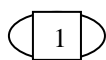


Лекция 3

1. Функциональные элементы САР ЭПС: задающие, промежуточные, датчики, объекты регулирования, исполнительные и управляющие элементы.



Функциональная схема системы автоматики представляет собой её графическое изображение, подразделяющее рассматриваемую систему на элементы, выполняющие типовые функции. **Элементом** называют конструктивно обособленную часть автоматической системы, выполняющую определенные функции.

Несмотря на разнообразие систем автоматики, применяемых в различных областях техники, их функциональные схемы можно свести к ограниченному количеству типов. Это объясняется общностью законов управления для большинства таких систем. Следовательно, функциональные схемы различных систем можно построить из ограниченного набора типовых элементов.

Элементы различают по принципам действия (электромеханические, электромашинные, электромаг-нитные, пневматические, полупроводниковые, электронные и т. п.), по исполнению (общепромышленные, тяговые и т.п.), по конструкции, а также по функциональному назначению.

В зависимости от назначения различают следующие элементы:

задающий элемент (задатчик), с помощью которого в САР вводят сигнал g , пропорциональный заданному значению регулируемой величины y ;

программный элемент, обеспечивающий изменение задаваемого значения g^* регулируемой величины y по установленной программе;

чувствительный элемент, предназначенный для ввода в САР сигнала z , пропорционального текущему значению регулируемой величины y , а также сигналов q_i^* , характеризующих уровень возмущений q ;

элемент сравнения, выполняющий сравнение сигналов, пропорциональных заданному и текущему значению регулируемой величины, для выявления ошибки или рассогласования $\Delta = g - z$;

управляющий элемент, формирующий управляющее воздействие x в зависимости от значения рассогласования Δ или от сигнала q_i^* , пропорционального возмущению;

исполнительный элемент, осуществляющий регулирующее воздействие μ на объект регулирования; *промежуточный элемент*, выполняющий необходимое промежуточное преобразование сигнала.

Совокупность чувствительного, управляющего, исполнительного и промежуточных элементов, а также элемента сравнения представляет собой автоматический регулятор (АР).

Ввиду большого разнообразия промежуточных элементов их подразделяют дополнительно на усиленные, преобразовательные, логические и вычислительные.

Иногда управляющий элемент делят на регулятор, реализующий определенную зависимость $x=f(\Delta, q)$, и собственно управляющий элемент, формирующий по сигналу x алгоритм управления исполнительным элементом. Особенно наглядно такое деление при тиристорных исполнительных элементах на ЭПС. Так, например, на электровозе ВЛ85 все регуляторы входят в состав блока автоматического управления типа БАУ-250, а управляющие элементы – в состав блока управления выпрямительно-инверторным преобразователем типа БУВИП-133. При этом принцип действия управляющих элементов такой же, как и на электровозах ВЛ80^Р без автоматического управления.

Заметим, что для элемента сравнения применяют обычно особые обозначения. Если этот элемент выполняет сравнение двух величин, то его изображают в виде окружности, разделенной на секторы с указанием знаков подходящих к нему воздействий (рис. 5.4).

Если при сравнении сигнал y вычитают из g , то перед сектором, в который его вводят по схеме, возле стрелки ставится знак «минус» (рис. 5.4). Если к элементу сравнения подходит больше трех входных воздействий, то его изображают так, как показано на рис. 6.5в.

Возможно также совмещение нескольких функций в одном и том же конструктивном устройстве. Так, в системе автоматического пуска электропоездов функции задающего и чувствительного элементов, а также элемента сравнения выполняют отдельные части реле ускорения: возвратная пружина ВП, силовая катушка С, якорь Я (рис.6.1а). Наиболее часто сложные элементы состоят из различных промежуточных. Например, для усиления выходного сигнала в элементы сравнения вводят усилители.

Сравним упрощенную схему управления автоматическим пуском электропоезда (см. рис. 6.1а) и соответствующую ей функциональную схему (рис. 6.1б). Функции исполнительного элемента ИЭ выполняет реостатный контроллер РК, коммутирующий ступени пускового реостата R_n секции вторичной обмотки тягового трансформатора или реостата ослабления возбуждения, а также изменяющий группировки тяговых двигателей ТД, которые являются объектом регулирования ОР. Роль задающего элемента ЗЭ1

выполняет пружина ВП реле ускорения РУ, с помощью которой регулируется уставка наименьшего значения пускового тока I_M .

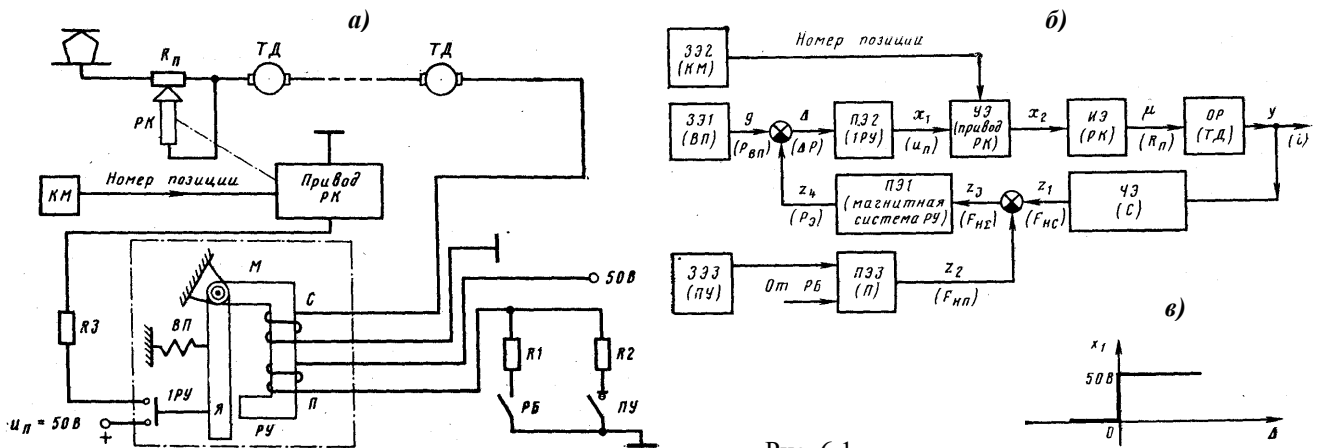


Рис. 6.1

Чувствительным элементом ЧЭ является силовая катушка С реле ускорения, а элементом сравнения – якорь Я магнитопровода М, к которому приложены сила возвратной пружины $P_{вп}$ и электромагнитная сила $P_э$, зависящая от суммы магнитодвижущих сил (м.д.с.) $F_{нс}$ и $F_{шп}$ силовой С и подъемной П катушек. Преобразование м. д. с. в электромагнитную силу $P_э$, происходит в магнитной системе РУ. На схеме, приведенной на рис. 6.1б, этому соответствует промежуточный элемент ПЭ1.

После окончания перехода на очередную реостатную позицию ток i в силовой катушке по мере увеличения скорости уменьшается, и когда он становится равным I_M якорь Я реле ускорения под действием разности сил ΔP отпадает и замыкает контакты 1РУ цепи питания привода РК. Эти контакты следует рассматривать как промежуточный элемент ПЭ2, имеющий характеристику, приведенную на рис. 6.1в. При подаче напряжения питания и привод РК переключает реостатный контроллер на следующую позицию, в результате чего ток двигателя скачком возрастает, и якорь Я притягивается к магнитопроводу М, размыкая контакты 1РУ.

Машинист имеет возможность задавать с помощью контроллера КМ (задающий элемент ЗЭ2) позицию привода исполнительного элемента РК, на которой должен закончиться процесс пуска. Кроме того, машинист может изменять значение I_M , меняя напряжение питания катушки П с помощью кнопочного выключателя ПУ (задающий элемент ЗЭ3). Изменение уставки происходит также при буксовании, когда реле буксования РБ замыкает свой контакт в цепи катушки П.

В качестве примера рассмотрим некоторые варианты описания таких элементов структурных схем, как объект регулирования, исполнительный и управляющий элементы.

В общем случае **объектом регулирования в системах автоматизации ЭПС является поезд**, а конечной регулируемой величиной – параметры, характеризующие его перемещение, т. е. скорость v , путь l или время хода t . Однако в ряде частных случаев регулируемой величиной может быть сила тяги или ток тяговых двигателей. Поэтому целесообразно в общем случае рассмотреть объект регулирования в виде функциональной цепочки, в которой первые два блока соответствуют электромагнитным процессам в тяговом двигателе, а другие два блока – механическим процессам в тяговой передаче и собственно в поезде как в механической системе (рис. 6.2а).

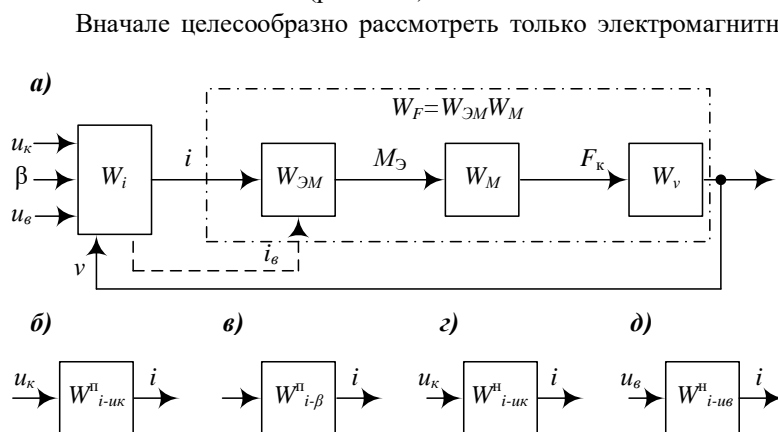


Рис. 6.2

Вначале целесообразно рассмотреть только электромагнитные процессы (блок W_i), описываемые дифференциальными уравнениями в схеме замещения двигателя, содержащей только сосредоточенные элементы (активное сопротивление r , индуктивность L , источник – ЭДС). Ввиду того, что скорость протекания электромагнитных процессов по крайней мере на порядок выше скорости протекания механических процессов, целесообразно электромагнитные процессы рассматривать при неизменной скорости поезда $v = const$.

Если рассматривать тяговый двигатель последовательного возбуждения с электромагнитным моментом M_s и силой тяги F_k , то для него возможны два способа регулирования, когда входной величиной являются соответственно напряжение питания u_k (рис. 6.2б) или коэффициент регулирования м.д.с. β (рис. 6.2в).

Для двигателя независимого возбуждения тоже имеются два способа регулирования: по напряжению питания якорной обмотки u_k (рис. 6.2г) и по напряжению питания обмотки возбуждения u_b (рис. рис. 6.2д).

Таким образом, имеем четыре варианта возможных функциональных схем для рассматриваемой части объекта регулирования, т. е. для W_i .

Тяговый двигатель последовательного возбуждения, регулируемый по напряжению (рис. 6.3а) может быть описан нелинейным дифференциальным уравнением

$$\frac{d\psi}{dt} + ri = u_k - e,$$

где ψ – потокосцепление; r – сопротивление обмоток двигателя; u_k – приложенное к двигателю напряжение; e – ЭДС.

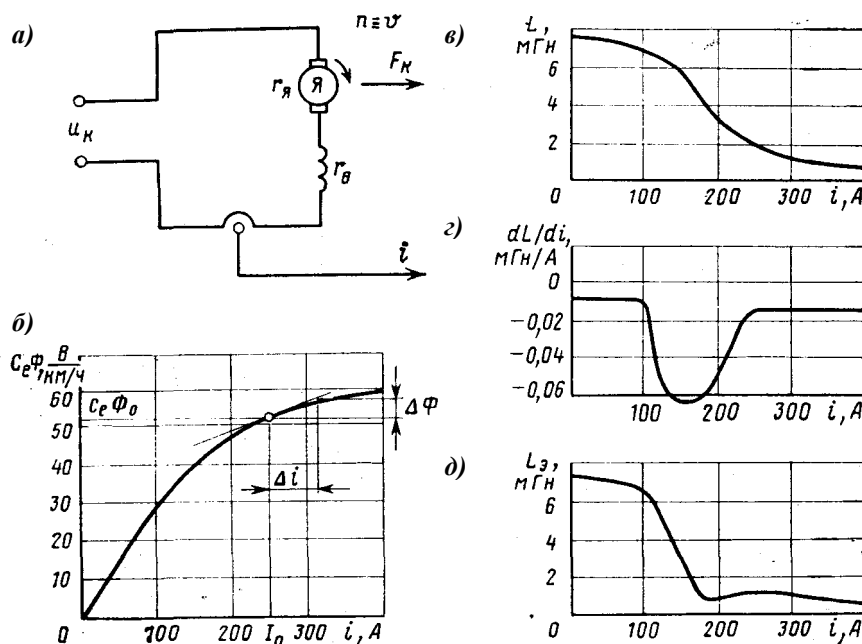


Рис. 6.3

При этом ψ , может быть условно представлено как $\psi = Li = w_b \Phi$ где w_b – количество витков обмотки возбуждения.

Индуктивность двигателя L сильно зависит от тока, а ЭДС определяется выражением $e = c_e \Phi v$, где величина $c_e \Phi$ представляет собой существенно нелинейную характеристику.

Таким образом, L и e являются нелинейными функциями тока. На рис. 6.3б и в показан характерный вид функции $c_e \Phi(i)$ и $L(i)$. Исходное нелинейное выражение целесообразно записать в виде

$$\frac{d}{dt}(Li) + ri = u_k - c_e \Phi v,$$

где выражение в скобках следует продифференцировать как произведение двух переменных, в результате чего получим

$$\left(L + i \frac{dL}{di} \right) \frac{di}{dt} + ri = u_k - c_e \Phi v.$$

В этом уравнении выражение в скобках представляет собой эквивалентную индуктивность нелинейной схемы замещения, т. е. $L_s = \left(L + i \frac{dL}{di} \right)$, которая может быть вычислена по характеристике

$L(i)$ (см. рис. 6.3в) при помощи производной dL/di (рис. 6.3г). Характерная зависимость $L_s(i)$ приведена на рис. 6.3д.

Таким образом, расчеты процессов регулирования с учетом нелинейностей сводятся к решению полученного уравнения. Однако, поскольку расчеты САР ЭПС часто выполняют линейными методами, особенно на этапе сравнения вариантов, то для линеаризации рассматриваемого уравнения необходимо перейти к уравнению для малых отклонений переменных величин. Сущность метода малых отклонений состоит в том, что в качестве исходного рассматривается стационарное состояние системы, характеризующееся неизменными параметрами v_0 , U_{k0} , I_0 и Φ т. е.

$$rI_0 = U_{k0} - c_e \Phi v_0.$$

Далее задаются малым отклонением входной величины $\Delta u_k(t)$, которое вызывает отклонение выходной величины $\Delta i(t)$ (рис. 6.4а). При этом в окрестности выбранной базовой точки имеем $L_{\Sigma 0} \approx const$, а зависимость магнитного потока (или ЭДС) от тока считаем линейной, т. е.

$$\Phi = \Phi_0 + \Delta i \frac{d\Phi}{di} = \Phi_0 + \kappa_{\Phi} \Delta i.$$

Одновременно будем считать, что из-за большого различия в значениях постоянных времени электромагнитных и механических процессов (около двух порядков) влиянием изменения скорости на величину ЭДС можно пренебречь, т. е. будем считать, что

$$\Delta v = 0 \quad \text{и} \quad e_0 + \Delta e = c_e (\Phi_0 + \kappa_{\Phi} \Delta i).$$

С учетом этого получаем

$$L_{\Sigma 0} \frac{d}{dt} (I_0 + \Delta i) + r (I_0 + \Delta i) = (U_{\kappa 0} + \Delta u_{\kappa}) - c_e (\Phi_0 + \kappa_{\Phi} \Delta i) v_0.$$

Вычитая из этого уравнения приведенное ранее уравнение стационарного режима для базовой точки и учитывая, что

$$\frac{d}{dt} (I_0 + \Delta i) = \frac{d}{dt} \Delta i,$$

получим

$$L_{\Sigma 0} \frac{d}{dt} \Delta i + r \Delta i = \Delta u_{\kappa} - c_e \kappa_{\Phi} \Delta i v_0$$

или в операторной форме

$$(L_{\Sigma 0} p + r \Delta i + c_e \kappa_{\Phi} v_0) \Delta i(p) = \Delta u_{\kappa}(p),$$

что позволяет записать передаточную функцию в виде

$$W_{i-u_{\kappa}}^{\Pi} = \frac{\Delta i(p)}{\Delta u_{\kappa}(p)} = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)W_3(p)} = \frac{\kappa_{i-u_{\kappa}}^{\Pi}}{1 + T_{i-u_{\kappa}}^{\Pi} p}, \quad (6.1)$$

где $\kappa_{i-u_{\kappa}}^{\Pi} = 1/(r + c_e \kappa_{\Phi} v)$ и

$$T_{i-u_{\kappa}}^{\Pi} = L_{\Sigma 0} / (r + c_e \kappa_{\Phi} v).$$

Таким образом, передаточная функция тягового двигателя последовательного возбуждения, регулируемого по напряжению, соответствует условной структурной схеме двигателя, приведенной на рис. 6.4б.

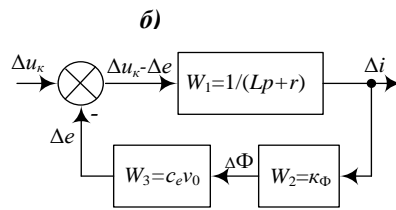
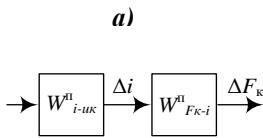


Рис. 6.4

Двигатель последовательного возбуждения с регулированием м.д.с. (рис. 6.5а) описывается уравнением в отклонениях

$$L_{\Sigma 0} \frac{d}{dt} (I_0 + \Delta i) + r_{\Sigma} (I_0 + \Delta i) = U_{\kappa 0} + \Delta u_{\kappa} - c_e (\Phi_0 + \kappa_{\Phi} \Delta i) v_0, \quad (6.2)$$

где $r_{\Sigma} = \beta r_b + r_{\Sigma}$ – эквивалентное сопротивление двигателя при регулировании м.д.с.

Поскольку $\beta = \beta_0 + \Delta \beta$, то $r_{\Sigma} = (\beta_0 + \Delta \beta) r_b + r_{\Sigma}$. Приращение тока возбуждения $i_b = \beta i$ можно выразить по формуле полного дифференциала в виде

$$\Delta i_b = \Delta i \beta + \Delta \beta I_0.$$

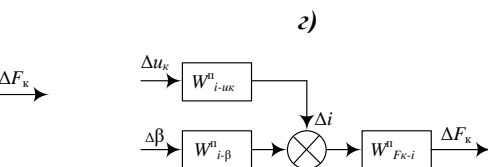
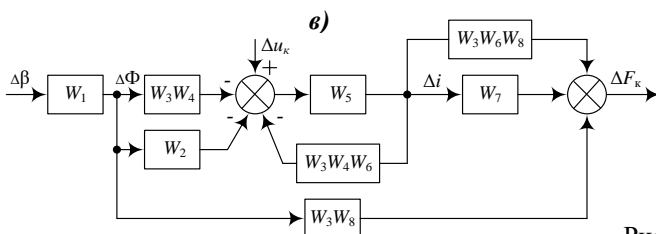
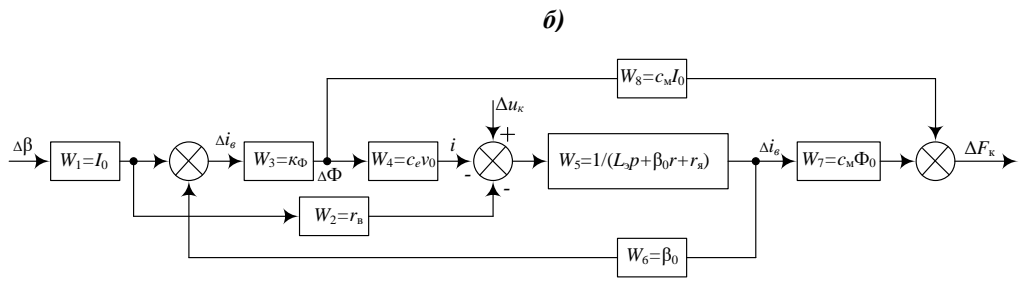
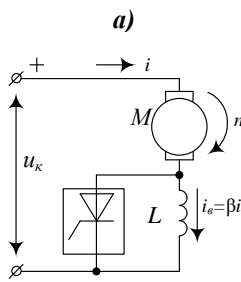


Рис. 6.5

Подставляя выражения для r_β и Δi_β в уравнение (6.2) и пренебрегая величинами второго порядка малости типа $\Delta i \Delta \beta$ или Δi^2 получим окончательно:

$$L_{\beta_0} \frac{d\Delta i}{dt} + I_0 r_\beta \Delta \beta + \beta_0 r_\beta \Delta i + r_\beta \Delta i = \Delta u_\kappa - c_e \kappa_\Phi v_0 (\beta_0 \Delta i + I_0 \Delta \beta),$$

что после применения операционного метода дает возможность составить структурную схему (рис. 6.5б).

Преобразовав эту схему по известным правилам, к виду, показанному на рис. 6.5в и з, найдём передаточные функции тягового двигателя по регулируемому воздействию $\Delta \beta(p)$, т.е. $W_{i-\beta}^n(p)$ и по возмущению $\Delta u_\kappa(p)$, т.е. $W_{i-u_\kappa}^n(p)$:

$$W_{i-\beta}^n = -W_1(p) [W_2(p) + W_3(p)W_4(p)] \frac{W_5(p)}{1 + W_3(p)W_4(p)W_5(p)W_6(p)} = -I_0 \frac{r_\beta + c_e \kappa_\Phi v_0}{L_\beta p + \beta_0 r_\beta + r_\beta + c_e \kappa_\Phi \beta_0 v_0}$$

$$W_{i-u_\kappa}^n = \frac{W_5(p)}{1 + W_3(p)W_4(p)W_5(p)W_6(p)} = \frac{1}{L_\beta p + \beta_0 r_\beta + r_\beta + c_e \kappa_\Phi \beta_0 v_0}.$$

Эти передаточные функции соответствуют апериодическим звеньям 1-го порядка.

Двигатель независимого возбуждения, регулируемый по напряжению на якорной обмотке (рис. 6.6а и б), описывается уравнением в отклонениях

$$L_{я\beta} \frac{d\Delta i}{dt} + r_\beta \Delta i = \Delta u_\kappa - \Delta e$$

которое соответствует уравнению двигателя последовательного возбуждения для случая $\Phi = const$ и $v = const$. Из этого уравнения получим передаточную функцию в виде, соответствующем инерционному звену 1-го порядка, т.е.

$$W_{i-u_\kappa}^H = \frac{\kappa_{i-u_\kappa}^H}{T_{i-u_\kappa}^H p + 1}$$

при этом $\kappa_{i-u_\kappa}^H = 1/r_\beta$; $T_{i-u_\kappa}^H = L_{я\beta}/r_\beta$.

Структурные схемы двигателя даны на рис. 6.6в и з.

Для двигателя независимого возбуждения, регулируемого по цепи возбуждения (рис. 6.7а), процессы описываются системой уравнений в отклонениях:

$$\left. \begin{aligned} L_{я\beta} \frac{d\Delta i_\beta}{dt} + r_\beta \Delta i_\beta &= \Delta u_\kappa - c_e \kappa_\Phi v_0 \Delta i_\beta, \\ L_{\beta_0} \frac{d\Delta i_\beta}{dt} + r_\beta \Delta i_\beta &= \Delta u_\beta. \end{aligned} \right\}$$

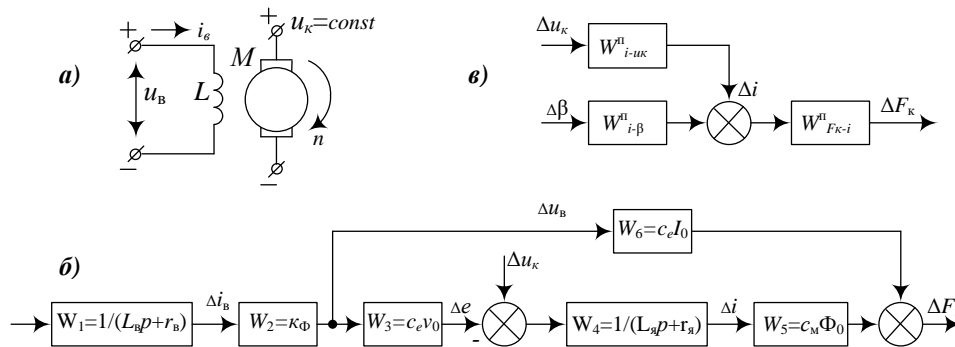


Рис. 6.6

Рис. 6.7

Структурная схема для этого варианта (рис. 6.7б) может быть преобразована к виду, приведенному на рис. 6.7в.

В соответствии с этим

передаточные функции по регулируемому и возмущающему воздействиям определяются выражениями:

$$W_{i-u_e}^H = W_1(p)W_2(p)W_4(p) = \frac{c_e K_\Phi V_0}{(L_B p + r_B) + (L_A p + r_A)} = \frac{K_{i-u_e}^H}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}; \quad W_{i-u_k}^H(p) = \frac{K_{i-u_k}^H}{T_2 p + 1}$$

$$\text{где } K_{i-u_B}^H = \frac{c_e K_\Phi V_0}{r_A r_B}; \quad \hat{e}_{i-u_e}^i = \frac{1}{r_y}; \quad T_1 = \frac{L_{\hat{a}y}}{r_{\hat{a}}}; \quad \hat{O}_2 = \frac{L_{\hat{y}y}}{r_y}.$$

При дальнейшем анализе структурной цепочки (см. рис. 6.2а) целесообразно объединить элементы $W_{эм}(p)$ и $W_M(p)$ и рассматривать сразу преобразование тока i в силу тяги F_k . Вращающий момент тягового двигателя и соответственно сила тяги на ободу колеса пропорциональны произведению тока якорной обмотки и магнитного потока

$$F_k = c_M \Phi i,$$

где c_M – электромеханическая постоянная.

В зависимости от варианта включения двигателя поток Φ может быть постоянной или переменной величиной. В двигателе последовательного возбуждения поток Φ нелинейно зависит от тока i .

Пользуясь методом базовой точки, можно записать уравнение стационарного режима для базовой точки

$$F_{k0} = c_M \Phi_0 I_0.$$

С учетом малого отклонения входной величины

$$F_{k0} + \Delta F_k = c_M (\Phi_0 + \Delta \Phi) (I_0 + \Delta i).$$

Преобразуем это уравнение к виду

$$F_{k0} + \Delta F_k = c_M (\Phi_0 + \kappa_\Phi \Delta i) (I_0 + \Delta i)$$

Вычитая из последнего уравнения уравнение стационарного режима для базовой точки, получим

$$\Delta F_k = c_M (\Phi_0 \Delta i + \kappa_\Phi I_0 \Delta i + \kappa_\Phi \Delta i^2)$$

Слагаемым с Δi^2 можно пренебречь как величиной второго порядка малости. Тогда окончательно получим

$$\Delta F_k = c_M (\Phi_0 + \kappa_\Phi I_0) \Delta i,$$

что дает передаточную функцию в виде

$$W_{F_k-i}^H = \frac{\Delta F_k(p)}{\Delta i(p)} = c_M (\Phi_0 + \kappa_\Phi I_0) = K_{F_k}$$

т.е. для выбранной базовой точки передаточная функция представляет постоянный коэффициент (рис. 6.8).

Такой же результат может быть получен и на основе формулы полного дифференциала

$$dF_k = \frac{\partial F_k}{\partial i} di + \frac{\partial F_k}{\partial \Phi} d\Phi.$$

Заменяя здесь бесконечно малые отклонения конечными от исходного состояния и учитывая, что $\frac{\partial F_k}{\partial i} = c_M \Phi_0$ и $\frac{\partial F_k}{\partial \Phi} = c_M I_0$, получим:

$$\Delta F_k = c_M \Phi_0 \Delta i + c_M I_0 \Delta \Phi = c_M (\Phi_0 + \kappa_\Phi I_0) \Delta i. \quad (6.3)$$

Для рассматриваемого способа регулирования связь между ΔF_k и Δi можно получить непосредственно из электротяговой характеристики, выполнив ее линеаризацию (рис. 6.9):

$$\Delta F_k = K_{F_k} \Delta i.$$

В этом случае K_{F_k} определяется как тангенс угла наклона касательной, проведенной в точке (F_{k0}, I_0) к кривой $F_k(I)$.

Для двигателя последовательного возбуждения с регулированием м.д.с. (см. рис. 6.5) на изменения F_k будут влиять как изменения тока i , так и изменения магнитного потока Φ , поэтому (6.3) может быть выражено в операторной форме

$$\Delta F_k(p) = W_7(p) \Delta i(p) + W_8(p) \Delta \Phi(p), \quad W_7(p) = c_M \Phi_0, \quad W_8(p) = c_M I_0.$$

Для определения передаточной функции $W_{F_k-i}(p)$ воспользуемся преобразованиями структурной схемы, приведенными на рис. 6.5, из которых

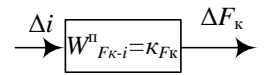


Рис. 6.8

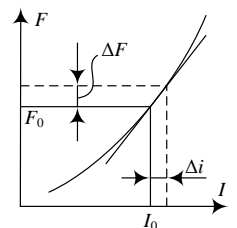


Рис. 6.9

$$W_{F_{\hat{e}-i}}(p) = W_7(p) + W_3(p)W_6(p)W_8(p) + \frac{W_3(p)W_8(p)[1 + W_3(p)W_4(p)W_5(p)W_6(p)]}{[W_2(p) + W_3(p)W_4(p)]W_5(p)} =$$

$$= c_1 \left[\hat{O}_0 + \frac{\hat{e}_{\hat{O}} I_0 (L_{\hat{y}} p + \beta_0 r_{\hat{a}} + r_{\hat{y}} + c_e \hat{e}_{\hat{O}} \beta_0 v_0)}{r_{\hat{a}} + c_e \hat{e}_{\hat{O}} v_0} \right].$$

Для тягового двигателя независимого возбуждения, регулируемого по напряжению (см. рис. 6.6a), при постоянном магнитном потоке имеет место пропорциональная зависимость $F_k = c_m \Phi_0 i$, так что

$$W_{F_{\hat{e}-i}}^H(p) = c_m \Phi_0,$$

т. е. передаточная функция соответствует постоянному коэффициенту как это показано на рис. 6.6z.

Для двигателя независимого возбуждения, у которого входной величиной является напряжение на обмотке возбуждения Δu_b (см. рис. 6.7a), преобразование $\Delta \Phi$ и Δi в ΔF_k аналогично рассмотренному на рис. 6.5в. Переноса, как и в том случае, точку разветвления с выхода звена $W_2(p)$ на выход $W_4(p)$, получим передаточную функцию $W_{F_{\hat{e}-i}}$ для рассматриваемого варианта:

$$W_{F_{\hat{e}-i}}(p) = W_5(p) + \frac{W_6(p)}{W_3(p)W_4(p)} = c_m \left[\Phi_0 + \frac{I_0}{c_e v_0} (L_{\hat{y}} p + r_{\hat{y}}) \right].$$

Последний элемент в схеме объекта регулирования W_v (см. рис. 6.4a) реализует преобразование, описываемое уравнением движения поезда

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{1 + \gamma} \left[\frac{F_k}{m} - (w_0 + w_d) \right]$$

где m – масса поезда; w_0 – основное удельное сопротивление движению; w_d – дополнительное сопротивление от уклонов и кривых.

Уравнение движения в малых отклонениях имеет вид

$$\frac{d}{dt} \Delta v = \frac{1}{1 + \gamma} \left[\frac{\Delta F_k}{m} - \Delta w_0 - \Delta w_d \right].$$

Поскольку $w_0 = a_0 + a_1 v + a_2 v^2$, то $\Delta w_0 = (a_1 + 2a_2 v_0) \Delta v$. С учётом этого уравнение в отклонениях примет вид:

$$\frac{d}{dt} \Delta v = \frac{1}{1 + \gamma} \left[\frac{\Delta F_k}{m} - (a_1 + 2a_2 v_0) \Delta v - \Delta w_d \right],$$

или в операторной форме записи

$$p \Delta v = \frac{1}{1 + \gamma} \left[\frac{\Delta F_k(p)}{m} - (a_1 + 2a_2 v_0) \Delta v(p) - \Delta w_d(p) \right]$$

что соответствует структурной схеме, приведенной на рис. 6.10.

Преобразуем это уравнение к виду:

$$p \Delta v + \frac{1}{1 + \gamma} (a_1 + 2a_2 v_0) \Delta v(p) = \frac{1}{1 + \gamma} \left[\frac{\Delta F_{\hat{e}}(p)}{m} - \Delta w_{\hat{a}}(p) \right]$$

или

$$\Delta v(p) = W_{v1}(p) \Delta F_k(p) - W_{v2}(p) \Delta w_d(p),$$

где $W_{v1}(p)$ и $W_{v2}(p)$ – передаточные функции поезда как механической системы.

Причём:

$$W_{v1}(p) = \frac{\Delta v(p)}{\Delta F_k(p)} = \frac{\kappa_{v1}}{1 + T_v p}; \quad W_{v2}(p) = \frac{\kappa_{v2}}{1 + T_v p};$$

$$\kappa_{v1} = \frac{1}{m(a_1 + 2a_2 v_0)}; \quad \kappa_{v2} = \frac{1}{a_1 + 2a_2 v_0}; \quad T_v = \frac{1 + \gamma}{a_1 + 2a_2 v_0}$$

Таким образом, поезд как механическая система описывается передаточными функциями, соответствующими инерционному звену 1-го порядка. Следовательно, общая передаточная функция объекта регулирования (см. рис. 6.4a) может быть получена перемножением передаточных функций соответствующих блоков $W_i(p)$, $W_F(p)$, $W_v(p)$.

Исполнительные элементы. На ЭПС со ступенчатым регулированием функции исполнительного элемента выполняет силовой контроллер, при помощи которого осуществляют переключение позиций силовой схемы. При этом значительная часть позиций (ВЛ80^к, ВЛ80^с в режиме тяги) не являются ходовыми, что в сочетании со ступенчатым регулированием затрудняет автоматизацию тяговых

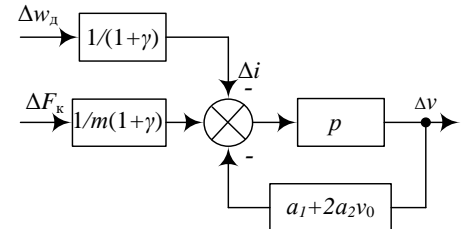


Рис. 6.10

электроприводов. Поэтому в настоящее время лишь на электропоездах, поездах метрополитена и пассажирских электровозах при ступенчатом регулировании используют автоматизацию по принципу стабилизации пускового или тормозного тока при одностороннем вращении силового контроллера.

Силовой контроллер, получив сигнал о переходе на новую позицию, обрабатывает его через время τ . 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. 6.11) со статической характеристикой для относительного значения выпрямленного напряжения $u_d^* = u_d / u_{d\text{макс}}$,

$$u_d = \frac{K_{\text{выпр}}}{2} U_2 (1 + \cos \alpha), \quad (6.4)$$

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

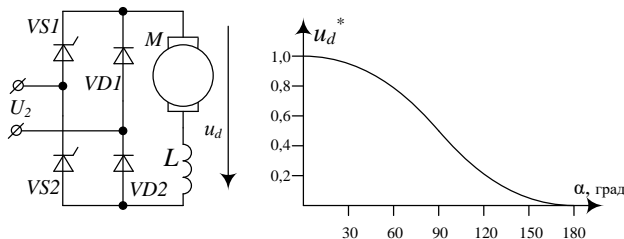


Рис. 6.11

Несмотря на то, что эта схема обеспечивает регулирование выходного напряжения от 0 до $u_{d\text{макс}}$, для практического применения на электровозах и электропоездах её приходится усовершенствовать.

Во-первых, с целью реализации рекуперативного режима 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. 6.12).

Для зарубежного ЭПС переменного тока характерна тенденция уменьшения числа зон до двух, а

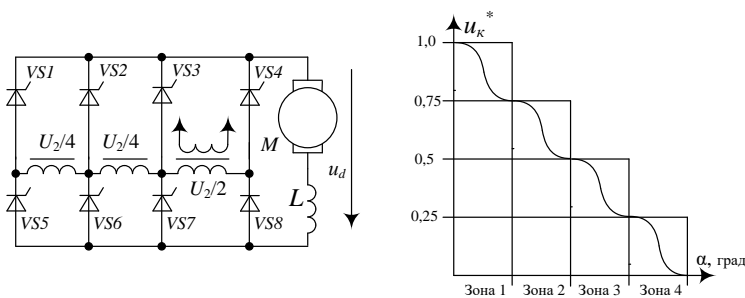


Рис. 6.12

иногда и до одной, но при этом используют другие средства улучшения коэффициента мощности. Обычно они связаны с принудительным включением тиристоров выпрямителя (секторное или импульсное регулирование) или с применением компенсаторов реактивной мощности. Аналогичная цель достигается при импульсно-фазовом регулировании, которое использовано на электропоезде ЭР29 (при двух зонах). При этом достигается

коэффициент мощности, практически равный единице. Однако регулировочные статические характеристики $u_d(\alpha)$ при этом имеют вид, свойственный обычным управляемым выпрямителям, т.е. состоят из отрезков косинусоид.

Инерционность управляемых выпрямителей связана с дискретностью генерации импульсов на включение тиристоров. После генерации очередного импульса управления следующее управляющее воздействие может быть реализовано только в очередном полупериоде, т.е. примерно через 0,01 с. Однако в условиях нормальных режимов такая задержка незначительна и ею пренебрегают. В этом случае работу управляемого выпрямителя описывают на основе выражения (6.4), считая, что изменение u_d происходит как при изменении управляющего сигнала α , так и при изменении напряжения сети или напряжения вторичной обмотки трансформатора U_2 . Поэтому u_d является нелинейной функцией двух аргументов α и U_2 , линеаризацию которой выполняют на основе формулы

$$\Delta u_d(p) = W_1(p) \Delta \alpha(p) + W_2'(p) \Delta u_2(p), \quad (6.5)$$

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. 6.13, а передаточная функция входящая в выражение (6.5), соответствует усилительным звеньям:

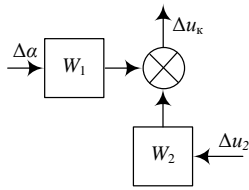


Рис. 6.13

$$W_1(p) = \frac{du_d}{d\alpha} = -\frac{K_{\text{выпр}}}{2} U_{20} \sin \alpha_0; \quad W'_2(p) = \frac{du_d}{dU_2} = \frac{K_{\text{выпр}}}{2} (1 + \cos \alpha_0).$$

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. 6.14а) 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. 6.14б).

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 запираение клапана $VS2$. Цепь тока (рис. 6.14в) содержит ЭДС $e_{\text{тр}}$ полуобмоток трансформатора, индуктивные и активные сопротивления этих полуобмоток $L_{\text{тр}}$ и $r_{\text{тр}}$ и обмотки возбуждения $L_{\text{в}}$ и $r_{\text{в}}$. Кроме того, учитывается влияние контура вихревого тока $i_{\text{вих}}$ с параметрами $L_{\text{вих}}$ и $r_{\text{вих}}$. Уравнения для этого состояния схемы имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} e_{\text{тр}} &= e_{20} \sin[(k+2)\pi f_c t], \quad k = 0,1,2,\dots; \\ \frac{di_{\text{тр}1}}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{тр}}} [e_{\text{тр}} - r_{\text{тр}} i_{\text{тр}1} - r_{\text{ш}} (i_{\text{тр}1} + i_{\text{тр}2} - i_{\text{в}})] G_1; \\ \frac{di_{\text{тр}2}}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{тр}}} [e_{\text{тр}} - r_{\text{тр}} i_{\text{тр}2} - r_{\text{ш}} (i_{\text{тр}1} + i_{\text{тр}2} - i_{\text{в}})] G_2; \\ \frac{di_{\text{в}}}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{вз}}(i_{\text{в}})} [r_{\text{в}} i_{\text{в}} - r_{\text{ш}} (i_{\text{тр}1} + i_{\text{тр}2} - i_{\text{в}})]; \\ \frac{d\Phi}{dt} &= \frac{r_{\text{вих}} (F_{\text{в}} - i_{\text{в}} w_{\text{в}})}{2 p_a \sigma w_{\text{вих}}^2}; \quad F_{\text{в}} = f(\Phi), \end{aligned} \right\} \quad (6.6)$$

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

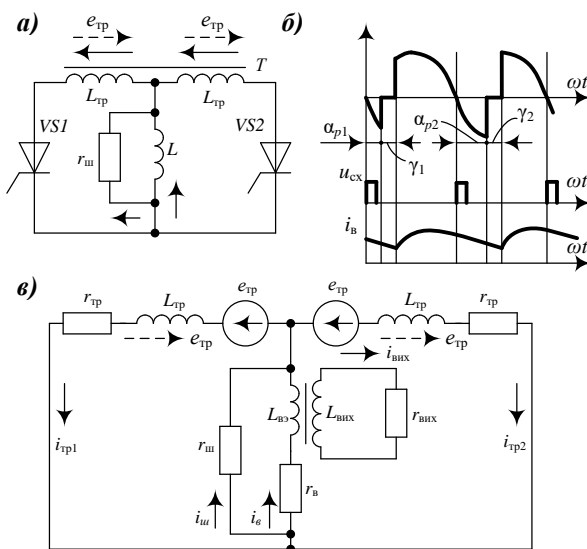


Рис. 6.14

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; σ – коэффициент рассеяния.

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

Завершением этого процесса является запираение клапана $VS2$, которое произойдет в момент времени $(\alpha_{p1} + \gamma)/(2\pi f_c)$. Начиная с этого момента ток протекает только по первой полуобмотке трансформатора. Уравнения для этого режима можно получить из системы (6.5), приняв ток $i_{\text{тр}2}$ и производную $di_{\text{тр}2}/dt$ равными нулю.

В момент времени $(\pi + \alpha_{p2})/(2\pi f_c)$ подается управляющий импульс на клапан $VS2$. Этот клапан открывается и начинается новый процесс коммутации, в результате которого произойдет

запираение клапана $VS1$. Такой режим работы соответствует схеме на рис. 6.14в при обратном направлении

показанном на этом рисунке штриховыми стрелками, и описывается теми же уравнениями (6.6). После записания $VS1$ 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 (6.6), приняв ток $i_{тр1}$ и производную $di_{тр1}/dt$ равными нулю.

Таблица 6.1

Подача следующего управляющего импульса на вентиль $VS1$ в момент $(2\pi + \alpha_{p1}) / (2\pi f_c)$ вызовет новый процесс коммутации токов по схеме, приведенной на рис. 6.14а, и начнется второй цикл работы выпрямительной установки возбуждения. Для получения обобщенной записи уравнений состояния схемы, приведенной на рис. 6.14а, в систему (6.6) введены дополнительно логические функции G_1 и G_2 (табл. 6.1), которые в зависимости от подачи управляющих импульсов могут принимать одно из двух значений – 0 или 1.

Решение системы уравнений (6.6)

выполняют на ЭВМ, задавая нелинейные зависимости $\Phi(i_b)$ и $L_{\Sigma}(i_b)$ в виде таблиц или аппроксимирующих полиномов. Для примера на рис. 6.14б приведены результаты решения системы уравнений (6.6) для электровоза ВЛ85 в виде кривых $u_d(\omega t)$ и $i_b(\omega t)$. Как видно из этого рисунка, кривая $i_b(\omega t)$ имеет сложную форму, содержащую помимо основной составляющей с периодом $1/(2\pi f_c)$ ещё высокочастотные гармоники. 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 (ВНП). 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 вентилях, аналогично схеме, приведенной на рис. 6.12. Для открытия вентилях ВНП управляющий элемент формирует ряд импульсов управления. В режиме тяги к ним относятся:

- импульс α_0 , формируемый в начале полупериода с фазой около $8...10^\circ$ при наличии потенциальных условий для открытия тиристором;
- импульс α_{03} формируемый в зависимости от особенностей протекания процесса коммутации в вентилях;
- регулируемый по фазе импульс α_p , с помощью которого выполняется плавное регулирование напряжения U_k на зажимах двигателя.

В режиме рекуперации формируются два вида импульсов: α_p и α_β , причём последний обеспечивает опережение открытия тиристором относительно окончания полупериода на величину угла запаса δ . Для поддержания постоянства угла δ выполняется автоматическое регулирование угла β . В соответствии с этим уравнения, описывающие состояние схемы, приведенной на рис. 6.12, можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} e_{тр} &= e_{20} \sin[(k+2)\pi f_c t], \quad k = 0, 1, 2, \dots; \\ \frac{di_{тр}}{dt} &= \frac{e_{тр} G_2 - [e_{тр} - (r_{cp} + r_d) i_d - r_{ш} (i_d - i_b) - r_{тр} i_{тр}] G_1}{L_{тр} + [L_{д3}(i_d) + L_{cp3}(i_d)] G_1}, \\ \frac{di_d}{dt} &= \frac{[(e_{тр} - i_{тр} r_{тр}) G_2 - r_{ш} (i_d - i_b) - (r_{cp} + r_d) i_d] G_1 G_1}{L_{тр} G_1 + L_{д3}(i_d) + L_{cp3}(i_d)}, \\ \frac{di_k}{dt} &= \frac{1}{L_k} (-e_k - r_k i_k) G_3 \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L_{B3}(i_b)} [r_b i_b - r_{ш} (i_d - i_b)]; \\ \frac{d\Phi}{dt} &= \frac{r_{вих} (F_b - i_b w_b)}{2 p_a \sigma w_{вих}^2}; \quad F_b = f(\Phi), \end{aligned} \right\} (6.7)$$

где i_d – ток тягового двигателя; r_{cp} – сопротивление сглаживающего реактора; r_d – сопротивление тягового двигателя.

Здесь i_k , L_k и r_k характеризуют цепь фазовой коммутации. Значения $e_{тр}$, $L_{тр}$ и $r_{тр}$ определяются номером зоны регулирования.

Для описания электромагнитных переходных процессов в режиме рекуперации из уравнений (6.7)

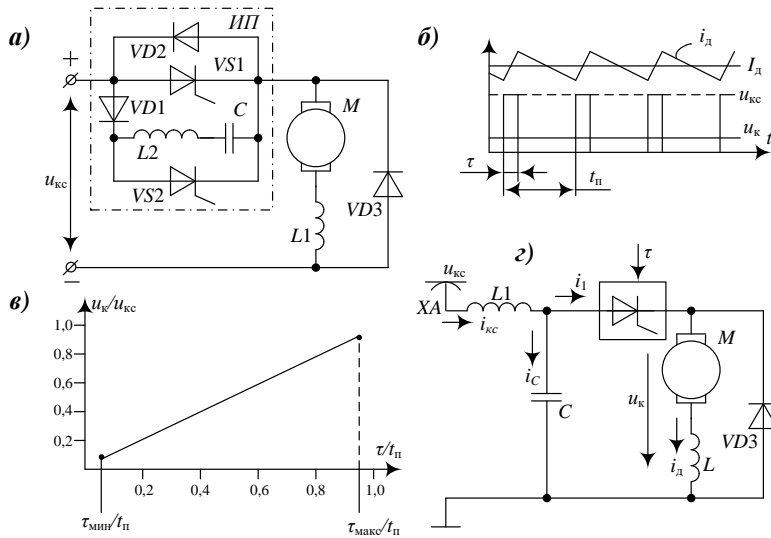


Рис. 6.15

необходимо исключить составляющие, относящиеся к обмотке возбуждения. Значения логических функций G_1, G_2 и G_3 , как и для выпрямительной установки цепей возбуждения, определяются интервалами расчета мгновенных схем замещения, соответствующих проводящим состояниям вентилей.

На ЭПС постоянного тока плавное экономичное регулирование возможно при помощи импульсных преобразователей (рис. 6.15а и б). Обычно используемые для этих целей импульсные преобразователи с параллельной емкостной коммутацией имеют линейную статическую характеристику (рис. 6.15в):

$$u_k = \frac{\tau}{t_n} u_{kc} = \tau / u_{kc} = k u_{kc}.$$

Коэффициент заполнения $k = \tau/t_n$ представляет собой отношение длительности τ проводящего состояния преобразователя к периоду t_n следования импульсов. По тем же причинам, что и для управляемых выпрямителей, дискретность и запаздывание собственно импульсного преобразователя не учитывают. Однако для реальных импульсных преобразователей необходимо учесть инерционность, связанную с наличием входного фильтра, обладающего индуктивностью L_1 , активным сопротивлением r_1 и емкостью C (рис. 6.15з).

Таким образом, пренебрегая дискретностью и запаздыванием собственно импульсного преобразователя, работу схемы, приведенной на рис. 6.15з, для усредненных за период t_n , параметров электромагнитного процесса в фильтре можно описать системой дифференциальных уравнений при малых отклонениях всех переменных:

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{d\Delta i_{kc}}{dt} + r_1 \Delta i_{kc} + \Delta u_C &= \Delta u_{kc}; \\ C \frac{d\Delta u_{kc}}{dt} + \Delta i_1 &= \Delta i_{kc}; \\ \Delta u_k &= f u_{C0} \Delta \tau + f \Delta \tau \Delta u_C; \\ L_{дэ} \frac{d\Delta i_d}{dt} + r_d \Delta i_d &= \Delta u_k - \Delta e_d; \\ \Delta i_1 &= f i_{д0} \Delta \tau + f \Delta \tau \Delta i_d. \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

Все обозначения ясны из рисунка. Уравнения для Δu_k и Δi_1 получены линеаризацией по формуле полного дифференциала.

Запишем эти уравнения в операторной форме, подставив из второго уравнения Δi_{kc} в первое:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_C(p) &= W_{\phi 1}(p) \Delta u_{kc}(p) - W_{\phi 2}(p) \Delta i_1(p); \\ \Delta u_k(p) &= W_{ин1}^u(p) \Delta \tau(p) + W_{ин2}^u(p) \Delta u_C(p); \\ \Delta i_d(p) &= W_d^i(p) \Delta u_k(p); \\ \Delta i_1(p) &= W_{ин1}^i(p) + W_{ин2}^i(p) \Delta i_d(p). \end{aligned} \right\} \quad (6.9)$$

Передаточные функции:

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

импульсного преобразователя

$$\text{по напряжению } W_{\text{ин1}}^u(p) = fu_{c0}; \quad W_{\text{ин2}}^u(p) = f\tau_0; \quad (6.10)$$

$$\text{по току } W_{\text{ин1}}^i(p) = fi_{d0}; \quad W_{\text{ин2}}^i(p) = f\tau_0 = W_{\text{ин2}}^u(p); \quad (6.11)$$

передаточная функция тягового двигателя последовательного возбуждения в соответствии с формулой (6.1)

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

Заметим, что выражения (6.10) и (6.11) получены на основе линеаризации третьего и пятого уравнений системы (6.8). При этом в качестве аргументов были приняты малые отклонения управляющего сигнала $\Delta\tau$, а также напряжения Δu_c и Δi_d тока от исходного состояния, характеризуемого величинами τ_0 , Δu_{c0} и Δi_{d0} .

Структурная схема, соответствующая системе уравнений (6.9), приведена на рис. 6.16а. Преобразуем эту схему, для чего перенесем сумматор с выхода звена $W_{\text{ин2}}^i(p)$ на его вход, а со входов звеньев $W_{\text{ин2}}^u(p)$ и $W_d(p)$ на их выходы (рис. 6.16б). При этом:

$$W_{31}(p) = W_{\text{ин1}}^u(p)W_d(p) = \frac{fu_{c0}\kappa_{i-u_k}^n}{1 + T_{i-u_k}^n p}; \quad W_{32}(p) = \frac{W_{\text{ин1}}^i(p)}{W_{\text{ин2}}^i(p)} = \frac{i_{d0}}{\tau_0};$$

$$W_{33}(p) = W_{\text{ин2}}^u(p)W_{\phi2}(p)W_{\text{ин1}}^i(p)W_d(p) = f^2\tau_0^2 \frac{\kappa_{i-u_k}^n}{1 + T_{i-u_k}^n p} \frac{L_1 p + r_1}{L_1 C p^2 + r_1 C p + 1};$$

$$W_{34}(p) = W_{\phi1}(p)W_{\text{ин2}}^u(p)W_d(p) = \frac{f\tau_0}{L_1 C p^2 + r_1 C p + 1} \frac{\kappa_{i-u_k}^n}{1 + T_{i-u_k}^n p}.$$

На следующем этапе перенесём точку разветвления координаты $\Delta i_d(p)$ через сумматор, после этого перенесём точку разветвления с выхода звена $W_{32}(p)$ на его вход и преобразуем первый сумматор (рис. 6.16в). В этой схеме исключены все местные связи и система (6.9) представлена в виде окончательной структурной схемы (рис. 6.16д), по которой

$$\Delta i_d(p) = W_{35}(p)\Delta\tau(p) + W_{36}(p)\Delta u_{kc}(p). \quad (6.12)$$

В выражении (6.12)

$$W_{35}(p) = \frac{W_{31}(p) + W_{32}(p)}{1 + W_{33}(p)} - W_{32}(p); \quad W_{36}(p) = \frac{W_{34}(p)}{1 + W_{33}(p)}.$$

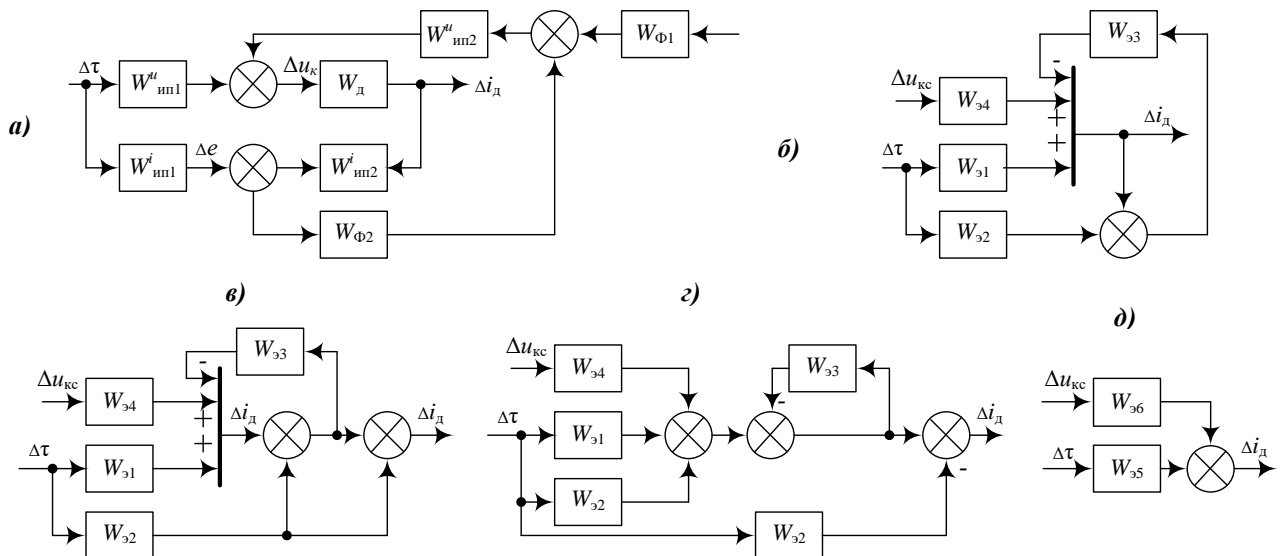


Рис. 6.16

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. Возможен и другой подход, который сводится к записи и решению нелинейных уравнений. Для исходной схемы (см. рис. 6.15з) по аналогии с системой уравнений (6.7) имеем:

$$L_1 \frac{di_{кк}}{dt} + r_1 i_{кк} + u_C = u_{кк};$$

$$C \frac{du_{кк}}{dt} + G i_1 = i_{кк}; \quad i_1 = f t i_d G;$$

$$u_{кк} = f u_{C0} \tau G;$$

$$L_{дэ}(i_d) \frac{di_d}{dt} + r_d i_d = u_{кк} - c_e \Phi v;$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{r_{вих} (F_B - i_d w_B)}{2 p_a \sigma w_{вих}^2}; \quad F_B = f(\Phi),$$

где G – логическая функция, принимающая значение 0 в непроводящем состоянии импульсного преобразователя и 1 – в проводящем.

$$\text{Динамическая индуктивность тягового двигателя } L_{дэ}(i_d) = L_d(i_d) + i_d \frac{dL_d(i_d)}{di_d}.$$

Существенная особенность импульсных преобразователей связана с ограниченностью диапазона регулирования выходного напряжения, поскольку коэффициент заполнения $k = \Delta t / t_{п}$ при включении тяговых двигателей, т.е. при трогании поезда, обычно можно наращивать, начиная с некоторого минимального значения $(\Delta t / t_{п})_{мин}$, а не с нуля. Это связано с особенностями выполнения контура коммутации при помощи которого выключают главный тиристор $VS1$ (см. рис. 6.15a).

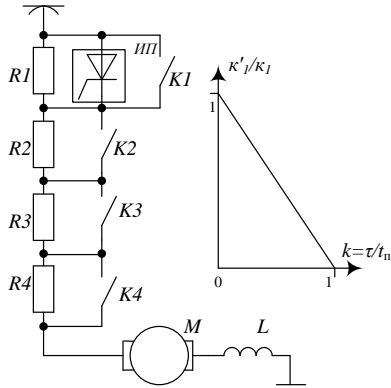


Рис. 6.17

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

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 включен 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. 6.18a).

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

$$\beta = \frac{I_B}{I} = \frac{1 - \frac{\tau}{t_{п}}}{\frac{r_B}{R} + \left(1 - \frac{\tau}{t_{п}}\right)},$$

где r_B – сопротивление обмотки возбуждения.

Регулировочная характеристика, показанная на рис. 6.18a, существенно нелинейна, причём характер

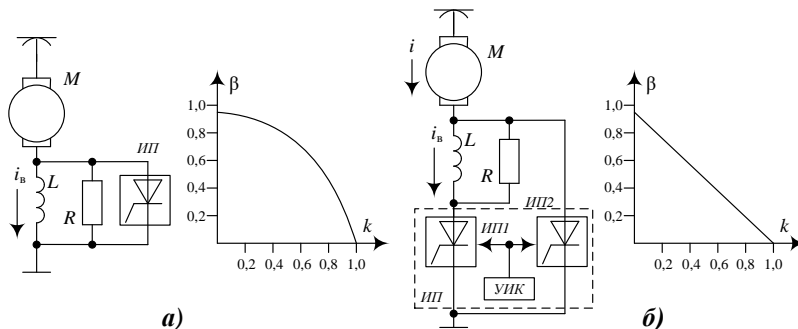


Рис. 6.18

нелинейности зависит от соотношения r_B / R . Исполнительный элемент ИП описывается передаточной функцией $W(p) = d\beta/dt$.

Если необходима линейная регулировочная характеристика $\beta = \beta(\tau)$, то используют схему ИП с двумя поочерёдно включаемыми тиристорными ключами ИП1 и ИП2 (рис. 6.18б), имеющими общее устройство искусственной

коммутации УИК. Эта схема имеет регулировочную характеристику

$$\beta = \frac{1 - \frac{\tau}{t_n}}{\frac{r_b}{R} + 1},$$

которая линейна во всем диапазоне изменения τ .

Управляющие элементы. Поскольку исполнительным элементом в САР ЭПС является тиристорный преобразователь постоянного или переменного тока, то возникает необходимость в специальных управляющих элементах УЭ (рис. 6.19), которые

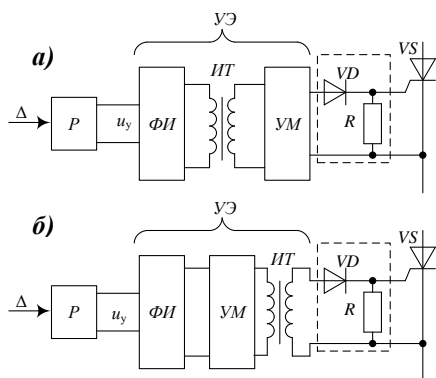


Рис. 6.19

должны на базе аналоговых или цифровых сигналов u_y , поступающих с выхода регулятора Р, вырабатывать управляющие сигналы для включения тиристоры исполнительного элемента. Имеются две принципиальные схемы УЭ, которые различаются способом гальванического разделения низковольтных и высоковольтных цепей исполнительного элемента. Это гальваническое разделение может быть выполнено на выходе формирователя импульсов управления ФИ (рис. 6.19а) либо на выходе усилителя импульсов управления УМ (рис. 6.19б). Средством гальванического разделения может быть импульсный трансформатор ИТ, как показано на рис. 6.19 или же 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. 6.20), 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 выдает. Далее эти импульсы распределяют по каналам управления тиристорами при помощи распределителя импульсов РИ, а затем через усилители мощности импульсов управления УМ – на тиристоры.

Если импульсы управления для включения всех тиристоры преобразователя формируют в одном канале, то такие системы называют одноканальными. Возможен и другой вариант, когда для каждой пары тиристорных плеч, работающих в противофазе, предусмотрено свое устройство фазового управления, т. е. свой УЭ. Обычно при многозонном регулировании выпрямителей на электровозах ВЛ80^Р и ВЛ85 тиристоры, обеспечивающие фазовое регулирование напряжения в определенной зоне, имеют свой фазорегулятор. В таких многоканальных системах увеличивается количество оборудования в составе УЭ, но упрощается логическая часть, связанная с переключениями очередности срабатывания устройств фазорегулирования по зонам. Однако и в многоканальных системах импульсы управления каждой парой тиристорных плеч, работающих в противофазе, формируют в общем канале, чтобы исключить даже незначительное расхождение по фазе между этими импульсами и избежать появления постоянной составляющей в первичном токе

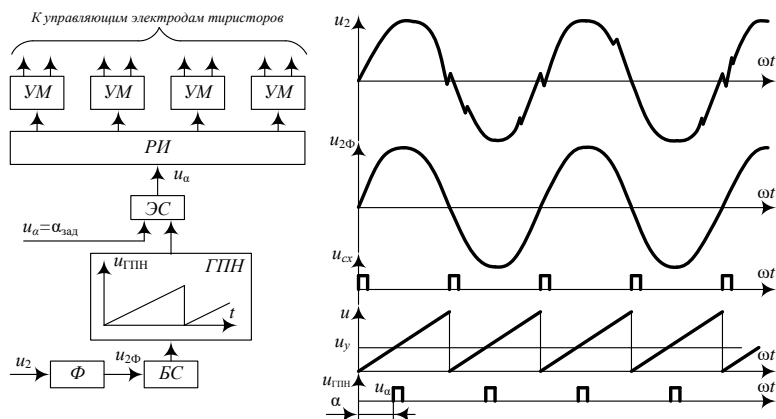


Рис. 6.20

тягового трансформатора. Эта постоянная составляющая опасна тем, что вызывает подмагничивание трансформаторов, создавая тем самым аварийный режим. Поэтому к симметрии управляющих импульсов в преобразователях переменного тока предъявляют жесткие требования – их расхождение по фазе для разных полуоволн не должно превышать 0,25 %.

Практически все узлы фазорегулятора могут быть

выполнены на типовых операционных усилителях. Блок синхронизации БС – 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 Ф, который обеспечивает передачу на вход БС основной гармоники питающего напряжения.

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 большой 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 постоянного тока. В этом случае также необходима синхронизация (особенно в многофазных преобразователях), которая осуществляется привязкой к моменту отпирающего главного либо гасящего тиристора фазы. Таким образом, для управления импульсным преобразователем с главным и вспомогательным тиристорами можно использовать систему, приведенную на рис. 6.20.

Более надёжными и помехозащищёнными являются цифровые системы (рис. 6.21), которые

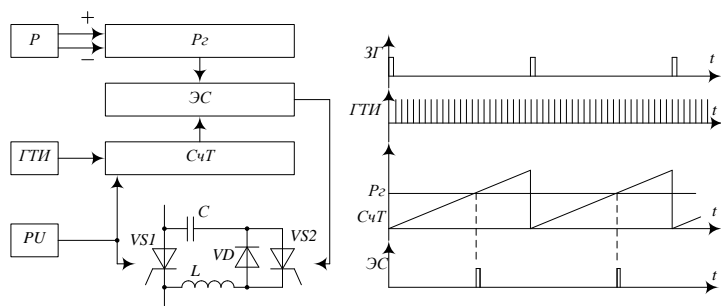


Рис.6.21

обеспечивают высокую стабильность и точность регулирования фазы. Схема цифрового УЭ для импульсного преобразователя содержит регистр Рг, на котором зафиксировано заданное значение фазы, т. е. длительности выходного импульса преобразователя в форме двоичного кода. Это значение сравнивают с содержимым тактового счетчика СчТ, который подключен к выходу генератора тактовых импульсов ГТИ высокой частоты 20...50 кГц. Сравнение кодов Рг и СчТ

осуществляется схемой сравнения ЭС. В момент равенства кодов ЭС генерирует импульс на включение гасящего тиристора VS2. Включение главного тиристора VS1 осуществляется задающим генератором импульсов ЗГ, частота которого равна рабочей частоте преобразователя.