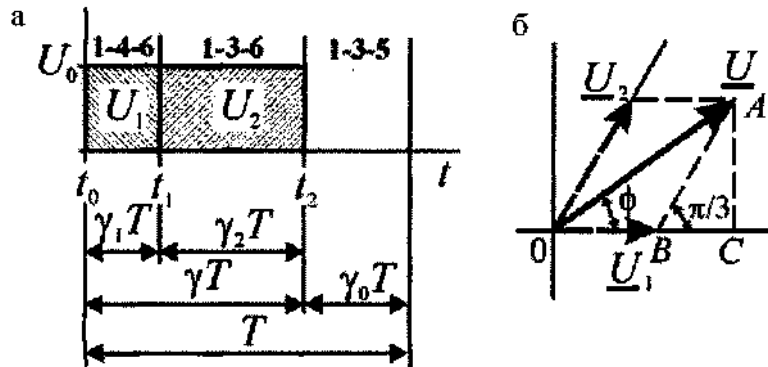


Рис. 2. 32. Принцип формирования результирующего пространственного вектора;
а) временные интервалы работы ключей; б) векторная диаграмма

Из выражений (2.40) и (2.41) относительные длительности коммутации будут равны

$$\gamma_1 = \gamma_m \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \phi\right); \gamma_2 = \gamma_m \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\phi). \quad (2.42)$$

Зная относительные длительности коммутации, можно найти относительную длительность паузы как $\gamma_0 = 1 - \gamma_1 - \gamma_2 = 1 - \gamma$, где

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 = \gamma_m \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \phi\right) \quad (2.43)$$

- суммарная относительная длительность формирования ненулевых векторов. На границах сектора ($\phi = 0, \frac{\pi}{3}$) относительная длительность γ принимает значение относительного модуля результирующего вектора γ_m , а при $\gamma_m > \frac{\sqrt{3}}{2}$ и $\phi = \frac{\pi}{6}$ косинусная функция $\gamma(\phi)$ (рис. 2.33 а) имеет максимум, равный $\gamma(\frac{\pi}{6}) = \gamma_m \frac{2}{\sqrt{3}} > 1,0|_{\gamma_m > \frac{\sqrt{3}}{2}}$, что в принципе невозможно, т. к. $\gamma = \frac{t_2 - t_0}{T} \leq 1,0$.

Следовательно, при $\gamma_m > \frac{\sqrt{3}}{2}$ у функции $\gamma(\phi)$ появится линейный участок вс (рис. 2.34 а), отгранич

$$\gamma = \gamma_m \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \phi_{1,2}\right) = 1$$

⇓

$$\phi_{1,2} = \frac{\pi}{6} \pm \left[\frac{\pi}{3} - \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{2\gamma_m}\right) \right].$$

Определим теперь модуль результирующего вектора через относительные длительности (2.42). Из треугольника OAB рис. 2.32, б

$$\begin{aligned} OA = |U| &= \sqrt{\left(OB + AB \sin \frac{\pi}{6}\right)^2 + \left(AB \sin \frac{\pi}{3}\right)^2} = \\ &= U_0 \sqrt{\left(\gamma_1 + \frac{\gamma_2}{2}\right)^2 + \left(\gamma_2 \frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \\ &= U_0 \sqrt{\gamma^2 - \gamma_1 \gamma_2} = U_0 \gamma_m \Big|_{\gamma_m \leq \frac{\sqrt{3}}{2}} = \text{const.} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Таким образом, при принятых условиях формирования результирующего вектора, его модуль не зависит от аргумента ϕ (рис. 2.33 б), а годограф представляет собой окружность (рис. 2.33 в).

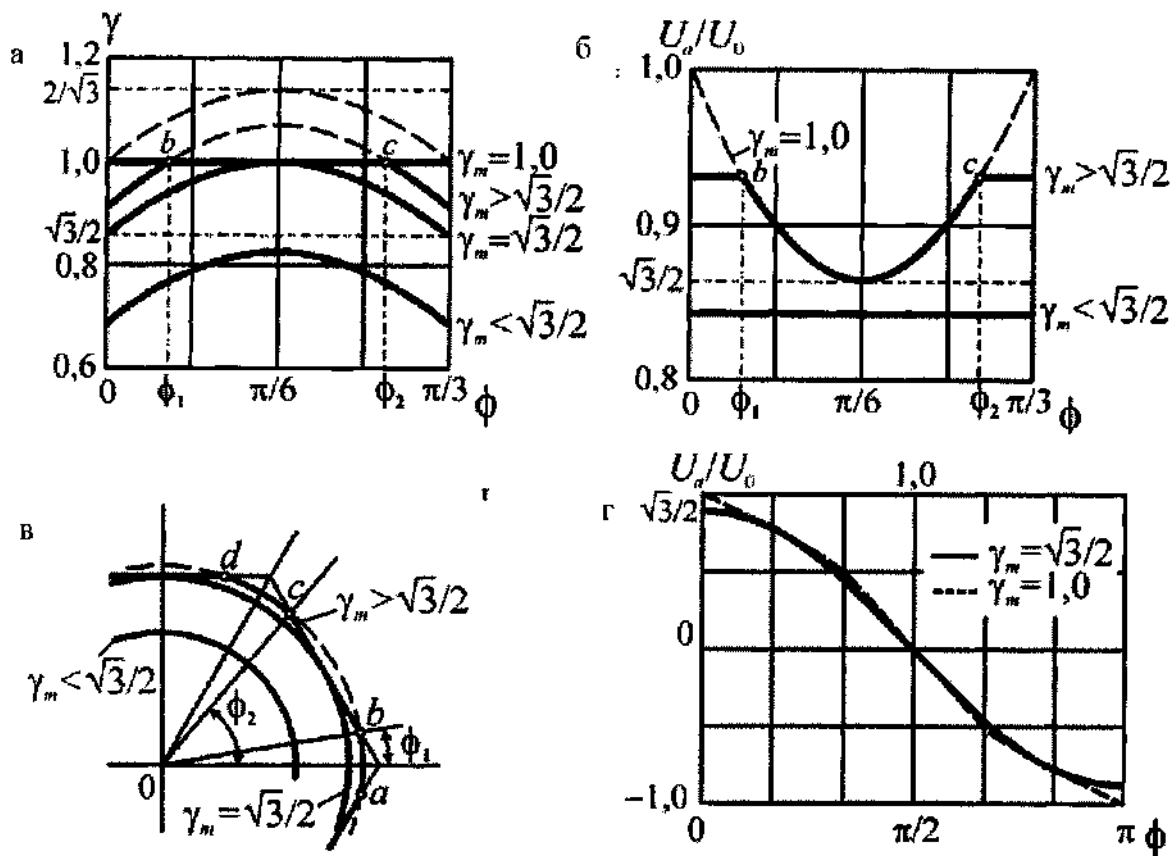


Рис. 2.33. Относительная длительность формирования граничных векторов (а); модуль (б), годограф (в) и среднее значение результирующего вектора при ПВМ

Максимальный модуль любого вектора напряжения равен модулю базового вектора $U_{\max} = U_0$. Поэтому максимальный радиус кругового годографа результирующего вектора будет равен

$$|U|_{\max} = U_{\max} = \frac{U_0 \sqrt{3}}{2} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \approx 0,577 U_d \text{ (рис. 2.33 в).}$$

Передаточная функция преобразователя частоты зависит от его структуры. В общем случае ПЧ содержит выпрямитель (управляемый или неуправляемый), фильтр и инвертор (рис. 2.34).



Рис. 2.34. Структура преобразователя частоты

Передаточная функция ПЧ определяется как произведение передаточных функций соответствующих звеньев. Для неуправляемого выпрямителя $W_B(p) = K_B$, а для управляемого передаточная функция определяется так же, как для тиристорного преобразователя (2.38). Передаточная функция фильтра зависит от его схемы. Наиболее часто встречаются Г-образные RC-фильтры с передаточной функцией

$$W_{\phi}(p) = \frac{K_{\phi}}{T_{\phi}p + 1},$$

где $K_{\phi} = \frac{R_H}{R_H + R_{\phi}}$ - коэффициент передачи фильтра; $R_H = \frac{U^2}{P_H}$ - эквивалентное сопротивление нагрузки; U - напряжение сети питания; P_H - мощность нагрузки (двигателя $R_{\phi} \approx \frac{0,05P_H}{I_H^2}$ - сопротивление в звене фильтра; $T_{\phi} = C_{\phi}R_{\phi}$.

Емкость фильтра можно выбирать из соотношения $C_{\phi}[\text{мкФ}] \geq 0,11P_H$.

В ряде случаев для ограничения di/dt на входе преобразователя ставятся ограничивающие дроссели. Индуктивные сопротивления этих дросселей определяют из условия

$$X_L \leq 0,1R_H. \quad (2.46)$$

Передаточная функция инвертора зависит от способа его управления и силовых элементов. Если используются тиристоры, то передаточная функция определяется формулой (2.38), если используются полностью управляемые ключи, то применяют формулу (2.28).

2.6.5 Непосредственные преобразователи частоты

Данный класс ПЧ, получивших название *непосредственных преобразователей* (НПЧ), характерен однократным преобразованием энергии. Потребляемая из сети переменного тока электроэнергия с неизменными напряжением и частотой преобразуется в одном силовом устройстве в энергию переменного тока с регулируемым по амплитуде и частоте напряжением и током нагрузки, в качестве которой служит трехфазный двигатель. В структурном отношении НПЧ весьма прост, его основу составляет уже известный нам реверсивный УП постоянного тока. Если изменять синусоидально с определенной частотой управляющее напряжение УП, то на его выходе получим выпрямленную ЭДС, синусоидально изменяющуюся с той же частотой и приложенную к однофазной нагрузке переменного тока. Изменяя частоту и амплитуду управляющего сигнала, будем изменять соответственно частоту и амплитуду ЭДС. Очевидно, что для трехфазной нагрузки потребуется три комплекта реверсивных УП, работающих с синхронизированным сдвигом фаз в 120° по выходной частоте НПЧ [1].

Структурная схема НПЧ изображена на рис. 2.35. Новым элементом в этой схеме по сравнению с УП оказывается лишь задающее устройство ЗУ, которое формирует в соответствии с заданием на амплитуду U_{3A} и частоту U_{3f} управляющие напряжения U_{y1} , U_{y2} , U_{y3} , образующие трехфазную систему.

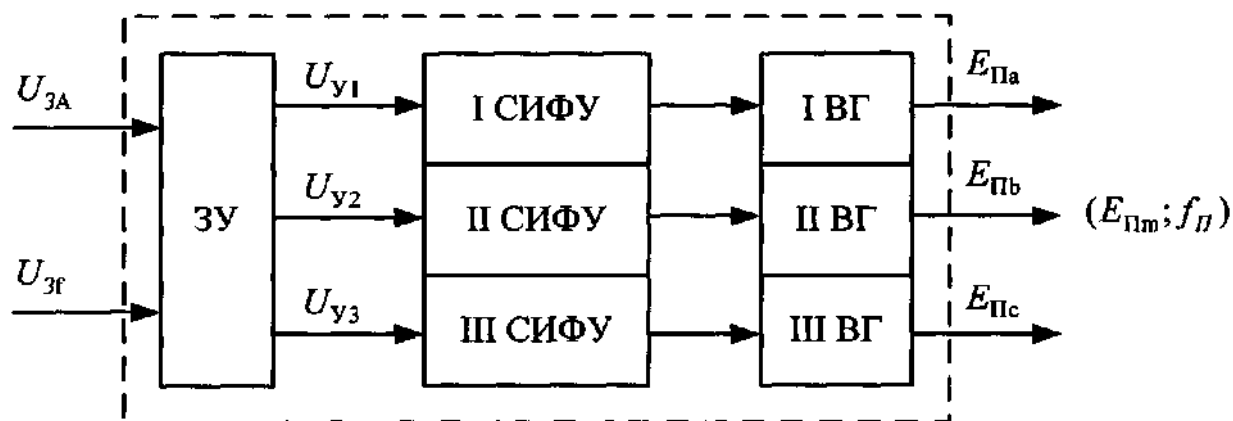


Рис. 2.35. Структурная схема НПЧ

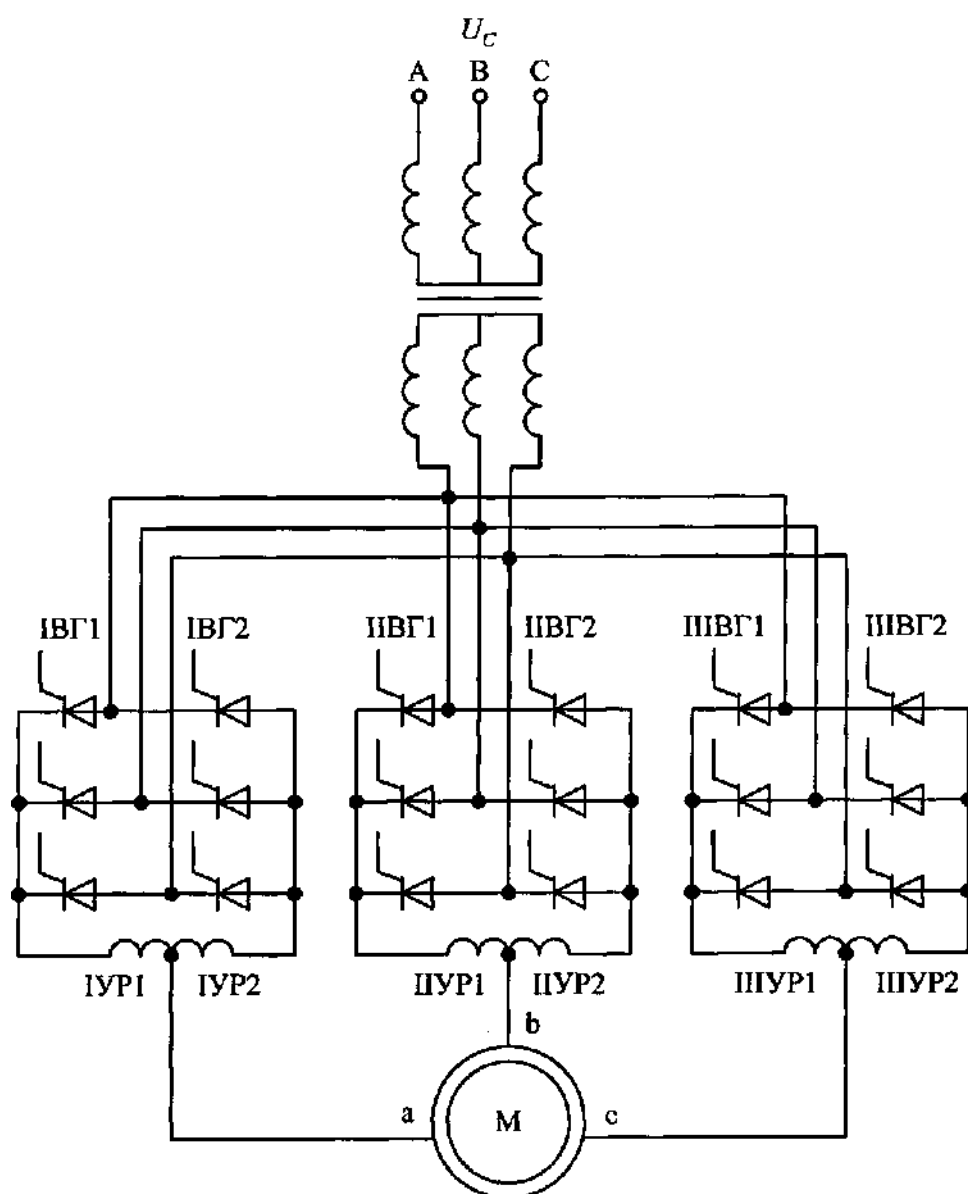


Рис. 2.36. Схема соединения вентильных групп НПЧ

Схема соединения вентильных групп НПЧ приведена на рис. 2.36. Каждая вентильная группа (IВГ, IIВГ, IIIВГ), предназначенная для одной фазы

нагрузки, состоит из двух подгрупп (ВГ1 и ВГ2) и собрана по трехфазной реверсивной нулевой схеме. Трехфазная симметричная нагрузка позволяет исключить нулевой провод, который требуется в однофазном варианте НПЧ. В отличие от нулевой схемы УП для нагрузки постоянного тока НПЧ может работать без трансформатора, если не требуется согласования напряжений сети и нагрузки. Для ограничения уравнильных токов при совместном управлении вентильными подгруппами включаются уравнильные реакторы УР1 и УР2. Данная схема содержит 18 тиристоров, что превышает число силовых вентилях в ПЧ с автономным инвертором. При желании уменьшить пульсации от высших гармонических в составе напряжения и тока нагрузки и повысить коэффициент мощности НПЧ применяют мостовые схемы вентильных групп.

С одной стороны, выходная фазная ЭДС НПЧ, усредненная на интервале проводимости, определяется согласно выражению

$$E_{\Pi} = E_{d0} \cos \alpha. \quad (2.47)$$

С другой стороны, для выходной ЭДС принимаем синусоидальную форму с требуемыми значениями амплитуды ($E_{\Pi m}$) и угловой частоты ($\omega_{\Pi} = \frac{2\pi}{T_{\Pi}}$)

$$E_{\Pi} = E_{\Pi m} \sin \omega_{\Pi} t. \quad (2.48)$$

Объединяя (2.47) и (2.48), находим необходимый закон изменения угла открывания вентильной группы одной фазы

$$\alpha = \arccos \frac{E_{\Pi m}}{E_{d0}} \sin \omega_{\Pi} t. \quad (2.49)$$

Данный закон регулирования угла открывания реализуется с помощью СИФУ. Тогда для косинусоидальной формы опорного напряжения $U_{оп} = U_{\Pi m} \cos \alpha$ напряжение управления получит вид

$$U_y = \frac{E_{\Pi m}}{E_{d0}} U_{\Pi m} \sin \omega_{\Pi} t, \quad (2.50)$$

а для пилообразной линейной формы опорного напряжения

$$U_{оп} = -\frac{2U_{\Pi m}}{\varphi_{\Pi}} \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right),$$

$$U_y = \frac{2U_{\Pi m}}{\varphi_{\Pi}} \arcsin \left(\frac{E_{\Pi m}}{E_{d0}} \sin \omega_{\Pi} t \right). \quad (2.51)$$

Таким образом, задавая на входе СИФУ периодические функции напряжения управления (2.50) или (2.51), получаем на выходе НПЧ синусоидально изменяющуюся ЭДС. При этом частота ЭДС равна частоте напряжения управления, которая, в свою очередь, определяется соответствующим задающим напряжением:

$$\omega_{\Pi} = k_{\Pi f} U_{zf}, \quad (2.52)$$

где $k_{\Pi f}$ - передаточный коэффициент, — .
[Вс]

Выражение (2.52) можно рассматривать как формулу характеристики управления НПЧ по каналу частоты. Амплитуда ЭДС определяется амплитудой U_y согласно (2.50) и (2.51):

$$E_{\Pi m} = \frac{E_{d0}}{U_{\Pi m}} U_{ym}; \quad (2.53)$$

$$E_{\Pi m} = E_{d0} \sin \frac{\varphi_d}{2U_{\Pi m}} U_{ym}. \quad (2.54)$$

Выражения (2.53) и (2.54) математически описывают характеристики управления НПЧ по каналу ЭДС, которые совпадают с характеристиками управления для выпрямленной ЭДС УП постоянного тока.

Синусоидальная форма ЭДС соответствует так называемой гладкой составляющей ЭДС, т. е. усредненным на интервалах проводимости значениям. В действительности кривая мгновенной ЭДС формируется из кусочно-синусоидальных импульсов.

Особенность НПЧ как управляемого источника частоты - это однозонное регулирование частоты вниз от частоты питающей сети. Период выходной ЭДС ИПЧ T^n составляется из интервалов проводимости вентильных групп $(\frac{T_c}{m})$, число которых N превышает число фаз m . Если принять, что в период T^n укладывается целое число интервалов проводимости, то

$$T_{\Pi} = N \frac{T_c}{m} = (m+n) \frac{T_c}{m} = \left(1 + \frac{n}{m}\right) T_c, \quad (2.55)$$

где T_c - период напряжения сети, с; $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Теоретически при $n=0$ $T^n = T_c$, т. е. максимально возможная частота НПЧ равна частоте сети. Практически период T^n должен превышать возможный дрейф частоты управляющего сигнала τ_f и бестоковую паузу τ_0 при переключении вентильных групп с отдельным управлением. При сделанном допущении о целом числе интервалов проводимости в периоде T^n и с учетом того, что $\tau_f \leq \frac{T_c}{m}$ и $\tau_0 \leq \frac{T_c}{m}$, получим для минимального T^n в соответствии с (2.55)

$$T_{\Pi \min} \approx T_c + \tau_f + \tau_0 \approx 1,7 T_c. \quad (2.56)$$

Таким образом, максимальная частота, реализуемая в НПЧ, примерно в 2 раза меньше частоты питающей сети. Этот факт является определенным недостатком НПЧ, используемых в системах электропривода. Сниженная частота НПЧ по сравнению с номинальной частотой сети приводит к недоиспользованию двигателя по скорости, а следовательно, и по мощности.

Передаточная функция НПЧ может быть найдена по формуле (2.38) по аналогии с тиристорным преобразователем.

3. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ, СИЛОВЫЕ К Л Ю Ч И , ЭЛЕМЕНТЫ ЗАЩИТЫ

3.1 Источники электроэнергии

Источник электроэнергии (ИЭ) является обязательным элементом любой системы электропривода. ИЭ можно разделить на две группы:

- источники неограниченной мощности;
- источники с ограниченной мощностью.

Чаще всего источником неограниченной мощности является промышленная сеть или другой источник при условии, что максимальная мощность потребителя существенно меньше мощности источника. Если это условие не удовлетворяется, то источник можно считать с ограниченной мощностью.

Большое число автоматизированных электроприводов не подключается непосредственно к сети, а использует согласующие трансформаторы. Эти трансформаторы обладают своими характеристиками, которые необходимо учитывать в расчете автоматизированного электропривода. Чаще всего учет влияния трансформатора выражается в расчете вносимых сопротивлений и индуктивностей.

Для тиристорного преобразователя сопротивление R_{np} находится по формуле [11]

$$R_{np} = R_{TP} + R_{yp} + R_{CP} + \frac{X_{TP}m}{2\pi}, \quad (3.1)$$

где m - число коммутации вентилей за период напряжения сети; R_{TP} , X_{TP} - приведенные активное и индуктивное сопротивления трансформатора.

Приведенное сопротивление R_{TP} определяется по формуле

$$R_{TP} = \frac{\Delta P_{K3}}{m_T I_{1H}^2 K_{TP}^2}, \quad (3.2)$$

где ΔP_{K3} - мощность короткого замыкания трансформатора; m_T - фазность трансформатора; K_{TP} - коэффициент трансформации; I_{1H} - номинальный ток первичной обмотки трансформатора, который находится по формуле

$$I_{1H} = \frac{S_T}{3U_{1\phi}}, \quad (3.3)$$

где S_T - мощность трансформатора; $U_{1\phi}$ - первичное фазное напряжение.

Полное приведенное сопротивление определяется по формуле

$$Z_{TP} = \frac{(U_K)\% U_{1\phi}}{100 I_{1H} K_{TP}^2}, \quad (3.4)$$

где $(U_K)\%$ - напряжение короткого замыкания в процентах к номинальному напряжению $U_{1\phi}$.

Индуктивное сопротивление приведенной цепи трансформатора определяется по известной формуле

$$X_{TP} = \sqrt{Z_{TP}^2 - R_{TP}^2}. \quad (3.5)$$

Приведенная индуктивность трансформатора может быть определена по формуле

$$L_{TP} = \frac{X_{TP}}{2\pi f}, \quad (3.6)$$

где f - частота питающей сети.

Для общепромышленных силовых согласующих трансформаторов типовые значения величин следующие: $\Delta P_{K3} \approx 2-5\%$, $\Delta U_{K3} \approx 5-8\%$.

Сопротивления уравнивающего дросселя R_{yp} и сглаживающего реактора R_{CP} находятся по каталогу или по формуле

$$R_{yp} \approx R_{CP} \approx \frac{R_{TP}}{m_T}. \quad (3.7)$$

Для транзисторного преобразователя его сопротивление R_{np} находится по следующей формуле:

$$R_{np} = R_{TP} + \frac{X_{TP} m}{2\pi}. \quad (3.8)$$

Сопротивление монтажа R^M находится по формуле

$$R_M = R_{СП} + R_{Ш}, \quad (3.9)$$

где $R_{СП} \approx (0,1-0,2)R_{ЯД}$ - сопротивление соединительных проводов;

$R_{Ш} = \frac{0,075}{I_{ЯН}}$ - сопротивление датчика тока (шунта).

Постоянная времени $T_{Я}$ определяется выражением

$$T_{Я} = \frac{L_{Я}}{R_{Я}},$$

где $L_{Я}$ - расчетная индуктивность якорной цепи.

Для тиристорного преобразователя $L_{Я}$ определяется по выражению

$$L_{Я} = L_{TP} + L_{ДВ}, \quad (3.10)$$

где $L_{ДВ}$ - индуктивность якорной цепи двигателя, определяется по выражению

$$L_{ДВ} = \frac{KU_H}{P_H \omega_H I_{ЯН}}, \quad (3.11)$$

где P_H - число пар полюсов машины; K - конструктивный коэффициент, $K = 0,1$ для компенсированных машин, $K = 0,5-0,6$ для некомпенсированных машин.

Индуктивность уравнивающего реактора L_{yp} находится по каталогу или определяется по формуле

$$L_{yp} = \frac{\sqrt{2} K_{yp} U_{2MAX}}{2\pi f I_{ypMIN}}, \quad (3.12)$$

где $U_{2MAX} = E_{2\Phi}$ - для нулевой схемы; $U_{2MAX} = E_{2Л}$ - для мостовой схемы; $I_{УРMIN} = (0,1 - 0,15)I_{ЯН}$ - величина уравнильного тока; $K_{УР} = 0,62$ - для трехфазной нулевой и трехфазной мостовой встречно-параллельной схем (согласованное управление); $K^{УР} = 0,18$ - для трехфазной мостовой перекрестной и шестифазной нулевой схем (согласованное управление); $K^{УР} = 0,056$ - для трехфазной нулевой и трехфазной мостовой встречно-параллельной схем (раздельное управление); $K^{УР} = 0,036$ - для трехфазной мостовой перекрестной и шестифазной нулевой схем (раздельное управление).

Индуктивность сглаживающего реактора L_{CP} находится по формуле

$$L_{CP} \approx \frac{\sqrt{2}U_H}{m^2 2\pi f I_{ЯMIN}} - (L_T + L_D + L_{ДР}), \quad (3.13)$$

где $I_{ЯMIN} = (0,02 - 0,05)I_{ЯН}$ - минимальный ток нагрузки преобразователя.

Для транзисторного широтно-импульсного преобразователя индуктивность якорной цепи находится по формуле

$$L_{Я} = L_{ТР} + L_{ДВ}. \quad (3.14)$$

3.2 Источники энергии ограниченной мощности

Многие системы электропривода, особенно на автономных объектах (автомобиль, самолет, корабль), питаются от источников ограниченной мощности. Это отражается на динамике системы. Чаще всего источники этой группы являются источниками напряжения (генератор, аккумулятор и т. д.). Источники этой группы можно разделить на две части:

- источники с восстановлением мощности;
- источники без восстановления мощности.

Примером источника первого типа является система электропитания автомобиля (рис. 3.1).

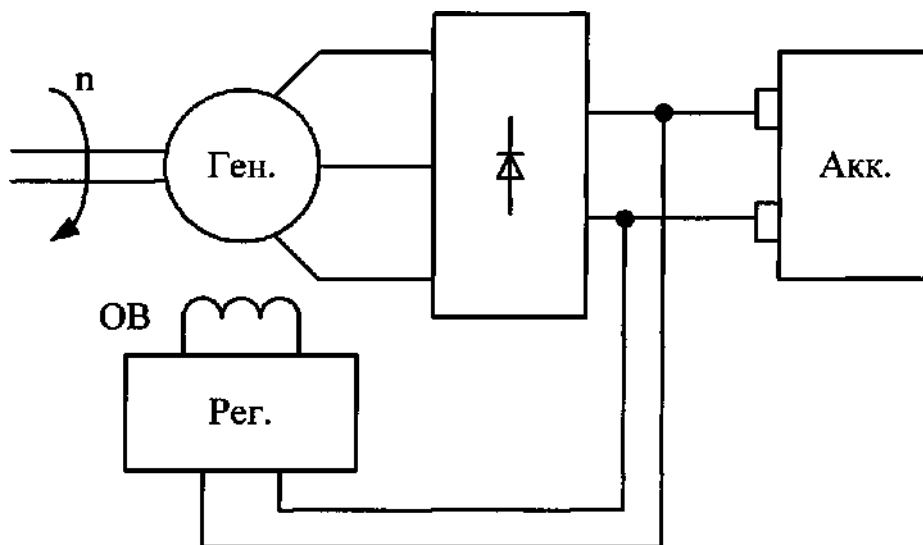


Рис. 3.1. Схема электропитания автомобиля

В случае появления пиковой нагрузки основным источником энергии является аккумулятор. Генератор обеспечивает оперативную подзарядку и стабилизацию напряжения в сети автомобиля за счет собственной системы стабилизации. Если исключить из этой схемы генератор, то получится источник второго типа без восстановления мощности.

Рассмотрим работу источника первого типа. При включении нагрузки происходит снижение напряжения источника за счет его внутренних свойств.

Схема замещения цепей электропитания представлена на рис. 3.2.

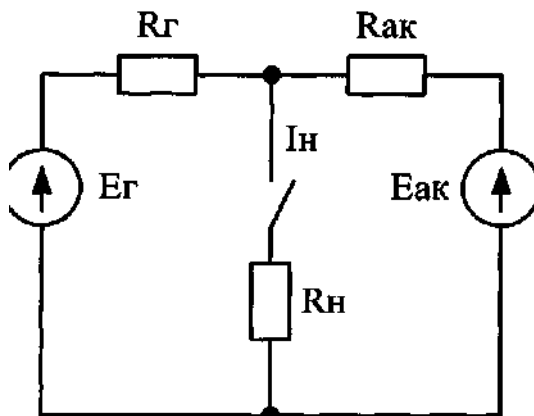


Рис. 3.2. Схема замещения цепей электропитания

Внутреннее сопротивление аккумулятора $R_{ак}$ меньше внутреннего сопротивления генератора $R_г$, поэтому при набросе нагрузки (подключении $R_н$) основной ток потребляется от аккумулятора.

Переходный процесс снижения напряжения по времени совпадает с передним фронтом нарастания тока на нагрузке. Завершение нарастания тока сопровождается началом процесса восстановления напряжения источника. Таким образом, динамические свойства источника первого типа могут быть описаны звеном со следующей передаточной функцией

$$W(p)_{ис1} = K \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, \quad (3.15)$$

где T^1 - постоянная времени, характеризующая динамические свойства источника по восстановлению напряжения; T^2 - постоянная времени, характеризующая динамические свойства источника при набросе нагрузки.

Исходя из вышеизложенного, постоянная времени T^2 определяется в основном параметрами контура, состоящего из нагрузки и аккумулятора, и соответственно постоянная времени T^1 определяется в основном параметрами контура, состоящего из нагрузки и генератора.

На динамические свойства электропривода эти свойства источника питания влияют в виде снижения коэффициента передачи преобразователя (рис. 3.3).

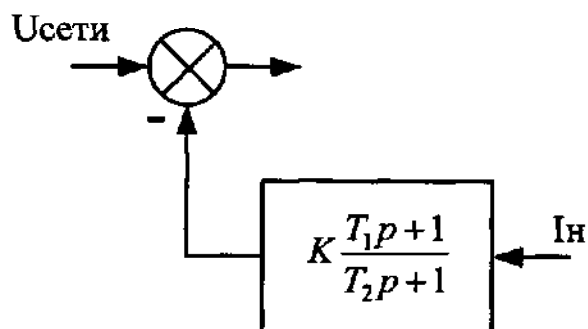


Рис. 3.3. Фрагмент структуры схемы питания, поясняющий работу источника питания первого типа

Рассмотрим работу источника второго типа. При включении нагрузки происходит постепенное снижение напряжения источника, при этом оно восстанавливается только при отключении нагрузки. Динамические свойства источника в этом случае описываются более сложной схемой (рис. 3.4).

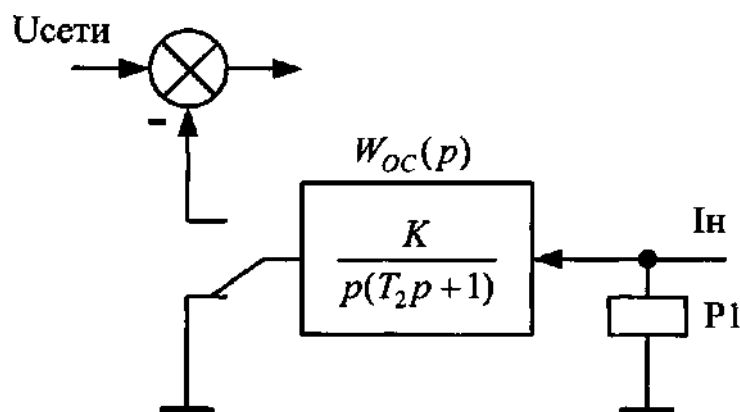


Рис. 3.4. Фрагмент структуры схемы питания, поясняющий работу источника питания второго типа

Идеальное реле P1 своим нормально замкнутым контактом обеспечивает разряд интегрирующего звена $W_{oc}(p)$ в отсутствие нагрузки. При появлении тока нагрузки I^H реле P1 срабатывает и подключает звено $W_{oc}(p)$ в узел суммирования. При этом результирующее значение $U_{сети}$ начнет снижаться.

В результате проведенного анализа можно сделать вывод, что в системах с ограниченной мощностью при расчете статических и динамических характеристик необходимо учитывать свойства источника энергии.

3.3 Современные силовые IGBT-транзисторы и цепи их управления

IGBT представляет собой биполярный транзистор, управляемый от сравнительно низковольтного МОП-транзистора с индуцированным каналом через высоковольтный полевой транзистор (рис. 3.5) [12].

Напряжение отсечки, при котором МОП-транзистор начинает отпираться, составляет от 3.5 до 5.5 В. После этого ток нагрузки начинает нарастать с крутизной, определяемой типом транзистора. Рабочее напряжение, при котором транзистор полностью открыт и может пропускать максимально допустимый ток, - от 8 В до 20 В.

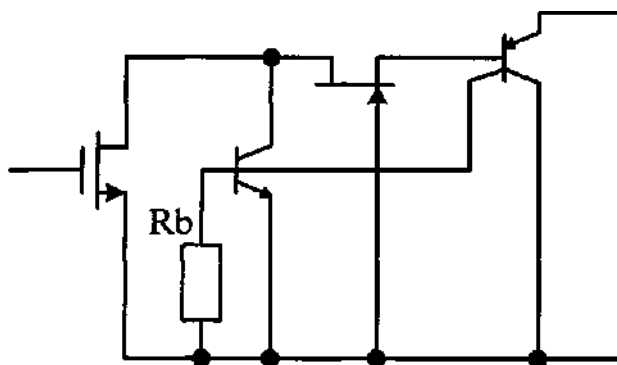


Рис. 3.5. Структура IGBT-транзистора

Токи нагрузки существующих IGBT-транзисторов (непрерывный режим) лежат в пределах от 1 до 100 А, допустимый импульсный ток обычно в 2.5-3 раза превышает постоянное значение. Для более высоких токов выпускаются модули, состоящие из нескольких транзисторов и обычно быстрых диодов для коммутации тока нагрузки. Предельные токи таких модулей - до нескольких килоампер.

Основная часть напряжения закрытого IGBT-транзистора падает на биполярном транзисторе. Пробивные напряжения большинства выпускаемых IGBT-транзисторов лежат в пределах от 400 В до 1600 В.

Напряжение коллектор-эмиттер открытого транзистора лежит в пределах от 1.5 до 3.5 В в зависимости от тока и типа. В одинаковом режиме для разных типов ключей напряжение открытого транзистора тем выше, чем выше пробивное напряжение и предельная скорость переключения.

Структура имеет паразитную PNPN-структуру, отраженную NPN-транзистором, и возможно защелкивание при высоких dV/dt , а также при больших токах, существенно превышающих допустимый импульсный ток. Благодаря низкому усилению, IGBT в целом не склонен к локализации тока и вторичному пробою, и имеет практически прямоугольную область безопасной работы для импульсных токов (в допустимой области), что очень удобно при индуктивной нагрузке, позволяя исключить схему формирования траектории переключения.

С ростом температуры крутизна IGBT снижается, что дает возможность включать их параллельно на общую нагрузку и наращивать суммарный выходной ток.

Эквивалентная схема IGBT в динамике приведена на рис. 3.6.

Аналогично МОП-транзистору, IGBT имеет емкости затвор-коллектор, затвор-эмиттер, коллектор-эмиттер, а также необходимо учитывать индуктивность выводов (около 10 нГн).

Емкости затвора нелинейно уменьшаются с напряжением, поэтому в документации иногда указывается заряд, необходимый для включения/выключения транзистора. Величина этих конденсаторов или заряда обычно в 2-5 раз ниже, чем у МОП-транзистора с аналогичными предельными параметрами, поэтому IGBT требует меньшей мощности для управления в динамике. Время нарастания/спада напряжения на транзисторе при

правильном управлении составляет десятки нс и определяется прежде всего скоростью заряда/разряда емкости затвор-коллектор от управляющего источника.

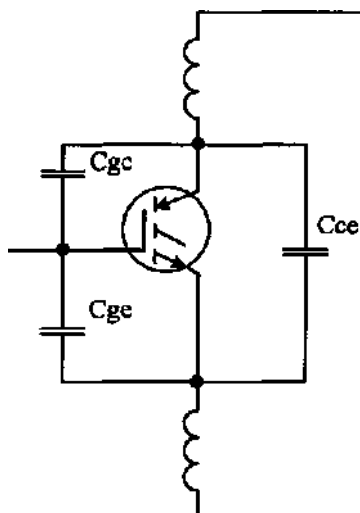


Рис. 3.6. Эквивалентная динамическая схема IGBT-транзистора

Время нарастания тока для нагрузки лежит в пределах 50 нс и определяется скоростью заряда емкости затвор-эмиттер от управляющего источника и индуктивностью выводов корпуса транзисторов и токоподводящих проводников.

Биполярный транзистор в структуре IGBT не насыщается и поэтому не имеет времени рассасывания, однако при запираании имеется «хвост», когда транзистор уже выключен, но часть тока еще протекает в пределах 100 нс.

Таким образом, основные преимущества IGBT-транзисторов выражаются в следующем:

- высокая плотность тока и стоимость, близкая к биполярному транзистору;
- простота и экономичность управления (динамические потери на управление меньше, чем у МОП);
- практически прямоугольная область безопасной работы, исключая необходимость в схемах формирования траектории переключения;
- более низкие потери в режимах импульсных токов (потери IGBT пропорциональны току, МОП - квадрату тока);
- динамические характеристики: у новых транзисторов приближаются к МОП, при этом отсутствие внутреннего паразитного обратного диода позволяет применить внешний быстрый диод;
- возможность параллельного соединения на общую нагрузку.

Основным недостатком IGBT является сравнительно большое время выключения. Однако для преобразователей в системах электропривода это не является ограничением, так как частоты выбираются значительно меньше.

Область применения IGBT, в которой они качественно превосходят как МОП, так и биполярные транзисторы, характеризуется:

- по напряжению питания - выше 300 В;
- по токам нагрузки - от 1 А;
- по частоте переключения - до 50 кГц.

Если преобразователь работает в этой области, то следует использовать IGBT.

При выборе транзистора обычно руководствуются соображениями запаса по предельным токам, быстродействию и напряжению.

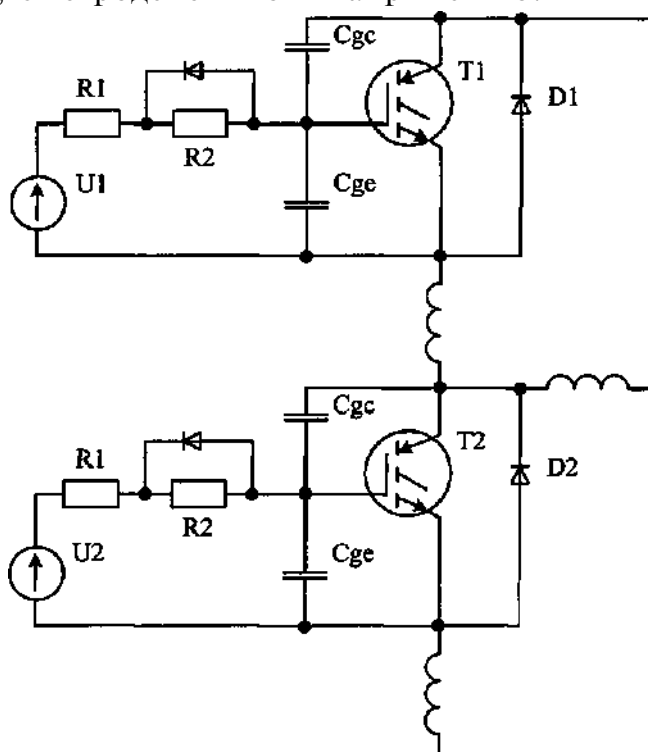


Рис. 3.7. Полумостовая схема с индуктивной нагрузкой

Как и МОП, IGBT-транзистор - прибор, управляемый напряжением. Рассмотрим особенности управления для случая полумоста с индуктивной нагрузкой (рис. 3.7). Показаны паразитные индуктивности проводов; конструкцию следует строить так, чтобы управляющие токи и токи нагрузки протекали по различным цепям.

Резистор $R1$ - внутреннее сопротивление управляющего источника, $R2$ ограничивает скорость нарастания напряжения при включении для:

- снижения импульсного тока рассасывания диода противоположного плеча и исключения, благодаря этому, цепей формирования траектории переключения;

- исключения открывания противоположного транзистора от $\frac{dV}{dt}$

и протекания сквозного тока.

Диод шунтирует $R2$ во время выключения транзистора.

После коммутации управляющего напряжения $U1$, вначале разряжается емкость C_{ge} транзистора $T1$, и напряжение на затворе начинает снижаться со скоростью, определяемой током запирающего через $R1$ и C_{ge} ; в момент, когда напряжение достигает порога, транзистор начинает запирается, изменение напряжения на затворе в это время прекращается. Скорость запирающего транзистора dV/dt определяется скоростью заряда C_{gc} от управляющего источника, т. е. величиной $R1$ или уровнем ограничения запирающего тока от источника $U1$. Когда напряжение на нагрузке становится меньше минуса питания, открывается диод $D2$, и начинает уменьшаться ток транзистора со

скоростью, определяемой скоростью разряда C_{ge} , крутизной транзистора и индуктивностью проводов. Рассасывание неосновных носителей биполярного транзистора в составе IGBT определяет длительность «хвоста».

После запираания T1 ток индуктивной нагрузки протекает через D2, медленно снижаясь. После выключения тока T1 можно подавать управляющее напряжение на затвор T2, то есть необходимо «мертвое» время между подачей управляющего напряжения на транзисторы плеч полумоста.

При отпирании транзистора T1 от управляющего источника заряжается C_{ge} вначале до порога открывания. Затем транзистор T1 открывается, через него начинает проходить ток нагрузки и ток рассасывания диода D2. Скорость нарастания тока определяется крутизной транзистора и скоростью заряда C_{ge} от управляющего источника. Чем быстрее скорость нарастания тока, тем больше импульс тока от рассасывания диода; резистор R2 ограничивает эту скорость и позволяет обойтись без схемы формирования траектории переключения.

Затем начинает спадать напряжение на транзисторе. Поскольку при отпирании ток управляющего источника ограничен $R1+R2$, то длительность фронта отпирания больше. Хотя это и является недостатком, но также необходимо для надежной работы схемы, как показано ниже. Напряжение на затворе во время фронта напряжения не изменяется.

Основное внимание при построении схемы управления следует обращать на не работающий во время такта коммутации транзистор, в данном случае T2.

Через затвор T2 во время фронта напряжения протекают емкостные токи, которые изменяют напряжение на затворе и могут привести к следующему:

1) во время фронта запираания T1 индуцируется отрицательное напряжение на затворе T2, величина которого определяется делителем C_{ge}/C_{gs} , а также величиной $R1+R2$. При величине индуцированного напряжения свыше допустимых 20 В возможен пробой затвора IGBT.

Для борьбы с этим эффектом устанавливают диод между эмиттером и затвором анодом к эмиттеру или двунаправленный стабилитрон на 20 В;

2) также негативный эффект возникает при отпирании транзистора T1. Если индуцируемое во время фронта напряжение превышает порог открывания T2, то он открывается и начинает протекать сквозной ток, величина которого непредсказуема.

Для борьбы с этим эффектом необходимо: во-первых, ограничивать скорость фронта отпирания (второе назначение R2); во-вторых, максимальный запирающий ток от управляющего источника должен не менее чем вдвое превышать отпирющий.

Отсутствие потребления тока управления в статических режимах и общее низкое потребление по цепям питания позволяет отказаться от трансформаторных схем питания драйверов.

Для питания драйверов верхнего плеча ключевых усилителей удобно применять схему зарядового насоса, показанную на рис. 3.8. При закрытом транзисторе верхнего плеча конденсатор C1 заряжается через диод D1. Питание

драйвера при открытом транзисторе осуществляется за счет заряда конденсатора.

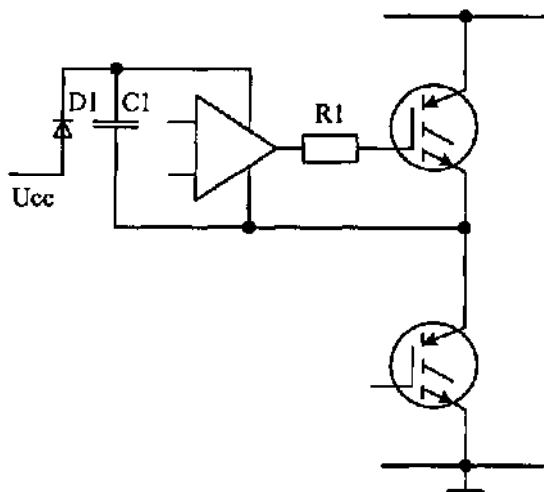


Рис. 3.8. Схема питания верхнего ключа

Заряд, накапливаемый в конденсаторе $C1$, имитирует «плавающий» источник, который питает половину драйвера, относящуюся к верхнему ключу. Когда нижний транзистор открыт, исток (эмиттер) верхнего транзистора замкнут на общую шину. В это время диод $D1$ открывается и заряжает $C1$. Когда нижний ключ закрывается, и начинает открываться верхний ключ, диод $D1$ оказывается закрытым, и верхняя половина драйвера питается разрядным током $C1$. Таким образом, конденсатор $C1$ постоянно «плавает» между общей шиной и шиной силового питания.

Величина емкости $C1$ выбирается из следующих условий. При низкой величине емкость $C1$ может разрядиться раньше времени и закрыть транзистор верхнего плеча. При большой величине емкость $C1$ может не успеть зарядиться за период коммутации. Для расчета величины $C1$ необходимо знать: величину заряда затвора транзистора Q , циклическое изменение заряда драйвера Q_{ls} (от 5 до 20 нКл в зависимости от напряжения драйвера), напряжение питания драйвера V_{cc} , частоту коммутации f , падение напряжения на диоде V_f (от 0.8 до 1 В), ток потребления выходного каскада I_g . С учетом этих данных расчетная формула для определения емкости $C1$ имеет вид [13]

$$C1 \geq \frac{2 \left[2Q_g + Q_{ls} + \frac{I_g}{f} \right]}{V_{cc} - V_f}. \quad (3.16)$$

Полученное значение $C1$ является минимальным, поэтому реальная емкость, стоящая в схеме, должна быть в 10-15 раз больше расчетного значения $C1$.

В схеме управления транзистором присутствует сопротивление $R1$ для ограничения тока затвора. Величину этого сопротивления можно определить по выражению

$$R1 \approx \frac{V_{cc} - V_f}{Q_g f 1000}. \quad (3.17)$$

3.4 Ограничение перенапряжения на силовых ключах

Ограничение напряжений между основными выводами ключа (коллектор-эмиттер) можно выполнить с помощью: снабберов, активного ограничения и динамического управления затвором [6].

Снабберы состоят из пассивных элементов R , L , C , ограничительных диодов, варисторов, диодов и т. д. На рис. 3.9 представлены основные схемы снабберов.

Принцип работы снабберов заключается в предотвращении появления опасного напряжения из-за индуктивностей коммутационной цепи L^K путем включения конденсаторов, которые поглощают энергию E , сохраненную в индуктивности L^K

$$E = \frac{L_K}{2I^2} \quad (3.18)$$

Конденсатор будет заряжен разностью напряжений

$$\Delta U^2 = \frac{L_K I^2}{2C} \quad (3.19)$$

и установит предел перенапряжением. Поглощенная энергия должна разрядиться между двумя процессами заряда для сохранения работоспособности схемы. В простых снабберах эта задача выполняется путем преобразования в тепло в резисторах снабберах или обратной связью в конденсаторе питания.

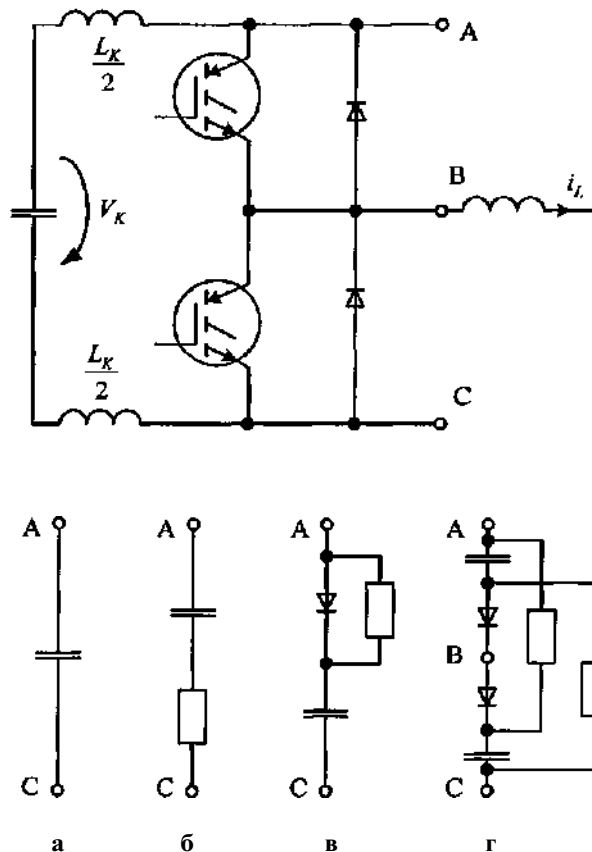


Рис. 3.9. Варианты цепей снабберов и их подключение в силовую схему;
а - C ; б - CR ; в - RCD ; г - $(RCD) \times 2$

Одним из простых методов является фиксация напряжения питания на выводах силового модуля с помощью конденсатора. Такой способ пригоден для большинства схем. Значения емкостей в этом случае составляют 0,1-2 мкФ (рис. 3.9, а).

Для подавления паразитных колебаний между С и L^k фиксацию напряжения можно выполнить с помощью RC-цепи (рис 3.9, б). Этот способ рекомендуется для сильноточных и низковольтных устройств.

На рис. 3.9 в, г представлены RCD-снабберы. Включение быстродействующих диодов позволяет снизить перенапряжение при включении и выполнить мягкое обратное восстановление. Пассивные цепи не требуют активных компонентов, что является их основным достоинством.

Активное ограничение перенапряжений на транзисторах определяется обратной связью потенциала коллектора (стока) к затвору через стабилитрон. На рис. 3.10 показаны основные варианты на примере IGBT-транзистора.

Цепь обратной связи состоит из стабилитрона Z и дополнительного диода D^s , который не дает протекать току драйвера к коллектору, когда IGBT-транзистор включен. Если напряжение коллектор-эмиттер достигает напряжения лавинного пробоя стабилитрона, через обратную связь начнет протекать ток в затвор IGBT-транзистора, что увеличит потенциал затвора. Процесс ограничения будет все время, пока подается ток через нагрузку коллектора. Приложенное к транзистору напряжение будет определяться вольтамперной характеристикой стабилитрона. Транзистор работает в активной зоне своей выходной характеристики (безопасной ее области) и преобразует энергию, сохраненную в L^k , в тепло.

Выбор подходящего варианта активного ограничения зависит от рассеиваемой мощности в стабилитроне. Чем выше разность напряжений между коммутационным напряжением и напряжением ограничения, тем ниже рассеиваемая мощность в ограничивающей схеме. Вариант рис. 3.10, а можно использовать в схемах с малой энергией ограничения. Диоды в вариантах рис. 3.10, б, д работают в режимах лавинного пробоя. В вариантах рис. 3.10, в, г MOSFET и IGBT-транзисторы являются усилителями тока стабилитрона, кроме того, вариант рис. 3.10, г характеризуется высокой надежностью.

Достоинство активного ограничения заключается в следующем:

- простота схемы;
- защищаемый транзистор является частью схемы защиты;
- не требуется силовых резисторов и конденсаторов;
- релейная характеристика ограничения;
- напряжение коммутации ограничивается независимо от рабочей точки ключа;
- не требуется дополнительного источника энергии.

Принцип активного ограничения в настоящее время используется в основном для защиты от коротких замыканий в преобразователях с постоянным напряжением питания.

Одним из эффективных способов ограничения динамических перенапряжений является динамическое управление затвором ключа. В процессе динамического управления затвором, $\frac{di}{dt}$, $\frac{dV}{dt}$ и вызванные перенапряжения непосредственно определяются работой управляющего драйвера. Более простой защитой с динамическим управлением затвором является замедление выключения MOSFET и IGBT-транзистора в случае перегрузок по току или коротких замыканий применением последовательных резисторов затвора с большим сопротивлением, или выключение определенным током (управление источником тока) (рис. 3.11).

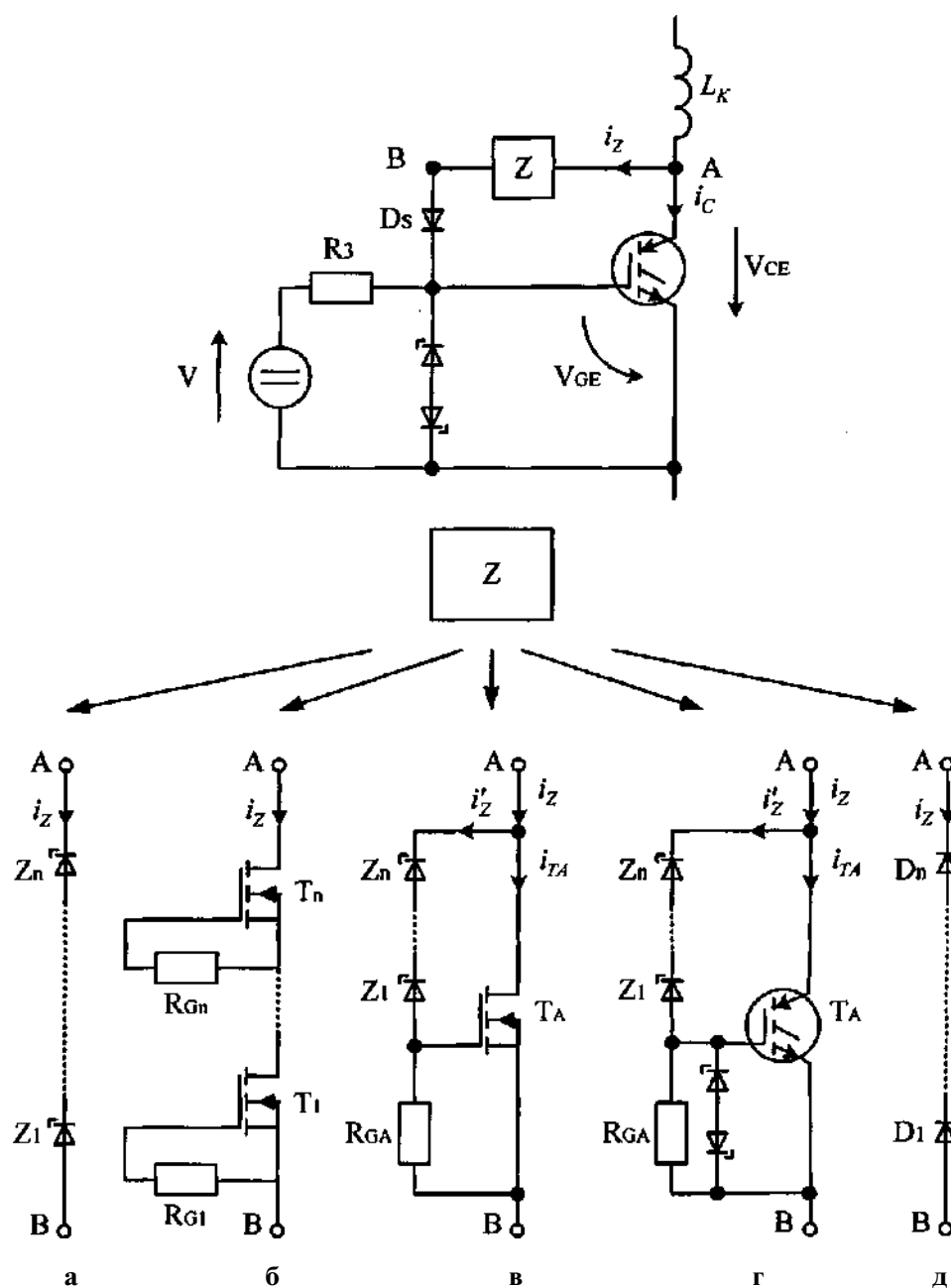


Рис. 3.10. Схема активного ограничения перенапряжений и варианты ее реализации; а - стабилитроны; б - MOSFET-транзисторы; в - MOSFET-транзистор и стабилитрон; г - IGBT-транзистор и стабилитрон

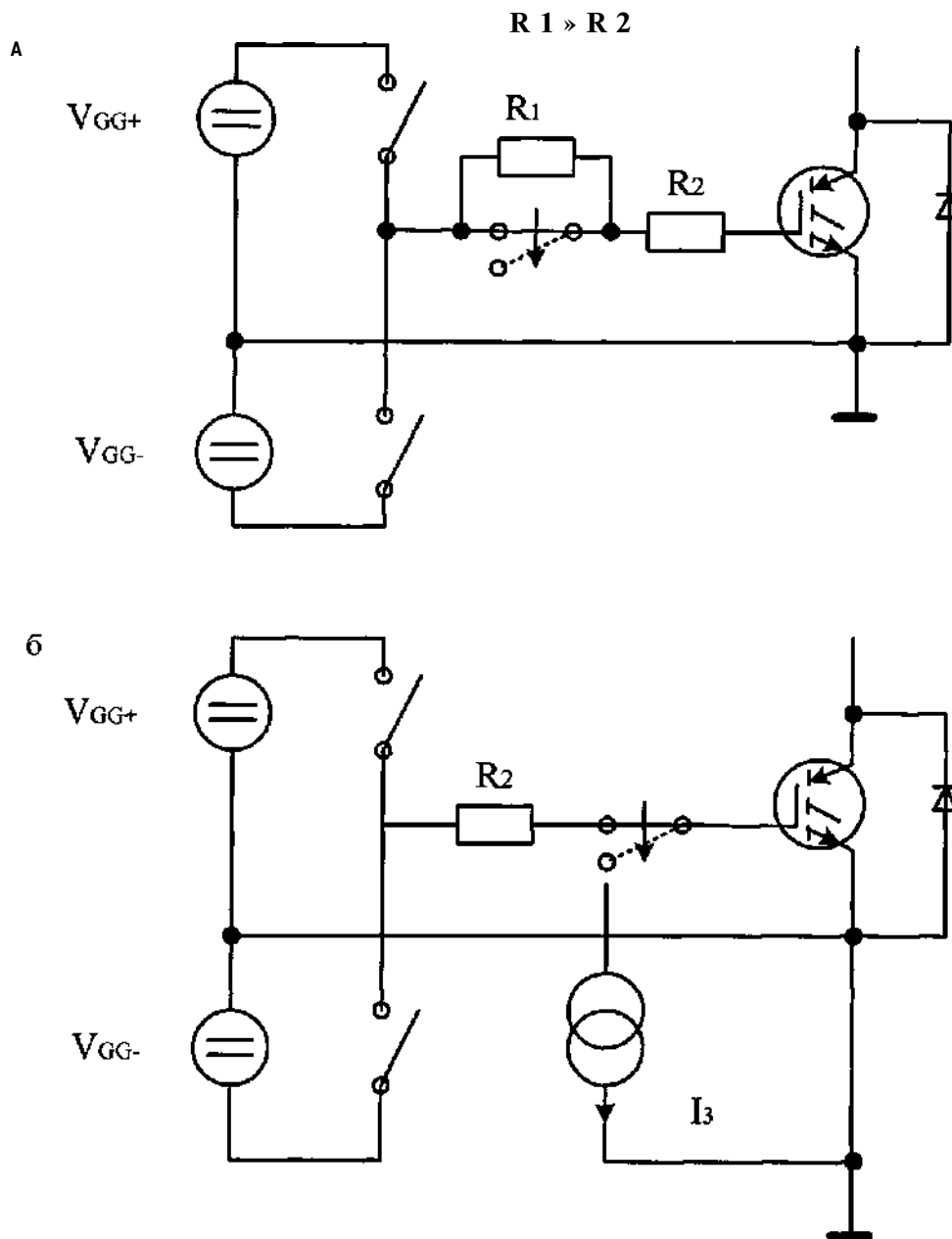


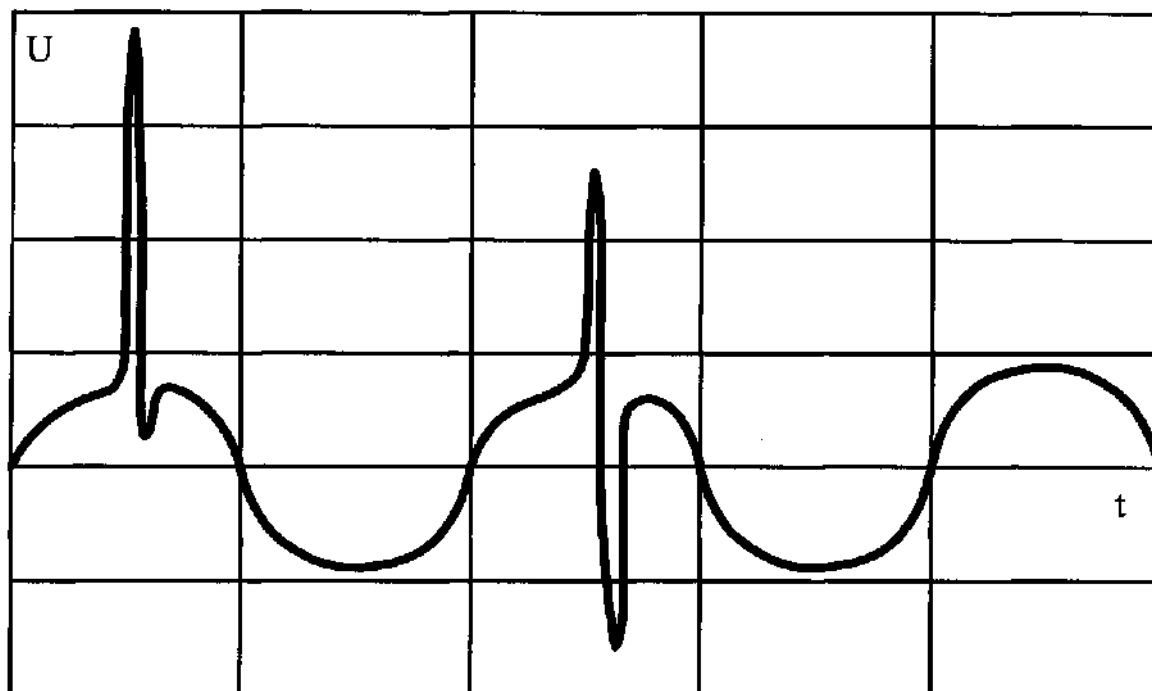
Рис. 3.11. Варианты возможного замедления выключения транзистора;
 а) схема с включением высокоомного сопротивления;
 б) схема с дополнительным источником тока

3.5 Защитные варисторы

Надежность работы электронной аппаратуры во многом определяется качеством питающих электрических сетей, в которых могут иметь место перенапряжения длительностью от сотен миллисекунд до нескольких секунд, провалы напряжения длительностью до десятков миллисекунд, пропадания (отсутствие напряжения более одного периода) и так далее.

Особенно опасны высоковольтные импульсы амплитудой до нескольких киловольт и длительностью от десятков наносекунд до сотен микросекунд. Они могут приводить к серьезным сбоям электронного оборудования, выходу его из строя, а также быть причиной пробоя изоляции проводов и даже их возгорания.

Импульсы напряжения, которые можно отнести к внешним сетевым помехам (рис. 3.12), возникают в различных цепях оборудования, в первую очередь, в проводах питания.



**Рис. 3.12. Типичные импульсные помехи в сети переменного тока
в сети 220/380 В, 50 Гц**

Они могут наводиться электромагнитными импульсами искусственного происхождения от передающих радиостанций, высоковольтных линий электропередач, сетей электрифицированных железных дорог, электросварочных аппаратов.

Идентифицировать и систематизировать причины таких помех практически невозможно. Однако для электрических сетей напряжением 220 В приняты следующие ориентировочные параметры внешних импульсных напряжений:

- амплитуда - до 6 кВ;
- частота - 0,05...5 МГц;
- длительность - 0,1... 100 мкс.

Импульсы перенапряжения могут быть естественного происхождения и наводиться мощными разрядами.

Импульсы перенапряжения могут создаваться статическим напряжением, разряд которого достигает 25 кВ. Высоковольтные импульсы способны возникать и в самой аппаратуре при ее функционировании в результате переходных процессов, при срабатывании электромагнитов, размыкании контактов реле, коммутации реактивных нагрузок и так далее. Наибольшую угрозу представляют импульсы, возникающие при отключении индуктивной нагрузки.

По указанным причинам электронное оборудование должно быть защищено от высоковольтных импульсных помех. Чтобы аппаратура могла

быть сертифицирована, она должна пройти проверку на устойчивость к воздействию импульсных помех. Например, ГОСТ Р 51317.4.4-99 (МЭК 61000-4-4-95) распространяется на электротехнические, электронные и радиоэлектронные изделия и устанавливает требования и методы их испытаний на устойчивость к наносекундным импульсным помехам (НИП).

В настоящее время для защиты электронного оборудования от внешних импульсных воздействий применяются различные виды экранировки, RC- и LC-фильтры, газоразрядные приборы (разрядники) и полупроводниковые ограничители напряжения (ПОН). К сожалению, разрядники не обладают необходимым быстродействием, а быстродействующие ПОН с высокой нелинейностью вольтамперной характеристики (ВАХ) не способны рассеивать большую мощность из-за малого объема р-п-перехода. Это обуславливает резкое уменьшение допустимого тока в импульсе, протекающем через прибор.

В последнее время эффективным средством защиты аппаратуры от любых импульсных напряжений признаны оксидно-цинковые варисторы. Варисторы [англ. varistor, от vari (able) - переменный и (resi) stor - резистор] - это нелинейные резисторы, сопротивление которых зависит от приложенного напряжения. Отличительной чертой варистора является двухсторонняя симметричная и резко выраженная нелинейная ВАХ (рис. 3.13) [14].

Электрические характеристики варистора определяются большим сопротивлением утечки и емкостью, которая незначительно изменяется под воздействием напряжения и температуры.

При больших напряжениях на варисторе, и соответственно, больших токах, проходящих через него, плотность тока в точечных контактах оказывается также большой. Разогрев точечных контактов приводит к уменьшению их сопротивления и, как следствие, к нелинейности ВАХ. Малые объемы активных областей обеспечивают малую инерционность тепловых процессов, что определяет их высокое быстродействие. Наряду с этим варисторы способны хорошо поглощать высокоэнергетические импульсы напряжения, так как тепловая энергия рассеивается не на отдельных зернах полупроводника, а на всем его объеме.

Особенностью ВАХ варистора является наличие участка малых токов (условно от нуля до нескольких миллиампер), в котором находится рабочая точка варистора и участок больших токов, который определяет защитные свойства и, в частности, напряжение ограничения. В области малых токов ВАХ описывается выражением

$$I = AU^\beta, \quad (3.20)$$

где I - ток, А; U - напряжение, В; A - коэффициент, значение которого зависит от типа варистора и от температуры; β - коэффициент нелинейности, который характеризует крутизну ВАХ и определяется отношением

статического сопротивления варистора ($R = \frac{U}{I}$) к дифференциальному

($r = \frac{dU}{dI}$) в определенной точке:

$$\beta = \frac{R}{r} = \frac{U}{I} \cdot \frac{dI}{dU}. \quad (3.21)$$

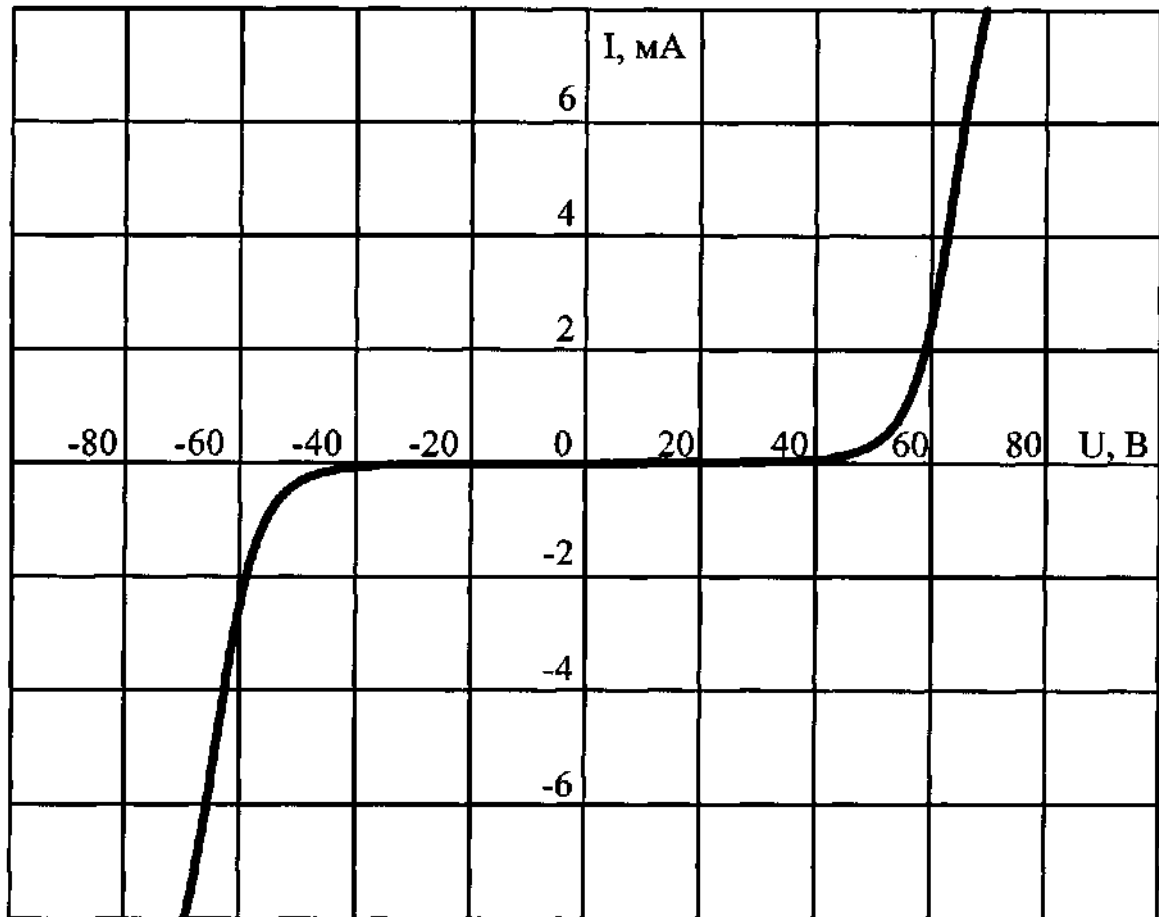


Рис. 3.13. Вольтамперная характеристика варистора

Экспериментально коэффициент нелинейности можно оценить по формуле

$$\beta = \lg I_2 - \frac{\lg I_1}{\lg U_2} - \lg U_1 = \frac{\lg \frac{I_2}{I_1}}{\lg \frac{U_2}{U_1}}. \quad (3.22)$$

Чаще всего коэффициент нелинейности определяется при токе 1 мА и 10 мА, поэтому

$$\beta = \frac{1}{\lg \frac{U_2}{U_1}}. \quad (3.23)$$

Для варисторов на основе оксида цинка коэффициент нелинейности обычно составляет 20...60. Варисторы имеют достаточно большую емкость (100...50 000 пФ) в рабочем режиме (когда нет импульсов напряжения). При воздействии импульса их емкость падает практически до нуля.

Одной из важнейших характеристик варистора является классификационное напряжение - $U_{КЛ}$ - напряжение на варисторе при токе, равном 1 мА. Иногда приводится коэффициент защиты варистора - отношение

напряжения на варисторе при токе 100 А к напряжению при токе 1 мА (то есть к классификационному напряжению). Он характеризует способность варистора ограничивать импульсы перенапряжения и для варисторов на основе оксида цинка находится в пределах 1,4...1,6. Таким образом, при росте напряжения в 1,4... 1,6 раза ток через них возрастает в 100 000 раз.

Важной характеристикой варистора является допустимая мощность рассеивания, определяемая его геометрическими размерами и конструкцией выводов. Для увеличения мощности рассеивания часто применяют массивные выводы, играющие роль радиатора.

При возникновении высоковольтного импульса сопротивление варистора резко уменьшается до долей ома и шунтирует нагрузку, защищая ее и рассеивая поглощенную энергию в виде тепла. При этом через варистор может протекать импульсный ток, достигающий нескольких тысяч ампер. Так как варистор практически безынерционен, то после исчезновения помехи его сопротивление вновь становится большим. Таким образом, включение варистора параллельно защищаемому устройству не влияет на работу последнего в нормальных условиях, но гасит импульсы опасного напряжения (рис. 3.14).

Выбор типа варистора осуществляется на основе анализа его работы в двух режимах: в рабочем и импульсном. Рабочий режим определяется классификационным напряжением $U_{кл}$ а импульсный - рассеиваемой мощностью. Для ориентировочных расчетов рекомендуется, чтобы рабочее постоянное напряжение на варисторе не превышало $0,85 U_{кл}$, а при переменном токе действующее значение рабочего напряжения не превышало $0,6 U_{кл}$.

В импульсном режиме через варистор протекает большой ток, вследствие чего необходимо опасаться выхода его из строя из-за перегрева. С этой целью необходимо использовать варисторы с рассеиваемой мощностью большей, чем расчетная.

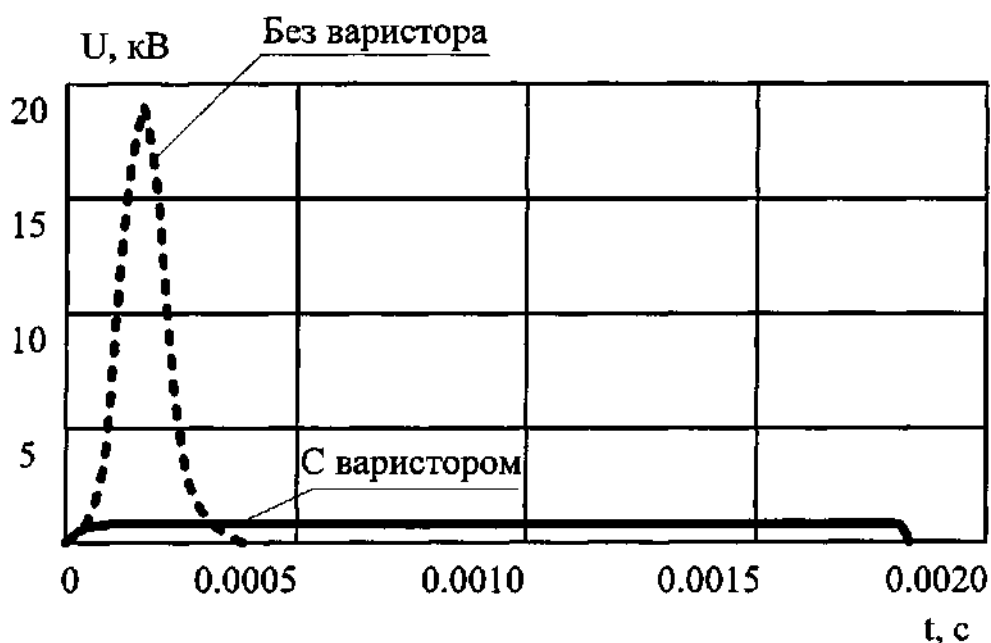


Рис. 3.14. Влияние варистора (гашение импульса перенапряжения)

Для расчета варисторов, защищающих те или иные цепи, иногда приводят сведения о напряжении на варисторе при воздействии стандартного импульса. На рис. 3.15 показана форма этого импульса, который часто называют

«импульсом $\frac{8}{20}$ мкс».

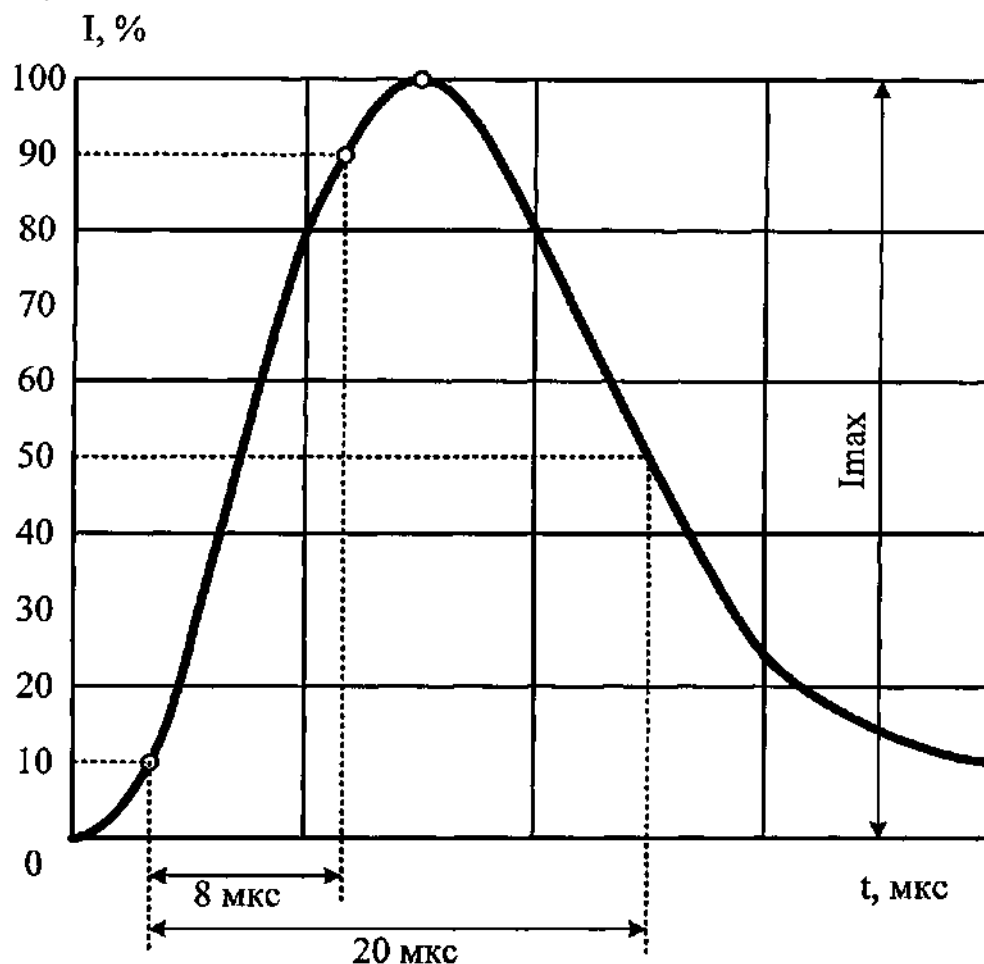


Рис. 3.15. Стандартный импульс, используемый в расчетах варисторов

Резистор, изготовленный из однородного полупроводника, обладает свойствами варистора.

Закон Ома, т. е. линейное соотношение между плотностью тока и напряженностью поля $j = \sigma E$, выполняется при двух условиях:

- 1) скорость дрейфа носителей заряда пренебрежимо мала по сравнению со скоростью теплового движения электронов;
- 2) концентрация носителей заряда сохраняется неизменной.

Эти условия выполняются для металлических проводников во всем диапазоне напряженностей полей и температур, при которых проводник сохраняется в твердом состоянии. Для полупроводников скорость теплового движения носителей становится сравнимой со скоростью дрейфа при полях, достигаемых при их нормальной эксплуатации ($E \sim 10^4$ В/м). Это обстоятельство приводит к нелинейной зависимости плотности тока от напряженности поля.

Подвижность носителей заряда при полях $10^4 \text{ В/м} < E < 10^6 \text{ В/м}$ убывает по закону $\mu \sim E^{-0,5}$, а при напряженности $E > 10^6 \text{ В/м}$ по закону $\mu \sim E^{-1}$. Это связано с особенностью взаимодействия носителей заряда с кристаллической решеткой полупроводника и приводит к зависимости скорости дрейфа от напряженности.

Кроме этого, существует зависимость концентраций носителей заряда от напряженности поля. Механизмы ее, в основном, сводятся к трем главным:

- 1) термоэлектронная ионизация;
- 2) ударная ионизация;
- 3) электростатическая ионизация.

Термоэлектронная ионизация. Действие электрического поля на атомы вещества полупроводника изменяет состояние валентных электронов, облегчая их переход в зону проводимости при тепловом возбуждении. Часть необходимой для такого перехода энергии предоставляет электрическое поле, созданное в полупроводнике. Этот эффект появляется при напряженности поля $E > 10^7 \text{ В/м}$ и приводит к увеличению концентрации свободных носителей заряда по закону $n \sim \exp(E^{0,5})$.

Ударная ионизация. В сильных электрических полях электрон за время свободного пробега может приобрести энергию, достаточную для ионизации атомов вещества, в результате чего в зоне проводимости появляется электрон, а в валентной зоне - дырка. При этом сам электрон еще сохранит энергию, достаточную для пребывания в зоне проводимости, т. е. в результате ударной ионизации этот электрон лишь смещается в пределах зоны проводимости с верхнего уровня на нижний, порождая два дополнительных носителя заряда. Концентрация свободных носителей увеличивается до таких значений, при которых ее возрастание станет компенсироваться обратным процессом рекомбинации.

Электростатическая ионизация. Сильное электрическое поле может до такой степени изменить конфигурацию энергетических зон полупроводника, что уровни валентных электронов одного атома станут соответствовать уровням зоны проводимости на небольшом расстоянии от этого атома. В этих условиях появляется возможность туннельного перехода валентных электронов в зону проводимости через малый пространственный интервал, разделяющий эти зоны.

Энергия электронов в таком процессе не изменяется.

Рассмотренные зависимости подвижности носителей заряда в полупроводниках и их концентрации от приложенного поля приводят к существенным отклонениям от закона Ома при напряженностях полей, больших 10^4 В/м , а при меньших полях однородный полупроводниковый резистор ведет себя как линейный элемент, т. е. его сопротивление не зависит от приложенного напряжения. Для создания резистора, нелинейного и при слабых электрических полях, используется специальная технология изготовления, при которой весь объем полупроводника оказывается состоящим из громадного количества р-п-переходов, расположенных хаотически и имеющих хаотические электрические характеристики. Это достигается

с помощью формирования объема резистора методом горячего прессования мелко размолотого полупроводникового материала с применением специально подобранных связующих компонентов. На границах зерен возникают р-п-переходы благодаря примесям, проникшим в полупроводник при действии высокой температуры. Таким образом, каждое зерно представляет собой два встречно включенных диода, и главное влияние на сопротивление будут оказывать р-п-переходы, оказавшиеся включенными в обратном (запирающем) направлении. Это приводит к нелинейности вольтамперной характеристики, свойственной диоду в обратном включении при любой полярности напряжения на варисторе.

Другим источником нелинейности служит непосредственный электрический контакт соседних зерен, возникший при их спекании. Такие контакты служат причиной микронагрева при прохождении тока, что снижает сопротивление с ростом тока через варистор. При больших токах происходит дополнительное уменьшение сопротивления за счет возникновения эмиссии электронов с острых кромок зерен (явление автоэлектронной эмиссии), а также туннельного эффекта через оксидные пленки на поверхности зерен и их электрического пробоя при высоких напряженностях полей. В результате создается элемент, сопротивление которого зависит от приложенного напряжения во всем диапазоне напряжений, т. е. варистор. Описать его вольтамперную характеристику теоретически не представляется возможным, и на практике ее приближенно заменяют эмпирической зависимостью (3.20). Типичная вольтамперная характеристика варистора представлена на рис. 3.13.

3.6 Защитные диоды

Большую часть помех создают переходные процессы, которые возникают при отключении емкостной или индуктивной нагрузки. Большие перенапряжения являются опасными для электронных узлов. Компоненты типа TRANSIL и TRISIL разработаны специально для подавления таких перенапряжений [14].

Диоды TRANSIL предназначены для подавления перенапряжений, возникающих при переходных процессах (в наименовании диода используется часть слова, происходящего от английского слова transient - переходный). Основной областью применения является защита от перенапряжений электронного оборудования, мощных транзисторов и тиристоров и т. д.

Диоды изготавливаются как в однонаправленном, так и в двунаправленном исполнениях. Однонаправленное исполнение применяют для подавления перенапряжений только одной полярности, поэтому приборы TRANSIL данного типа должны включаться в контур с учетом полярности. Двунаправленные диоды TRANSIL предназначены для подавления перенапряжений обеих полярностей. На рис. 3.16 приведена В АХ однонаправленного диода.

Двунаправленный диод TRANSIL может быть составлен из двух однонаправленных диодов TRANSIL путем их встречно-последовательного включения.

В отличие от варисторов, которые также используются для подавления перенапряжений, диоды TRANSIL являются значительно более быстродействующими. Время срабатывания диодов TRANSIL составляет несколько пикосекунд. На рис. 3.17 схематически изображены однонаправленные и двунаправленные диоды TRANSIL. Двунаправленные диоды TRANSIL всегда включаются параллельно защищаемому оборудованию. Сопротивление R_s представляет собой сумму всех сопротивлений, начиная от источника помех и заканчивая защищаемым оборудованием. Величина этого сопротивления влияет на выбор типа диода TRANSIL, поскольку оно ограничивает максимальный ток, вызванный волной перенапряжения.

На практике при возникновении импульса перенапряжения всегда происходит ограничение, причем вероятность возникновения сбоя крайне мала. В цепь необходимо включить предохранители на случай, если вследствие малого импеданса ожидается появление больших перенапряжений. Хотя диод TRANSIL всегда осуществляет ограничение, в случае контура с малым R_s диод может выйти из строя.

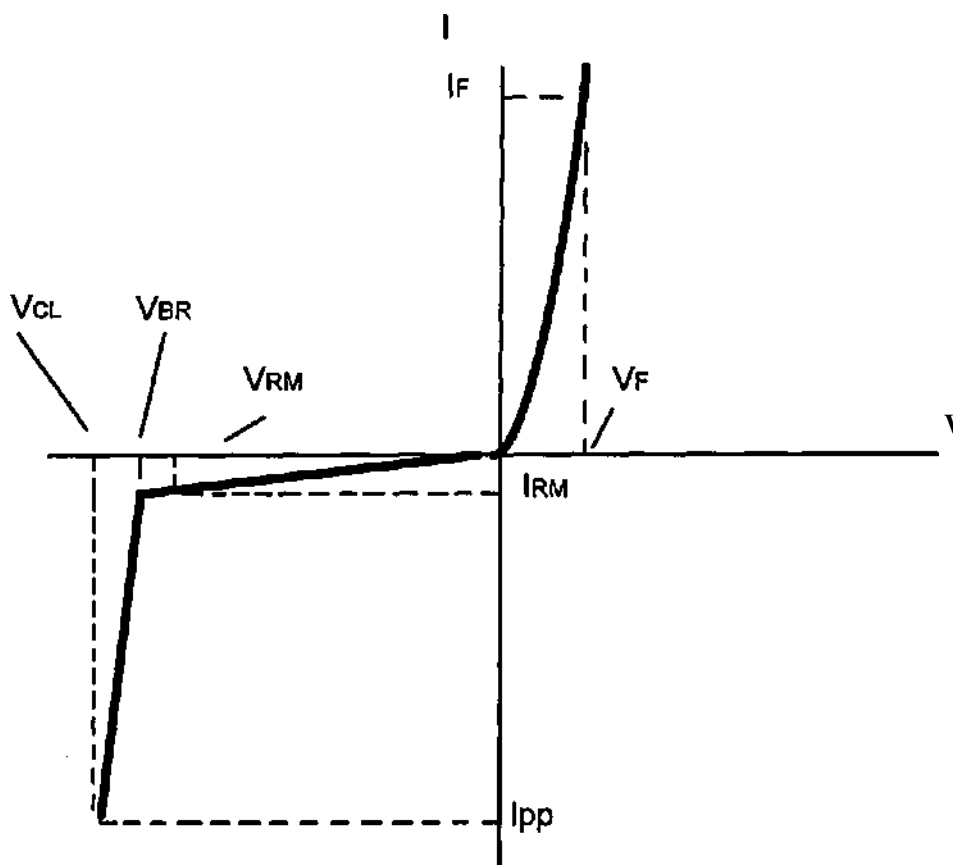


Рис. 3.16. ВАХ однонаправленного диода TRANSIL

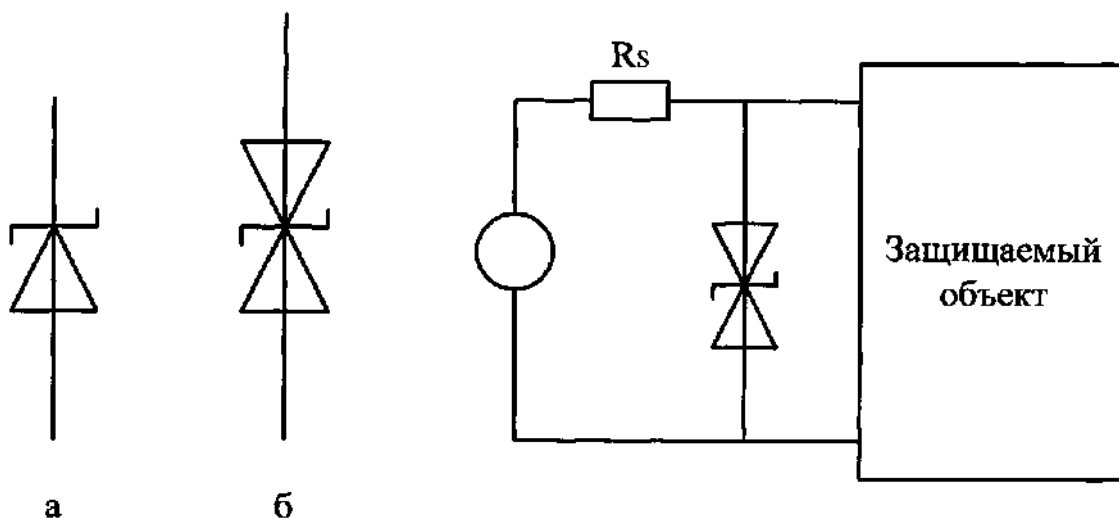


Рис. 3.17. Схематическое изображение диодов TRANSIL: однонаправленного (а), двунаправленного (б) и схема подключения к защищаемому объекту

Свойства диодов TRANSIL определяются следующими параметрами:

V_{RM} - пиковое обратное напряжение (Peak Reverse Voltage) - максимальное рабочее напряжение, при котором протекающий в течение длительного времени ток не вызывает выхода защищаемого компонента из строя.

V_{BR} - пробивное напряжение (Breakdown Voltage) - напряжение, при котором происходит резкое увеличение протекающего тока, причем скорость увеличения тока превышает скорость увеличения напряжения. Величина напряжения обычно указывается для температуры 25°C , температурный коэффициент положительный, допустимые отклонения в пределах 5% либо в интервале от -5 до +10%.

V_{CL} - напряжение фиксации (Clamping Voltage) - максимальное напряжение для так называемого «нормализованного» максимального импульса пикового тока I_{PP} . Внешний вид «нормализованного» импульса приведен на рис. 3.18. Характеристика тока является экспоненциальной. В таблице 3.1 приведены параметры для двух стандартных форм импульса тока.

I_{PP} - пиковый импульсный ток (Peak Pulse Current) - пиковый ток в рабочем режиме.

V^F - прямое напряжение (Forward Voltage) - напряжение в прямом направлении. Аналогично обычным диодам оно составляет 0,7 В.

I^F - прямой ток (Forward Current) - максимальный пиковый ток в прямом направлении.

Таблица 3.1

Воздействие	$t1$, мкс	$t2$, мкс
Волна «8/20 мкс»	8	20
Волна «10/1000 мкс»	10	1000

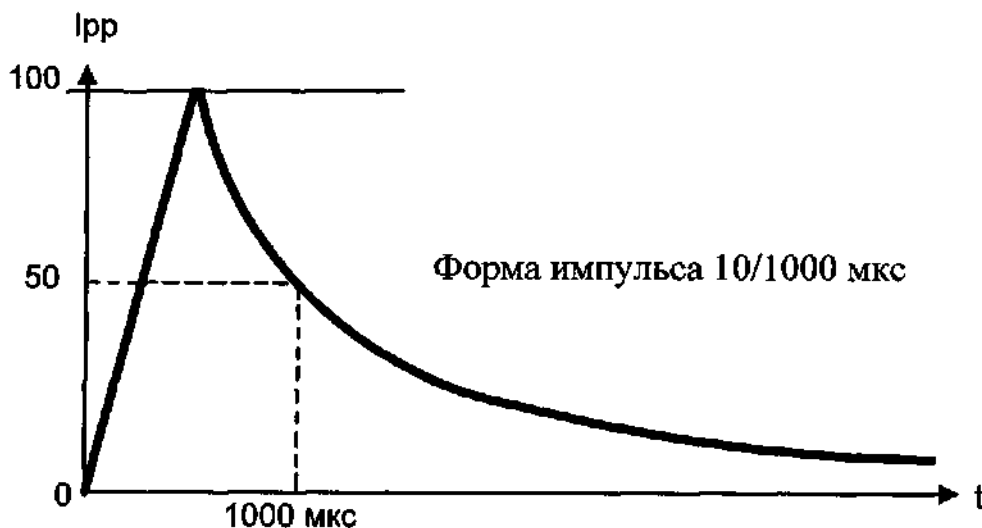


Рис. 3.18. «Нормированная» характеристика пика перенапряжения

Во многих электротехнических устройствах возникают перенапряжения, вызывающие импульсы тока, временная характеристика которых составляет примерно 10/1000 мкс (возрастание/убывание) в соответствии с экспоненциальной кривой (рис. 3.18). В спецификациях обычно приводятся данные для подобного типа переходных процессов. Указанные в спецификации потери относятся ко времени 1 мс. Пиковые потери для непериодических импульсов определяются по следующей формуле: $P_p = V_{CL} \times I_{pp}$. Потери также зависят от температуры (рис. 3.19) и длительности импульса (рис. 3.20).

Типовое значение времени срабатывания варисторов при воздействии перенапряжений составляет 25 нс. Такое время для некоторого оборудования может оказаться недостаточным. Теоретическая скорость срабатывания диодов TRANSIL на импульс находится в области пикосекунд.

Диоды TRANSIL удобно использовать для защиты биполярных и МОП-транзисторов. Диоды TRANSIL можно использовать для защиты как управляющего электрода МОП-транзисторов, так и самого перехода. В данном случае всегда следует учитывать характер импульсов перенапряжения - однократные или периодические.

В настоящее время диоды TRANSIL широко применяются для защиты оборудования, подключенного к сетевому распределителю.

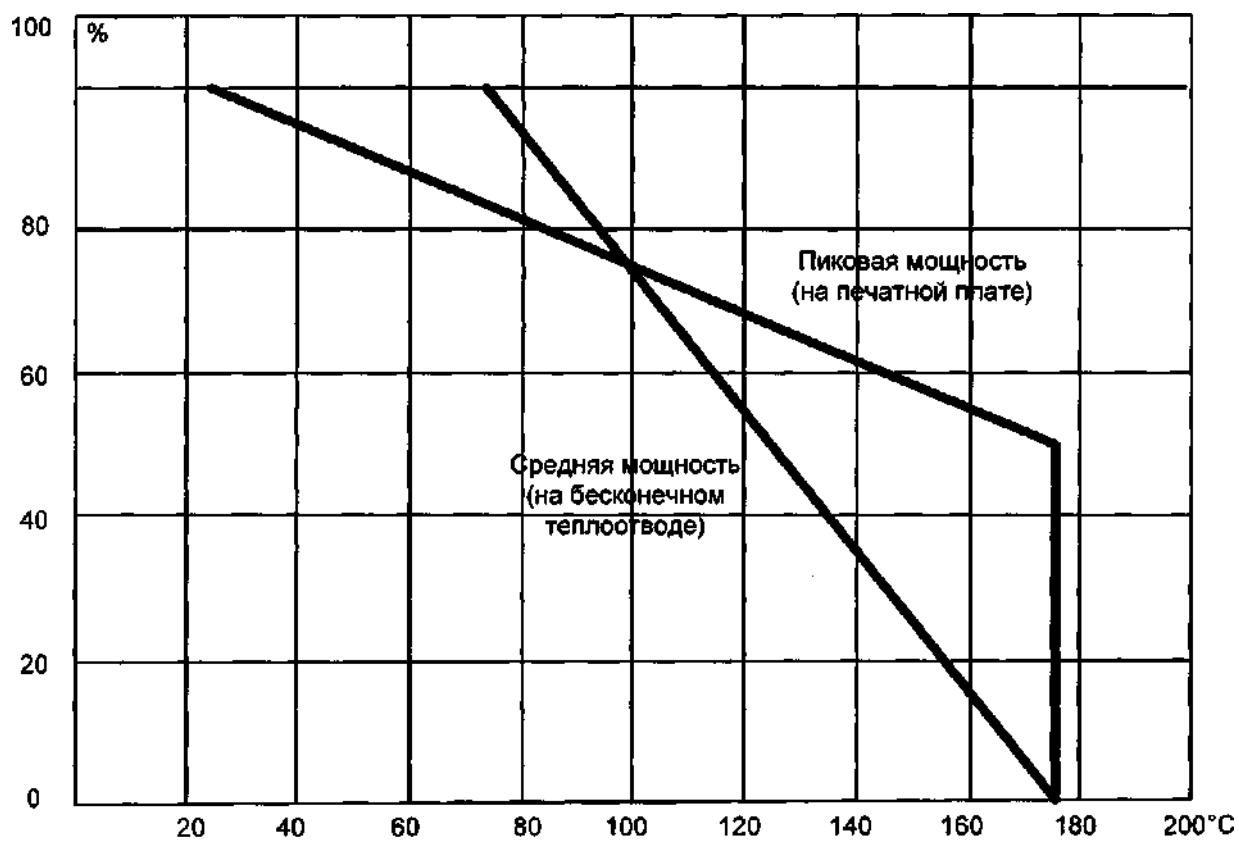


Рис. 3.19. Тепловая характеристика диодов TRANSIL

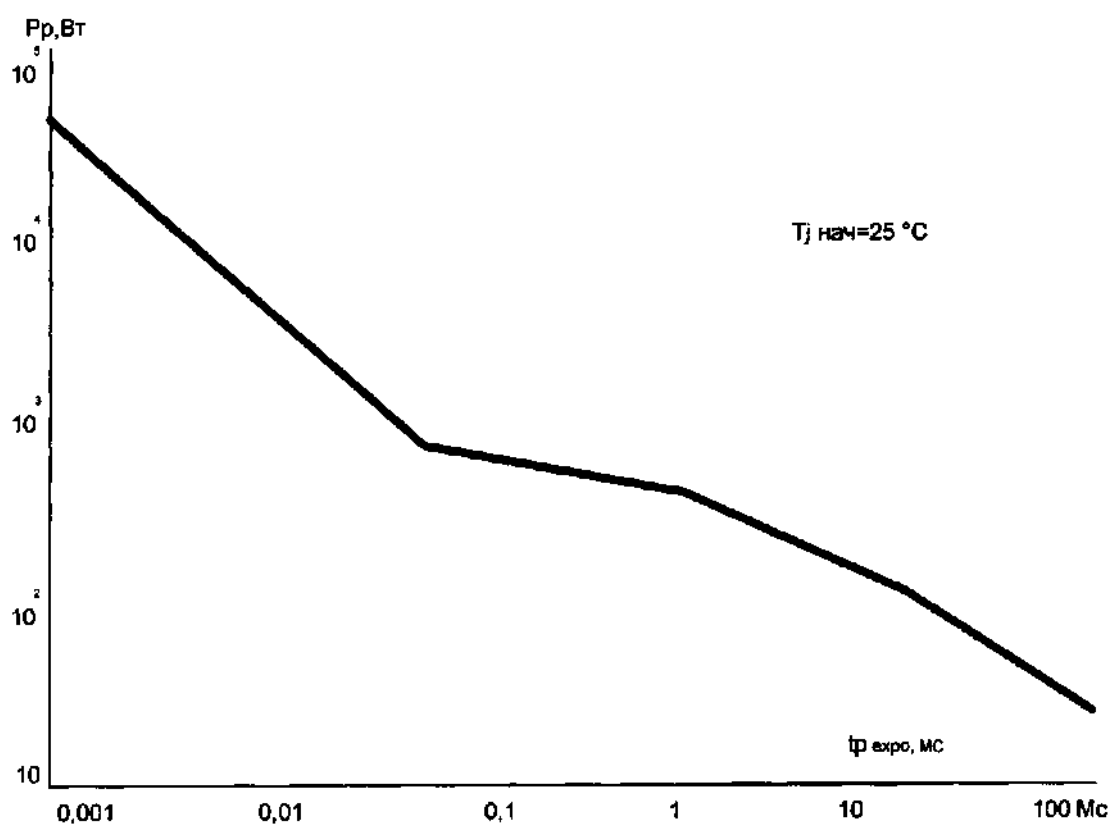


Рис. 3.20. Зависимость тепловых потерь от длительности импульса

Диоды TRISIL предназначены для защиты электронного оборудования от перенапряжений. Вольтамперная характеристика диодов TRISIL напоминает характеристику динисторов (DIAC). Условное обозначение диодов приведено на рис. 3.21.

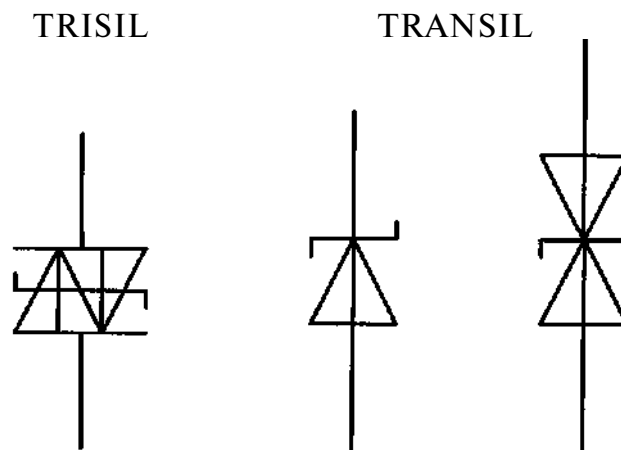


Рис. 3.21. Схематическое изображение диодов TRISIL; для сравнения приведено также обозначение диодов TRANSIL

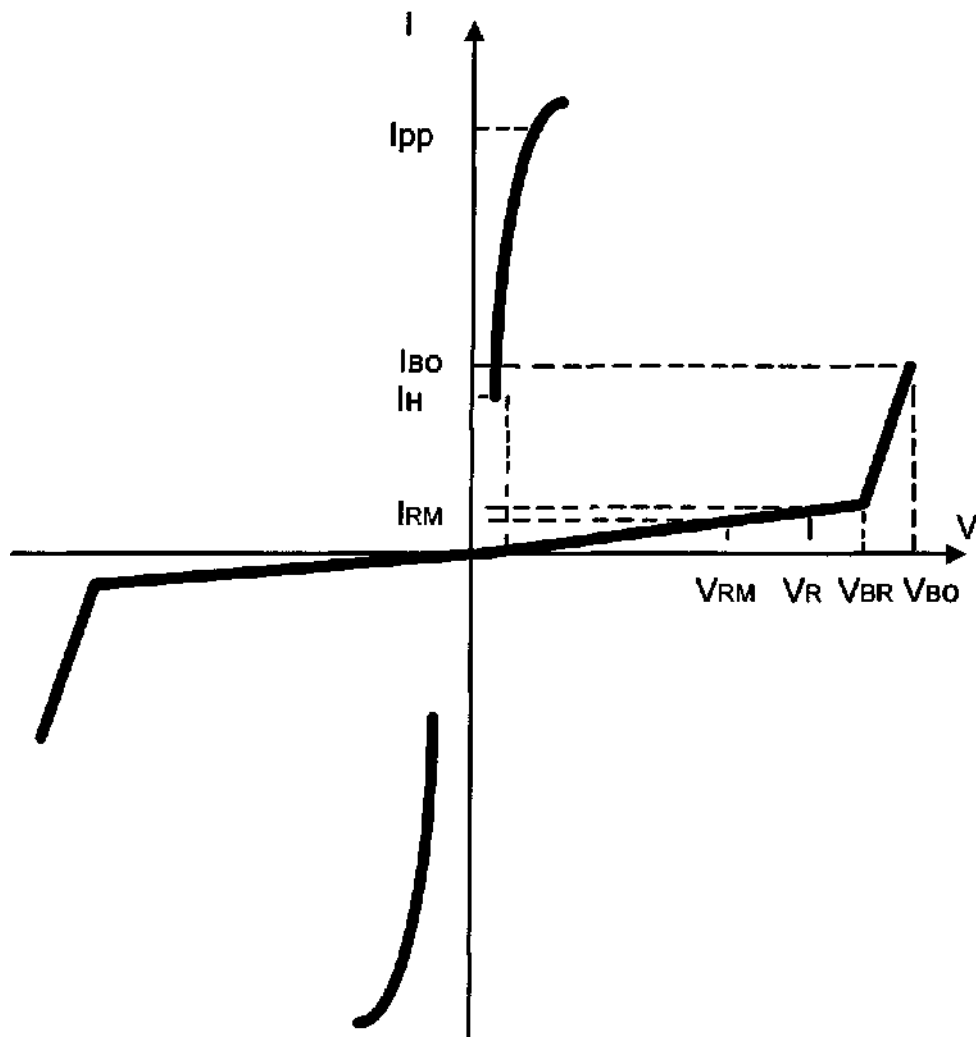


Рис. 3.22. ВАХ диодов TRISIL

Диоды TRISIL выпускаются только в двунаправленном исполнении и подключаются параллельно защищаемому оборудованию.

В рабочем состоянии через диод TRISIL протекает незначительный ток. При превышении определенного (порогового) значения напряжения, импеданс диода скачкообразно изменяется и происходит ограничение напряжения. Работа на этом участке вольтамперной характеристики (рис. 3.22) сходна с работой двунаправленного диода TRANSIL.

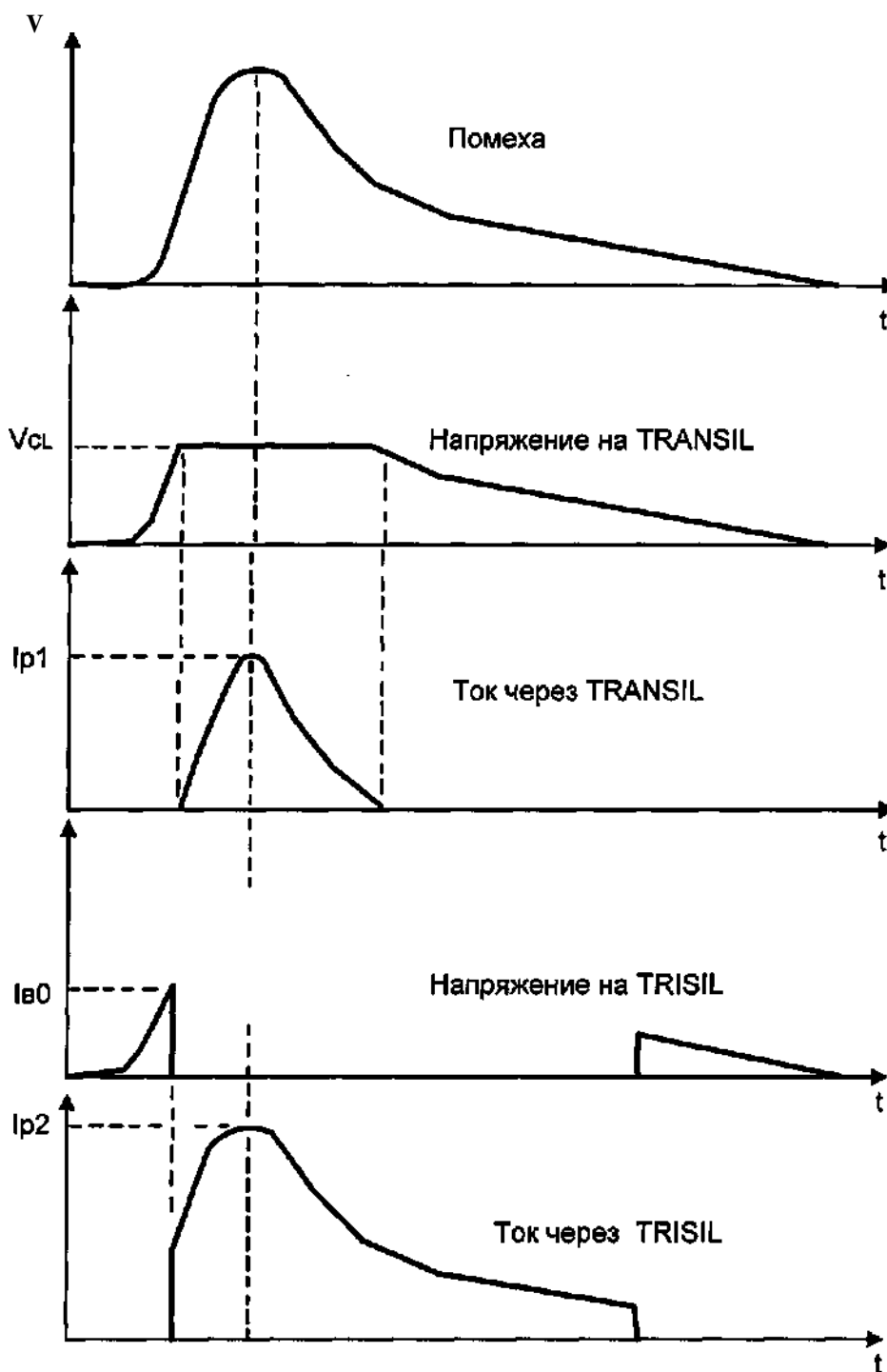


Рис. 3.23. Различие между диодами TRANSIL и TRISIL в срабатывании на волну перенапряжений

При дальнейшем незначительном увеличении тока происходит резкое снижение импеданса до десятков ом, что практически закорачивает цепь, тем самым «срезая» часть импульса перенапряжения, как это показано на рис. 3.23.

Основными параметрами диодов TRISIL являются следующие:

U_{RM} - максимальное непрерывное рабочее напряжение, при котором ток, проходящий через компонент, не вызывает его повреждений. Для данного напряжения в спецификации указывается соответствующий ток I_{RM} .

V_{BR} - пробивное напряжение (Breakdown Voltage) - напряжение, при котором происходит резкое увеличение проходящего через TRISIL тока, причем скорость изменения тока выше, чем скорость нарастания напряжения. Этому напряжению соответствует ток $I_{BR}=1\text{ мА}$.

V_{BO} - напряжение опрокидывания (Breakover Voltage). В точке V_{BO} происходит резкое изменение импеданса от большого неопределенного значения до нескольких ом. В спецификации для данного напряжения указан ток I_{BO} .

I_H - при падении тока ниже данного значения происходит обратное увеличение импеданса диода TRISIL.

I_{pp} - предельное значение тока для определения формы импульса - отношение 10/1000 мкс, экспоненциальная форма.

3.7 Влияние «длинного кабеля» на работу электроприводов с IGBT-инверторами

Достоинства транзисторных IGBT-инверторов напряжения (АИН) с широтно-импульсным управлением (ШИМ) в регулируемом асинхронном электроприводе сочетаются с рядом проблем, одной из которых является проблема «длинного кабеля», соединяющего обмотки двигателя (АД) с выходом АИН [15].

Выходное напряжение U^I АИН с ШИМ представляет собой высокочастотную последовательность прямоугольных импульсов различной полярности и длительности с одинаковой амплитудой U_d - величины постоянного напряжения на входе АИН (рис. 3.24).

Крутизна фронта t_f импульсов напряжения определяется скоростью переключения силовых ключей АИН и при использовании различных полупроводниковых приборов составляет:

- однооперационные тиристоры SCR - 4 ...10 мкс;
- запираемые тиристоры GTO - 2...4 мкс;
- силовые биполярные тиристоры GTR - 0,5...2 мкс;
- транзисторы IGBT - 0,05...0,1 мкс.

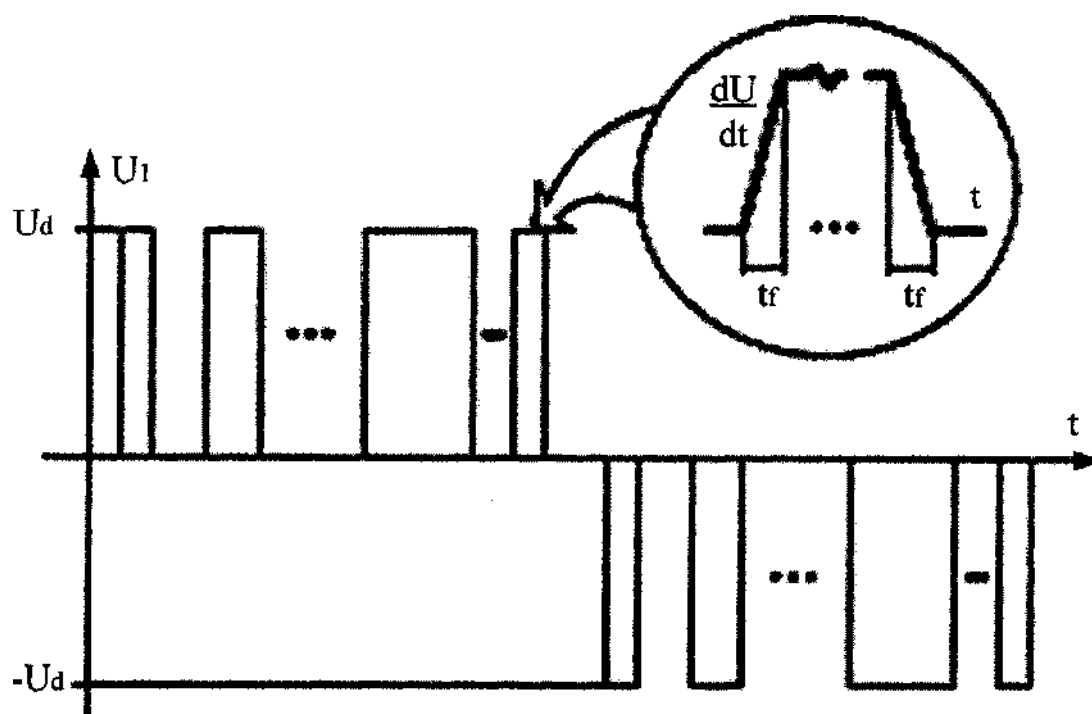


Рис.3.24. Выходное напряжение АИН с ШИМ

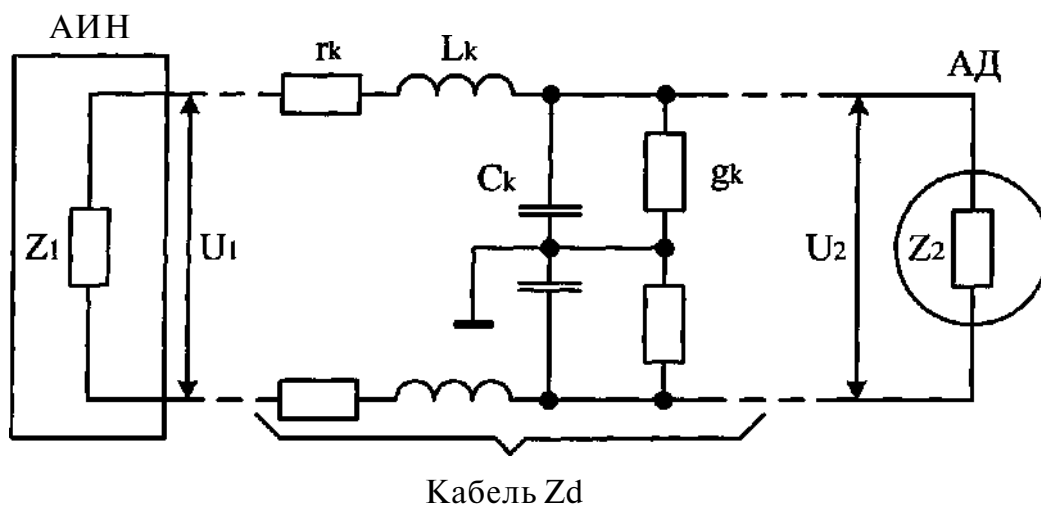


Рис. 3.25. Цепь соединения АИН с АД
(эквивалентная схема элементарного участка кабеля)

Существенно более высокое быстродействие IGBT, являющееся преимуществом для реализации высокочастотной ШИМ и минимизации потерь энергии в АИН и АД, негативно проявляется в протекании переходных процессов в цепи АИН - соединительный кабель - АД (рис. 3.25) на интервалах времени фронта t_f . Прохождение импульсного сигнала с крутым фронтом вызывает волновые процессы в кабеле, приводящие к появлению перенапряжений на зажимах двигателя (рис. 3.26).

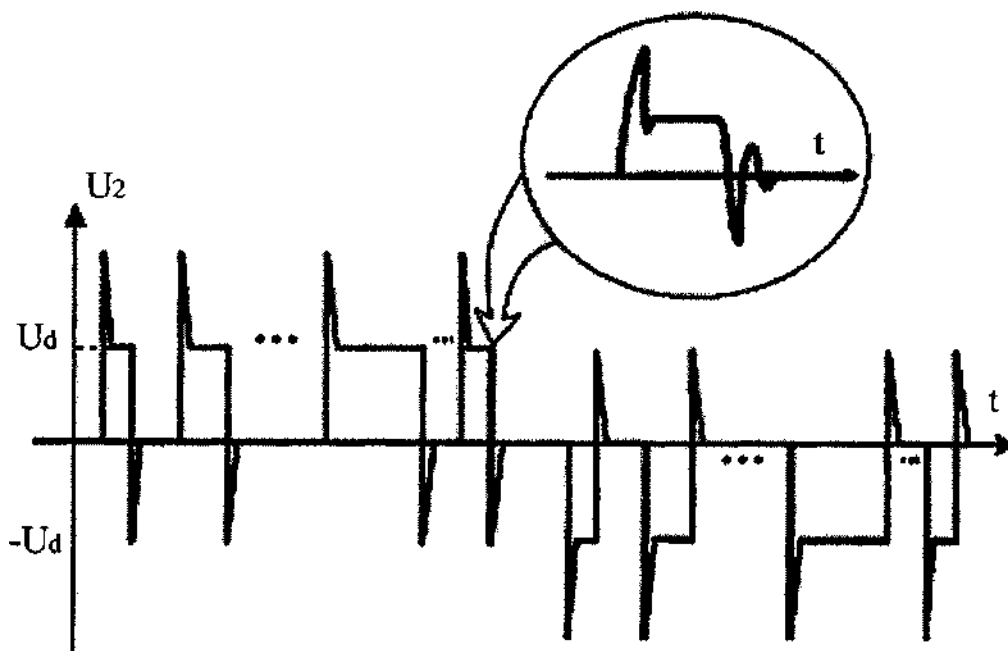


Рис.3.26. Напряжение на зажимах АД при подключении «длинным кабелем»

В этом случае кабель следует рассматривать как однородную длинную линию с распределенными параметрами, элементарный участок которой показан на рис. 3.25. Ввиду относительной малости последовательного активного сопротивления r_K и параллельной активной проводимости g_K участка линии ими можно пренебречь. Волновое сопротивление Z^0 кабеля при этом определяется последовательной индуктивностью L^K и параллельной емкостью C^K участка линии: $Z_0 = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}}$.

Значения параметров L^K и C^K зависят от типа, конструкции и сечения кабеля (кабельной линии), но, как свидетельствуют справочные и экспериментальные данные, зависимость эта незначительна. Для широкого ассортимента монтажных проводов и кабелей усредненные значения этих параметров составляют:

$L_K = 1 \text{ мкГн/м}$; $C_K = 50 \text{ пФ/м}$. Тогда $Z_0 \gg 140 \text{ Ом}$.

Можно с большей степенью достоверности принять значения $Z_0 = 100 \dots 200 \text{ Ом}$ для всех применяемых в электроприводах монтажных проводов и кабелей. Входное сопротивление Z^I кабеля представлено выходным сопротивлением полупроводниковых вентилей и внутренним сопротивлением батареи конденсаторов выходного фильтра и является относительно малой величиной, которой также можно пренебречь: $Z_1 \ll Z_0$.

Выходным сопротивлением Z_2 кабеля является относительно большое для высокочастотного сигнала входное сопротивление АД, определяемое индуктивностью рассеяния L его обмоток и эквивалентной частотой ω_f фронта импульса напряжения:

$$Z_2 = \omega_f L; \omega_f = \frac{\pi}{t_f}, \text{ поэтому } Z_2 \gg Z_0. \quad (3.24)$$

При прохождении крутого фронта импульса напряжения входная часть силового монтажного кабеля электропривода (со стороны АИН) работает в режиме короткого замыкания, выходная часть кабеля (на зажимах АД) - в режиме холостого хода. С учетом значений параметров волновые характеристики монтажных проводов и кабелей приближаются к характеристикам линии без искажений и потерь:

$$\omega_f L_K \gg r_K; \omega_f C_K \gg g_K; r_K = g_K \sim 0. \quad (3.25)$$

В такой линии скорость V_f распространения высокочастотной волны (фронта импульса) определяется выражением: $V_f = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}$. Для приведенных выше значений параметров L_K и C_K $V_f \sim 142 \cdot 10^6$ м/с.

Этой скорости соответствует длина волны λ

$$\lambda = \frac{2\pi V_f}{\omega_f} \sim 30 \text{ м.}$$

Время T_f прохождения фронта импульса от выхода АИН к зажимам АД определяется длиной l кабеля $T_f = \frac{l}{V_f}$.

Если это время больше или равно времени фронта t_f , то в конце кабеля из-за его несогласованности с нагрузкой ($Z_2 \gg Z_0$) возникает отраженная волна напряжения $n_2 U_1$, которая суммируется с падающей (прямой) волной напряжения U_1 , образуя стоячие волны. В результате на зажимах АД образуется напряжение

$U_2 = U_1(1 + n_2)$, где $0 < n_2 \leq 1$ - коэффициент отражения.

Максимальное значение $n_2 = 1$

$$n_{2\max} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} \approx 1$$

$$Z_1 \ll Z_0.$$

$$U_1$$

$$T_f < t_f$$

$$n_2 = n_{2\max} \frac{T_f}{t_f}.$$

$$\lambda$$

$$l_{KP}$$

Критической считается длина кабеля, равная половине длины волны:
 $l_{кр} \approx \frac{\lambda}{2}$, при которой к обмоткам АД прикладываются импульсы напряжения, по величине близкие к двойному напряжению U_d . В электроприводах на напряжение класса 0,4 кВ перенапряжение может достигать 1000 В. С учетом характеристик используемых IGBT в зависимости от мощности электропривода, типа электродвигателя и кабеля величина $l_{кр}$ может составлять от 7 до 20 м. Значение импульсного перенапряжения в сочетании с высокой крутизной его фронта могут привести к снижению срока службы изоляции обмоток двигателя.

Используются два эффективных способа ограничения волновых перенапряжений на зажимах АД:

1) установка последовательного силового LC-фильтра на выходе АИН для уменьшения крутизны фронта импульсов его выходного напряжения;

2) установка параллельного RC-фильтра (слаботочного) непосредственно у зажимов АД для согласования волнового сопротивления кабеля.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрено современное состояние элементов силового канала электропривода: исполнительных двигателей, усилителей мощности, силовых ключей, элементов защиты и др. Вместе с тем необходимо отметить, что все элементы силового канала продолжают развиваться и совершенствоваться.

Развитие элементов силового канала связано с новыми достижениями в электромашиностроении, силовой электроники, металловедении. Совершенствование систем электропривода продолжается в следующих направлениях:

- снижение весогабаритных показателей;
- увеличение КПД;
- снижение стоимости;
- улучшение технических показателей (быстродействие, надежность, устойчивость к внешним воздействиям и др.).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Терехов, В. М. Элементы автоматизированного электропривода / В. М. Терехов. - М. : Энергоатомиздат, 1987. - 224 с.
2. Солодовников, В. В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования / В. В. Солодовников, В. Н. Плотников, А. В. Яковлев. - М. : Машиностроение, 1985. - 536 с.
3. Расчет автоматических систем / под ред. А. В. Фатеева. - М. : Высшая школа, 1973. - 336 с.
5. Шенфельд, Р. Автоматизированные электроприводы / Р. Шенфельд, Э. Хабигер. - Л. : Энергоатомиздат, 1985. - 464 с.
6. Герман-Галкин, С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0 / С. Г. Герман-Галкин. - СПб. : Корона принт, 2001.-320 с.
7. Елисеев, В. А. Системы непрерывного управления электроприводов переменного тока / В. А. Елисеев. - М. : Моск. энерг. ин-т, 1985. - 96с.
8. Волков, Н. И. Электромашинные устройства автоматики / Н. И. Волков, В. П. Миловзоров. - М. : Высшая школа, 1986. - 335 с.
9. Боровиков, М. А. Вопросы построения электропривода по системе «вентильный двигатель» и элементы его теории / М. А. Боровиков, Д. А. Гагушин, В. И. Доманов, С. В. Пашинин, М. Ф. Сатдинов // Вестник УлГТУ. - 1998. - №4. - С. 62-67.
10. Усольцев, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями: - учебное пособие / А. А. Усольцев. - СПб. : СПбГУ ИТМО, 2006. - 94с.
11. Башарин, А. В. Примеры расчетов автоматизированного электропривода / А. В. Башарин, Ф. Н. Голубев, В. Г. Кепперман. - Л. : Энергия, 1972.-440 с.
12. Иванов, В. В. Применение IGBT / В. В. Иванов, А. И. Колпаков. // Электронные компоненты. - 1996. - №1(2). - С. 12-15.
13. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному / Б. Ю. Семенов. - М. : СОЛОН-пресс, 2005. - 416 с.
14. Ерсос: пассивные компоненты силовой электроники. - М. : Додека, 2001.-64 с.

ИНТЕРНЕТ-РЕСУРСЫ

4. eatp.narod.ru
15. www.triol.ru

Учебное издание
ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ
(СИЛОВОЙ КАНАЛ)

Учебное пособие
Составители ДОМАНОВ Виктор Иванович
ДОМАНОВ Андрей Викторович

Редактор Н.А. Евдокимова
Подписано в печать 30.06.2007. Формат 60х84/16. Бумага офсетная.
Печать трафаретная. Усл. печ. л. 6,28.
Тираж 100 экз. Заказ 1030.
Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск, Сев. Венец, 32.
Типография УлГТУ, 432027, Ульяновск, Сев. Венец, 32.