

Лекция 5

1. Структурные схемы и передаточные функции тягового электродвигателя как линеаризованного объекта регулирования.

2. Структурные схемы и передаточные функции разомкнутых и замкнутых САР.

3. Структурные схемы и уравнения переходных процессов в САР ЭПС.

1

Структурные схемы САР составляют обычно по их функциональным схемам. При этом разделение элементов на звенья выполняют так, чтобы каждое звено можно было описать простейшей передаточной функцией, соответствующей одному из типовых звеньев. Задающие элементы на структурных схемах обычно не показывают. Если в структурной схеме, помимо главной обратной связи (ГОС), имеются местные обратные связи, то такие схемы предварительно преобразовывают в соответствии с известными правилами.

Многоконтурные САР ЭПС, у которых во внешнем контуре выполняется регулирование скорости, а во внутреннем – регулирование тока (см. рис. 6.10), имеют особенность, связанную с тем, что постоянные времени этих контуров отличаются примерно на два порядка. Постоянная времени внутреннего контура регулирования тока определяется реактивным (индуктивным) и активным сопротивлениями электрической цепи ЭПС и составляет десятые и даже сотые доли секунды. Постоянная времени внешнего контура регулирования скорости определяется инерционностью поезда и составляет единицы и десятки секунд.

В связи с этим при рассмотрении переходных процессов во внутреннем контуре регулирования тока скорость движения поезда можно считать неизменной и работу внешнего контура не учитывать. Кроме того, при расчётах внешнего контура внутренний может быть заменен одним эквивалентным апериодическим звеном с коэффициентом усиления, равным единице, и постоянной времени, определяемой по графику переходного процесса во внутреннем контуре регулирования.

В отличие от функциональных схем, которые поясняют принцип действия систем автоматического регулирования, структурные схемы дают представление о характере преобразования сигналов в системах как при статических (установившихся), так и при динамических (неустановившихся или переходных) процессах. На основании структурных схем можно выполнить математическое описание процессов, протекающих в системе, и оценить основные свойства систем: устойчивость и качество регулирования; они позволяют графически изобразить взаимодействия элементов в сложных системах, что упрощает исследование таких систем. **Структурной** называется такая схема, в которой каждой математической операции преобразования сигнала соответствует определенное динамическое звено.

В отличие от элемента функциональной схемы динамическое звено не обязательно должно быть конструктивно обособленным устройством. Такими звеньями могут быть отдельные части элементов и объектов регулирования – обмотки возбуждения или якоря электрических машин, обмотки управления магнитных усилителей и т.п. Иногда могут вводиться динамические звенья, не связанные непосредственно с функциональными элементами, а лишь характеризующие математические зависимости между некоторыми координатами.

Составление уравнений для регулируемой величины и ошибки САР по структурной схеме обычно выполняют для линейных или линеаризованных систем при малых отклонениях от установившегося состояния задающих и возмущающих воздействий. Поэтому такие уравнения нельзя использовать для расчетов всех возможных режимов работы ЭПС. Так, при исследованиях переходных процессов в САР ЭПС, возникающих при трогании поезда, входе в режим электрического торможения, отключении установившегося режима работы и т.п., необходимо учитывать реальные нелинейные характеристики всех функциональных элементов. В этом случае исследование переходных процессов в САР ЭПС выполняют на ЭВМ; структурные схемы не составляют, описывая переходные процессы непосредственно системой нелинейных дифференциальных уравнений.

Если изменение входной координаты звена x приводит к изменению его выходной координаты y , а изменение y никак не сказывается на величине x , то такое звено называют **звеном направленного действия**. Свойство направленности обычно возникает при усилении входного сигнала по мощности.

Пассивные звенья (рычаг, зубчатая передача, цепочки R , L , C и др.) свойством направленного действия не обладают.

Процесс преобразования сигналов в любой системе может быть описан с помощью передаточных функций $W(p)$, частотных $W(j\omega)$ и импульсных $k(t)$ -характеристик. Поэтому считают, что каждому звену соответствуют определенные $W(p)$, $W(j\omega)$ и $k(t)$. Удобно с некоторыми приближениями свести всю совокупность динамических звеньев к ряду типовых, динамические свойства которых, выражаемые с помощью $W(p)$, $W(j\omega)$ и $k(t)$, были изучены в курсе «Теория автоматического управления».

Используя структурную схему системы, можно определить для неё $W(p)$ и $k(t)$, исходя из соответствующих функций отдельных типовых динамических звеньев.

Тяговый двигатель как линеаризованный объект регулирования. В системах регулирования процессов тяги и торможения ЭПС объектом регулирования обычно считают тяговый двигатель. Различия в способах возбуждения, режимах работы и выборе координат обуславливают различия в структурных схемах и передаточных функциях двигателя.

Статические характеристики двигателей – зависимости от тока якоря магнитного потока $\Phi(i)$, скорости $v(i)$ и силы тяги $F(i)$ – а также характеристика индуктивности $L(i)$ нелинейны. Нелинейность зависимостей обусловлена кривой намагничивания, влиянием вихревых токов и размагничивающим действием реакции якоря.

В первом приближении, рассматривая тяговый двигатель как линеаризованное звено, можно допустить, что отклонения входных величин от установившихся значений малы. В пределах этих малых отклонений регулируемые величины можно заменять отрезками касательных к графикам нелинейных зависимостей в точках, соответствующих установившемуся режиму, описываемых исходными величинами $u_{к0}$, i_0 , $F_{к0}$ и т. д. Можно также пренебречь и влиянием вихревых токов.

Структурную схему составляют, рассматривая последовательно уравнения, описывающие преобразования величин в двигателе. Например, после преобразования напряжения u_k в ток i рассматривают преобразование тока i в силу тяги F_k , а F_k – в скорость v . Для каждого преобразования определяют соответствующую передаточную функцию.

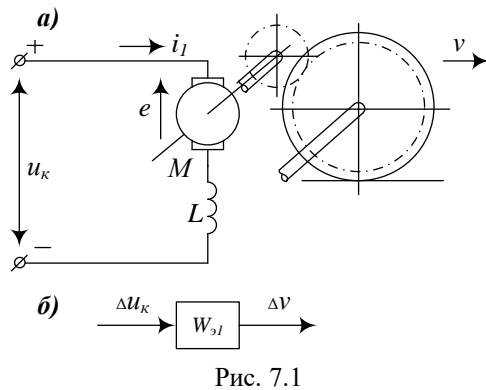


Рис. 7.1

Рассмотрим наиболее характерные структурные схемы для распространенных видов регулирования и условий работы двигателей последовательного возбуждения.

Стабилизация скорости регулированием напряжения u_k . В качестве исходной можно принять упрощенную схему рис. 7.1, где входная координата – приращение входного напряжения Δu_k , а выходная – соответствующее ему приращение скорости Δv . Рассмотрим поэтапно уравнения, связывающие Δu_k и Δv .

Преобразование приращения напряжения Δu_k в приращение тока Δi можно определить из соотношения

$$L \frac{di}{dt} + ri = u_k - e, \quad (7.1)$$

где L и r – индуктивность и активное сопротивление двигателя; e – ЭДС якоря.

Зададим малые приращения координатам i , u_k , e относительно исходного равновесного состояния:

$$i = i_0 + \Delta i; \quad u_{к0} = u_k + \Delta u_k; \quad e = e_0 + \Delta e.$$

Подставив эти выражения в дифференциальное уравнение (7.1) получим

$$L \frac{d}{dt}(\Delta i) + r(i_0 + \Delta i) = u_{к0} + \Delta u_k - e_0 - \Delta e.$$

Для исходного состояния равновесия уравнение (7.1) принимает вид:

$$ri_0 = u_{к0} - e_0. \quad (7.2)$$

Вычтя уравнение (7.2) из (7.1), получим дифференциальное уравнение для отклонений

$$L \frac{d}{dt}(\Delta i) + r\Delta i = \Delta u_k - \Delta e$$

или в операторной форме

$$(T_1 p + 1)\Delta i(p) = k_1[\Delta u_k(p) - \Delta e(p)],$$

где $T_1 = L/r$; $k_1 = 1/r$.

Из уравнения видно, что передаточная функция, связывающая входную $\Delta u_k(p) - \Delta e(p)$ и выходную $\Delta i(p)$ координаты соответствует инерционному звену 1-го порядка

$$W_1 = \frac{k_1}{T_1 p + 1}.$$

Преобразование приращения тока Δi в приращение силы тяги ΔF_k , описывает характеристика $F_k(i)$ (рис. 7.2a). В целом она нелинейна, но при больших токах близка – к линейной. Поэтому для малых отклонений можно пользоваться зависимостью

$$\Delta F_k = k_2 \Delta i, \quad (7.3)$$

где k_2 – угловой коэффициент касательной к кривой $F_k(i)$ в рассматриваемой точке: $k_2 = \Delta F_k' / \Delta i'$.

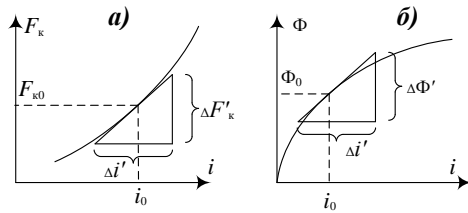


Рис. 7.2

Уравнение (7.3) соответствует линейному усилительному звену с передаточной функцией $W_2(p)=k_2$.

Преобразование приращения силы тяги ΔF_k в приращение скорости Δv описывает уравнение движения поезда, применяемое в тяговых расчетах,

$$\frac{dv}{dt} = \xi \left[\frac{z_m F_k}{(P+Q)(1+\gamma)} - w_0 - w_i \right] \quad (7.4)$$

где z_m – количество движущих колёсных пар; P и Q – вес локомотива и состава; w_0 и w_i – удельное сопротивление движению поезда соответственно основное и от уклона; γ – приведенный коэффициент инерции вращающихся масс; ξ – коэффициент перевода значений величин из одной системы в другую.

Основное сопротивление движению

$$w_0 = a_0 + a_1 v + a_2 v^2, \quad (7.5)$$

где a_0, a_1, a_2 – коэффициенты, зависящие от типа вагонов, входящих в поезд.

Определим отклонения скорости, предполагая, что отклонения $\Delta F_k, \Delta w_0, \Delta w_i$ малы. Для этого можно воспользоваться формулой полного дифференциала

$$d\left(\frac{dv}{dt}\right) = \frac{\partial}{\partial F_k} \left(\frac{dv}{dt}\right) dF_k + \frac{\partial}{\partial w_0} \left(\frac{dv}{dt}\right) dw_0 + \frac{\partial}{\partial w_i} \left(\frac{dv}{dt}\right) dw_i. \quad (7.6)$$

Найдя частные производные по F_k, w_0 и w_i на основании уравнения (7.4), получим

$$d\left(\frac{dv}{dt}\right) = \xi \left[\frac{z_m}{(P+Q)(1+\gamma)} dF_k - dw_0 - dw_i \right]. \quad (7.7)$$

Учитывая, что w_0 зависит от скорости по уравнению (7.5) определим dw_0 как полный дифференциал этого уравнения

$$dw_0 = (a_1 dv + 2a_2 v dv) = (a_1 + 2a_2 v) dv. \quad (7.8)$$

Заменим в уравнении (7.6) $d\left(\frac{dv}{dt}\right)$ на $\frac{d}{dt}\left(\frac{dv}{dt}\right)$ и подставим в (7.6) выражение для dw_0 из (7.8), тогда

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dv}{dt}\right) = \xi \left[\frac{z_m}{(P+Q)(1+\gamma)} dF_k - (a_1 + 2a_2 v) dv - dw_i \right]. \quad (7.9)$$

Перенесем в уравнении (7.9) все члены с dv в левую часть и заменим дифференциалы конечными приращениями

$$\frac{d}{dt}(\Delta v) + \xi(a_1 + 2a_2 v)\Delta v = \frac{\xi z_m}{(P+Q)(1+\gamma)} \Delta F_k - \xi \Delta w_i. \quad (7.10)$$

Это же выражение в операторной форме имеет вид

$$\Delta v(p)(T_3 p + 1) = \kappa'_3 \Delta F(p) - \kappa''_3 \Delta w_i(p), \quad (7.11)$$

$$\text{где } T_3 = \frac{1}{\xi(a_1 + 2a_2 v)}; \quad \kappa'_3 = \frac{z_m}{(P+Q)(1+\gamma)(a_1 + 2a_2 v)}; \quad \kappa''_3 = \frac{1}{a_1 + 2a_2 v}.$$

(7.12)

При расчетах величину v принимают равной скорости выхода на автоматическую характеристику v_e .

Таким образом получим искомую передаточную функцию для преобразования $\Delta F_k \rightarrow \Delta v$ в виде

$$W'_3(p) = \kappa'_3 / (T_3 p + 1) \quad (7.13)$$

и для преобразования $\Delta w_i \rightarrow \Delta v$ в виде

$$W''_3(p) = \kappa''_3 / (T_3 p + 1). \quad (7.14)$$

В обоих случаях передаточные функции соответствуют линейному инерционному звену 1-го порядка.

Преобразование приращения тока Δi в приращение магнитного потока $\Delta \Phi$ определяют по магнитной или нагрузочной характеристике $\Phi(i)$, которая представлена на рис. 7.2б. Линеаризовав её в области рассматриваемых токов $i = i_0 \pm \Delta i$, получим для малых отклонений

$$\Delta \Phi = \kappa_4 \Delta i, \quad (7.15)$$

где $\kappa_4 = \Delta\Phi' / \Delta i'$ – угловой коэффициент касательной к кривой намагничивания в точке А.

Уравнение (7.15) соответствует усилительному звену с передаточной функцией $W_4(p) = \kappa_4$

Преобразование приращения магнитного потока $\Delta\Phi$ и приращения скорости движения поезда Δv в приращение ЭДС двигателя Δe осуществляется в соответствии с известным уравнением

$$e = c_e \Phi v,$$

где $c_e = \frac{\mu p N}{\pi D a}$ – постоянная машины; μ – передаточное отношение тяговой передачи; p , a –

соответственно количество пар полюсов и пар параллельных ветвей обмотки якоря; N – количество проводников обмотки якоря; D – диаметр колеса.

Найдём влияние малых отклонений магнитного потока и скорости на величину ЭДС, определив полный дифференциал (7.14)

$$de = c_e(\Phi dv + v d\Phi).$$

Заменяв дифференциал конечными приращениями, запишем

$$\Delta e = c_e(\Phi \Delta v + v \Delta \Phi)$$

или в операторной форме

$$\Delta e(p) = W'(p) \Delta v(p) + W''(p) \Delta \Phi(p),$$

где $W'(p) = \kappa'_5 = c_e \Phi$; $W''(p) = \kappa''_5 = c_e v$.

В этих выражениях в качестве Φ следует принимать Φ_0 (см. рис. 7.2б), а v , как и в уравнении (7.12), считать равным v_e . Полученные выражения составляют полную систему уравнений в малых отклонениях для регулирования тягового двигателя последовательного возбуждения в двигательном режиме на постоянство скорости с помощью регулятора напряжения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i(p) &= W_1(p) [\Delta u(p) - \Delta e(p)] \\ \Delta F_k(p) &= W_2(p) \Delta i(p) \\ \Delta v(p) &= W'_3(p) \Delta F_k(p) - W''_3(p) \Delta w_i(p) \\ \Delta \Phi(p) &= W_4(p) \Delta i(p) \\ \Delta e(p) &= W'_5(p) \Delta v(p) + W''_5(p) \Delta \Phi(p) \end{aligned} \right\} \quad (7.16)$$

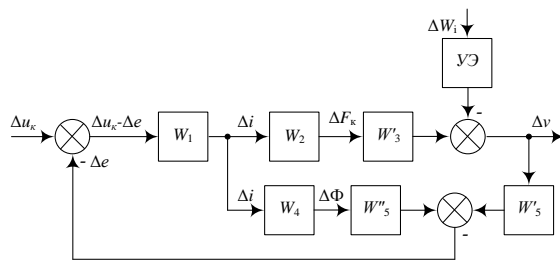


Рис. 7.3

Структурная схема тягового двигателя (рис. 7.3), построенная в соответствии с системой уравнений (7.16) согласно принятой в теории автоматического управления символикой условного изображения элементов, оказалась замкнутой, что подчеркивает способность двигателя к саморегулированию. Если систему уравнений (7.16) методом подстановки свести к одному уравнению, связывающему изменение выходной координаты v_e с изменением входной Δu_k , то можно получить эквивалентную передаточную функцию для тягового

двигателя при рассматриваемом способе регулирования

$$W_{\text{э1}}(p) = \frac{W_1(p) W_2(p) W'_3(p)}{1 + W_1(p) W_2(p) W'_3(p) + W_1(p) W_4(p) W''_5(p)}. \quad (7.17)$$

Передаточную функцию $W_{\text{э1}}(p)$ можно было бы найти, выполнив преобразование структурной схемы рис. 7.3.

Подставив в уравнение (7.17) значение $W_i(p)$ из соответствующих уравнений получим выражение

$$W(p) = \frac{\kappa_1 \kappa_2 \kappa'_3}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1) + \kappa_1 \kappa_4 \kappa'_5 (T_3 p + 1) + \kappa_1 \kappa_2 \kappa'_3 \kappa'_5}, \quad (7.18)$$

которое можно привести к виду

$$W_{\text{э1}}(p) = \frac{\kappa_{\text{э1}}}{(T'_{\text{э1}})^2 p^2 + T''_{\text{э1}} p + 1},$$

где $\kappa_{\text{э1}} = \kappa_1 \kappa_2 \kappa'_3 / (\kappa_1 \kappa_2 \kappa'_3 \kappa'_5 + \kappa_1 \kappa_4 \kappa'_5 + 1)$; $(T'_{\text{э1}})^2 = T_1 T_3 / (\kappa_1 \kappa_2 \kappa'_3 \kappa'_5 + \kappa_1 \kappa_4 \kappa'_5 + 1)$; $T''_{\text{э1}} = [T_1 + T_3(1 + \kappa_1 \kappa_4 \kappa'_5)] / (\kappa_1 \kappa_2 \kappa'_3 \kappa'_5 + \kappa_1 \kappa_4 \kappa'_5 + 1)$.

Таким образом, двигатель можно рассматривать как инерционное звено 2-го порядка. Решение характеристического уравнения

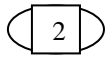
$$(T'_{\text{э1}})^2 p^2 + T''_{\text{э1}} p + 1 = 0$$

$$\Delta F_k(p) = W_2'(p) \Delta i(p) + W_2''(p) \Delta \Phi(p),$$

где $W_2'(p) = \kappa_2' = c_m i$; $W_2''(p) = \kappa_2'' = c_m \Phi$.

Величины i и Φ принимают равными i_0 и Φ_0 (см. рис. 7.2б).

Структурная схема для рассматриваемого случая (рис. 7.5в) позволяет записать эквивалентное преобразование входной координаты в выходную, которое соответствует инерционному звену 2 порядка.



Структурные схемы любой сложности можно привести к одноконтурной схеме (рис. 7.6а) с главной обратной связью (ГОС). Для оценки динамических свойств САР необходимо знать передаточные функции разомкнутой $W_p(p)$ и замкнутой $W_3(p)$ системы, передаточные функции замкнутой системы по ошибке $W_\Delta(p)$ и по возмущению $W_q(p)$.

Передаточная функция замкнутой САР в разомкнутом состоянии выражается отношением преобразования Лапласа регулируемой величины $y(p)$ к преобразованию Лапласа сигнала ошибки (рассогласования) $\Delta(p)$:

$$W(p) = y(p) / \Delta(p).$$

Такая формулировка соответствует тому, что при размыкании цепи ГОС у сумматора входной координатой САР будет ошибка Δ . Передаточная функция $W_p(p)$ может быть вычислена по структурной схеме. При этом считается, что возмущение $q=0$, а САР после размыкания цепи ГОС состоит только из последовательно соединенных звеньев, поэтому

$$W_p(p) = \prod_{i=1}^n W_i(p),$$

где $W_i(p) = M_i(p) / N_i(p)$ – передаточная функция каждого последовательного звена, которую можно представить отношением двух полиномов.

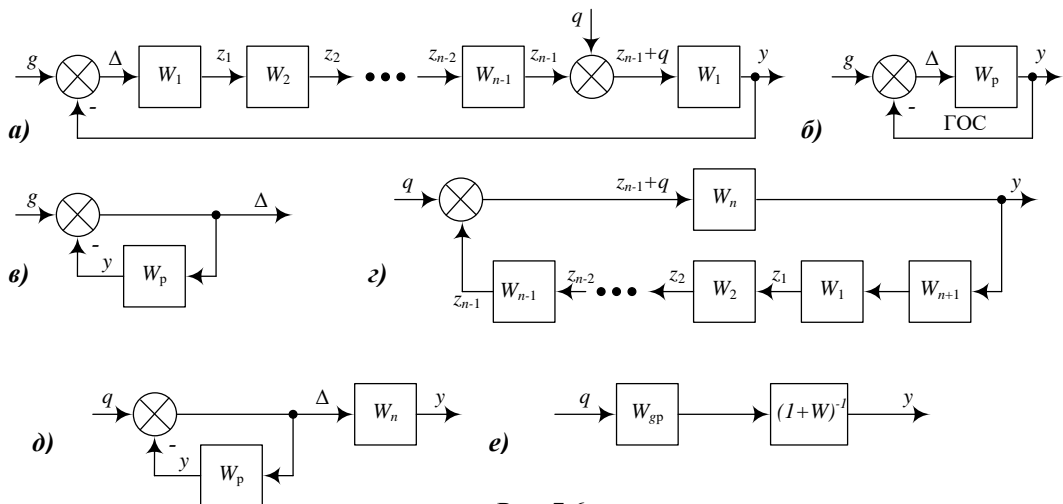


Рис. 7.6

Таким образом,

$$W_p(p) = \prod_{i=1}^n [M_i(p) / N_i(p)] = E(p) / F(p), \quad (7.22)$$

где $E(p) = \prod_{i=1}^n M_i(p)$ – полином числителя передаточной функции разомкнутой САР:

$$E(p) = E_m p^m + E_{m-1} p^{m-1} + \dots + E_1 p + E_0;$$

$F(p)$ – полином знаменателя передаточной функции разомкнутой системы:

$$F(p) = F_n p^n + F_{n-1} p^{n-1} + \dots + F_1 p + F_0.$$

Порядки m и n этих полиномов равны сумме порядков перемножаемых полиномов $M_i(p)$ и $N_i(p)$, при этом для осуществимости системы должно быть $n > m$. Уравнение $F(p) = 0$ является характеристическим для разомкнутой САР.

Передаточную функцию $W_p(p)$ обычно записывают в стандартной форме, когда многочлены числителя и знаменателя имеют свободные члены, равные единице:

$$W_p(p) = \frac{\kappa(e_m p^m + e_{m-1} p^{m-1} + \dots + e_1 p + 1)}{p^v (f_n p^{n-v} + f_{n-1} p^{n-v-1} + \dots + f_1 p + 1)}, \quad (7.23)$$

где $\kappa = E_0/F_0$ – коэффициент усиления разомкнутой САР; $e_i = E_i/E_0$ при $i = 0, 1, 2, \dots, m$; $f_i = F_i/F_0$ при $i = 0, 1, 2, \dots, n$.

Величина v в уравнении (7.23) соответствует количеству интегрирующих звеньев, включённых последовательно. Её называют **порядком астатизма системы**. При $v=0$ система статическая, при $v=1$ – астатическая 1-го порядка, при $v=2$ – астатическая 2-го порядка и т.д.

Если звенья системы типовые, то передаточная функция (7.21) примет вид

$$W_p(p) = \frac{\kappa \prod_{u=1}^{\alpha} (T_u p + 1)}{p^v \prod_{r=1}^{\beta} (T_r p + 1) \prod_{s=1}^{\gamma} (T_s^2 p^2 + 2n_s T_s p + 1)},$$

где α – количество звеньев интегрирующего и дифференцирующего типов; $\beta - \alpha$ – количество инерционных звеньев 1-го порядка; γ – количество колебательных звеньев.

Передаточная функция замкнутой системы – это отношение преобразования Лапласа регулируемой величины к преобразованию Лапласа задающего воздействия

$$W_3(p) = y(p)/g(p). \quad (7.24)$$

При этом, считая $q=0$, структурную схему рис. 7.6а можно привести к показанной на рис. 7.6б, т.е. замкнутую САР можно рассматривать как разомкнутую, охваченную главной обратной связью. Тогда передаточная функция замкнутой САР

$$W_3(p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)} \quad \text{или согласно (7.22)} \quad W_3(p) = \frac{E(p)}{F(p) + E(p)} = \frac{E(p)}{D(p)}, \quad (7.25)$$

где $D(p) = F(p) + E(p)$ – полином знаменателя передаточной функции замкнутой системы, причем

$$D(p) = \sum_{i=1}^n D_i p_i.$$

Степень p	Коэффициенты D_i
$i=0$	$D_0 = E_0 + F_0$
$i=1$	$D_1 = E_1 + F_1$
.....
.....
$i=m$	$D_m = E_m + F_m$
$i=m+1$	$D_{m+1} = 0 + F_{m+1}$
.....
.....
$i=n-1$	$D_{n-1} = 0 + F_{n-1}$
$i=n$	$D_n = 0 + F_n$

Порядок полинома $D(p)$ равен n – порядку старшего полинома $F(p)$. Если предположить, что в уравнении (7.25) $p=0$, то

$$\kappa_3 = \kappa / (1 + \kappa),$$

где κ – коэффициент усиления замкнутой САР.

Передаточная функция замкнутой САР по ошибке – это отношение преобразований Лапласа ошибки и задающего воздействия

$$W_{\Delta}(p) = \Delta(p)/g(p). \quad (7.26)$$

При $q=0$ структурную схему рис. 7.6а можно привести к виду рис 7.6в. Передаточная функция $W_{\Delta}(p)$ может быть выражена через передаточную функцию разомкнутой САР

$$W_{\Delta}(p) = \frac{1}{1 + W_p(p)}. \quad (7.27)$$

Подставляя в уравнение 7.27 значение $W_p(p)$ из уравнения 7.21, получим

$$W_{\Delta}(p) = \frac{F(p)}{F(p) + E(p)} = \frac{F(p)}{D(p)}.$$

Это уравнение можно разложить в ряд Тейлора по возрастающим степеням p

$$W_{\Delta}(p) = C_0 + C_1 p + \frac{C_2}{2!} p^2 + \frac{C_3}{3!} p^3 + \dots = C(p).$$

Такой ряд сходится при $p \rightarrow 0$, т.е. при $t \rightarrow \infty$, что соответствует установившемуся процессу. Величины C_i , называют **коэффициентами ошибок**. Их можно определить по общему правилу разложения функции в ряд Тейлора:

$$C_0 = [W_{\Delta}(p)]_{p=0}; \quad C_1 = \left[\frac{dW_{\Delta}(p)}{dp} \right]_{p=0}; \quad \dots \quad C_m = \left[\frac{d^m W_{\Delta}(p)}{dp^m} \right]_{p=0}.$$

Так как передаточная функция по ошибке является дробнорациональной, то коэффициенты ошибок можно получить проще, разделив полином числителя на полином знаменателя и сравнив полученный ряд выражением

$$C(p) = F(p)/D(p).$$

Для определения коэффициента ошибок умножим правую и левую части тождества на полином $D(p)$ и, приравняв коэффициенты в левой и правой частях при одинаковых степенях p , получим

$$F(p) = C(p)D(p)$$

или

$$F_n p^n + F_{n-1} p^{n-1} + \dots + F_1 p + F_0 =$$

$$= \left[\frac{C_n}{n!} p^n + \frac{C_{n-1}}{(n-1)!} p^{n-1} + \dots + \frac{C_2}{2!} p^2 + C_1 p + C_0 \right] \times [D_n p^n + D_{n-1} p^{n-1} + \dots + D_2 p^2 + D_1 p + D_0]$$

Степень p	Значения коэффициентов
$i=0$	$F_0 = C_0 D_0$
$i=1$	$F_1 = C_1 D_0 + C_0 D_1$
$i=2$	$F_2 = \frac{C_2}{2!} D_0 + C_1 D_1 + C_0 D_2$
.....
.....
$i=n$	$F_n = \frac{C_n D_0}{n!} + \frac{C_{n-1} D_1}{(n-1)!} + \dots + C_1 D_{n-1} + C_0 D_n$

Из системы уравнений коэффициентов F_i можно найти выражения для коэффициентов C_i полинома $C(p)$

$$C_0 = \frac{F_0}{D_0} = \frac{F_0}{F_0 + E_0}; \quad C_1 = \frac{1}{D_0} [F_1 - C_0 (F_1 + E_1)]; \quad \frac{C_2}{2!} = \frac{1}{D_0} [F_2 - (C_1 D_1 + C_0 D_2)] =$$

$$= \frac{1}{D_0} \{F_2 - [C_1 (F_1 + E_1) + C_0 (F_2 + T_2)]\}$$

Отсюда следует формула для i -того члена

$$\frac{C_i}{i!} = \frac{1}{D_0} \left(F_i - \sum_{k=1}^i C_{i-k} D_k \right).$$

Таким образом, коэффициенты ошибок выражаются через коэффициенты полиномов $F(p)$ и $E(p)$, т.е. через физические параметры звеньев системы. На основе выражения (7.24) можно записать уравнение для ошибки

$$\Delta p = W_{\Delta}(p)g(p) = (C_0 + C_1 p + \frac{C_2}{2!} p^2 + \frac{C_3}{3!} p^3 + \dots)g(p)$$

или в области времени

$$\Delta t = C_0 g(t) + C_1 \frac{dg(t)}{dt} + \frac{C_2}{2!} \frac{d^2 g(t)}{dt^2} + \frac{C_3}{3!} \frac{d^3 g(t)}{dt^3} + \dots \quad (7.28)$$

Из уравнения (7.28) видно, что при заданном $g(t)$ ошибка $\Delta(t)$ будет равна нулю, только если все $C_i = 0$. На практике можно получить системы, у которых равны нулю только отдельные коэффициенты ошибок.

Передаточную функцию замкнутой системы по ошибке можно получить и относительно возмущающего воздействия $W_{\Delta q}(p) = \Delta(p)/q(p)$.

Передаточная функция замкнутой системы по возмущению – это соотношение преобразований Лапласа регулируемой величины и возмущения

$$W_q(p) = y(p)/q(p). \quad (7.29)$$

При этом структурную схему рис. 7.6а можно привести к виду 7.6г. Передаточную функцию определяют по уравнению (7.29) для заданного возмущения, не учитывая все другие возмущения и задающее воздействие. Знак ГОС на схеме рис. 7.6г учтён введением дополнительного звена с передаточной функцией

$W_{n+1}(p) = -1$. По рис. 7.6г звено с передаточной функцией $W_n(p)$ находится в цепи прямой связи относительно возмущения $q(p)$, а звенья $W_1(p), W_2(p), \dots, W_{n+1}(p)$ – в цепи обратной связи и поэтому

$$W_q(p) = W_n(p) / \left[1 - \prod_{i=1}^{n+1} W_i(p) \right] = W_n(p) / [1 + W_p(p)].$$

Перенесем точку разветвления с выхода звена $W_n(p)$ на его вход, введя это звено в цепь обратной связи. В этой цепи оказываются теперь все n звеньев, поэтому передаточная функция цепи обратной связи совпадает с передаточной функцией разомкнутой системы $W_p(p)$. Учтём дополнительное звено с передаточной функцией $W_{n+1}(p) = -1$, изменив знак в элементе сравнения с плюса на минус (рис. 7.6д). Первую часть этой схемы, содержащую цепь обратной связи, можно заменить эквивалентным звеном с передаточной функцией $[1 + W(p)]^{-1}$. Вторая часть $W_n(p)$ схемы рис. 7.6д представляет собой передаточную функцию разомкнутой САР по возмущающему воздействию $W_{qp}(p)$, так как она в соответствии с рис. 7.6а определяет связь между выходной координатой системы y и возмущением q при разомкнутой цепи главной обратной связи. Поменяв местами звенья $W_{qp}(p)$ и $[1 + W(p)]^{-1}$ получим схему, приведённую на рис. 7.6д.

Таким образом, для нахождения передаточной функции САР по некоторому возмущению q_i , приложенному в любой точке системы, следует найти передаточную функцию разомкнутой системы по этому возмущению $W_{q_i p}(p)$ и разделить ее на передаточную функцию разомкнутой системы $W_p(p)$, увеличенную на единицу

$$W_{q_i}(p) = \frac{W_{q_i p}(p)}{1 + W_p(p)}.$$

Рассмотрим способ определения реакции САР – функции $y(p)$ по известным передаточным функциям $W_s(p)$ и $W_{q_i}(p)$. Из соотношения (7.24) следует, что при отсутствии возмущающих воздействий $y(p) = W_s(p)g(p)$. При отсутствии задающего воздействия реакция САР на данное возмущающее воздействие определяется из уравнения. (7.29) как $y(p) = W_{q_i}(p)q_i(p)$.

Так как система линейна, то при наличии управляющего и возмущающего воздействий, пользуясь принципом наложения, получим

$$y(p) = W_s(p)g(p) + \sum_{i=1}^k W_{q_i}(p)q_i(p). \quad (7.30)$$

Подставим в это уравнение вместо передаточных функций $W_s(p)$ и $W_{q_i}(p)$ их выражения:

$$y(p) = \frac{E(p)}{D(p)}g(p) + \frac{1}{D(p)} \sum_{i=1}^k Q_i(p)q_i(p)$$

или

$$D(p)y(p) = E(p)g(p) + \sum_{i=1}^k Q_i(p)q_i(p), \quad (7.31)$$

где $Q_i(p)$ – полином числителя соответствующей передаточной функции $W_{q_i}(p)$.

Перейдя от изображений к оригиналам, можно получить дифференциальное уравнение системы.

На основе выражения (7.31) представляется возможным определить общее уравнение САР относительно ошибки. Действительно,

Введя $y = g - \Delta$, получим

$$g(p) - \Delta(p) = W_s(p)g(p) + \sum_{i=1}^k W_{q_i}(p)q_i(p).$$

Перенеся $g(p)$ в правую часть и изменив знаки, получим

$$\Delta(p) = [1 - W_3(p)]g(p) - \sum_{i=1}^k W_{q_i}(p)q_i(p),$$

откуда

$$\Delta(p) = W_{\Delta}(p)g(p) + \sum_{i=1}^k W_{\Delta q_i}(p)q_i(p),$$

где $W_{\Delta q_i}(p)$ – передаточная функция замкнутой системы по ошибке относительно i -того возмущения: $W_{\Delta q_i}(p) = -W_{q_i}(p)$.

Уравнения САР относительно ошибки будут в дальнейшем использованы при расчете процессов регулирования в линейных системах.

3 Структурные схемы САР разрабатываются по функциональным схемам на основе детального анализа преобразования сигналов каждым функциональным элементом. При составлении структурных схем линеаризованных САР ЭПС можно использовать структурные схемы и эквивалентные передаточные функции объекта регулирования ОР (двигателя) как линеаризованного звена, полученные ранее. Кроме того, необходимо выполнять линеаризацию и всех остальных элементов функциональной схемы – управляющего УЭ, исполнительного ИЭ и чувствительного ЧЭ.

Обычно УЭ преобразует рассогласование Δ в сигналы угла управления выпрямителя α , частоты f или длительности импульсов τ ; т.е. управляет работой тиристорного ИЭ. Элемент УЭ выполняют на базе электронных устройств и его можно рассматривать как безынерционное звено с передаточной функцией

$$W_1(p) = \kappa_1,$$

где κ_1 – коэффициент усиления, равный отношению приращения выходного сигнала $\Delta\alpha$, Δf , или $\Delta\tau$ к приращению входного Δu .

Тиристорный исполнительный элемент также можно считать безынерционным. Для тиристорного преобразователя, регулирующего ослабление возбуждения двигателя, передаточная функция $W_2(p)$ аналогична передаточной функции УЭ:

$$W_2(p) = \kappa_2,$$

где κ_2 – коэффициент усиления: отношение приращения коэффициента ослабления возбуждения $\Delta\beta$ к приращению входного сигнала $\Delta\tau$.

Для тиристорных преобразователей, регулирующих напряжение на зажимах двигателя u_k или напряжение u_b при независимом возбуждении тяговых двигателей, изменение соответствующей выходной координаты определяется не только изменением входной, но и возможным изменением напряжения источника питания – контактной сети. Поэтому структурную схему и передаточные функции этих элементов можно определить на основе соответствующих уравнений.

При фазовом регулировании выпрямленное напряжение $u_d = 0,5\kappa_{cx}u_2(1 + \cos\alpha)$. Здесь κ_{cx} – коэффициент схемы. Определим отклонения u_d , вызванные малыми отклонениями u_2 и α от начальных значений u_{20} и α_0 с помощью формулы полного дифференциала

$$du_d = \frac{\partial u_d}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial u_d}{\partial u_2} du_2, \quad (7.32)$$

где $du_d = 0,5\kappa_{cx}u_{20}(-\sin\alpha_0) \quad u \quad \frac{\partial u_d}{\partial u_2} = 0,5\kappa_{cx}(1 + \cos\alpha_0)$.

Подставляя эти выражения в уравнение (7.32) и заменяя бесконечно малые отклонения конечными, получим

$$\Delta u_d(p) = -W_2'(p)\Delta\alpha(p) + W_2''(p)\Delta u_2(p), \quad (7.33)$$

где $W_2' = \kappa_2' = -0,5\kappa_{cx}u_{20}\sin\alpha_0(p)$ и $W_2'' = \kappa_2'' = 0,5\kappa_{cx}(1 + \cos\alpha_0)(p)$.

Уравнению (7.33) соответствует структурная схема рис. 7.7. Для импульсных тиристорных преобразователей при частотном и широтном регулировании напряжение на зажимах двигателя $u_k = u_c \tau f$.

Зависимость Δu_k от Δu_c и Δf определенная на основе формулы полного дифференциала, при частотном регулировании выражается уравнением

$$\Delta u_k(p) = W_2'(p)\Delta f(p) + W_2''(p)\Delta u_c(p)$$

где $W_2'(p) = \kappa_2' = u_{c0}\tau_0$ и $W_2''(p) = \kappa_2'' = f_0 \tau_0$.

При широтном регулировании

$$\Delta u_k(p) = W_2'(p)\Delta\tau(p) + W_2''(p)\Delta u_c(p)$$

где $W_2'(p) = \kappa_2' = u_{c0}f_0$ и $W_2''(p) = \kappa_2'' = f_0 \tau_0$.

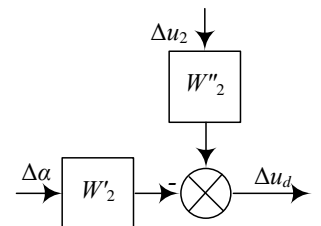


Рис. 7.7

Структурные схемы таких исполнительных элементов аналогичны схеме, приведенной на рис. 7.7.

Чувствительные элементы, как и управляющие, можно представить усилительным звеном с передаточной функцией ЧЭ $W_{ЧЭ}(p) = K_{ЧЭ}$, которая численно равна изменению выходного сигнала (напряжения u_2 при единичном изменении входного сигнала – тока или скорости движения).

Составим для примера структурную схему и определим передаточные функции одноконтурной системы стабилизации тока i двигателя последовательного возбуждения регулированием напряжения u_k . Структурная схема этой САР (рис. 7.8а) соответствует функциональной, приведённой на рис. 7.4 при

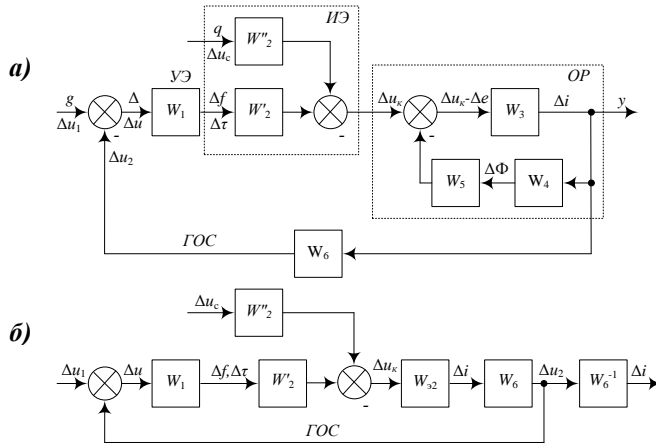


Рис. 7.8

работе канала регулирования напряжения с управляющим элементом УЭ1 и исполнительным ИЭ1. На структурной схеме ИЭ представлен в виде двух звеньев $W'_2(p)$ и $W''_2(p)$ применительно к импульсному тиристорному преобразователю, а объект регулирования ОП (см. рис. 7.4б) – тремя звеньями $W_3(p)$, $W_4(p)$ и $W_5(p)$, преобразующим $u_k(p)$ в $\Delta i(p)^*$; чувствительному элементу соответствует звено $W_6(p)$. [*Передаточной функции $W_3(p)$ на рис. (7.4б) соответствует передаточная функция $W_1(p) = \kappa_1/(1 + T_1 p)$, а функции $W'_5(p)$ соответствует $W''_5(p) = C v_0$.]

Преобразуем эту структурную схему, перенеся точку разветвления со входа звена $W_6(p)$ на его выход (рис. 7.8б) и заменив звенья, соответствующие ОП, эквивалентным звеном с передаточной функцией тягового двигателя $W_{32}(p)$, которая определяется выражением (7.19). По схеме рис. 7.8б найдём передаточные функции системы регулирования, приняв вначале за выходную координату сигнал Δu_2 . Передаточную функцию разомкнутой САР получим, разомкнув ГОС у первого элемента сравнения

$$W_p(p) = \frac{\Delta u_2(p)}{\Delta u_1(p)} = W_1(p) W'_2(p) W_{32}(p) W_6(p) = \kappa / (T_{30} p + 1),$$

где $\kappa = \kappa_1 \kappa'_2 \kappa_{32} \kappa_6$ – коэффициент усиления разомкнутой САР.

Эта передаточная функция соответствует инерционному звену 1-го порядка.

Передаточную функцию замкнутой САР по рис. 7.8б найдём с учётом влияния отрицательной обратной связи

$$W_3(p) = \frac{\Delta u_2(p)}{\Delta u_1(p)} = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)} = \frac{\kappa}{T_{32} + 1 + \kappa} = \frac{\kappa_3}{1 + T_3 p},$$

где $\kappa_3 = \kappa / (1 + \kappa)$ и $T_3 = T_{32} / (1 + \kappa)$, что также соответствует инерционному звену 1-го порядка.

Передаточная функция замкнутой САР по ошибке

$$W_\Delta(p) = \frac{\Delta u(p)}{\Delta u_1(p)} = \frac{1}{1 + W_p(p)} = \frac{T_{32} p + 1}{T_{32} + 1 + \kappa} = \frac{\kappa_\Delta (T_{32} p + 1)}{1 + T_3 p}$$

где $\kappa_\Delta = 1 / (1 + \kappa)$.

Передаточная функция замкнутой САР по возмущению

$$W_q(p) = \frac{\Delta u_2(p)}{\Delta u_c(p)} = \frac{W''_2(p) W_{32}(p) W_6(p)}{1 + W_p(p)} = \frac{\kappa_2 \kappa_{32} \kappa_6}{T_{32} + 1 + \kappa} = \frac{\kappa_q}{1 + T_3 p},$$

где $\kappa_q = \kappa''_2 \kappa_{32} \kappa_6 (1 + \kappa)$.

Общее уравнение системы в соответствии с уравнением (7.30) представляется в виде

$$\Delta u_2(p) = W_3(p) \Delta u_2(p) + W_q(p) \Delta u_c(p).$$

Переходя от координаты $\Delta u_2(p)$ к $\Delta i(p)$,

$$\Delta i(p) = W_6^{-1}(p) \Delta u_2(p) = \frac{W_3(p)}{W_6(p)} \Delta u_1 + \frac{W_q(p)}{W_6(p)} \Delta u_c(p).$$

Ошибка в рассматриваемой САР в соответствии с уравнением (7.31) определится как

$$\Delta u(p) = W_\Delta(p) \Delta u_1(p) - W_q(p) \Delta u_c(p);$$

$$\Delta u(p) = \frac{\kappa_{\Delta}(1+T_{32}p)}{\kappa_6(1+T_3p)} \Delta u_1(p) - \frac{\kappa_q}{\kappa_6(1+T_3p)} \Delta u_c(p).$$

Структурные схемы, передаточные функции, уравнение системы, уравнение ошибки можно получить и для других вариантов САР ЭПС так же, как и в рассмотренном случае.

Введение положительной обратной связи по ЭДС в контур стабилизации тока. Напряжение u_k на зажимах двигателя на 80...90 % уравнивается его ЭДС, поэтому в системах автоматического управления промышленным электроприводом часто вводят положительную обратную связь по ЭДС (рис. 5.9). Здесь изменение управляющего сигнала Δu_3 соответствует не более чем 20 % изменения Δu_k , так как весь остальной диапазон изменения этого напряжения определяется сигналом Δu_4 , пропорциональным ЭДС.

Такие САР обладают лучшими динамическими свойствами, так как регулятор $W_1(p)$ может быстрее «отработать» возникшее рассогласование. Недостатком этих САР является необходимость введения дополнительного функционального элемента $W_8(p)$, выполняющего вычисление ЭДС, поскольку измерить ее на работающем тяговом двигателе не представляется возможным. Дополнительная обратная связь по ЭДС впервые была введена на электровозе однофазно-постоянного тока ВЛ80^Р-1669, оборудованном по схеме Новосибирского научно-исследовательского центра завода «Сибстанкоэлектропривод».

Введение в закон регулирования производных. Как отмечалось ранее, введение производных в закон регулирования позволяет выявить тенденции в изменении величины Δ и за счет этого получить более качественные системы регулирования. В этом случае структурная схема САР изменяется, так как параллельно с интегрирующим звеном $W_1(p) = 1/(T_u p)$ (см. рис. 7.8) необходимо включить дифференцирующее звено $W_8(p) = T_d p$ (рис. 7.10а). В этом случае передаточная функция регулятора Р будет определяться выражением:

$$W_p(p) = W_1(p) + W_8(p) = \frac{1}{T_u p} + T_d p.$$

Иногда вместо производной от рассогласования в САР вводят производную регулируемой величины. В этом случае структурная схема принимает вид, показанный на рис. 7.10б, а закон регулирования определяется выражением

$$\Delta u_3 = \frac{1}{T_u} \int_0^t \Delta u dt + T_d \frac{d}{dt} \Delta u_2.$$

Аналогичным образом в законы регулирования могут быть введены производные более высоких порядков. С этой целью параллельно звену $W_8(p)$ необходимо включить дополнительные звенья, выполняющие выделение производных второго, третьего и т. д. порядков. Однако на практике обычно ограничиваются введением производной первого порядка, так как с увеличением порядка производной, как правило, увеличивается влияние высокочастотных помех.

При учете реальных нелинейных характеристик функциональных элементов составление структурных схем не облегчает получения уравнений переходных процессов. Поэтому обычно ограничиваются описанием работы САР с помощью систем нелинейных дифференциальных уравнений. Используя уравнения, полученные ранее при описании объекта регулирования и исполнительного элемента, составим такие системы уравнений для ряда САР ЭПС.

Система автоматической стабилизации тока возбуждения. Системы автоматической стабилизации тока возбуждения применяют на электровозах ВЛ85 в режиме рекуперативного торможения, а так же на электровозах ВЛ80^Т и ВЛ80^С в канале стабилизации тока возбуждения при реостатном торможении. Кроме того, такие САР применяют в режимах тяги и электрического торможения на электровозах с независимым и смешанным возбуждением тяговых двигателей.

Будем считать, что в этой системе так же, как и в САР стабилизации тока ЭПС, рассмотренной ранее, используется регулятор, работа которого описывается уравнениями:

$$u_3 = \frac{1}{T_u} \int_0^t x dt;$$

$$x = \begin{cases} x_1 & \text{при } \Delta u > \delta; \\ 0 & \text{при } -\delta \leq \Delta u \leq \delta; \\ -x_1 & \text{при } \Delta u < -\delta. \end{cases} \quad 7.34$$

Преобразование этого сигнала в импульсы управления происходит при сравнении сигнала u_3 с опорным напряжением $u_{оп}$, которое в течение

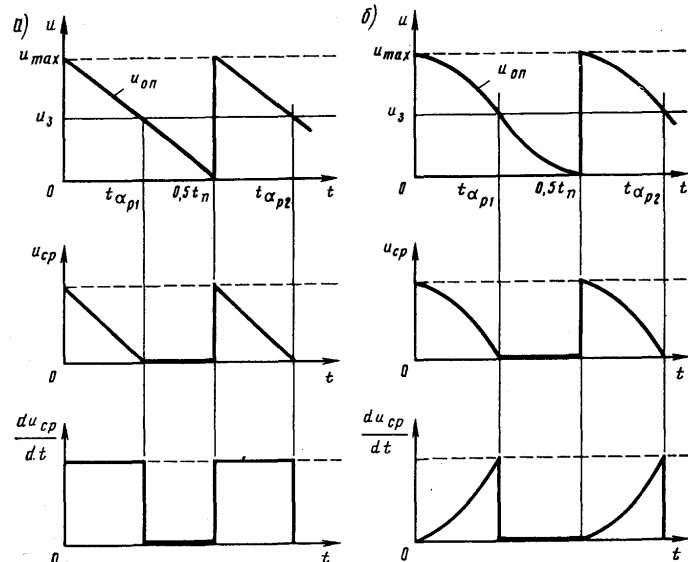


Рис. 7.9

полупериода питающего напряжения $0,5t_{п}=1/(2f_c)$ изменяется либо по линейному, либо по косинусоидальному закону (рис. 7.9):

$$u_{оп} = u_{макс}t \quad \text{или} \quad u_{оп} = u_{макс} \frac{1 + \cos(2\pi f_c t)}{2}.$$

Результат сравнения определяется как разность $u_{ср}=u_{оп} - u_3$.

Момент времени t_{α_p} формирования импульса управления определяется выполнением условия

$$u_{ср}=0 \quad \text{или} \quad u_3=u_{оп}.$$

Для линейно изменяющегося напряжения зависимость $t_{\alpha_p}(u_3)$ имеет вид

$$t_{\alpha_p}(u_3) = \frac{1}{2f_c} \left(1 - \frac{u_3}{u_{макс}} \right).$$

Управляющий импульс формируют путем дифференцирования напряжения $u_{ср}$. При этом на участке линейного изменения $u_{ср}(t)$ производная $du_{ср}/dt = const$, а затем в момент равенства $u_{оп}(t)$ и u_3 производная $du_{ср}/dt = 0$. В случае изменения опорного напряжения по закону косинуса время t_{α_p} , определяемое равенством $u_{оп}(t)$ и u_3 –

$$u_3 = u_{макс} \frac{1 + \cos(2\pi f_c t_{\alpha_p})}{2}.$$

Отсюда

$$t_{\alpha_p}(u_3) = \frac{1}{2\pi f_c} \arccos \left(\frac{2u_3}{u_{макс}} - 1 \right).$$

Процессы, протекающие при питании выпрямительной установкой обмотки возбуждения двигателя при подаче импульсов управления на тиристоры в моменты времени t_{α_p} при значениях логических функций G_1 и G_2 , указанных в табл. 6.1, были описаны ранее.

Переход от тока обмотки возбуждения i_b к напряжению на выходе чувствительного элемента u и работу элемента сравнения можно описать линейными уравнениями:

$$u_2 = k_1 i_b \quad \text{и} \quad \Delta u = k_2 (u_1 - u_2).$$

Таким образом, приведённые выше уравнения описывают переходные процессы в замкнутой нелинейной системе автоматической стабилизации. Совместное их решение при изменении задающего сигнала u_1 или возмущения $e_{тр2}$ позволяет построить графики изменения регулируемой величины i_b или ошибки Δu и оценить качество регулирования.

Аналогично, используя уравнения объектов регулирования и исполнительных элементов, приведенных ранее, можно составить системы уравнений для различных САР ЭПС. Для расчета переходных процессов в САР на ЭВМ по уравнениям системы регулирования известными методами составляют программу работы вычислительной машины.

Система автоматического регулирования угла запаса выпрямительно-инверторного преобразователя. Составим уравнения, описывающие переходные процессы в системе автоматического регулирования угла запаса на основе функциональных схем, приведенных на рис. 6.35. Обе эти схемы содержат датчик угла коммутации γ , является датчик угла коммутации (рис. 4.10), который содержит трансформатор переменного тока ТТ, параллельно вторичной обмотке которого подключены дроссель насыщения ДН и выпрямитель В. Дроссель ДН находится в состоянии насыщения практически при любом токе. В течение угла коммутации γ , который показан на кривой выходного напряжения инвертора u_2 происходит перемагничивание дросселя током i_L . В остальную часть каждого полупериода ток дросселя остается неизменным и, следовательно, напряжение u_L на его обмотке равно нулю. Таким образом, длительность импульса напряжения на выходе датчика соответствует углу γ , а его амплитуда зависит от скорости изменения тока в обмотке дросселя. Если на выходе датчика включить стабилитрон VD , который ограничит амплитуду на постоянном уровне, то и среднее значение выходного напряжения будет пропорционально углу γ .

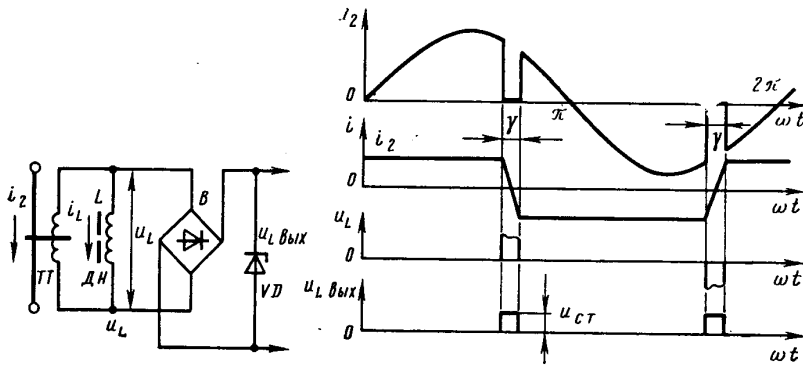


Рис. 7.10

– ЧЭ_γ (см. рис. 7.10), входным сигналом для которого является ток трансформатора i , вычисляемый на основе решения уравнений (6.7). Работа ЧЭ может быть описана следующими соотношениями:

$$u_L = \left| L \frac{di_{\text{тр}}}{dt} \right|; \quad u_0 = u_l - u_{\text{оп}}; \quad u_\gamma = \int_{t_\beta}^{t_2} u_0 dt$$

Вычитая $u_{\text{оп}}$ из u_L отсекают малые колебания и вызванные пульсациями тока $i_{\text{тр}}$. В результате этого сигнал u_0 представляет собой практически прямоугольный импульс, длительность которого $t_2 - t_\beta$ соответствует времени коммутации, а моменты времени t_β и t_2 – соответственно моментам начала и окончания коммутации. При этом амплитуда импульса u_0 практически постоянна. В результате интегрирования определяется напряжение $u(\gamma)$, пропорциональное длительности периода коммутации $t_2 - t_\beta$.

Аналогичным образом определяется сигнал $u(\delta)$ на выходе датчика угла запаса ЧЭ_δ. В качестве такого датчика используют обычный триггер, который запускается в момент времени t_2 , соответствующего моменту окончания коммутации. Сброс этого триггера производится синхроимпульсом от устройства синхронизации в момент перехода кривой питающего напряжения через нуль, т.е. через каждый полупериод $1/(2f_c)$. На выходе триггера появляется прямоугольный импульс, длительность которого пропорциональна углу запаса, а амплитуда u_0 такая же, как и амплитуда импульса у датчика ЧЭ_γ. Преобразование этого импульса в напряжение $u(\delta)$, пропорциональное углу δ , можно описать с помощью интегрирования

$$u(\delta) = \int_{t_2}^{0,5t_n} u_0 dt = (0,5t_n - t_2) = u_0 \left(\frac{1}{2f_0} - t_2 \right).$$

Напряжение $u(\pi)$ получают аналогичным образом, интегрируя сигнал u_0 на протяжении всего полупериода:

$$u(\pi) = \int_0^{0,5t_n} u_0 dt = 0,5u_0 t_n = \frac{u_0}{2f_c}.$$

Затем напряжения складываются:

$$u(\alpha_\beta) = u(\pi) - u(\gamma) - u(\delta) = u_0 \left(\frac{1}{2f_c} - t_2 + t_\beta - \frac{1}{f_c} + t_2 \right) = u_0 t_\beta.$$

Формирование импульса управления в момент времени t_β про исходит при сравнении напряжения $u(\alpha_\beta)$ с опорным напряжением. При этом результат сравнения принимает вид:

$$t_{\beta n} = \frac{1}{2f_c} \left(1 - \frac{u_0 t_{\beta n-1}}{u_{\text{макс}}} \right) \quad \text{или} \quad t_{\beta n} = \frac{1}{2\pi f_c} \arccos \left(\frac{2u_0 t_{\beta n-1}}{u_{\text{макс}}} - 1 \right).$$

Здесь индекс $n-1$ означает результат измерения в предыдущий полупериод, а индекс n относится к моменту формирования управляющего импульса в следующий полупериод.

Следует иметь в виду, что в соответствии с функциональной схемой, приведенной на рис. 6.35а, напряжение $u(\gamma)$ преобразуется по закону регулирования регулятора P_γ . В отличие от этого схема на рис. 6.35б предполагает преобразование регулятором сигнала $u(\delta_\beta) - u(\delta)$.

Импульсы управления тиристорами, формируемые в моменты $t_{\beta n}$ так же, как и в моменты t_{α_p} , определяют проводящее состояние вентиля, при котором возникают переходные процессы в силовой цепи электровоза, описываемые уравнениями (6.7).

Уравнение контура регулирования скорости ЭПС с тиристорным управлением. Рассмотрим уравнения контура регулирования скорости для ЭПС с тиристорными преобразователями. При использовании тиристорных преобразователей САР скорости движения могут быть реализованы на ЭПС с тяговыми двигателями как последовательного, так и не зависимо возбуждения. Во втором случае такая САР содержит дополнительный контур регулирования возбуждения. Рассмотрим подробнее уравнения САР скорости движения для этого случая, поскольку эти же уравнения без учета контура регулирования возбуждения могут быть использованы и для описания САР с двигателями последовательного возбуждения.

В соответствии с ранее сделанными допущениями контуры регулирования токов якоря и возбуждения заменим апериодическими звеньями 1-го порядка с уравнением

$$T_l \frac{di_l}{dt} + i_l = k_l I_{3l}.$$

При $l=1$ контур регулирования тока якоря имеет параметры: $k_1=1$ и $T_1=0,1$ с, а при $l=2$ – контур регулирования тока возбуждения с параметрами $k_2=1$ и $T_2=0,2$ с.

Сила тяги электровоза определяется соотношением $F_k = c_m \Phi i_a$, а связь силы тяги со скоростью движения – уравнением

$$(1 + \gamma)mg \frac{dv}{dt} = \zeta(F - W). \quad (7.35)$$

В уравнении (7.35) учитываются три составляющие сопротивления: движению поезда от уклона W_i , основное для электровоза $W_{оэ}$ и грузовых вагонов $W_{ов}$:

$$W = W_i + W_{оэ} + W_{ов}.$$

При этом

$$W_{оэ} = a_{оэ} + a_{13}v + a_{23}v^2 \quad \text{и} \quad W_{ов} = a_{ов} + a_{1в}v + a_{2в}v^2.$$

Коэффициенты a_i в этих уравнениях определяются правилами проведения тяговых расчетов.

Уравнение регулятора скорости запишем в виде

$$I_3 = \int_0^t x dt, \quad (7.36)$$

где

$$x = \begin{cases} x_1 & \text{при } \Delta v > \delta; \\ 0 & \text{при } -\delta < \Delta v < \delta; \\ -x_1 & \text{при } \Delta v < -\delta, \end{cases}$$

а

$$\Delta v = v_3 - v - T_d \frac{dv}{dt}.$$

Таким образом, здесь введена производная dv/dt регулируемого параметра, что уменьшает отклонение фактического значения регулируемой величины от заданной.

Величина x_1 зависит от допустимой силы тяги F_k и минимального времени нарастания силы тяги T_m

$$x_1 = F_k / T_m. \quad (7.37)$$

Постоянное время T_m можно в первом приближении определить по зависимости, обеспечивающей допустимый уровень продольных сил в поезде

$$T_m = \frac{mk_f}{277} \ln \frac{36\sqrt{F_k} + 0,71\sqrt{m}}{100 - F_k}, \quad (7.38)$$

где m – масса поезда; k_f – коэффициент формы нарастания силы тяги (торможения).

Допустим, что программный элемент ПрЭ в этой схеме реализует только простейшую форму ограничения по потенциальным условиям. С этой целью ПрЭ вычисляет отношение токов $I_{в3}/I_{я3}$ и сравнивает его с допустимым значением 0,42. При нарушении условия $(I_{в3}/I_{я3}) > 0,42$ на выходе ПрЭ появляется сигнал x_2 , т.е.

$$x_2 = \begin{cases} 0 & \text{при } \frac{I_{в3}}{I_{я3}} \leq 0,42 \\ x_2 & \text{при } \frac{I_{в3}}{I_{я3}} > 0,42. \end{cases}$$

Эта система регулирования в процессе работы перестраивает свою структуру. Так, при трогании и разгоне поезда САР работает как трёхконтурная с контурами регулирования скорости, тока якоря и тока возбуждения. В этом режиме заданное значение тока возбуждения $I_{в3}$ поддерживается равным максимальному его значению, а заданное значение тока якоря $I_{я3}$ регулятор скорости увеличивает в соответствии с соотношениями (7.36)...(7.38).

После того, как напряжение и на зажимах тягового двигателя достигнет величины номинального значения u_k в работу вступает дополнительный, четвёртый контур регулирования, уменьшающий сигнал, пропорциональный заданному значению тока возбуждения, на величину тока коррекции I_k

$$I_k = \begin{cases} 0 & \text{при } u_k \leq 0,85u_{кн} \\ k_3(u_k - 0,85u_{кн}) & \text{при } u_k > 0,85u_{кн}. \end{cases}$$

Поскольку контур регулирования тока якоря заменён одним эквивалентным звеном, то для определения u_k в данной модели приходится по значениям скорости v и магнитного потока Φ вычислять ЭДС двигателя $e = c_e \Phi v$,

а затем вычитать из ЭДС падение напряжения на якоре двигателя $u_k = e - i_a r_a$.

В действительности на ЭПС напряжение u_k определяется по сигналу датчика напряжения и вычисления его по формулам не требуется.

Наконец, при выходе на ограничение по потенциальным условиям в работу включается пятый контур регулирования. Этот контур вводит в РС сигнал x_2 , уменьшающий заданное значение тока якоря.

Для обеспечения хороших показателей такой системы величина T_d должна изменяться в зависимости от величины F_k и массы поезда (рис. 7.11), где показаны зависимости постоянной времени регулятора скорости от максимальной силы тяги при значениях массы поезда: 1 – 6000 т; 2 – 4000 т; 3 – 1000 т.

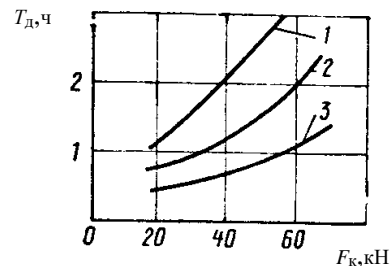


Рис. 7.11

Уравнение контура регулирования скорости ЭПС с резисторно-контакторным управлением. Регулятор скорости на ЭПС с резисторно-контакторным управлением осуществляет переключение позиций управления в строго определенном порядке, т.е. на выходе исполнительного регулятора скорости имеются всего два сигнала: «Увеличение номера позиции» и «Уменьшение номера позиции». В простейшем случае эти сигналы формируются непосредственно регулятором скорости поезда. На вход регулятора скорости в определённые моменты времени $t = kT_{ц}$ (см. рис. 5.5) поступает сигнал с выхода элемента сравнения $\Delta v[kT_{ц}] = v_3[kT_{ц}] - v_{изм}[kT_{ц}]$, определяющий рассогласование между заданным и измеренным значениями скорости. Учитывая инерционность объекта управления, вычитаем из этой разности сигнал, пропорциональный измеренному значению ускорения поезда:

$$\Delta v_2[kT_{ц}] = \Delta v[kT_{ц}] - K_a a_{изм}[kT_{ц}],$$

где K_a – коэффициент усиления по ускорению.

Этот сигнал преобразуется промежуточным элементом с характеристикой, аналогичной системе (7.34) в сигнал x :

$$x[kT_{ц}] = \begin{cases} \delta & \text{при } \Delta v_2 > \delta; \\ 0 & \text{при } |\Delta v_2| \leq \delta; \\ -\delta & \text{при } \Delta v_2 < -\delta. \end{cases}$$

Номер позиции N определяется следующим образом:

$$N[kT_{ц}] = \sum_{m=0}^n x[mT_m]$$

Скорость поезда массой $m_{п}$ в режиме тяги определяется с помощью решения дифференциального уравнения движения поезда:

$$\frac{dv}{dt} = \zeta \left[\frac{F_N(v)}{m_{п}} - w_0(v) - w_d(v) \right]. \quad (7.39)$$

Сила тяги поезда $F_N(v)$ зависит от номера позиции группового переключателя, т.е. от номера ступени управления напряжением $N_{ст}$ и номера ступени управления возбуждением $N_{св}$. Уравнения тяговых характеристик электровоза в зависимости от $N_{ст}$ и $N_{св}$

$$\left. \begin{aligned} F_N &= n_d F_d(I, N_{св}); \\ U(N_{ст}) &= I[r_d + R(N_{ст})] + c_e \Phi(I, N_{св})v, \end{aligned} \right\} \quad (7.40)$$

где n_d – количество тяговых двигателей; F_d – сила тяги одного двигателя; I – ток тягового двигателя; r_d – сопротивление обмоток якоря и полюсов двигателя; $R(N_{ст})$ – добавочное сопротивление, приведенное к одному двигателю (для электровозов постоянного тока это – сопротивление пусковых реостатов; для электровозов переменного тока – внутреннее сопротивление трансформатора, реакторов и вентиляй); $U(N_{ст})$ – напряжение на двигателе и сопротивлении R .

Зависимости $\Phi(I, N_{св})$ и $F_d(I, N_{св})$ являются постоянными характеристиками тягового двигателя и не зависят от напряжения контактной сети $U_{кв}$.

Для электровоза постоянного тока увеличение U достигается уменьшением количества последовательно подсоединяемых к токоприёмнику двигателей

$$n_c(N_{ст}) - U = U_{кв}/n_c(N_{св}). \quad (7.41)$$

Например, у электровоза ЧС2, имеющего шесть тяговых двигателей, n_c может быть равно шести (последовательное соединение), трем (последовательно-параллельное по три двигателя в цепи) и двум (последовательно-параллельное по два двигателя в цепи). При уменьшении n_c увеличивается количество цепей параллельно соединенных групп двигателей $n_{п} = n_d/n_c$.

У электровозов переменного тока напряжение U_d зависит от коэффициента трансформации тягового трансформатора $\kappa_T(N_{сн})$

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{U_{кв}}{\kappa_T(N_{сн})} - \Delta U_B, \quad (7.42)$$

где $U_{кв}$ – действующее значение напряжения на токоприемнике; ΔU_B – падение напряжения на выпрямительной установке.

Для задания характеристик $c_e \Phi(I, N_{св})$ используется кусочно-линейная аппроксимация этих кривых

$$c_e \Phi(I, N_{св}) = (I - I_n) \kappa_n(N_{св}) + c_e \Phi_n(N_{св}), \quad (7.43)$$

где $I_n, c_e \Phi_n(N_{св})$ – координаты n -ного узла аппроксимации.

При этом

$$\kappa_n(N_{св}) = \frac{c_e \Phi_{n+1}(N_{св}) - c_e \Phi_n(N_{св})}{I_{n+1} - I_n}$$

Такое задание кривых намагничивания тягового двигателя позволяет свести нелинейные (относительно тока) уравнения (7.40) к линейным, подобрав соответственно номер интервала аппроксимации.

Напряжение на токоприемнике рассчитывается по формуле

$$U_{кв} = U_{ф} - \Delta U_c - \Delta U_p, \quad (7.44)$$

где $U_{ф}$ – напряжение на фидере тяговой подстанции; $\Delta U_c, \Delta U_p$ – падение напряжения в контактной сети соответственно от сопутствующих и расчетного поездов.

Последняя величина

$$\Delta U_p = I_3 z_{кв}, \quad (7.45)$$

где I_3 – ток электровоза; $z_{кв}$ – полное сопротивление контактной сети и рельсов между электровозом и подстанциями.

При двусторонней схеме питания

$$z_{кв} = \frac{(s - s_{пс}^k)(s_{пс}^{k+1} - s)}{s_{пс}^{k+1} - s_{пс}^k} \rho, \quad (7.46)$$

где $s_{пс}^k$ – координата k -той подстанции; s – координата поезда ($s_{пс}^k \leq s \leq s_{пс}^{k+1}$), ρ – полное сопротивление 1 км контактной сети и рельсов.

При моделировании движения электровозов постоянного тока предполагалось $U_{ф} = 3,3$ кВ, $\rho = 0,043$ Ом/км (два контактных провода МФ-150, несущий трос М-120, рельсы Р65). Ток электровоза

$$I_3 = I_{п},$$

где I – ток одной параллельной ветви двигателя.

При моделировании движения электровозов переменного тока предполагалось $U_{ф} = 27,5$ кВ, $\rho = 0,22$ Ом/км (контактный провод МФ-100, несущий трос М-95, рельсы Р65). Действующее значение тока электровоза

$$I_3 = \sqrt{2} \frac{I}{\kappa_T(N_{сн})}.$$

На основании выражений (7.45) и (7.46), зная координату и ток электровоза, легко вычислить значение ΔU_p . Сложнее определить падение напряжения от сопутствующих поездов, так как точный расчёт ΔU_c требует моделирования всей случайной поездной ситуации в фидерной зоне. С целью упрощения моделирующей программы используется приближенная формула:

$$\Delta U_c = (\kappa_u - 1) \Delta U_p.$$

Коэффициент пропорциональности

$$\kappa_U = 1 + 0,24 \frac{s_{пс}^{k+1} - s_{пс}^k}{l_{ср}} \left(\frac{1}{t_ч} + \frac{1}{t_и} \right), \quad (7.47)$$

где l_{cp} – среднее расстояние между подстанциями, км (для постоянного тока $l_{cp} = 20$ км; для переменного $l_{cp} = 40$ км); $t_{ч}$, $t_{н}$ – межпоездные интервалы соответственно для чётного и нечётного направлений, мин.

Объединяя выражения (7.44), (7.45) и (7.47), получим

$$U_{kc} = U_{\Phi} - \kappa_U I_{\Delta} z_{kc} \quad (7.48)$$

Основным источником погрешности при таком способе учета падения напряжения от сопутствующих поездов является искусственное завышение перепадов напряжения на токоприемнике расчетного электровоза. В действительности моменты изменения токов расчетного и сопутствующих поездов не совпадают и перепады напряжения несколько сглаживаются. Таким образом, рассмотренная методика предполагает введение более сильного, чем на практике, возмущающего воздействия.

Расчет силы тяги электровоза производится на основании тока тягового двигателя. С учетом выражений (7.39)...(7.43), (7.46), (7.47) и (7.48) этот ток рассчитывается по следующей формуле:

$$I = \frac{U_{\Delta\Phi} + v[\kappa_n(N_{cb})I_n - c_e \Phi_n(N_{cb})]}{R(N_{ch}) + r_d(N_{ch}) + r_{\Delta c} + v\kappa_n(N_{cb})}, \quad (7.49)$$

где $U_{\Delta\Phi}$, $r_{\Delta c}$ – соответственно напряжение фидера тяговой подстанции и сопротивление контактной сети (с учетом влияния сопутствующих поездов), приведенные к одному тяговому двигателю.

Для электровозов постоянного тока

$$U_{\Delta\Phi} = \frac{U_{\Phi}}{n_c(N_{ch})}; \quad r_{\Delta c} = \frac{\kappa_U n_d z_{kc}}{n_c^2(N_{ch})},$$

а для электровозов переменного тока

$$U_{\Delta\Phi} = \frac{U_{\Phi}}{\sqrt{2}\kappa_T(N_{ch})} - \Delta U_v; \quad r_{\Delta c} = \frac{\kappa_U n_d z_{kc}}{\kappa_T(N_{ch})}.$$

При вычислении тока тягового двигателя по выражению (7.49) должно выполняться условие $I_n \leq I_{n+1}$ в противном случае номер интервала аппроксимации n изменяют до тех пор, пока ток тягового двигателя не попадет на этот интервал. Сила тяги электровоза вычисляется по зависимостям $F_d(I, N_{cb})$ с помощью их кусочно линейной аппроксимации, аналогичной выражениям (5.43).

Таким образом, предложенный способ расчета силы тяги электровоза позволяет моделировать его движение на всех, в том числе и неходовых позициях управления.

Если известна методика расчета отдельных составляющих правой части уравнения (7.39), то с помощью численного его интегрирования легко определить скорость и координату поезда в любой момент времени. При моделировании реального переключения позиций управления электровоза целесообразно шаг интегрирования Δt_n выбрать равным времени переключения контроллера, составляющего, как правило, десятые доли секунды. При этом для получения приемлемой точности расчетов (не хуже 0,8 км/ч) достаточно использовать метод Эйлера:

$$v(t + \Delta t) = v(t) + \Delta t_n \frac{dv}{dt};$$

$$s(t + \Delta t_n) = s(t) + \Delta t_n \frac{v(t + \Delta t_n) + v(t)}{2}.$$

Решение всех рассмотренных уравнений при замене номера позиции N соответствующим значением N_{ch} или N_{cb} позволяет исследовать переходные процессы изменения скорости движения поезда.

Обратим внимание, что при исследовании динамики этой системы переходными процессами в цепи тяговых двигателей также пренебрегаем. Это связано с тем, что инерционность поезда как минимум на два порядка выше инерционности электрической цепи двигателей.