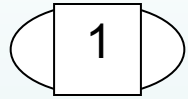


## Лекция 3

### 1. Функциональные элементы САР ЭПС: исполнительные и управляющие элементы.



**Исполнительные элементы.** На ЭПС со ступенчатым регулированием функции исполнительного элемента выполняет силовой контроллер, при помощи которого осуществляют переключение позиций силовой схемы.

Силовой контроллер, получив сигнал о переходе на новую позицию, обрабатывает его через время  $\tau$ . Поэтому при разработке систем управления силовым контроллером он может рассматриваться как звено запаздывания с передаточной функцией  $W(p) = e^{p\tau}$ . Это накладывает ограничение на время  $T_y$  между сменой сигнала управления  $T_y \geq \tau$ .

На грузовых электровозах применение автоматики предпочтительно при использовании исполнительных элементов, обеспечивающих плавное экономичное управление работой тяговых двигателей. На ЭПС переменного тока основным исполнительным элементом является управляемый выпрямитель, который может быть выполнен по диодно-тиристорной схеме (рис. 21) со статической характеристикой для относительного значения выпрямленного напряжения  $u_d^* = u_d / u_{d\max}$ :

$$u_d = \frac{\hat{e}_{\text{âûîð}}}{2} U_2 (1 + \cos \alpha),$$

где  $k_{\text{выпр}} = 2\sqrt{2} / \pi \approx 0,9$  – коэффициент, значение которого определяется для мостовой схемы выпрямителя;  $U_2$  – действующее значение переменного напряжения на вентильной обмотке.

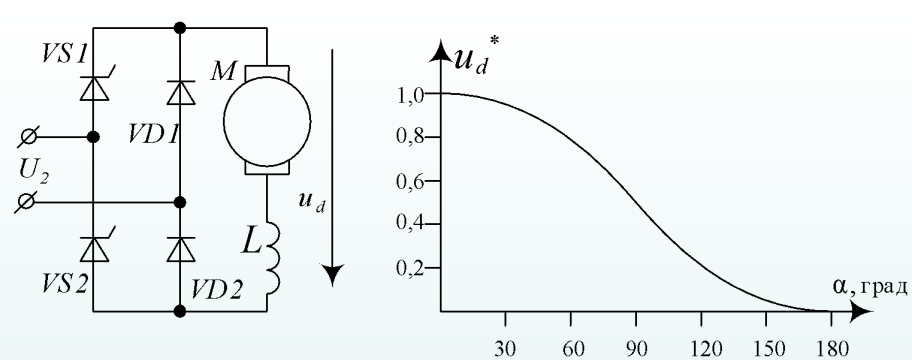


Рис. 21

Схема обеспечивает регулирование выходного напряжения от 0 до  $u_{d\text{макс}}$ . Однако с целью реализации рекуперативного режима, во-первых, диоды  $VD1$ ,  $VD2$  заменяют на тиристоры, включая их в выпрямительном режиме с максимальным углом проводимости, т.е. – в диодном режиме.

Во-вторых, простейший выпрямитель по рис. 6.11 при работе с малыми углами проводимости тиристоров  $VS1$ ,  $VS2$  характеризуется неудовлетворительными значениями коэффициента мощности и большими пульсациями выпрямленного напряжения. Поэтому на ЭПС обычно применяют выпрямители с зонно-фазовым регулированием (рис. 22).

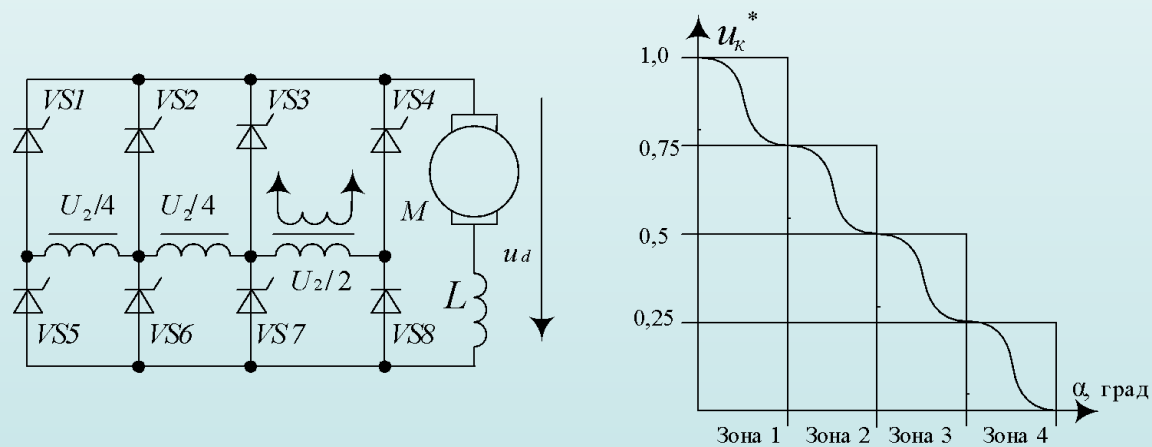


Рис. 22

Выходное напряжение управляемого выпрямителя описывается тем же выражением, считая, что изменение  $u_d$  происходит как при изменении управляющего сигнала  $\alpha$ , так и при изменении напряжения сети или напряжения вторичной обмотки трансформатора  $U_2$ . Поэтому  $u_d$  является нелинейной функ-

цией двух аргументов  $\alpha$  и  $U_2$ , линеаризацию которой выполняют на основе формулы

$$\Delta u_d(p) = W_1(p)\Delta\alpha(p) + W'_2(p)\Delta u_2(p),$$

где  $W_1(p)$  – передаточная функция по углу управления;  $W'_2(p)$  – передаточная функция по входному напряжению, т.е. по возмущению.

Это уравнение может быть представлено в виде структурной схемы, приведенной на рис. 23, а передаточная функция входящая в выражение, соответствует усилительным звеньям:

$$W_1(p) = \frac{\ddot{e}_d}{\ddot{\alpha}} = -\frac{\hat{e}_{\dot{\alpha}i\delta}}{2} U_{20} \sin \alpha_0; \quad W_2'(p) = \frac{du_d}{\ddot{U}_2} = \frac{\hat{e}_{\dot{\alpha}i\delta}}{2} (1 + \cos \alpha_0).$$

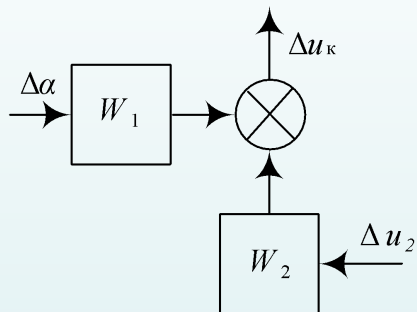


Рис. 23

Здесь индексом «нуль» обозначены исходные начальные значения аргументов. При более детальном рассмотрении процессов, возникающих в цепи «тиристорный преобразователь–тяговый двигатель», необходимо составить соответствующую систему нелинейных дифференциальных уравнений.

### **Уравнения электромагнитных процессов в выпрямительной установке цепей возбуждения.**

Силовая схема выпрямительной установки возбуждения (рис. 24а) включена на одну эквивалентную обмотку возбуждения ОВ тягового двигателя, зашунтированную сопротивлением  $r_3$ . Управление этой установкой осуществляется импульсами, поступающими от управляющего элемента в моменты времени  $\alpha_{p1}/2\pi f_c$  и  $\alpha_{p2}/2\pi f_c$  положительного и отрицательного полупериодов на вентили  $VS1$ , и  $VS2$  соответственно (рис. 24б).

Допустим, что в исходном состоянии этой схемы клапан  $VS2$  был открыт, тогда при подаче управляющего импульса в момент  $\alpha_{p1}/2\pi f_c$  открывается клапан  $VS1$  и возникает процесс коммутации, в результате которого происходит запирающее действие клапана  $VS2$ . Цепь тока (рис. 24в) содержит ЭДС  $e_{тр}$  полуобмоток трансформатора, индуктивные и активные сопротивления этих полуобмоток  $L_{тр}$  и  $r_{тр}$  и обмотки возбуждения  $L_в$  и  $r_в$ . Кроме того, учитывается влияние контура вихревого тока  $i_{вих}$  с параметрами  $L_{вих}$  и  $r_{вих}$ . Уравнения для этого состояния схемы имеет вид:

$$\begin{aligned}
e_{\text{тp}} &= e_{20} \sin[(k + 2)\pi f_c t], \quad k = 0, 1, 2, \dots; \\
\frac{di_{\text{тp1}}}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{тp}}} [e_{\text{тp}} - r_{\text{тp}} i_{\text{тp1}} - r_{\text{ш}} (i_{\text{тp1}} + i_{\text{тp2}} - i_{\text{в}})] G_1; \\
\frac{di_{\text{тp2}}}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{тp}}} [e_{\text{тp}} - r_{\text{тp}} i_{\text{тp2}} - r_{\text{ш}} (i_{\text{тp1}} + i_{\text{тp2}} - i_{\text{в}})] G_2; \\
\frac{di_{\text{в}}}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{в3}}(i_{\text{в}})} [r_{\text{в}} i_{\text{в}} - r_{\text{ш}} (i_{\text{тp1}} + i_{\text{тp2}} - i_{\text{в}})]; \\
\frac{d\Phi}{dt} &= \frac{r_{\text{вих}} (F_{\text{в}} - i_{\text{в}} w_{\text{в}})}{2p_a \sigma w_{\text{вих}}^2}; \quad F_{\text{в}} = f(\Phi),
\end{aligned} \tag{1}$$

где  $G_1, G_2$  – логические функции;  $L_{\text{в3}}(i_{\text{в}}) = L_{\text{в}}(i_{\text{в}}) + i_{\text{в}} \frac{dL_{\text{в}}(i_{\text{в}})}{di_{\text{в}}}$  – динамическая индук-

тивность обмотки возбуждения;  $F_{\text{в}} = w_{\text{в}} i_{\text{в}} - w_{\text{вих}} i_{\text{вих}}$  – намагничивающая сила обмотки возбуждения;  $w_{\text{в}}$  и  $w_{\text{вих}}$  – количество витков соответственно обмоток возбуждения и контура вихревых токов;  $p_a$  – количество пар полюсов;  $\sigma$  – коэффициент рассеяния.

Зависимость  $F_{\text{в}} = f(\Phi)$  является обратной по отношению кривой намагничивания  $\Phi = F(F_{\text{в}})$ .

Завершением этого процесса является запираание вентиля  $VS_2$ , которое произойдет в момент времени  $(\alpha_{p_1} + \gamma)/(2\pi f_c)$ . Начиная с этого момента ток протекает только по первой полуобмотке трансформатора тора. Уравнения для этого режима можно получить из системы, приняв ток  $i_{\text{тp2}}$  и производную  $di_{\text{тp2}}/dt$  равными нулю.

В момент времени  $(\pi + \alpha_{p_2})/(2\pi f_c)$  подается управляющий импульс на вентиль  $VS_2$ . Этот вентиль открывается и начинается новый процесс коммутации, в результате которого произойдет запираание вентиля  $VS_1$ .

Такой режим работы соответствует схеме на рис. 24в при обратном направлении показанном на этом рисунке штриховыми стрелками, и описывается теми же уравнениями. После запираания  $VSI$  в момент времени  $(\pi + \alpha_{p2} + \gamma)/(2\pi f_c)$  ток протекает только по второй полуобмотке трансформатора. Уравнения для этого режима работы схемы можно также получить из системы, приняв ток  $i_{тр1}$  и производную  $di_{тр1}/dt$  равными нулю.

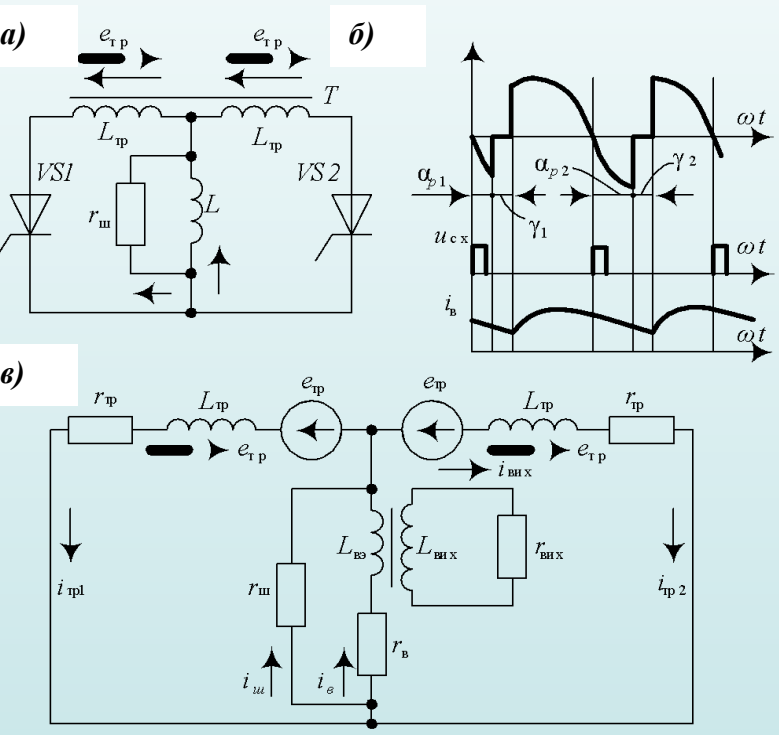


Рис. 24

Подача следующего управляющего импульса на вентиль  $VSI$  в момент  $(2\pi + \alpha_{p1})/(2\pi f_c)$  вызовет новый процесс коммутации токов по схеме, приведённой на рис. 24в, и начнется второй цикл работы выпрямительной установки возбуждения. Для получения обобщённой записи уравнений (1) состояния схемы, приведённой на рис. 24а, в систему уравнений дополнительно введены логические функции  $G1$  и  $G2$  (табл. 1), которые в зависимости от подачи

управляющих импульсов могут принимать одно из двух значений – 0 или 1.

Таблица 1

Момент времени	Значение логической функции	
	$G_1$	$G_2$
$\frac{2k\pi + \alpha_{p1}}{2\pi f_c} < t < \frac{2k\pi + \alpha_{p1} + \gamma}{2\pi f_c}$	1	1
$\frac{2k\pi + \alpha_{p1} + \gamma}{2\pi f_c} < t < \frac{(2k+1)\pi + \alpha_{p2}}{2\pi f_c}$	1	0
$\frac{(2k+1)\pi + \alpha_{p2}}{2\pi f_c} < t < \frac{(2k+1)\pi + \alpha_{p2} + \gamma}{2\pi f_c}$	1	1
$\frac{(2k+1)\pi + \alpha_{p2} + \gamma}{2\pi f_c} < t < \frac{(2k+2)\pi + \alpha_{p2}}{2\pi f_c}$	0	1

Графические результаты решение системы уравнений применительно к электровозу ВЛ85 в виде кривых  $u_d(\omega t)$  и  $i_b(\omega t)$  приведены на рис. 24в.

При использовании этой системы уравнений для описания работы САР её не обходимо дополнить уравнениями остальных функциональных элементов системы (уравнениями датчика, элемента сравнения, регулятора и управляющего элемента).

**Уравнения электромагнитных процессов в тяговом двигателе последовательного возбуждения, получающем питание от выпрямительно-инверторного преобразователя (ВИП).** Электромагнитные процессы в тяговом двигателе последовательного возбуждения так же, как и в выпрямительной установке цепей возбуждения, можно описать уравнениями при рассмотрении эквивалентной схемы замещения силовых цепей, соответствующей проводящему состоянию клапанов, аналогично схеме, приведенной на рис. 22. Для открытия клапанов ВИП управляющий элемент формирует ряд импульсов управления. В режиме тяги к ним относятся:

- импульс  $\alpha_0$ , формируемый в начале полупериода с фазой около  $8...10^\circ$  при наличии потенциальных условий для открытия тиристорov;
- импульс  $\alpha_{03}$  формируемый в зависимости от особенностей протекания процесса коммутации в клапанах;
- регулируемый по фазе импульс  $\alpha_p$ , с помощью которого выполняется плавное регулирование напряжения  $u_k$  на зажимах двигателя.

В режиме рекуперации формируются два вида импульсов:  $\alpha_p$  и  $\alpha_\beta$ . Причём последний обеспечивает опережение открытия тиристорov относительно окончания полупериода на величину угла запаса  $\delta$ . Для поддержания постоянства угла  $\delta$  выполняется автоматическое регулирование угла  $\beta$ . В соответствии с этим уравнения, описывающие состояние схемы, приведенной на рис. 22, можно представить в виде:

$$\begin{aligned}
e_{\text{о}\delta} &= \dot{a}_{20} \sin[(k+2)\pi f_c t], \quad k = 0, 1, 2, \dots; \\
\frac{di_{\text{о}\delta}}{dt} &= \frac{\dot{a}_{\text{о}\delta} G_2 - [e_{\text{о}\delta} - (r_{\text{н}\delta} + r_{\text{а}})i_{\text{а}} - r_{\text{о}}(i_{\text{а}} - i_{\text{а}}) - r_{\text{о}\delta}i_{\text{о}\delta}]G_1}{L_{\text{о}\delta} + [L_{\text{а}\dot{y}}(i_{\text{а}}) + L_{\text{н}\dot{y}}(i_{\text{а}})]G_1}; \\
\frac{di_{\text{а}}}{dt} &= \frac{[(e_{\text{о}\delta} - i_{\text{о}\delta}r_{\text{о}\delta})G_2 - r_{\text{о}}(i_{\text{а}} - i_{\text{а}}) - (r_{\text{н}\delta} + r_{\text{а}})i_{\text{а}}]G_1}{L_{\text{о}\delta}G_1 + L_{\text{а}\dot{y}}(i_{\text{а}}) + L_{\text{н}\dot{y}}(i_{\text{а}})}; \\
\frac{di_{\text{е}}}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{е}}}(-\dot{a}_{\text{е}} - r_{\text{е}}i_{\text{е}})G_3 \\
\frac{di_{\text{а}}}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{а}\dot{y}}(i_{\text{а}})}[r_{\text{а}}i_{\text{а}} - r_{\text{о}}(i_{\text{а}} - i_{\text{а}})]; \\
\frac{d\hat{O}}{dt} &= \frac{r_{\text{а}\hat{e}\delta}(F_{\text{а}} - i_{\text{а}}w_{\text{а}})}{2\delta_{\text{а}}\sigma w_{\text{а}\hat{e}\delta}^2}; \quad F_{\text{а}} = f(\hat{O}),
\end{aligned} \tag{2}$$

где  $i_{\text{д}}$  – ток тягового двигателя;  $r_{\text{ср}}$  – сопротивление сглаживающего реактора;  $r_{\text{д}}$  – сопротивление тягового двигателя.

Здесь  $i_{\text{к}}$ ,  $L_{\text{к}}$  и  $r_{\text{к}}$  характеризуют цепь фазовой коммутации. Значения  $e_{\text{тр}}$ ,  $L_{\text{тр}}$  и  $r_{\text{тр}}$  определяются номером зоны регулирования.

Для описания электромагнитных переходных процессов в режиме рекуперации из системы уравнений (2) необходимо исключить составляющие, относящиеся к обмотке возбуждения. Значения логических функций  $G1$ ,  $G2$  и  $G3$ , как и для выпрямительной установки цепей возбуждения, определяются интервалами расчета мгновенных схем замещения, соответствующих проводящим состояниям вентиляей.

На ЭПС постоянного тока плавное экономичное регулирование возможно при помощи импульсных преобразователей (рис. 25а и б).

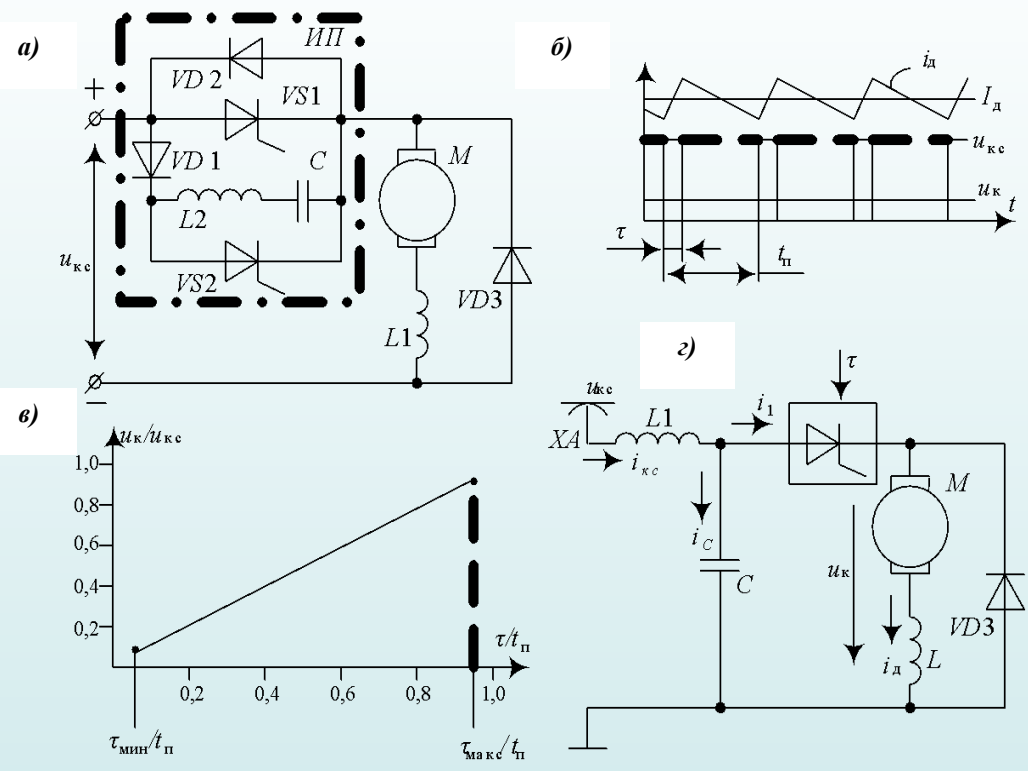


Рис. 25

Обычно используемые для этих целей импульсные преобразователи с параллельной емкостной коммутацией имеют линейную статическую характеристику (рис. 6.15в):

$$u_k = \frac{\tau}{t_{\Pi}} u_{кc} = \tau / u_{кc} = k u_{кc}.$$

Для реальных импульсных преобразователей необходимо учесть инерционность, связанную с наличием входного фильтра, обладающего индуктивностью  $L_1$ , активным сопротивлением  $r_1$  и ёмкостью  $C$  (рис. 25г).

Пренебрегая дискретностью и запаздыванием собственно импульс-

ного преобразователя, работу схемы, приведенной на рис. 6.2г, для усредненных за период  $t_{\Pi}$ , параметров электромагнитного процесса в фильтре можно описать системой дифференциальных уравнений при малых отклонениях всех переменных (3).



$$\left. \begin{aligned}
 L_1 \frac{d\Delta i_{\hat{e}\tilde{n}}}{dt} + r_1 \Delta i_{\hat{e}\tilde{n}} + \Delta \dot{e}_{\tilde{N}} &= \Delta \dot{e}_{\hat{e}\tilde{n}}; \\
 \tilde{N} \frac{d\Delta \dot{e}_{\hat{e}\tilde{n}}}{dt} + \Delta i_1 &= \Delta i_{\hat{e}\tilde{n}}; \\
 \Delta \dot{e}_{\hat{e}} &= f u_{C_0} \Delta \tau + f \Delta \tau \Delta u_{\tilde{N}}; \\
 L_{\hat{a}\tilde{y}} \frac{d\Delta i_{\hat{a}}}{dt} + r_{\hat{a}} \Delta i_{\hat{a}} &= \Delta u_{\hat{e}} - \Delta \dot{a}_{\hat{a}}; \\
 \Delta i_1 &= f i_{\hat{a}0} \Delta \tau + f \Delta \tau \Delta i_{\hat{a}}.
 \end{aligned} \right\} (3)$$

Уравнения для  $\Delta u_{\kappa}$  и  $\Delta i_1$  получены линеаризацией по формуле полного дифференциала. Эти же уравнения в операторной форме:

$$\left. \begin{aligned}
 \Delta \dot{e}_{\tilde{N}}(\partial) &= W_{\hat{o}1}(\partial) \Delta \dot{e}_{\hat{e}\tilde{n}}(\partial) - W_{\hat{o}2}(\partial) \Delta i_1(p); \\
 \Delta \dot{e}_{\hat{e}}(\partial) &= W_{\hat{e}\tilde{r}1}^{\dot{e}}(\partial) \Delta \tau(\partial) + W_{\hat{e}\tilde{r}2}^{\dot{e}}(\partial) \Delta \dot{e}_{\tilde{N}}(\partial); \\
 \Delta i_{\hat{a}}(\partial) &= W_{\hat{a}}(\partial) \Delta \dot{e}_{\hat{e}}(\partial); \\
 \Delta i_1(p) &= W_{\hat{e}\tilde{r}1}^i(p) + W_{\hat{e}\tilde{r}2}^i(p) \Delta i_{\hat{a}}(\partial).
 \end{aligned} \right\} (4)$$

Передаточные функции:

фильтра

$$W_{\Phi 1}(p) = \frac{1}{L_1 C p^2 + r_1 C p + 1}; \quad W_{\Phi 2}(p) = \frac{L_1 p + r_1}{L_1 C p^2 + r_1 C p} + 1;$$

импульсного преобразователя

$$\text{по напряжению} \quad W_{\hat{e}\tilde{r}1}^{\dot{e}}(\partial) = f u_{C_0}; \quad W_{\hat{e}\tilde{r}2}^{\dot{e}}(\partial) = f \tau_0;$$

$$\text{по току} \quad W_{\text{ин}1}^i(p) = f i_{\hat{a}0}; \quad W_{\text{ин}2}^i(p) = f \tau_0 = W_{\text{ин}2}^u(p);$$

передаточная функция тягового двигателя последовательного возбуждения (лекция 2)

$$W_d(p) = W_{i-u_k}^n(p) = \frac{K_{i-u_k}^n}{1 + T_{i-u_k}^n p}.$$

Выражения передаточных функций по напряжению и току получены на основе линеаризации третьего и пятого уравнений системы (3). В качестве аргументов были приняты малые отклонения управляющего сигнала  $\Delta\tau$ , а также напряжения  $\Delta u_C$  и  $\Delta i_d$  тока от исходного состояния, характеризуемого величинами  $\tau_0$ ,  $\Delta u_{C0}$  и  $\Delta i_{d0}$ .

Структурная схема, соответствующая системе уравнений (4), приведена на рис. 26а. Эта схема преобразуется, т.е. переносится сумматор с выхода звена на его вход, а со входов звеньев на их выходы (рис. 26б). При этом:

$$W_{y1}(\delta) = W_{\dot{e}_{i1}}^e(\delta)W_a(\delta) = \frac{f u_{C0} \hat{e}_{i-u_e}^i}{1 + \dot{O}_{i-u_e}^i}; \quad W_{y2}(\delta) = \frac{W_{\dot{e}_{i1}}^i(p)}{W_{\dot{e}_{i2}}^i(p)} = \frac{i_{a0}}{\tau_0};$$

$$W_{y3}(\delta) = W_{\dot{e}_{i2}}^e(\delta)W_{\delta 2}(\delta)W_{\dot{e}_{i1}}^i(p)W_a(\delta) = f^2 \tau_0^2 \frac{\hat{e}_{i-u_e}^i}{1 + \dot{O}_{i-u_e}^i} \frac{L_1 p + r_1}{L_1 C p^2 + r_1 C p + 1};$$

$$W_{y4}(\delta) = W_{\delta 1}(\delta)W_{\dot{e}_{i2}}^e(\delta)W_a(\delta) = \frac{f \tau_0}{L_1 C p^2 + r_1 C p + 1} \frac{\hat{e}_{i-u_e}^i}{1 + \dot{O}_{i-u_e}^i \delta}.$$

На следующем этапе точка разветвления координаты  $\Delta i_d(p)$  перенесется через сумматор, после чего точка разветвления переносится с выхода звена на его вход и преобразуется первый сумматор (рис. 26г). В этой схеме исключены все местные связи и система (4) представлена в виде окончательной структурной схемы (рис. 26д), для которой

$$\Delta i_a(\delta) = W_{y5}(\delta)\Delta\tau(\delta) + W_{y6}(\delta)\Delta \dot{e}_{\dot{e}_{i1}}(\delta),$$

где

$$W_{35}(p) = \frac{W_{31}(p) + W_{32}(p)}{1 + W_{33}(p)} - W_{32}(p); \quad W_{33}(p) = \frac{W_{34}(p)}{1 + W_{33}(p)}.$$

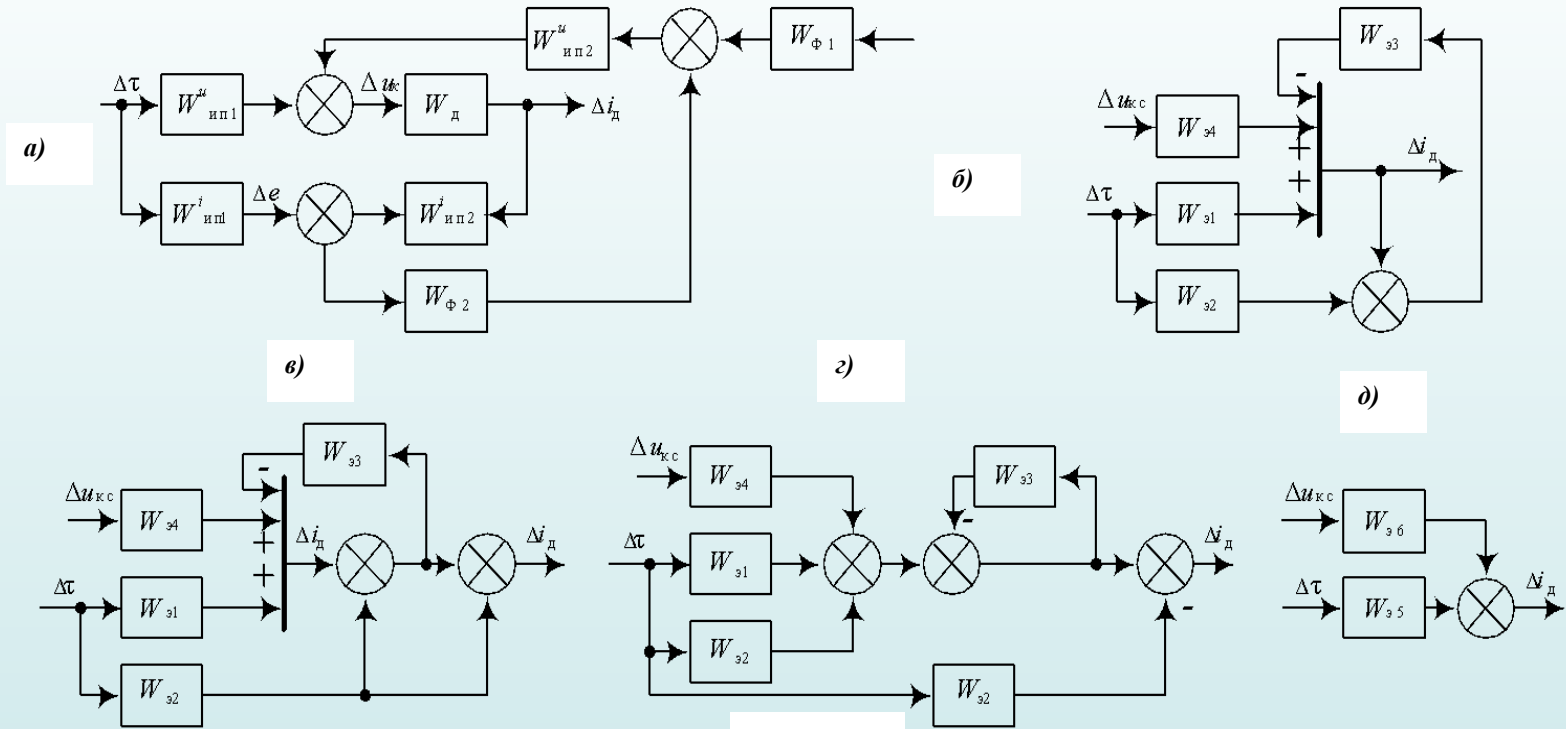


Рис. 26

Рассмотренное представление тягового электропривода с импульсным преобразователем как линеаризованной системы позволило использовать для его описания передаточные функции и соответственно линейные методы расчета систем автоматического регулирования.

Существенная особенность импульсных преобразователей связана с ограниченностью диапазона регулирования выходного напряжения, поскольку коэффициент заполнения  $k = \Delta\tau / t_{п}$  при включении тяговых двигателей, т.е. при трогании поезда, обычно можно

наращивать, начиная с некоторого минимального значения  $(\Delta\tau/t_{\Pi})_{\text{мин}}$ , а не с нуля.

Необходимое значение  $k_{\text{мин}}$  рассчитывают из условия плавности трогания поезда, т.е. из минимально необходимой величины пускового ускорения  $a_{\text{тр}}$  в момент включения тяговых двигателей.

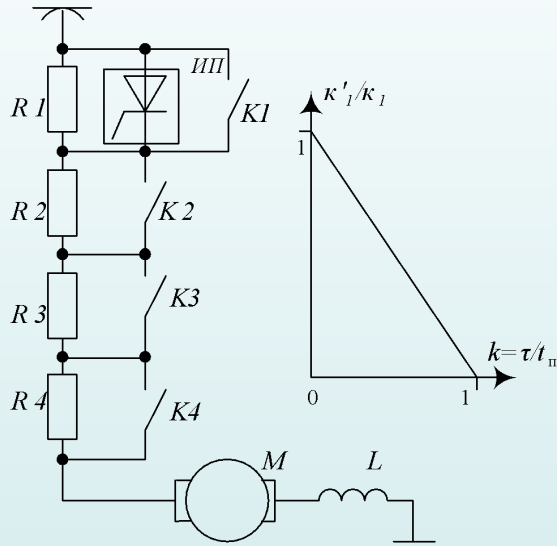


Рис. 27

Импульсный преобразователь можно применять не только для регулирования напряжения на тяговом двигателе, но и, например, для плавного регулирования сопротивления (на электропоезде ЭР200, где преобразователь ИП (рис. 27) включён параллельно секции пускового реостата  $R1$ ). При этом результирующее сопротивление секции  $R1' = R1(1-k)$ . При пуске двигателей на электропоезде ЭР200 вначале выводят секцию  $R1$  преобразователем ИП, меняя  $k$  от нуля до единицы. Затем выключают ИП ( $k = 0$ ) и одновременно контактором  $K2$  шунтируют секцию  $R2$ , после чего повторяют процесс регулирования сопротивления  $R1$ . Далее так же шунтируют секции  $R3$  и  $R4$ .

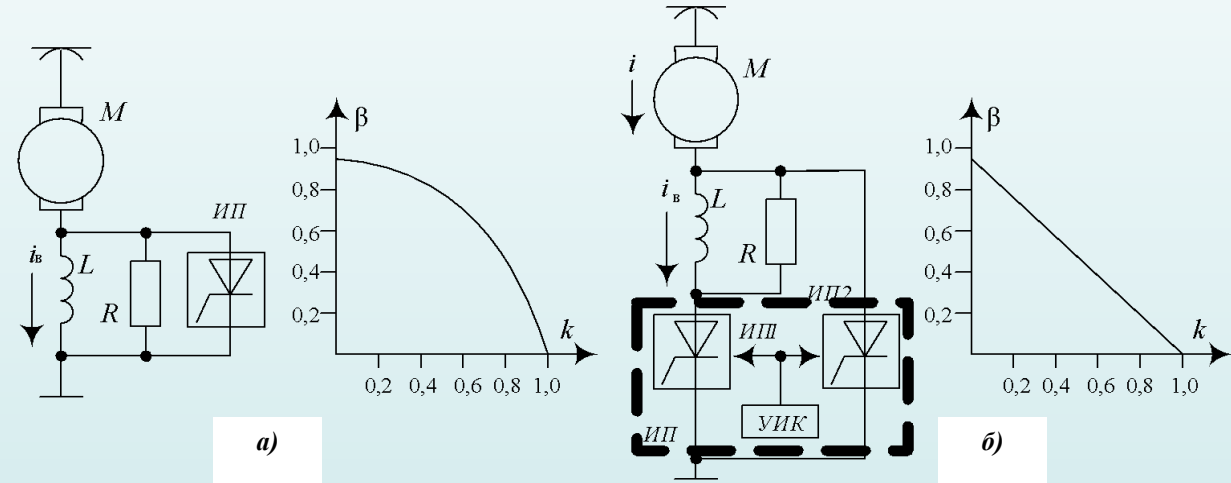
Этот же принцип использован на поезде ЭР200 для регулирования возбуждения тяговых двигателей. Для этого ИП с резистором  $R$  включён параллельно обмотке возбуждения  $L$  (рис. 28а).

Коэффициент регулирования поля ( $\beta = \beta_{\text{мин}} \dots 1$ )

$$\beta = \frac{I_{\hat{a}}}{I} = \frac{1 - \frac{\tau}{t_{\dot{i}}}}{\frac{r_{\hat{a}}}{R} + \left(1 - \frac{\tau}{t_{\dot{i}}}\right)},$$

где  $r_{\text{в}}$  – сопротивление обмотки возбуждения.

Регулировочная характеристика, показанная на рис. 28а, существенно нелинейна, причём характер нелинейности зависит от соотношения  $r_{\text{в}}/R$ . Исполнительный элемент ИП описывается передаточной функцией  $W(p) = d\beta/dt$ . Для реализации линейной регулировочной характеристики  $\beta = \beta(\tau)$  используют схему ИП с двумя поочерёдно включаемыми тиристорными ключами ИП1 и ИП2 (рис. 28б), имеющими общее устройство искусственной коммутации УИК. Эта схема имеет регулировочную характеристику



$$\beta = \frac{1 - \frac{\tau}{t_i}}{\frac{r_{\text{а}}}{R} + 1},$$

которая линейна во всем диапазоне изменения  $\tau$ .

Рис. 28

**Управляющие элементы.** Т.к. исполнительным элементом в САР ЭПС является тиристорный преобразователь постоянного или переменного тока, то возникает необходимость в специальных управляющих элементах УЭ (рис. 29), которые должны на базе аналоговых или цифровых сигналов  $u_{\text{у}}$ , поступающих с выхода регулятора  $P$ , вырабатывать управляющие сигналы для включения тиристоров исполнительного элемента.

Принципиальные схемы УЭ:

– с гальваническим разделением, выполненном на выходе формирователя импульсов управления ФИ (рис. 29а);

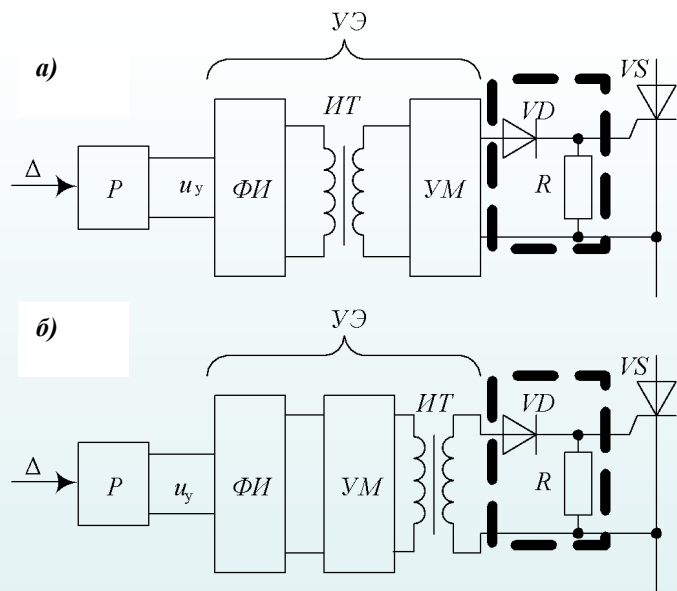


Рис. 29

– с гальваническим разделением, выполненном на выходе усилителя импульсов управления УМ (рис. 29б).

Гальваническим разделением может быть импульсный трансформатор ИТ (рис. 29) или оптронный элемент типа «светодиод–фототиристор», «светодиод–фототранзистор» и т. д.

Более детальное рассмотрение структурных схем цепей управления полупроводниковыми приборами рассматривается в курсе «Электронные импульсные системы управления электрическим транспортом».

В тиристорных преобразователях постоянного и переменного тока функции УЭ примерно одинаковы и сводятся к реализации регулируемой задержки времени включения тиристора по отношению к

некоторому фиксированному моменту времени. В преобразователях переменного тока указанный фиксированный момент времени – это переход переменного напряжения через нуль. Фиксация момента перехода осуществляется блоком синхронизации БС (рис. 30), который дает сигнал и на запуск генератора пилообразного напряжения ГПН. Выходное напряжение этого генератора сравнивают в элементе сравнения ЭС с управляющим напряжением, которое в форме аналогового сигнала поступает в управляющий элемент с выхода регулятора. В момент равенства напряжений ( $u_y = u_{ГПН}$ ) узел сравнения выдаёт импульс. Далее эти импульсы распределяют по каналам управления тиристорами при помощи распределителя импульсов РИ, а затем через усилители мощности УМ импульсов управления – на тиристоры.

Если импульсы управления для включения всех тиристоров преобразователя формируются в одном канале, то такие системы называют одноканальными.

Блок синхронизации *БС* (рис. 30) – это усилитель в режиме нуля-органа, сравнивающий напряжение переменного тока с напряжением источника нулевого потенциала. Сложность выполнения *БС* связана с сильными искажениями напряжения в контактной сети. Переход через нуль может иметь место несколько раз в начале каждой полуволны, поэтому для правильности отсчета фазы на входе *БС* необходимо устанавливать фильтр  $\Phi$ , который обеспечивает передачу на вход *БС* основной гармоники питающего напряжения.

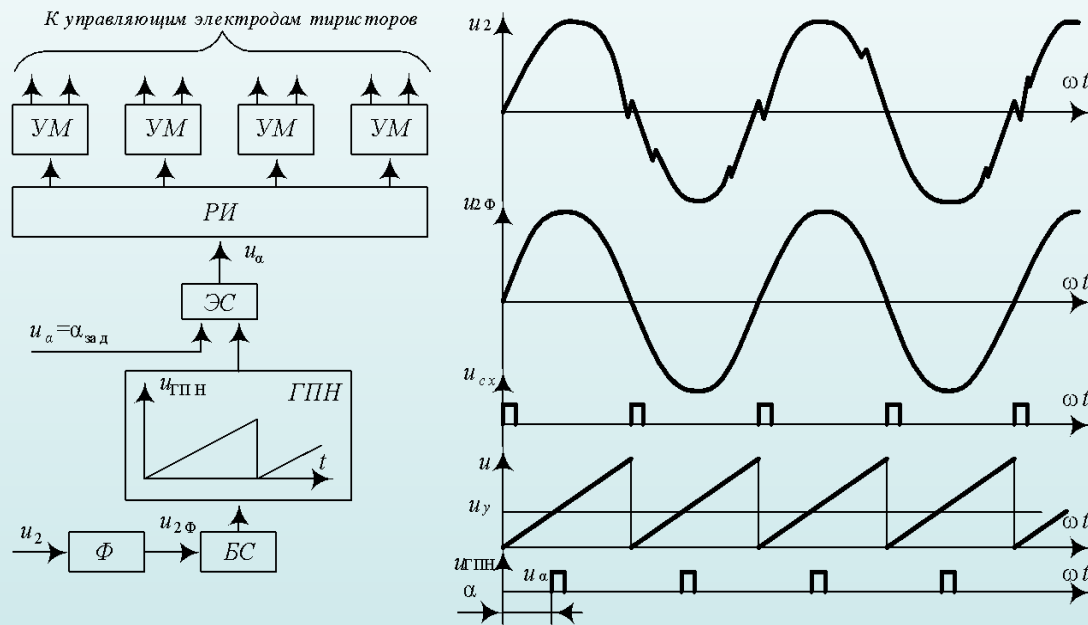


Рис.30

В качестве ГПН используют операционный усилитель в режиме интегратора, подключая его к источнику стабильного напряжения. Тогда выходной сигнал этого усилителя будет представлять собой линейно нарастающее в функции времени напряжение (так называемое пилообразное напряжение).

Узел сравнения ЭС также выполняют на операционном усилителе, но без элементов обратной связи.

Такой усилитель, имея очень боль-

коэффициент усиления (до  $10^5$ ) при любых соотношениях сравниваемых сигналов будет выдавать на выходе максимальное напряжение и лишь в момент равенства входных сигналов выходной сигнал кратковременно принимает нулевое значение; этот сигнал и используют для формирования отпирающих импульсов.

Аналогичным образом выполняют и управляющие элементы для преобразователей по-

стоянного тока.

Более надёжными и помехозащищёнными являются цифровые системы (рис. 6.21), которые обеспечивают высокую стабильность и точность регулирования фазы. Схема цифрового  $УЭ$  для импульсного преобразователя содержит регистр  $P_2$ , на котором на котором зафиксировано заданное значение фазы, т. е. длительности выходного импульса преобразователя в форме двоичного кода.

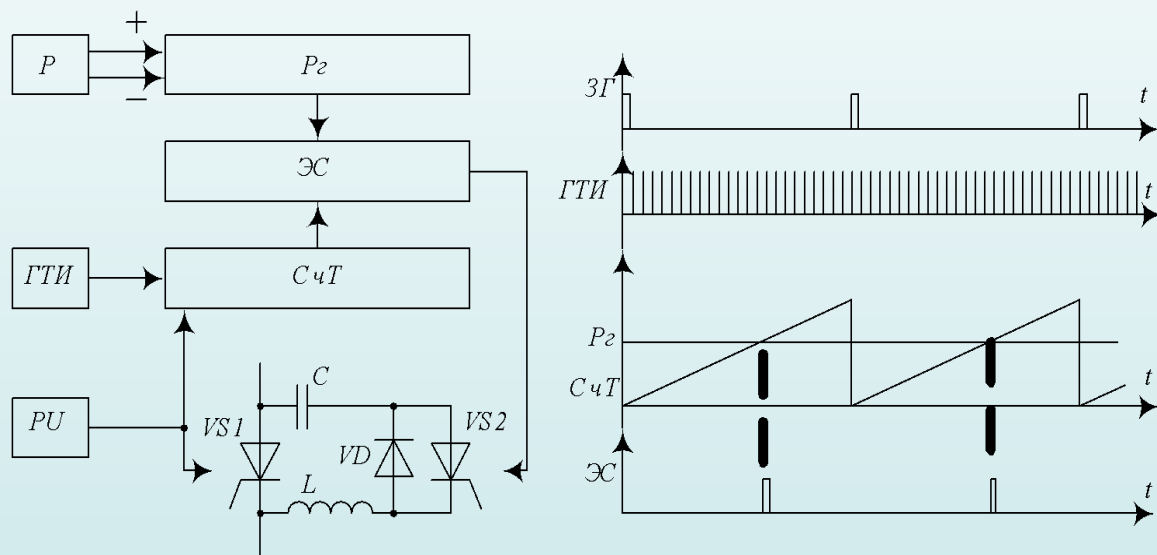


Рис. 31

Это значение сравнивают с содержимым тактового счётчика  $СчГ$ , который подключен к выходу генератора тактовых импульсов  $ГТИ$  высокой частоты 20...50 кГц. Сравнение кодов  $P_2$  и  $ТСч$  осуществляется схемой сравнения  $ЭС$ . В момент равенства кодов  $ЭС$  генерирует импульс на включение гасящего тиристора  $VS2$ . Включение главного тиристора  $VS1$

осуществляется задающим генератором импульсов  $3Г$ , частота которого равна рабочей частоте преобразователя.