

Б22.6

И. 20

✶

Г. Е. И В А Н Ч Е Н К О

**ОСНОВЫ ТЕОРИИ
РАСЧЕТА СИСТЕМ
АВТОМАТИЧЕСКОГО
УПРАВЛЕНИЯ
РУДНИЧНЫМИ
ПОДЪЕМНЫМИ
МАШИНАМИ**

77

2005.

Г. Е. ИВАНЧЕНКО

622.6

И 20

ОСНОВЫ ТЕОРИИ
РАСЧЕТА СИСТЕМ
АВТОМАТИЧЕСКОГО
УПРАВЛЕНИЯ
РУДНИЧНЫМИ
ПОДЪЕМНЫМИ
МАШИНАМИ

ТЕХНИЧЕСКАЯ БИБЛИОТЕКА	2
Шифр _____	
Инв. № 14385	



ИЗДАТЕЛЬСТВО „НЕДРА“
Москва 1966

А Н Н О Т А Ц И Я

В книге описана методика исследования и расчета систем автоматического управления рудничными подъемными машинами при непрерывном регулировании.

Изложены методы расчета при применении критериев оптимальной добротности регулирования и логарифмических амплитудно-фазовых характеристик.

Приведены основы конструирования и расчета систем управления при контакторном многопозиционном управлении.

Книга иллюстрирована большим числом примеров, позволяющих выбрать, рассчитать и осуществить наладку системы автоматического управления.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, обслуживающих устройства автоматики, работников научно-исследовательских и проектно-конструкторских институтов, осуществляющих проектирование следящих систем автоматического управления, а также может быть использована в качестве учебного пособия студентами технических вузов.

*Книга подготовлена автором докт. техн. наук проф.
ИВАНЧЕНКО Г. Е. на общественных началах*

ОСНОВЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ШАХТНЫМ ПОДЪЕМОМ С АСИНХРОННЫМ ПРИВОДОМ ПРИ НЕПРЕРЫВНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ

§ 1. Устойчивость и точность работы подъемной машины, управляемой регулятором хода при произвольном законе изменения заданной скорости

Трудность решения задачи автоматизации подъемной машины с асинхронным приводом заключается в том, что в общем случае при данном типе привода установившееся значение скорости подъема зависит не только от положения рукоятки управления, но и от нагрузки.

Регуляторы, обеспечивающие надежную сходимость переходного процесса и в смысле Ляпунова дающие устойчивое регулирование, могут оказаться совершенно не пригодными для управления рудничными подъемными установками, как не обеспечивающие в процессе регулирования заданного отклонения действительной скорости от заданной и, следовательно, точную остановку подъемных сосудов.

Система автоматического регулирования рудничных подъемных машин представляет собой систему программного управления. При решении вопроса исследования систем автоматического программного управления шахтным подъемом возможны два пути. Первый путь предусматривает исследование процесса выполнения заданной диаграммы скорости в течение всего периода замедления. Вторым путем сводится к исследованию переходного процесса при выполнении заданной диаграммы скорости на ограниченном участке, где к системе управления предъявляются наиболее жесткие требования.

В первом случае при учете постоянных времени звеньев регулирования и сил трения надо исследовать весьма сложные нелинейные дифференциальные уравнения, линеаризация которых невозможна без значительных погрешностей. Кроме того, полученные результаты будут справедливы только для частной заданной диаграммы скорости.

Во втором случае задача сводится к исследованию линейных дифференциальных уравнений. Полученные результаты являются общими для всевозможных заданных диаграмм скорости, у которых максимальное ускорение не превосходит значения, принятого в исследовании.

В работе избран второй путь, обеспечивающий при достаточной точности исследований получение общих простых зависимостей, необходимых для расчета систем автоматического управления шахтным подъемом.

Излагаемая ниже методика исследования и расчета устраняет все затруднения и дает возможность для заданных условий эксплуатации найти параметры регулятора хода. При этом выведенные критерии оптимальной добротности регулирования позволяют выбрать параметры регулятора, работающего в оптимальном режиме.

Система автоматического управления шахтным подъемом должна обеспечить остановку подъемных сосудов на уровне приемной площадки с точностью, допустимой Правилами эксплуатации. В зависимости от типа подъемных сосудов точность остановки может составлять 50—150 мм.

Окончательную остановку подъемных сосудов целесообразно производить рабочим тормозом, приводящимся в действие при замыкании конечных выключателей. При этом тормоз должен развивать максимальный тормозной момент, допустимый Правилами безопасности в угольных и сланцевых шахтах (ПБ). Тормозной момент обуславливает максимально допустимую скорость v_0 на

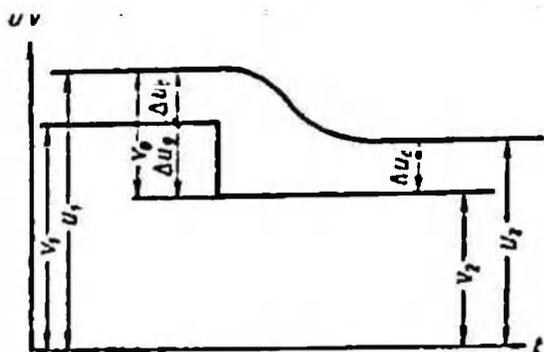


Рис. 1. Кривая переходного процесса в системе управления подъемной машины, управляемой регулятором хода при скачкообразном изменении заданной скорости на величину Δu_d

уровне приемной площадки. Эта скорость не должна превышать 0,5—0,6 м/сек.

Таким образом, основной задачей системы автоматического управления шахтным подъемом является обеспечение автоматического выполнения заданной диаграммы скорости с необходимой точностью.

При статической системе управления установившаяся скорость подъема будет зависеть от нагрузки. Для наибольшей возможной нагрузки установившаяся скорость подъема на уровне приемной площадки надо принимать равной нулю. В связи с этим при спуске максимального груза она будет наибольшей. Величина этой скорости будет зависеть исключительно от жесткости статических характеристик регулирования.

Пусть в этом наиболее неблагоприятном с точки зрения точности управления случае отклонение действительной скорости от заданной будет равно Δu_c (рис. 1). Величину Δu_c будем называть заданной статической точностью регулирования. К статическому отклонению в процессе регулирования будет добавляться динамическое отклонение действительной скорости от заданной Δu_d , которое является следствием того, что регулируемый параметр (скорость) не следует непосредственно за заданным его значением, а отстает во вре-

Как известно, мгновенное изменение заданного значения регулируемого параметра создает более тяжелые условия для регулирования, чем непрерывное плавное изменение его в течение некоторого отрезка времени. Это позволяет свести исследование движения подъемной машины к обычной задаче классической теории регулирования.

Допустим, что подъемная машина двигалась с некоторой промежуточной скоростью u_1 , заданная скорость при этом была равна v_1 . Разность между значениями u_1 и v_1 равна статическому отклонению действительной скорости от заданной.

В наиболее неблагоприятном случае при спуске наибольшего груза

$$u_1 - v_1 = \Delta u_c. \quad (1)$$

Уменьшим заданную скорость на Δu_d (заданная динамическая точность управления). Новое установившееся значение действительной скорости при устойчивом управлении будет равно u_2 .

При этом новое установившееся отклонение действительной скорости от заданной может быть по-прежнему принято равным Δu_c , так как статическая нагрузка в течение переходного процесса оставалась неизменной. Поэтому

$$u_2 - v_2 = \Delta u_c. \quad (2)$$

Отклонение действительной скорости от заданной в период регулирования будет наибольшим в начале переходного процесса и равно сумме статического и динамического отклонений.

Поэтому для обеспечения необходимой точности выполнения заданной диаграммы хода должно быть выполнено условие

$$v_0 = \Delta u_c + \Delta u_d. \quad (3)$$

Если Δu_c известно, динамическое отклонение действительной скорости от заданной может быть определено из выражения

$$\Delta u_d = v_0 - \Delta u_c. \quad (4)$$

Пусть заданная диаграмма скорости в период замедления, изображенная на рис. 2, будет иметь вид, показанный пунктиром.

Диаграмма для общности принята произвольной, причем очевидно, что эту диаграмму можно точно выполнить только при помощи жидкостного реостата. Практически для этого используют металлический реостат, имеющий то или иное число ступеней. Таким образом, заданная диаграмма скорости будет ступенчатой.

В соответствии с приведенным выше положением величины уменьшения заданной скорости на каждой ступени примем равной Δu_d . В связи с этим минимальное количество ступеней аппарата управления проектируемой подъемной установки можно определить из выражения

$$r = \frac{V}{\Delta u_d}. \quad (5)$$

Если полная скорость подъема равна 8 м/сек , а $\Delta u_d = 0,2 \text{ м/сек}$, то $r = \frac{8}{0,2} = 40$ ступеням, что близко к количеству ступеней, принимаемому в случае привода по системе Г-Д.

С точностью, достаточной для практических расчетов, можно принять, что между точками a и b ; b и c ; c и d и т. д. заданная скорость в функции времени при идеально плавном управлении изменяется по закону прямой линии.

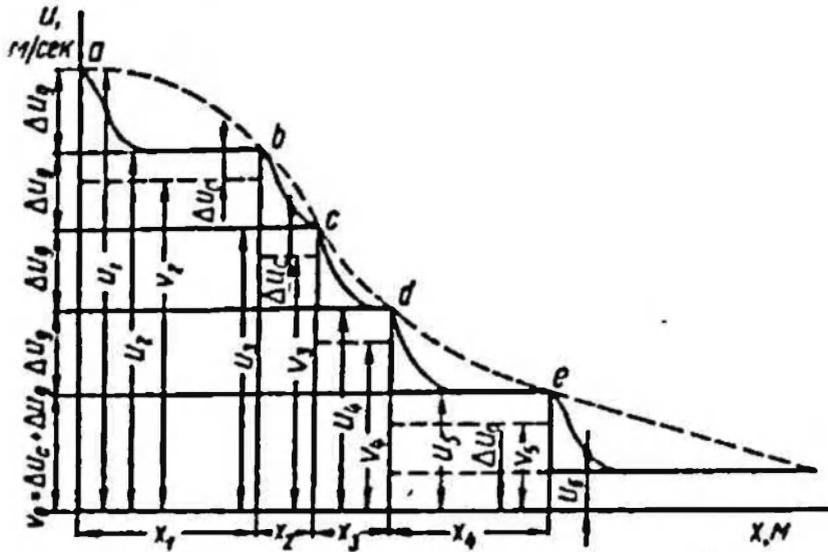


Рис. 2. Кривая процесса выполнения заданной тахограммы при скачкообразном изменении заданной скорости на величину Δu_d

Тогда

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \frac{u_1 + u_2}{2} t_1; \\ x_2 &= \frac{u_2 + u_3}{2} t_2; \\ \dots &\dots \dots \dots \\ x_i &= \frac{u_i + u_{i+1}}{2} t_i, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \frac{2x_1}{u_1 + u_2}; \\ t_2 &= \frac{2x_2}{u_2 + u_3}; \\ \dots &\dots \dots \dots \\ t_i &= \frac{2x_i}{u_i + u_{i+1}}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из диаграммы, представленной на рис. 2, при помощи формулы (7) можно определить длительность времени между отдельными сбросами заданной скорости. Сравнивая между собой значения $t_1, t_2, t_3, \dots, t_i$, находим величину наименьшего отрезка времени $t_k = \tau$

между отдельными сбросами заданной скорости. Очевидно, эта величина будет находиться на участке заданной скорости, где замедление принимает наибольшее значение. Величину τ будем называть заданной длительностью переходного процесса. Чтобы в начале следующего переходного процесса после очередного сброса заданной скорости на величину Δu_d отклонение действительной скорости от заданной не превышало v_0 , необходимо обеспечить условия, при которых к моменту переключения аппарата управления с одной ступени на другую предшествующий переходный процесс был окончен.

Это будет выполнено при

$$T \leq \tau, \quad (8)$$

где T — действительная длительность переходного процесса.

Заданная длительность переходного процесса может быть определена из выражения

$$\tau = \frac{\Delta u_d}{|j|}, \quad (9)$$

где j — наибольшее значение замедления заданной диаграммы скорости.

Приняв во внимание формулу (4), получим

$$\tau = \frac{v_0 - \Delta u_c}{|j|}. \quad (10)$$

Подставив значение τ из формулы (10) в неравенство (8), окончательно получим условие выполнения заданной точности управления

$$T \leq \frac{v_0 - \Delta u_c}{|j|}. \quad (11)$$

Так как τ меньше $t_1, t_2, t_3, \dots, t_i$, то при соблюдении условия (8) на всех участках регулирования переходный процесс будет оканчиваться раньше, чем произойдет новый сброс заданной скорости, т. е. во всех случаях будет обеспечена заданная точность управления и отклонение действительной скорости от заданной не будет превышать значения v_0 , определенного по формуле (3).

Если в действительности заданная скорость будет изменяться более плавно, точность регулирования не будет выходить за установленные расчетом пределы, что можно доказать следующим образом.

Длительность переходного процесса для конкретных параметров системы регулирования с достаточной для практических расчетов

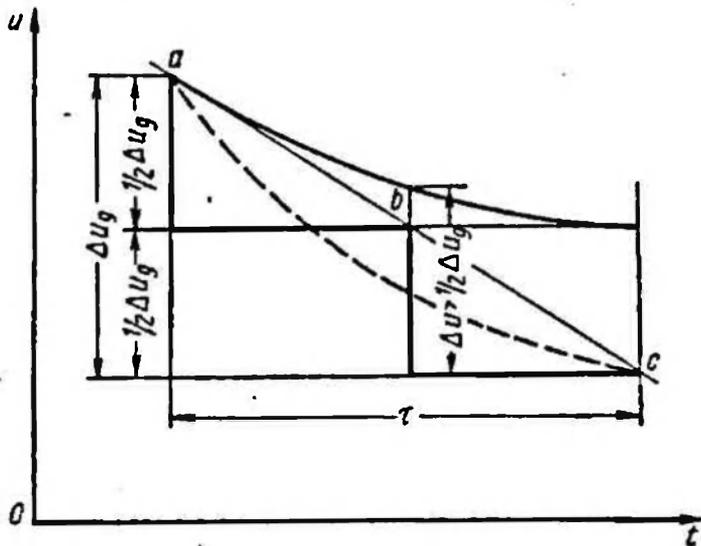


Рис. 3. Кривая переходного процесса в системе управления при скачкообразном изменении заданной скорости на величину $\frac{\Delta u_d}{2}$.

точностью можно считать постоянной, не зависящей от абсолютной величины сброса заданной скорости. Этот вывод вытекает из тщательного исследования систем регулирования и верен в пределах, где справедливы принятые допущения в области линейной задачи.

Рассмотрим два случая.

1. Перед скачкообразным сбросом заданной скорости на величину $1/2 \Delta u_d$ установившаяся скорость была равна u_1 (рис. 3). Переходный процесс при сбросе заданной скорости на величину Δu_d изображен пунктирной линией, а на величину $1/2 \Delta u_d$ — непрерывной линией. При последующем сбросе заданной скорости в точке b отклонение скорости от ее нового установившегося значения u_0 будет больше $1/2 \Delta u_d$. Таким образом, в этом случае наибольшее отклонение скорости от нового установившегося значения будет больше сброса заданной скорости, по меньше Δu_d , т. е. $\Delta u_d > \Delta u > 1/2 \Delta u_d$.

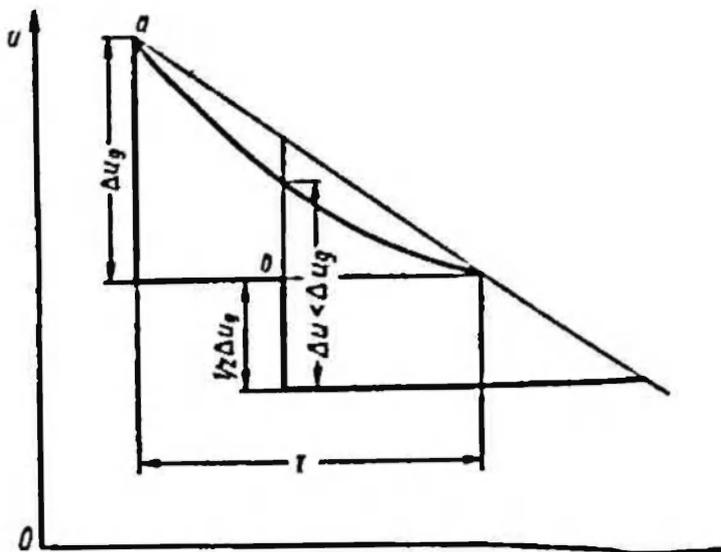


Рис. 4. Кривая переходного процесса в системе управления при скачкообразном изменении заданной скорости на величину $1/2 \Delta u_d$, последовавшем через время $\frac{\tau}{2}$ после скачка Δu_d

был равен Δu_d (рис. 4). Затем, начиная с точки b , будем задавать диаграмму скорости скачками, равными $1/2 \Delta u_d$. Из рис. 4 следует, что и в этом случае отклонение действительной скорости от заданной не будет превышать величины u_0 .

§ 2. Исследование устойчивости систем регулирования по уравнениям первого приближения

Дифференциальные уравнения, описывающие переходные процессы, протекающие в системах автоматического регулирования, в общем случае нелинейны.

Исследование нелинейных дифференциальных уравнений и нахождение их решений в большинстве случаев представляет собой задачу непреодолимой трудности. Поэтому в данном случае практически невозможно получить исходные соотношения или формулы, обеспечивающие выбор рациональных параметров регулятора.

Решение вопроса о работоспособности того или иного регулятора хода может быть сведено к исследованию линейного дифференциаль-

ного уравнения, отражающего переходный процесс подъемной машины, управляемой регулятором. Законность такой замены петлевого дифференциального уравнения дифференциальным уравнением первого приближения обоснована следующими теоремами Ляпунова.

Теорема первая. Если вещественные части всех корней характеристического уравнения первого приближения отрицательны, то невозмущенное движение асимптотически устойчиво, независимо от членов разложения выше первого порядка малости.

Теорема вторая. Если среди корней характеристического уравнения первого приближения найдется по меньшей мере один с положительной вещественной частью, то невозмущенное движение неустойчиво, независимо от членов разложения выше первого порядка малости.

По терминологии Ляпунова, невозмущенное движение представляет собой решение системы дифференциальных уравнений с началом координат, перенесенным в точку с координатами, соответственно равными так называемым очевидным решениям исследуемой системы дифференциальных уравнений.

Как показал Ляпунов, в критических случаях, когда имеется корень или группа корней, вещественная часть которых равна нулю, вопрос об устойчивости невозмущенного движения не может быть решен на основании исследования уравнений первого приближения.

Это распределение корней для исследования систем шахтного подъема не представляет интереса и поэтому в дальнейшем рассматриваться не будет.

В общем случае линейная физическая система может быть описана дифференциальным уравнением

$$b_0 \frac{d^n h}{dt^n} + b_1 \frac{d^{n-1} h}{dt^{n-1}} + b_2 \frac{d^{n-2} h}{dt^{n-2}} + \dots + b_{n-1} \frac{dh}{dt} + b_n h = h_1, \quad (12)$$

где t — время;

$b_0, b_1, b_2, \dots, b_n$ — постоянные коэффициенты, являющиеся функциями параметров системы регулирования;

$\frac{dh}{dt}, \frac{d^2 h}{dt^2}, \dots, \frac{d^n h}{dt^n}$ — производные по времени от выходной величины;

h_1 — функция времени, характеризующая возмущение системы регулирования.

Система регулирования имеет n степеней свободы. Поэтому для нахождения интеграла дифференциального уравнения (12), полностью описывающего переходный процесс, необходимо знать n начальных условий

$$\left. \begin{aligned} h(0) &= h_0; \\ h'(0) &= h'_0; \\ &\dots \\ h^{n-1}(0) &= h_0^{n-1}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Для принятой в данной книге и описанной выше физической модели явления начальные условия будут

$$\left. \begin{aligned} h(0) &= h_0; \\ h''(0) &= h'''(0) = \dots = h^{n-1}(0) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Рассматриваемые условия называются типовыми. Переходный процесс в период неустановившегося режима описывается однородным дифференциальным уравнением, которое получается из уравнения (12), приравнявшему нулю его левой части.

Разделив рассматриваемое однородное дифференциальное уравнение на b_0 , получим

$$\frac{d^n h_d}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} h_d}{dt^{n-1}} + a_2 \frac{d^{n-2} h_d}{dt^{n-2}} + \dots + a_{n-1} \frac{dh_d}{dt} + a_n h_d = 0, \quad (15)$$

где a_1, a_2, \dots, a_n — новые постоянные коэффициенты.

Общим решением однородного дифференциального уравнения (15) будет

$$h_d = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} + \dots + C_n e^{p_n t}. \quad (16)$$

Величина \dot{h}_d , которая в общем случае может представлять собой отклонение регулируемой величины от нового установившегося ее значения, при устойчивом регулировании с течением времени должна стремиться к нулю. Поэтому для устойчивости движения необходимо, чтобы вещественные части всех корней $p_1, p_2, p_3, \dots, p_n$ характеристического уравнения были отрицательны.

Решение дифференциального уравнения для установившегося режима, который наступит по истечении достаточно большого промежутка времени, когда неустановившийся режим уже закончен, будет

$$b_0 \frac{d^n h_s}{dt^n} + b_1 \frac{d^{n-1} h_s}{dt^{n-1}} + \dots + b_{n-1} \frac{dh_s}{dt} + b_n \dot{h}_s = h_1. \quad (17)$$

Вид этого неоднородного уравнения зависит от возмущающей функции. В данном случае h_1 является постоянной величиной; система регулирования выводится из положения равновесия толчком — образным возмущением. Общее решение исходного дифференциального уравнения (12) является суммой обеих решений дифференциальных уравнений (15) и (17)

$$h = \dot{h}_s + \dot{h}_d. \quad (18)$$

В рассматриваемом случае, как это будет показано ниже, неоднородное дифференциальное уравнение (12) может быть преобразовано в однородное путем подстановки в него значения h , выраженного через \dot{h}_d и \dot{h}_s .

Величина \dot{h}_s в данном случае без затруднений может быть определена без интегрирования дифференциального уравнения (12).

В общем случае дифференциальное уравнение переходного процесса подъемной машины будет таким:

$$\frac{d^n \Delta u_d}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} \Delta u_d}{dt^{n-1}} + a_2 \frac{d^{n-2} \Delta u_d}{dt^{n-2}} + \dots + a_{n-1} \frac{d \Delta u_d}{dt} + a_n \Delta u_d = 0, \quad (19)$$

где Δu_d — величина, характеризующая отклонение регулируемого параметра от его нового установившегося значения (мгновенное значение динамической составляющей отклонения действительной скорости от заданной);

a_1, a_2, \dots, a_n — коэффициенты уравнения, являющиеся функциями параметров системы регулирования.

Для удобства исследований уравнение (19) целесообразно преобразовать в уравнение с безразмерными величинами.

Не нарушая размерности, положим:

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= A_1 a_1^2; \\ a_3 &= A_2 a_1^3; \\ &\dots \\ a_n &= A_{n-1} a_1^n; \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$$t = \frac{y}{a_1}; \quad (21)$$

$$\Delta u_d = \Delta u_d s, \quad (22)$$

где Δu_d — значение величины Δu_d в начале переходного процесса;

A_1, A_2, \dots, A_{n-1} — новые безразмерные коэффициенты.

Безразмерные величины y и s будем называть соответственно коэффициентом времени и коэффициентом отклонения.

Дифференцируя выражение (22) и принимая во внимание формулу (21), имеем

$$\frac{d \Delta u_d}{dt} = \Delta u_d a_1 \frac{ds}{dy}. \quad (23)$$

Подставив выражения (23), (22) и (20) в формулу (19), получим

$$\frac{d^n s}{dy^n} + \frac{d^{n-1} s}{dy^{n-1}} + A_1 \frac{d^{n-2} s}{dy^{n-2}} + \dots + A_{n-1} s = 0. \quad (24)$$

Характеристическое уравнение дифференциального уравнения с безразмерными коэффициентами (24) будет иметь вид

$$k^n + k^{n-1} + A_1 k^{n-2} + A_2 k^{n-3} + \dots + A_{n-1} = 0. \quad (25)$$

Исследование реальной, осуществленной на практике, системы регулирования может быть сведено к интегрированию дифференциального уравнения (24). Для такой системы численные значения

коэффициентов $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ будут известны. Сначала определяются корни характеристического уравнения (25), а затем находится общий интеграл дифференциального уравнения (24).

Обычно считают, что переходный процесс заканчивается к моменту, когда величина s уменьшится до значения 0,05.

Строя по точкам кривую переходного процесса, можно найти его действительную длительность. Она будет равна отрезку времени, который необходим для того, чтобы коэффициент отклонения уменьшился от $s_0 = 1$ до $s_1 = 0,05$. Как показали экспериментальные исследования, величина s_1 для систем управления шахтным подъемом с достаточной для практики точностью может быть принята равной 0,2.

В процессе выполнения ступенчатой диаграммы скорости от ступени к ступени остаточное динамическое отклонение действительной скорости от заданной будет увеличиваться, но при типовых начальных условиях и $s_1 = 0,2 s_0$ оно, очевидно, не превзойдет значения $0,25 s_0$.

На участке перехода к скорости дотягивания это остаточное динамическое отклонение действительной скорости от заданной будет снижено до нуля.

Если же исследование процесса выполнения заданной тахограммы хода вести с учетом истинных начальных условий в начале каждого скачкообразного изменения заданной скорости, остаточное значение динамического отклонения действительной скорости от заданной будет меньше $0,25 s_0$.

При выполнении условия (11) система будет устойчива и будет обеспечена заданная точность управления. Задача выбора наиболее выгодных параметров регулятора для заданной длительности переходного процесса так же может быть решена достаточно просто. В общем случае переходный процесс может быть колебательным или апериодическим.

Колебательный процесс принимать не следует, так как при прочих равных условиях в этом случае возникают большие ускорения и усилия в деталях подъемной машины, чем при апериодическом переходном процессе.

При той физической модели, к которой была сведена задача исследования процесса регулирования шахтной подъемной машины, линейные дифференциальные уравнения однородны и передаточная функция не имеет нулей. В этом случае переходный процесс вполне допустимо оценивать по распределению корней (полюсов) характеристического уравнения при типовых начальных условиях.

Построение диаграммы действительной скорости для принятой в расчете заданной тахограммы осуществляется достаточно просто. Переходный процесс от сброса заданной скорости к сбросу в данном случае совершенно одинаков, так как выражается одним и тем же интегралом при одинаковых типовых начальных условиях.

Если в действительности будет принято большее число ступеней аппарата управления, т. е. меньшая величина сброса заданной ско-

рости, диаграмма действительной скорости будет иной, но и она может быть построена без затруднений. Переходный процесс от ступени к ступени также будет выражаться одним и тем же интегралом, но для каждого очередного переходного процесса постоянные интегрирования должны определяться особо. Это объясняется тем, что в этом случае длительность времени между отдельными сбросами заданной скорости будет соответственно меньшей. Поэтому переходный процесс в конце каждого периода регулирования нельзя считать накопленным.

Следует обратить внимание на то, что все полученные выше начальные условия будут находиться в области, где не нарушается принятое для расчета качество регулирования.

§ 3. Критерии оптимальной добротности регулирования

Весьма важным является требование ограничения длительности переходного процесса от одного равновесного состояния к другому. При проектировании регуляторов всегда стремятся сделать время затухания переходного процесса наименьшим. В случае управления подъемной машиной этот вопрос приобретает первостепенное значение, так как даже абсолютно устойчивый, но медленно действующий регулятор не может выполнить заданную тахограмму хода с необходимой точностью.

Для расчета регулятора необходимы готовые функциональные зависимости между параметрами системы регулирования. При этом они должны обеспечить выбор наиболее устойчивого и быстродействующего регулятора хода. Для шахтного подъема решение этой задачи сводится к выбору наиболее выгодных параметров регулятора для заданной длительности переходного процесса.

В качестве критерия качества регулирования может быть взята площадь, ограниченная кривой переходного процесса и прямой, проведенной параллельно оси времени, соответствующей новому положению равновесия (заштрихованный участок на рис. 5).

Процесс регулирования будем считать оптимальным, если при аperiodическом переходном процессе эта площадь будет минимальной. Очевидно, что площадь будет тем меньше, чем меньше будет при равных начальных условиях длительность переходного процесса.

Ниже приведен вывод критериев, называемых критериями оптимальной добротности регулирования, пользуясь которыми можно для заданной длительности переходного процесса выбрать систему регулирования с наиболее экономичными параметрами регулятора хода.

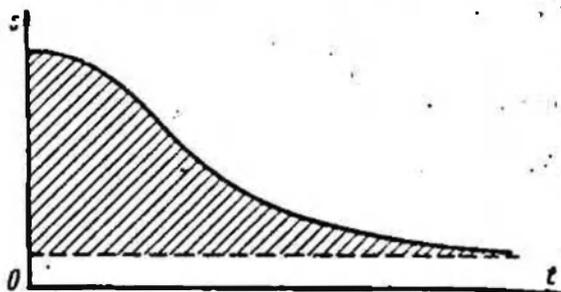


Рис. 5. Площадь регулирования при аperiodическом переходном процессе

Задача о быстроте сходимости переходного процесса, т. е. времени затухания, сводится к определению условий устойчивости определенным образом трансформированного характеристического уравнения (25).

Из общего решения (16) следует, что для уменьшения длительности переходного процесса необходимо увеличить по абсолютному значению отрицательные корни $p_1, p_2, p_3, \dots, p_n$ характеристического уравнения (25). Таким образом, для заданного вполне определенного времени затухания корни характеристического уравнения по абсолютному значению не должны быть меньше некоторой величины α .

Для определения значения α условимся, что при увеличении коэффициента времени от 0 до y_1 величина коэффициента отклонения уменьшается от $z = z_0 = 1$ до $\frac{z_n}{N} = \frac{1}{N}$.

Поэтому можно написать

$$\frac{1}{N} = e^{-\alpha y_1}. \quad (26)$$

Логарифмируя, получим

$$\alpha = \frac{\ln N}{y_1}. \quad (27)$$

Выражение (27) показывает, что для того, чтобы величина z при увеличении коэффициента времени от 0 до y_1 уменьшилась до значения $\frac{1}{N}$, все корни характеристического уравнения должны находиться влево от прямой, расположенной от мнимой оси на расстоянии, равном $\frac{\ln N}{y_1}$.

Принимая во внимание характеристическое уравнение (25), вводим новую переменную k_1 по условию

$$k = k_1 - \alpha. \quad (28)$$

Для k_1 мнимой будет ось, влево от которой должны располагаться корни характеристического уравнения (25).

Уравнение (25) примет вид

$$(k_1 - \alpha)^n + (k_1 - \alpha)^{n-1} + A_1(k_1 - \alpha)^{n-2} + A_2(k_1 - \alpha)^{n-3} + \dots + A_{n-2}(k_1 - \alpha) + A_{n-1} = 0.$$

Разлагая по биному Ньютона и преобразовывая, получим

$$k_1^n + B_1 k_1^{n-1} + B_2 k_1^{n-2} + \dots + B_{n-1} k_1 + B_n = 0, \quad (29)$$

где

$$B_1 = 1 - C_n^1 \alpha;$$

$$B_2 = A_1 + C_{n-1}^1 (-\alpha) + C_n^2 \alpha^2;$$

$$B_3 = A_2 + A_1 C_{n-2}^1 (-\alpha) + C_{n-1}^2 (-\alpha)^2 + C_n^3 (-\alpha)^3; \quad (30)$$

$$B_{n-1} = A_{n-2} + A_{n-3} C_2^1 (-\alpha) + A_{n-4} C_3^2 (-\alpha)^2 + \dots +$$

$$+ A_2 C_{n-3}^{n-4} (-\alpha)^{n-4} + A_1 C_{n-2}^{n-3} (-\alpha)^{n-3} + C_{n-1}^{n-2} (-\alpha)^{n-2} + C_n^{n-1} (-\alpha)^{n-1};$$

$$B_n = A_{n-1} + A_{n-2} (-\alpha) + A_{n-3} (-\alpha)^2 + \dots + A_2 (-\alpha)^{n-3} +$$

$$+ A_1 (-\alpha)^{n-2} + (-\alpha)^{n-1} + (-\alpha)^n.$$

Здесь

$$C_n^i = \frac{n(n-1)(n-2)\dots[n-(i-1)]}{1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot \dots \cdot i}.$$

Длительность переходного процесса будет минимальной, если коэффициенты B_1, B_2, \dots, B_n трансформированного характеристического уравнения (29) будут равны нулю.

В этом случае система, описанная трансформированным характеристическим уравнением (29), будет находиться на границе устойчивости; при этом α будет иметь максимальное значение.

Следует обратить внимание на то, что в данном случае степень устойчивости, равная по условию величине α , имеет также максимальное значение. Степень устойчивости согласно принятому определению равна абсолютному значению вещественной части одного корня или двух комплексно сопряженных корней, ближе всех расположенных к мнимой осп. При этом рассматривается только устойчивая система, для которой вещественные части всех корней должны быть отрицательными.

Положив $B_1, B_2, B_3, \dots, B_n$ равными нулю, получим

$$\alpha = \frac{1}{C_n^1} = \frac{1}{n};$$

$$A_1 = C_{n-1}^1 \alpha - C_n^2 \alpha^2 = \frac{n-1}{n} - \frac{n(n-1)}{1 \cdot 2} \cdot \frac{1}{n^2} = \frac{n(n-1)}{2! n^2} = \frac{C_n^2}{n^2}; \quad (31)$$

$$A_2 = C_n^3 \alpha^3 - C_{n-1}^2 \alpha^2 + A_1 C_{n-2}^1 \alpha = \frac{n(n-1)(n-2)}{3! n^3} = \frac{C_n^3}{n^3}.$$

Подобно предыдущему получим

$$\left. \begin{aligned} A_3 &= \frac{C_n^4}{n^4}; \\ A_4 &= \frac{C_n^5}{n^5}; \\ &\dots \\ A_i &= \frac{C_n^{i+1}}{n^{i+1}}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

При равенстве коэффициентов B_1, B_2, \dots, B_n нулю уравнение (29) примет вид

$$k_i^n = 0. \quad (33)$$

Подставляя выражение (28) в выражение (33), получим

$$(k + a)^n = 0, \quad (34)$$

откуда

$$k = k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = \dots = k_n = -a = -\frac{1}{n}.$$

Оптимальная добротность переходного процесса имеет место при равных между собой отрицательных корнях характеристического уравнения.

Для рассматриваемых типовых начальных условий, к которым свелся анализ систем автоматического регулирования шахтного подъема: $y = 0$; $z = s_0 = 1$; $\frac{dz}{dy} = \frac{a_1^2 z}{dy^2} = \dots = \frac{a_1^{n-1} z}{dy^n} = 0$, общий интеграл дифференциального уравнения при n равных корнях будет

$$s = e^{-\frac{y}{n}} \left[1 + \frac{1}{n} y + \frac{1}{2! n^2} y^2 + \dots + \frac{1}{(n-1)! n^{n-1}} y^{n-1} \right]. \quad (35)$$

Переходя к величинам, имеющим размерность, получим

$$\Delta u_d = \Delta u_d e^{-\frac{a_1}{n} t} \times \left[1 + \frac{a_1}{n} t + \frac{a_1^2}{2! n^2} t^2 + \frac{a_1^3}{3! n^3} t^3 + \dots + \frac{a_1^{n-1}}{(n-1)! n^{n-1}} t^{n-1} \right]. \quad (36)$$

Задавшая длительность переходного процесса τ обуславливается условиями эксплуатации. Необходимое значение коэффициента a_1 определяется из соотношения (21)

$$a_1 = \frac{y_1}{\tau}, \quad (37)$$

где y_1 — значение коэффициента y при кратных корнях, соответствующее данному порядку уравнения.

Тогда

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \frac{C_n^2}{n^2} \left(\frac{y_1}{\tau} \right)^2; \\ &\dots \\ a_1 &= \frac{C_n^1}{n^1} \left(\frac{y_1}{\tau} \right)^1. \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

Выражения (32) и (38) будем называть критериями оптимальной добротности регулирования. Они позволяют найти для заданной длительности переходного процесса наиболее экономичные параметры регулятора.

Значения коэффициента y_1 при $s = 0,05$ и $s = 0,2$ для характеристических уравнений до девятой степени включительно приведены в табл. 1.

Таблица 1

Порядок уравнения, n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значение коэффициента y_1 :									
при $s = 0,05$	3	10	20	32	46	62	82	104	126
при $s = 0,2$	1,6	6	13	22	33	46	62	79	98

Полученные критерии оптимальной добротности регулирования являются одновременно и критериями апериодической устойчивости в форме, весьма удобной для использования в технических расчетах. Коэффициенты $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ являются также функциями параметров системы регулирования

$$a_i = f(T_1, T_2, T_3, \dots, T_k, K), \quad (39)$$

где $T_1, T_2, T_3, \dots, T_k$ — постоянные времени звеньев системы регулирования;

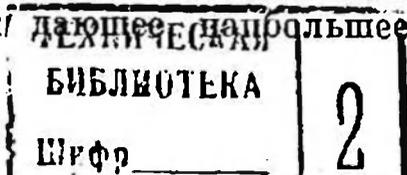
K — коэффициент усиления системы регулирования.

Приравнявая правые части формул (38) и (39) и решая совместно полученные выражения, найдем оптимальные значения параметров регулятора хода, выраженные в функции заданной длительности переходного процесса (заданной динамической точности регулирования) и постоянной времени машины.

В процессе вычислений могут быть получены отрицательными или равными нулю значения постоянных времени некоторых звеньев. Это говорит о том, что уравнение данной системы регулирования не имеет решения в области кратных корней. В этом случае для нахождения наиболее выгодных параметров регулятора хода могут быть использованы методы интегральных оценок качества процесса регулирования. Решение при помощи указанных методов для уравнений высоких порядков требует громоздких вычислений.

Необходимость получения апериодических решений для регулирования подъемных машин приводит к нахождению более простого с точки зрения вычислений решения задачи определения наиболее выгодных параметров регулятора хода.

Если характеристическое уравнение рассматриваемой системы регулирования не имеет решения, соответствующего кратным корням, параметры регулятора хода следует определять для случая вещественных отрицательных ($n - 1$) равных корней и одного корня, по абсолютному значению больше, чем равные. При этом искомое решение должно соответствовать наибольшему абсолютным величинам равных корней как/ ~~дающее наибольшее~~ значение степени



устойчивости, а следовательно, наименьшую длительность переходного процесса и наибольшую динамическую точность регулирования. Чтобы получить решение в области $(n - 1)$ равных корней, необходимо приравнять нулю коэффициенты B_2, B_3, \dots, B_n .

В случае отсутствия решения в области $(n - 1)$ равных корней его следует искать в области $(n - 2)$ равных корней, приравняв нулю коэффициенты $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_n$ и т. д.

Правильность сделанных выводов можно подтвердить, доказав следующую теорему.

Пусть $h = h(t)$ есть решение дифференциального уравнения типа (19) при n произвольных корнях $k_1, k_2, k_3, \dots, k_n$. Тогда для $t > 0$ справедливо неравенство

$$h \geq e^{-a_1 t} \left[1 + a_1 t + \dots + \frac{a_1^{n-1} t^{n-1}}{(n-1)!} \right]. \quad (40)$$

При этом $k = -a = -\frac{a_1}{n}$ — кратный корень характеристического уравнения.

Известно, что

$$-a_1 = k_1 + k_2 + k_3 + \dots + k_n, \quad (41)$$

поэтому

$$-a_1 = kn. \quad (42)$$

1. Докажем теорему для $n = 2$.

Общий интеграл для случая неравных корней будет

$$h = \frac{a_1}{a_2 - a_1} e^{-a_1 t} - \frac{a_1}{a_2 - a_1} e^{-a_2 t}. \quad (43)$$

Для кратных корней $k_1 = k_2 = -a$

$$h_0 = e^{-a t} (1 + a t). \quad (44)$$

Пусть

Обозначим

$$a_2 > a_1. \quad (45)$$

Очевидно, что

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \eta_2 a; \\ a_1 &= \eta_1 a. \end{aligned} \right\} \quad (46)$$

$$\left. \begin{aligned} \eta_2 &> 1; \\ \eta_1 &< 1. \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

Подставляя выражение (46) в выражение (43), получим

$$h = \frac{\eta_2}{\eta_2 - \eta_1} e^{-\eta_1 a t} - \frac{\eta_1}{\eta_2 - \eta_1} e^{-\eta_2 a t}. \quad (48)$$

Взяв разность выражений (48) и (44) и умножив ее на $e^{a t}$, имеем

$$v = e^{a t} (h - h_0) = \frac{\eta_2}{\eta_2 - \eta_1} e^{(1 - \eta_1) a t} - \frac{\eta_1}{\eta_2 - \eta_1} e^{(1 - \eta_2) a t} - 1 - a t. \quad (49)$$

Взяв производную, получим

$$\frac{dv}{dt} = \frac{\eta_2(1-\eta_1)\alpha}{\eta_2-\eta_1} e^{(1-\eta_1)\alpha t} - \frac{\eta_1(1-\eta_2)\alpha}{\eta_2-\eta_1} e^{(1-\eta_2)\alpha t} - \alpha. \quad (50)$$

При $t = 0$ выражение (50) равно нулю. С увеличением t разность двух первых членов этого выражения увеличивается. Поэтому

$$\frac{dv}{dt} > 0. \quad (51)$$

В связи с этим и

$$v > 0, \quad (52)$$

что доказывает теорему для $n = 2$.

Чтобы доказать теорему для уравнения n -го порядка, воспользуемся методом математической индукции.

2. Пусть имеется уравнение $(n-1)$ -го порядка, для которого справедливо неравенство

$$\sum_{i=1}^{n-1} C'_i e^{-a_i t} - \left[1 + \alpha t + \dots + \frac{\alpha^{n-2} t^{n-2}}{(n-2)!} \right] e^{-\alpha t} \geq 0, \quad (53)$$

где

$$C'_i = \prod_{\substack{r=1 \\ r \neq i}}^{n-1} \frac{k_r}{k_r - k_i}. \quad (54)$$

Докажем теорему для уравнения n -го порядка. Для этого добавим один корень k

$$k = k_n = -\alpha. \quad (55)$$

Умножив неравенство (53) на $e^{-\alpha t}$, получим

$$\sum_{i=1}^{n-1} C'_i e^{(\alpha-a_i)t} - \left[1 + \alpha t + \dots + \frac{\alpha^{n-1} t^{n-2}}{(n-2)!} \right]. \quad (56)$$

Проинтегрируем выражение (56) от 0 до t .

$$\begin{aligned} \alpha \int_0^t v \alpha t = \sum_{i=1}^{n-1} \frac{C'_i \alpha}{\alpha - a_i} e^{(\alpha-a_i)t} - \\ - \left[1 + \alpha t + \dots + \frac{\alpha^{n-1} t^{n-1}}{(n-1)!} \right] - \text{const} \geq 0. \end{aligned} \quad (57)$$

Однако

$$C'_i = \frac{\alpha}{\alpha - a_i} = C'_i \frac{k_n}{k_n - k_i} = C_i = \prod_{\substack{r=1 \\ r \neq i}}^n \frac{k_r}{k_r - k_i}. \quad (58)$$

При $t = 0$ выражение (57) примет вид

$$\sum_{i=1}^{n-1} C_i - 1 - \text{const} = 0. \quad (59)$$

Решение

$$h = \sum_{i=1}^n C_i e^{k_i t} \quad (60)$$

при начальных условиях: $t = 0; h = 1; \frac{dh}{dt} = 0, \dots, \frac{d^n h}{dt^n} = 0$ примет вид

$$\left. \begin{aligned} &1 + \sum_{i=1}^n C_i; \\ &0 = \sum_{i=1}^n C_i k_r [r = 1, 2, \dots, (n-1)]. \end{aligned} \right\} \quad (61)$$

Принимая во внимание выражение (61), из выражения (59) следует

$$-C_n = \text{const}. \quad (62)$$

Подставляя формулу (62) в выражение (57), получим

$$\sum_{i=1}^{n-1} C_i e^{(a-a_i)t} + C_n - \left[1 + at + \dots + \frac{a^{n-1} t^{n-1}}{(n-1)!} \right] \geq 0,$$

умножая на e^{-at} , имеем

$$\sum_{i=1}^n C_i e^{-a_i t} - \left[1 + at + \dots + \frac{a^{n-1} t^{n-1}}{(n-1)!} \right] e^{-at} \geq 0, \quad (63)$$

что и доказывает теорему.

3. Добавляется корень

$$k_n = -a_n, \quad (64)$$

где

$$a_n > a. \quad (65)$$

Пусть по-прежнему справедливо неравенство

$$\sum_{i=1}^{n-1} C_i' e^{-a_i t} - 1 \left[1 + a' t + \dots + \frac{a'^{n-2} t^{n-2}}{(n-2)!} \right] e^{-a' t} \geq 0 \quad (66)$$

при $t > 0$.

Взяв производную по a' от второго члена неравенства, получим

$$\frac{dh_0}{da'} = - \frac{e^{-a' t} a'^{n-1} t^{n-1}}{(n-1)!} \leq 0. \quad (67)$$

Поэтому с увеличением α' длительность переходного процесса уменьшается.

Новое оптимальное значение кратных корней будет $\alpha > \alpha'$. В связи с этим можно написать

$$\left[1 + \alpha t + \dots + \frac{\alpha^{n-2} t^{n-2}}{(n-2)!}\right] e^{-\alpha t} < \left[1 + \alpha' t + \dots + \frac{\alpha'^{n-2} t^{n-2}}{(n-2)!}\right] e^{-\alpha' t}. \quad (68)$$

Поэтому также будет справедливо неравенство

$$\sum_{i=1}^{n-1} C'_i e^{-\alpha_i t} - \left[1 + \alpha t + \dots + \frac{\alpha^{n-2} t^{n-2}}{(n-2)!}\right] e^{-\alpha t} \geq 0. \quad (69)$$

Умножив неравенство (69) на $e^{\alpha t}$, получим

$$v = \sum_{i=1}^{n-1} C'_i e^{(\alpha - \alpha_i) t} - \left[1 + \alpha t + \dots + \frac{\alpha^{n-2} t^{n-2}}{(n-2)!}\right] \geq 0. \quad (70)$$

Принтегрируем выражение (70) от 0 до t

$$\alpha \int_0^t v dt = \sum_{i=1}^{n-1} C'_i \frac{\alpha}{\alpha - \alpha_i} e^{(\alpha - \alpha_i) t} - \left[1 + \alpha t + \dots + \frac{\alpha^{n-1} t^{n-1}}{(n-1)!}\right] - \text{const} \geq 0. \quad (71)$$

Принимая во внимание выражения (58), (59) и (61) и умножая выражение (56) на $e^{-\alpha t}$, получим

$$\sum_{i=1}^n C'_i e^{-\alpha_i t} - \left[1 + \alpha t + \dots + \frac{\alpha^{n-1} t^{n-1}}{(n-1)!}\right] e^{-\alpha t} \geq 0, \quad (72)$$

что доказывает теорему.

§ 4. Критерии оптимальной добротности регулирования как условие работы системы регулирования на границе аperiodического и колебательного переходных процессов

Выше указывалось, что при выполнении критериев оптимальной добротности регулирования переходный процесс будет аperiodическим. При этом критерии оптимальной добротности регулирования могут быть преобразованы в критерии аperiodической устойчивости путем замены равенства неравенствами. Рассмотрим следующий

пример. Как известно, условия аперiodической устойчивости в каждом частном случае могут быть найдены по теореме Штурма. Исследуем уравнение третьего порядка. Для такого уравнения условия аперiodичности, полученные при помощи рядов Штурма, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} a_1^2 - 3a_0a_2 &> 0; \\ a_1(a_1^2 - 3a_0a_2)(a_1a_2 - 9a_0a_3) - \frac{3}{2}a_0(a_1a_0 - 9a_0a_2) - \\ - a_2(a_1^2 - 3a_0a_2) &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (73)$$

Если данное уравнение рассматривать в безразмерном виде, то

$$\left. \begin{aligned} a_0 = 1; \quad a_1 = 1; \\ a_2 = A_1; \quad a_3 = A_2. \end{aligned} \right\} \quad (74)$$

Подставив выражения (74) и (73) и заменив неравенства равенствами, получим

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{1}{3}; \\ A_2 &= \frac{1}{27}. \end{aligned} \right\} \quad (75)$$

В соответствии с формулой (32) условия (75) являются критериями оптимальной добротности регулирования для уравнения третьего порядка.

Приведенное выше положение может быть доказано для уравнения любого порядка.

В литературе по теории автоматического регулирования громоздкость вычислений указывается в качестве одной из серьезных причин, препятствующих применению критериев аперiodической устойчивости в практических расчетах.

Действительно, выражение (73) неудобно для пользования. Для уравнений более высоких степеней условия аперiodичности приобретают весьма сложный вид. Наоборот, использование критериев оптимальной добротности регулирования значительно упрощает расчет систем регулирования.

Следует отметить, что Р. Ольденбург и Г. Сарторнус на основании результатов анализа конкретных примеров рекомендуют вести расчет системы регулирования именно для случая кратных корней характеристического уравнения, как дающего наимыгоднейшие параметры регулятора.

§ 5. Точность управления при непрерывном задании диаграммы скорости

Приведенная выше методика расчета системы управления рудничной подъемной машиной при единичном скачкообразном воздействии весьма проста и удобна для пользования.

Поэтому особенно важно установить зависимость показателей качества управления подъемной машиной при выполнении действительной заданной тахограммы хода по данным переходного процесса, вызванного единичным скачкообразным возмущением. На рис. 6, а

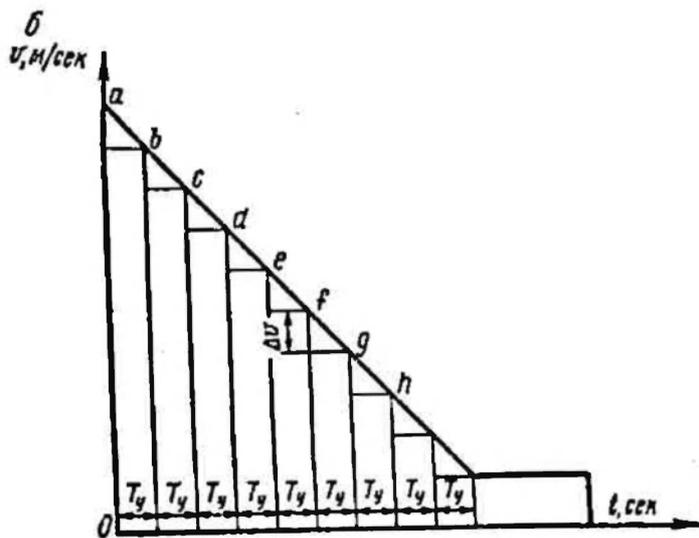
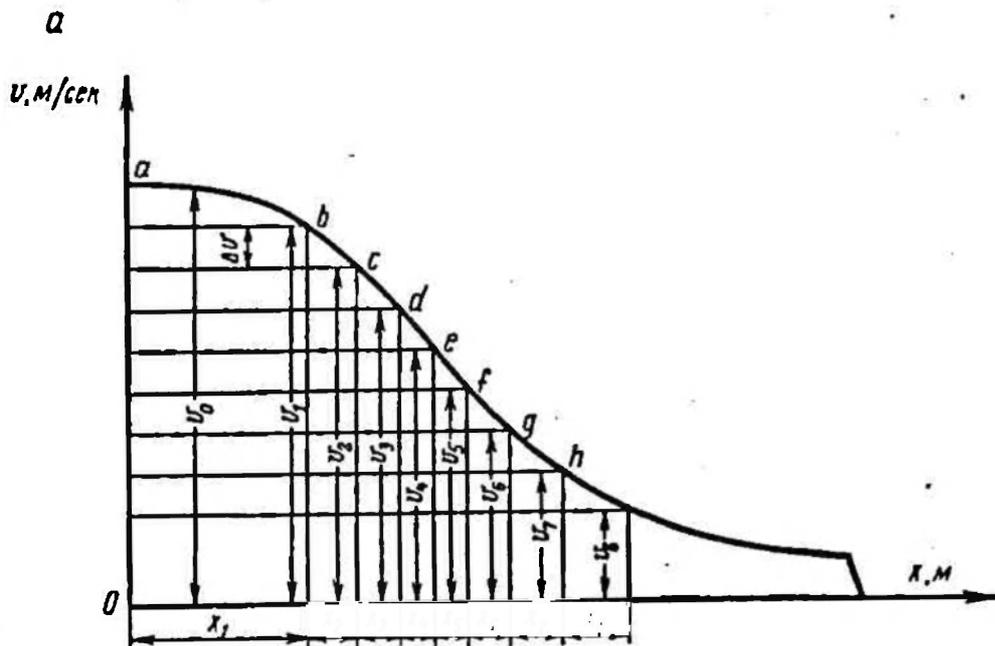


Рис. 6. Заданные диаграммы скорости:
 а — произвольного вида; б — принятая к исследованию

для общности изображена произвольного вида заданная тахограмма хода.

Очевидно, что при выполнении заданной диаграммы скорости на участке, где заданное ускорение имеет наибольшее значение, точность управления будет наименьшей. Поэтому, не нарушая общности, будем ниже исследовать процесс выполнения диаграммы скорости (рис. 6, б), имеющей два участка: на первом участке заданное ускорение равно ускорению действительной заданной диаграммы скорости, на втором участке — дотягивания — ускорение принято равным нулю.

Заменим ее диаграммой, осуществляющей ступенчатое изменение заданной скорости. Скачкообразное изменение заданной скорости на каждой ступени прием равным Δv . Это значение Δv не обязательно должно быть принято равным заданному отклонению действительной скорости от заданной Δu , ограничивающему допустимые пределы изменения действительной скорости.

В связи с тем, что значения промежутков времени между близлежащими скачкообразными изменениями заданной скорости зависят только от величины заданного ускорения, для первого участка рассматриваемой расчетной диаграммы скорости они будут одинаковыми и равными по величине

$$T_y = \frac{\Delta v}{|j|}. \quad (76)$$

Диаграмму скорости будем задавать следующим образом.

В момент прохождения подъемных сосудов через положение, соответствующее пути, равному x_k , скачкообразно изменяется входная координата задающего устройства. При этом на вход задающего устройства подается напряжение, соответствующее заданной скорости v_{k+1} в положении подъемных сосудов, равному x_{k+1} .

Выходная координата задающего устройства должна изменяться с постоянной скоростью таким образом, чтобы в конце промежутка

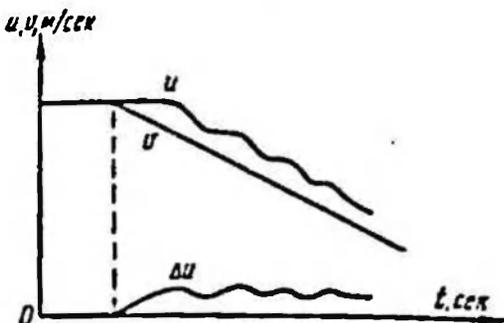
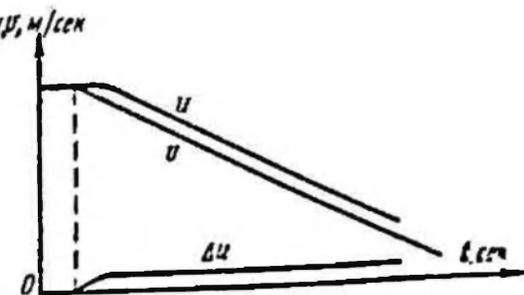


Рис. 7. Диаграмма возможных процессов изменения действительной и заданной скорости при переходе к замедленному движению

времени T_y она стала равной новому заданному значению скорости v_{k+1} в положении подъемных сосудов, равному x_{k+1} . Заданная тахограмма хода в функции времени при этом условии будет представлена отрезками ($ab, bc, cd \dots$), имеющими контакт в вершинах ординат, восстановленных в дискретные моменты времени, кратные отрезку времени T_y . Такая диаграмма скорости изображена на рис. 7.

При этом всегда следует иметь в виду, что в действительности задание скорости в точках a, b, c, d и т. д. осуществляется в функции пути.

При таком задании скорости к концу каждого интервала времени T_y накапливается некоторая ошибка в пути, но благодаря малости этого интервала времени она будет незначительной.

При данном методе задания диаграммы скорости ошибка в пути от интервала к интервалу практически не будет увеличиваться, а поэтому ею можно пренебречь.

В реальных, уже примененных на практике схемах автоматического управления рудничным подъемом, как правило, используются

в качестве устройств, задающих скорость, потенциометры, имеющие ограниченное число ступеней — обычно 25—35 (схема КНИУИ и т. д.). Применяя различного типа зарядно-разрядные звенья, добиваются в этих условиях получения плавного изменения напряжения на выходе задающего устройства. В этом случае предлагаемая методика исследования и расчета систем непрерывного управления рудничными подъемными машинами обеспечивает получение результатов высокой точности.

С уменьшением длительности интервала времени T_y уменьшается и ошибка в пути. Поэтому, если в действительности будет применяться непрерывное задание скорости в функции пути, точность управления при использовании регулятора хода, рассчитанного по предлагаемой методике для упрощенных физических условий, при прочих равных условиях будет выше.

Чтобы получить полное представление о поведении системы при автоматизированном управлении, достаточно проанализировать процесс выполнения заданной тахограммы хода на наиболее тяжелых участках.

Такими участками заданной тахограммы хода являются зона перехода от движения подъемной машины с максимальной скоростью к замедленному движению и зона перехода от замедленного движения к скорости дотягивания.

Дифференциальное уравнение, описывающее движение подъемной машины, управляемой регулятором хода, может быть представлено в виде

$$\frac{d^n u}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} u}{dt^{n-1}} + a_2 \frac{d^{n-2} u}{dt^{n-2}} + \dots + a_{n-1} \frac{du}{dt} + a_n u = -f(F_c) + a_n v, \quad (77)$$

где u и v — действительная и заданная скорости движения подъемной машины;

F_c — статическая нагрузка;

$a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ — коэффициенты, зависящие от параметров системы автоматического управления.

Чтобы получить выражение, определяющее величину статического отклонения действительной скорости от заданной, положим в уравнении (77) все производные $\frac{d^n u}{dt^n}, \frac{d^{n-1} u}{dt^{n-1}}, \frac{d^{n-2} u}{dt^{n-2}}, \dots, \frac{du}{dt}$ равными нулю.

Имея в виду, что для этого случая $u - v = \Delta u_s$, получим

$$\Delta u_s = - \frac{f(F_c)}{a_n}, \quad (78)$$

где Δu_s — значение статического отклонения действительной скорости от заданной.

Следует иметь в виду, что при действии наименьшей нагрузки статическое отклонение действительной скорости от заданной будет иметь максимальное значение, равное Δu_c .

При спуске груза ($-F_c$) статическое отклонение действительной скорости будет положительно, при подъеме груза — отрицательно. В общем случае имеет место равенство

$$\Delta u = u - v, \quad (79)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} u &= \Delta u + v; \\ \frac{du}{dt} &= \frac{d\Delta u}{dt} + \frac{dv}{dt}; \\ \frac{d^2u}{dt^2} &= \frac{d^2\Delta u}{dt^2} + \frac{d^2v}{dt^2}; \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \right\} \quad (80)$$

Подставив значения действительной скорости и ее производных из выражений (80) в уравнение (77), получим

$$\begin{aligned} -\frac{d^n v}{dt^n} - a_1 \frac{d^{n-1} v}{dt^{n-1}} - a_2 \frac{d^{n-2} v}{dt^{n-2}} - \dots - a_{n-1} \frac{dv}{dt} - \\ - f(F_c) = \frac{d^n \Delta u}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} \Delta u}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{d\Delta u}{dt} + a_n \Delta u. \end{aligned} \quad (81)$$

Для режима постоянной заводки (при $t \leq 0$ $v = 0$, при $t > 0$ $v = V - jt$), получим

$$a_{n-1}j - f(F_c) = \frac{d^n \Delta u}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} \Delta u}{dt^{n-1}} + a_2 \frac{d^{n-2} \Delta u}{dt^{n-2}} + \dots + a_n \Delta u. \quad (82)$$

Отклонение действительной скорости от заданной можно рассматривать как сумму установившейся $\Delta u_{уст}$ и свободной $\Delta u_{св}$ составляющих

$$\Delta u = \Delta u_{уст} + \Delta u_{св}. \quad (83)$$

Установившееся отклонение действительной скорости от заданной можно получить, положив в уравнении (82) все производные и свободную составляющую отклонения действительной скорости от заданной равными нулю,

$$\Delta u_{уст} = \frac{a_{n-1}j - f(F_c)}{a_n}. \quad (84)$$

Величину, пропорциональную ускорению заданной тахограммы хода

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} j = \Delta u_y, \quad (85)$$

будем называть ускорительным (или акселераторным) отклонением действительной скорости от заданной.

В связи с этим имеем

$$\Delta u_{уст} = \Delta u_y + \Delta u_{ст}. \quad (86)$$

Окончательно

$$\Delta u = \Delta u_y + \Delta u_{ст} + \Delta u_{св}. \quad (87)$$

Свободная составляющая отклонения действительной скорости от заданной может быть найдена при решении однородного дифференциального уравнения

$$\frac{d^n \Delta u_{св}}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} \Delta u_{св}}{dt^{n-1}} + a_2 \frac{d^{n-2} \Delta u_{св}}{dt^{n-2}} + \dots + a_n \Delta u_{св} = 0. \quad (88)$$

Время действия свободной ошибки, равное длительности переходного процесса, определяется решением уравнения (88). Заданная длительность переходного процесса τ должна быть выбрана так, чтобы при выполнении заданной тахограммы хода и действия всех возможных в условиях эксплуатации возмущений отклонение действительной скорости от заданной не превосходило расчетного значения.

Для случая ступенчатого задания скорости выше было найдено выражение, определяющее величину заданной длительности переходного процесса τ_p , соответствующую принятому значению динамического отклонения действительной скорости от заданной,

$$j = \frac{\Delta u_{д.р.}}{\tau_p}. \quad (89)$$

Подставив значение заданного ускорения из выражения (89) в формулу (85), получим

$$\Delta u_y = \frac{a_{n-1}}{d_n \tau_p} \Delta u_{д.р.} \quad (90)$$

Пользуясь формулой (90), для расчетного значения скачкообразного изменения заданной скорости $\Delta u_{д.р.}$ можно определить ускорительное отклонение действительной скорости от заданной, которое будет иметь место при равноускоренном движении подъемных сосудов.

Из выражения (90) получим зависимость

$$\Delta u_{д.р.} = \frac{a_n \tau_p}{a_{n-1}} \Delta u_y, \quad (91)$$

с помощью которой может быть найдено значение величины скачкообразного изменения заданной скорости, соответствующей принятой, для расчета точности управления при плавном задании скорости.

Для кратных корней критерии оптимальной добротности регул-
рования дают

$$a_n = \frac{C_n^n \left(\frac{y_1}{\tau_p}\right)^n}{n^n}; \quad (92)$$

$$a_{n-1} = \frac{C_n^{n-1} \left(\frac{y_1}{\tau_p}\right)^{n-1}}{n^{n-1}}. \quad (93)$$

Подставив значения коэффициентов a_n и a_{n-1} из выражений (92) и (93) в формулу (85), получим

$$\Delta u_y = \frac{a_{n-1}}{a_n} j = \frac{j n^2 \tau_p}{y_1}. \quad (94)$$

Ускорительное отклонение действительной скорости от заданной прямо пропорционально ускорению заданной тахограммы хода, квадрату порядка дифференциального уравнения, описывающего переходный процесс, длительности переходного процесса и обратно пропорционально коэффициенту времени.

Подставляя значение заданного ускорения из формулы (89) в выражение (94), имеем

$$\Delta u_{д.р} = \Delta u_y \frac{y_1}{n^2} = \Delta u_z \frac{y_1}{n^2}, \text{ так как } \Delta u_y = \Delta u_{д.} \quad (95)$$

В связи с тем, что $y_1 > n^2$, расчетное динамическое отклонение действительной скорости от заданной для кратных корней всегда больше ускорительной ошибки.

Пользуясь выведенными выше формулами, можно исследование процесса выполнения реальной заданной тахограммы хода свести к исследованию поведения системы управления при единичном скачкообразном возмущении.

В табл. 2 приведены значения динамического отклонения действительной скорости от заданной $\Delta u_{д.р}$, подсчитанные по формуле (95) для коэффициентов времени y_1 при $s = 0,05$, взятых из табл. 1.

В табл. 2 также приведены значения расчетной заданной длительности переходного процесса τ_p , которые определены по формуле

$$\tau_p = \frac{\Delta u_{д.р}}{j} = \frac{y_1}{n^2} \cdot \frac{\Delta u_y}{j} = \frac{y_1}{n^2} \tau. \quad (96)$$

Таблица 2

n	1	2	3	4	5	6	7	8
$y_{10,05}$. .	3	10	20	32	45	62	82	104
$\Delta u_{д.р}$. .	$3\Delta u_y$	$2,5\Delta u_y$	$2,2\Delta u_y$	$2\Delta u_y$	$1,8\Delta u_y$	$1,7\Delta u_y$	$1,68\Delta u_y$	$1,65\Delta u_y$
τ_p	3τ	$2,5\tau$	$2,2\tau$	2τ	$1,8\tau$	$1,7\tau$	$1,68\tau$	$1,65\tau$

Если по условиям эксплуатации длительность свободной составляющей отклонения действительной скорости от заданной $\tau_{св}$ может быть принята больше длительности переходного процесса τ_p , имеющей место при единичном возмущении, расчет необходимо вести таким образом, чтобы были выполнены условия (78) и (85), определяющие заданные значения статической и ускорительной точности управления, и соответствовать заданному процессу изменения свободной составляющей, описанному уравнением (88).

Величина заданной длительности свободной составляющей $\tau_{св}$ может быть найдена и строго обоснована в каждом отдельном случае исходя из требований, предъявляемых к подъемной установке в отношении качества управления в переходных режимах. При этом процесс управления в переходных режимах, описываемый уравнением (88), должен быть аperiodическим или колебательным с весьма небольшим перерегулированием.

§ 6. Критерии оптимальной добротности регулирования как основа для выбора оптимальных параметров системы регулирования

Электрический емкостный индикатор ускорения

Схема индикатора представлена на рис. 8.

При определенных значениях параметров емкостного индикатора ускорения ток I в цепи с некоторыми допущениями можно считать пропорциональным ускорению тахогенератора.

Э. д. с. тахогенератора равна сумме падений напряжения во всей замкнутой электрической цепи

$$E = IR + L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int I dt. \quad (97)$$

Примем

$$E = et, \quad (98)$$

где e — изменение э. д. с. тахогенератора в единицу времени.

Подставив формулу (98) в выражение (97) и продифференцировав полученное выражение, после преобразований получим

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dI}{dt} + \frac{1}{CL} I = \frac{e}{L}. \quad (99)$$

Однако

$$I = I_s + I_d, \quad (100)$$

где I_s — установившийся ток;

I_d — свободный ток.

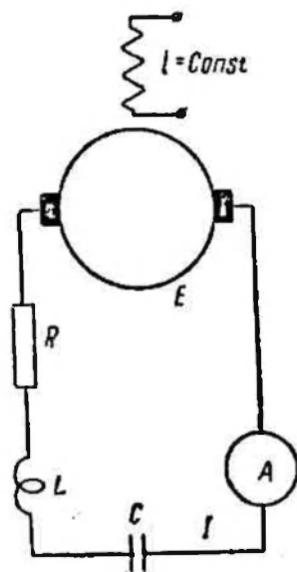


Рис. 8. Схема электрического емкостного индикатора ускорения

Подставив равенство (100) в выражение (99), получим

$$\frac{d^2 I_d}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dI_d}{dt} + \frac{1}{CL} I_d = 0, \quad (101)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \frac{R}{L} &= a_1; \\ \frac{1}{CL} &= a_2. \end{aligned} \right\} \quad (102)$$

Из выражения (32) следует

$$A_1 = \frac{n(n-1)}{2!n^2} = \frac{1}{4}. \quad (103)$$

Чем меньше длительность переходного процесса, тем точнее показания индикатора, так как отставания во времени показаний индикатора будут меньшими.

Примем длительность переходного процесса при скачкообразном изменении э. д. с. e равной $\tau = 0,01$ сек. Тогда при плавном изменении э. д. с. e

$$\tau_p = 2,5\tau = 0,025 \text{ сек.}$$

В связи с этим

$$a_1 = \frac{v_1}{\tau_p} = \frac{10}{0,025} = 400; \quad (104)$$

$$a_2 = A_1 \cdot a_1^2 = 4 \cdot 10^4. \quad (105)$$

Примем

$$e = 50 \text{ в/сек.} \quad (106)$$

Допустим, что условия эксплуатации требуют, чтобы при данном e ток I_s был равен 0,01 а. Тогда

$$C = \frac{I_s}{e} = \frac{0,01}{50} = 0,0002 \text{ ф.} \quad (107)$$

Подставляя выражение (107) в выражение (102), получим

$$L = \frac{1}{Ca_2} = 0,125 \text{ гн;} \quad (108)$$

$$R = a_1 L = 50 \text{ ом.} \quad (109)$$

Движение массы m , подчиненной упругой связи с трением Рассмотрим систему, состоящую из груза, подвешенного на пружине и связанного с демпфером (рис. 9).

Сила упругого противодействия пружины пропорциональна отклонению груза от положения равновесия. Она может быть записана в виде $-kx$.

Сила трения, зависящая от скорости, может быть представлена следующим выражением: $-\beta \frac{dx}{dt}$.

Для малых отклонений груза можно написать

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + \beta \frac{dx}{dt} + kx = 0. \quad (110)$$

Для решения задачи найдем необходимые значения коэффициента β , характеризующего вязкое трение в катаракте, и коэффициента k , характеризующего упругость пружины, чтобы в течение заданного отрезка времени τ груз с массой m , выведенный из равновесия, без колебаний возвратился в прежнее положение.

Уравнение (110) можно представить в таком виде

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \frac{\beta}{m} \frac{dx}{dt} + \frac{k}{m} x = 0. \quad (111)$$

Обозначим

$$a_1 = \frac{\beta}{m}; \quad a_2 = \frac{k}{m}. \quad (112)$$

Поскольку для уравнения второго порядка $\nu_1 = 10$, можно написать

$$a_1 = \frac{\nu_1}{\tau} = \frac{10}{\tau}. \quad (113)$$

Принимая во внимание выражение (112), получим

$$\frac{10}{\tau} = \frac{\beta}{m}, \quad (114)$$

откуда

$$\beta = \frac{10m}{\tau}.$$

Из формулы (20) следует

$$a_2 = A_1 a_1^2. \quad (115)$$

Для данного случая

$$A_1 = \frac{1}{4}. \quad (116)$$

Подставив выражения (116), (113) и (112) в равенство (115) получим

$$\frac{k}{m} = \frac{1}{4} \cdot \frac{10^2}{\tau^2},$$

откуда

$$k = \frac{25m}{\tau^2}. \quad (117)$$

Найдем выражение, связывающее значения коэффициентов k и β для случая наименьшей длительности переходного процесса.

Подставляя выражения (116) и (112) в равенство (115), получим

$$\frac{k}{m} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\beta^2}{m^2},$$

откуда

$$k = \frac{\beta^2}{4m}. \quad (118)$$

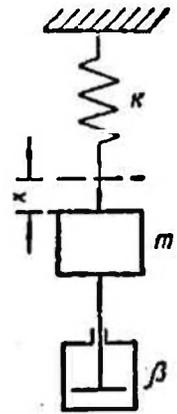


Рис. 9. Схема демпфирования груза, подвешенного на пружине

§ 7. Использование интегральных оценок для выбора параметров системы регулирования

В качестве интегральной оценки при допущении колебательного переходного процесса может быть использован следующий интеграл, представленный в общем виде:

$$\int_0^{\infty} \left\{ h^2(t) + \tau_1^2 \left[\frac{dh(t)}{dt} \right]^2 + \tau_2^4 \left[\frac{d^2h(t)}{dt^2} \right]^2 + \dots + \tau_n^{2n} \left[\frac{d^n h(t)}{dt^n} \right]^2 \right\} dt. \quad (119)$$

Параметры системы должны рассчитываться для минимального значения интеграла (119).

На практике ограничиваются одним или двумя членами подынтегрального выражения. Параметры системы, выбранные исходя из минимума интеграла

$$\int_0^{\infty} h^2(t) dt, \quad (120)$$

дают чрезмерно колебательный переходный процесс.

Поэтому на основании большого практического опыта рекомендуется в качестве оценки процесса регулирования следующий интеграл:

$$\int_0^{\infty} [h^2(t) + \tau^2 \dot{h}^2(t)] dt, \quad (121)$$

где τ — заданное число.

Использование для расчета параметров системы интеграла (121) обеспечивает получение хорошего по качеству переходного процесса, чаще всего апериодического или с небольшими перерегулированием.

Для дифференциального уравнения (24) в безразмерном виде интегральная оценка (121) примет вид

$$I = \int_0^{\infty} V dy = \int_0^{\infty} [s^2(y) + Y^2 \dot{s}^2(y)] dy. \quad (122)$$

Преимущество в использовании интегральной оценки в безразмерном виде заключается в том, что безразмерное число Y может быть принято равным вполне определенной, заранее известной величине, зависящей только от порядка уравнения. Число Y будем называть коэффициентом веса.

Интеграл (122) представим в виде разности двух интегралов

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} [s^2(y) + Y^2 \dot{s}^2(y)] dy &= \int_0^{\infty} [s(y) + Y \dot{s}(y)]^2 dy - 2Y \int_0^{\infty} s(y) \dot{s}(y) dy = \\ &= \int_0^{\infty} [s(y) + Y \dot{s}(y)]^2 dy - 2Y \int_0^{\infty} s(y) ds. \end{aligned}$$

Интегрируя последнее выражение, получим

$$2Y \int_0^{\infty} s(y) ds = 2Y \frac{s^2(y)}{2} \Big|_0^{\infty} = Y [s^2(\infty) - s^2(0)] = Y s^2(0).$$

Очевидно, для устойчивого регулирования

$$s(\infty) = 0.$$

В связи с этим

$$\int_0^{\infty} [s^2(y) + Y^2 \dot{s}^2(y)] dy = \int_0^{\infty} [s(y) + Y \dot{s}(y)]^2 dy + Y s^2(0). \quad (123)$$

Величина $s(0)$ постоянна и равна начальному отклонению системы.

Для принятых начальных условий $s(0) = 1$.

Подынтегральное выражение может быть только положительным.

Поэтому минимальное значение рассматриваемой интегральной оценки соответствует равенству интеграла нулю

$$\int_0^{\infty} [s(y) + Y \dot{s}(y)]^2 dy = 0.$$

Таким образом, наименьшее значение интеграла (123)

$$I_{\min \min} = Y s^2(0) \quad (124)$$

будет иметь место при выполнении условия

$$s(y) + Y \dot{s}(y) = 0. \quad (125)$$

Интеграл дифференциального уравнения (125) будет иметь вид

$$s(y) = s(0) e^{-\frac{y}{Y}}. \quad (126)$$

Он изображает тот предельный переходный процесс, к которому в той или иной степени можно приблизить действительный переходный процесс соответствующим подбором параметров системы регулирования.

Следует обратить внимание на то, что только дифференциальное уравнение первого порядка может иметь такой интеграл.

Именно в этом единственном случае он соответствует наиболее короткому аperiodическому переходному процессу.

В связи с этим минимум интегральной оценки (122) будем искать для кратных корней, обеспечивающих самый короткий апериодический переходный процесс.

Если по-прежнему считать, что переходный процесс заканчивается в момент, когда

$$s(y) = 0,05,$$

следует принять

$$\frac{y_1}{Y} = 3,$$

откуда

$$Y = \frac{y_1}{3}. \quad (127)$$

Коэффициент времени τ_1 берем равным его значению, определенному выше для кратных корней характеристического уравнения (см. § 3). Значения коэффициента веса Y , полученные по формуле (127), для уравнений до девятой степени включительно приведены в табл. 3.

Таблица 3

Порядок уравнения n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Коэффициента веса Y	1	3,33	6,8	10	15,3	21	27	35	42

Согласно условию (21) значение коэффициента a_1 характеристического уравнения (19) может быть определено по формуле

$$a_1 = \frac{y_1}{\tau}, \quad (128)$$

где τ — заданная длительность переходного процесса, определяемая по формуле (9).

Значения остальных коэффициентов характеристического уравнения можно найти следующим образом.

Рассмотрим систему линейных дифференциальных уравнений первого порядка, к которым может быть сведено любое линейное дифференциальное уравнение,

$$\dot{s}_i = \sum_{j=1}^n a_{ij} s_j. \quad (129)$$

Вводим новую квадратичную форму U по условию

$$\frac{dU}{dy} = -V, \quad (130)$$

тогда

$$I = \int_0^{\infty} V dy = - \int_0^{\infty} dU = U(0). \quad (131)$$

Определим зависимость

$$U = \sum_{i,j=1}^n B_{i,j} s_i s_j. \quad (132)$$

При этом, очевидно,

$$\sum_{i=1}^n \frac{\partial U}{\partial s_i} \dot{s}_i = -V. \quad (133)$$

Принимая во внимание выражения (129), (132) и (133), можно написать

$$\sum_{i=1}^n \left[\sum_{j=1}^n B_{ij} s_j \right] \left[\sum_{j=1}^n a_{ij} s_j \right] = -\dot{s}^2 - Y^2 s^2. \quad (134)$$

Приравнявая значения коэффициентов при одинаковых производных левой и правой частей, получим систему алгебраических уравнений, необходимых для определения величины коэффициентов B_{ij} .

Подставляя значения B_{ij} и заданные начальные условия в формулу (131), получим формулу, выражающую функциональную зависимость Y от параметров системы регулирования. Далее обычным способом находим параметры систем регулирования, соответствующие минимуму функции Y .

Пример. Используя рассмотренную выше квадратичную оценку, рассчитаем емкостный подкатер ускорения (см. рис. 8). Дифференциальное уравнение (101) может быть приведено к системе

$$\left. \begin{aligned} s_2 &= \dot{s}_1; \\ \dot{s}_2 &= -s_2 - A_1 s_1. \end{aligned} \right\} \quad (135)$$

Функцию U будем искать в виде:

$$U = B_1 s_1^2 + B_{12} s_1 s_2 + B_2 s_2^2;$$

$$\frac{\partial U}{\partial s_1} \dot{s}_1 + \frac{\partial U}{\partial s_2} \dot{s}_2 = -V;$$

$$2B_1 s_1 s_2 + B_{12} s_2^2 - B_{12} s_1 s_2 - 2B_2 A_1 s_1 s_2 - 2B_2 s_2^2 - B_{12} A_1 s_1^2 = -s_1^2 - Y^2 s_2^2.$$

Приравнявая коэффициенты при одинаковых производных, получим систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} 2B_1 - B_{12} - 2B_2 A_1 &= 0; \\ B_{12} - 2B_2 &= -Y^2; \\ -B_{12} A_1 &= -1. \end{aligned} \right\}$$

Решив систему, определим

$$B_{12} = \frac{1}{A_1};$$

$$B_2 = \frac{Y^2}{2} + \frac{1}{2A_1};$$

$$B_1 = \frac{1}{2A_1} + \frac{Y^2 A_1}{2} + \frac{1}{2},$$

откуда

$$I = \frac{1}{2A_1} + \frac{Y^2 A_1}{2} + \frac{1}{2};$$

$$\frac{dI}{dA_1} = -\frac{1}{2A_1^2} + \frac{Y^2}{2} = 0; \quad (136)$$

$$A = \frac{1}{Y}.$$

Для уравнения второго порядка $Y = 3,33$, тогда $A_1 = \frac{10}{0,01} = 10^4$.

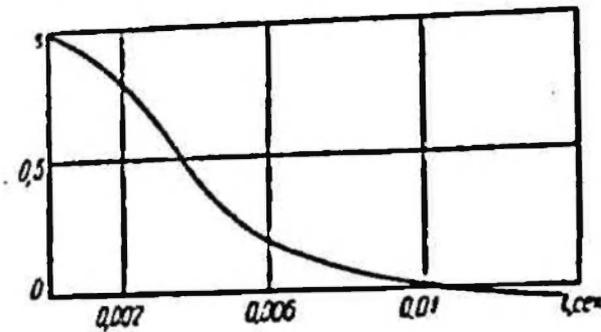


Рис. 10. Кривая переходного процесса в жестком индикаторе ускорения, рассчитанном при помощи интегральной оценки

Кроме того, для прежних данных

$$a_1 = \frac{y_1}{\tau} = \frac{1}{3,33} = 0,3;$$

$$a_2 = A_1 a_1^2 = 3 \cdot 10^8,$$

$$C = 2 \cdot 10^{-4} \text{ ф};$$

$$L = \frac{1}{Ca_2} = 0,017 \text{ гн};$$

$$R = La_1 = 17 \text{ ом}.$$

Корни характеристического уравнения и интеграл дифференциального уравнения (101) будут:

$$k_{1,2} = -500 \pm 220i; \quad (137)$$

$$i = e^{-500t} (2,27 \sin 220t + \cos 220t). \quad (138)$$

Кривая переходного процесса, построенная по формуле (138), изображена на рис. 10.

В результате анализа кривой можно сделать заключение о достаточной точности принятого метода выбора параметров системы, обеспечивающих заданную длительность переходного процесса, а следовательно, и заданную динамическую точность регулирования.

Из сравнения результатов расчетов, выполненных при помощи критериев оптимальной добротности регулирования, и принятой выше интегральной оценки видно, что параметры системы в обоих случаях близки.

Подобным образом могут быть найдены параметры системы регулирования, описываемой и уравнениями более высоких порядков.

§ 8. Статическая точность регулирования

Наиболее сложной и ответственной задачей является исследование движения подъемной машины, управляемой регулятором хода при возмущениях, вызванных изменением заданных значений регулируемого параметра или нагрузки. В результате решения этой задачи устанавливается величина динамической точности регулирования или могут быть определены параметры системы, обеспечивающие необходимую динамическую точность регулирования.

Все это достаточно полно изложено выше. Решение задачи, связанной с установлением статической точности регулирования,

значительно проще, так как оно сводится к исследованию уравнения установившегося движения подъемной машины с постоянной скоростью.

Статическая точность регулирования определяется коэффициентом усиления системы регулирования, причем она будет тем выше, чем больше коэффициент усиления системы. Следует иметь в виду, что динамическая точность регулирования, наоборот, уменьшается с увеличением коэффициента усиления системы.

Поэтому методика расчета системы автоматического регулирования должна органически связывать и отвечать всем требованиям, предъявляемым к подъемной установке в отношении динамической и статической точности регулирования.

В большинстве случаев удается разбить расчет системы на два этапа. На первом этапе следует выбрать постоянные времени звеньев регулирования, исходя из величины заданной динамической точности регулирования, а на втором — конструктивные размеры звеньев и связей, обеспечивающих необходимую статическую точность регулирования.

Уравнение установившегося движения для рассматриваемой физической модели получим, положив в неоднородном дифференциальном уравнении (17) все производные равными нулю,

$$\frac{d^n h_s}{dt^n} = \frac{d^{n-1} h_s}{dt^{n-1}} = \dots = \frac{dh_s}{dt} = 0. \quad (139)$$

В случае шахтного подъема

$$h_s = u_s, \quad (140)$$

где u_s — установившееся значение действительной скорости подъема.

Поэтому получим

$$u_s = \frac{h_1}{b_n}. \quad (141)$$

Для наименьшей и наибольшей величины нагрузки, которая может быть в действительности, имеем

$$\left. \begin{aligned} u_{s \max} &= \frac{h_{1 \max}}{b_n}; \\ u_{s \min} &= \frac{h_{1 \min}}{b_n}. \end{aligned} \right\} \quad (142)$$

Наибольшее статическое отклонение действительной скорости от заданной

$$\Delta u_c = \bar{u}_s \max - u_{s \min} = \frac{h_{1 \max} - h_{1 \min}}{b_n}. \quad (143)$$

Установившееся значение отклонения действительной скорости от заданной при разных скоростях подъема может быть одинаково.

В этом случае объем работы несколько увеличивается, но и здесь целью исследований должно быть нахождение аналитической зависимости между статической точностью регулирования и параметрами системы.

Для упрощения исследований можно принять, что на первой характеристике при действии нагрузки (наибольшей возможной) значение действительной скорости равно нулю

$$u_s \min = \frac{h_1 \min}{b_n} = 0. \quad (144)$$

Тогда

$$\Delta u_c = u_s \max = \frac{h_1 \max}{b_n}. \quad (145)$$

Пользуясь формулой (145), можно легко определить действительную статическую точность регулирования системы или для заданного статического отклонения действительной скорости от заданной определить параметры регулятора хода.

§ 9. Переходные процессы, вызванные возмущениями, связанными с изменением статической нагрузки

В период движения подъемной машины возможны значительные изменения статической нагрузки, что будет вызывать переходные процессы в системе регулирования. Наиболее значительные изменения нагрузки наблюдаются в системах подъема с опрокидными судами, когда они находятся в положении разгрузки полезного ископаемого. В этот момент регулятор хода должен обеспечить достаточно быструю перестановку регулирующего органа, в противном случае отклонение действительной скорости от заданной может превысить допустимые пределы.

Исследование переходных процессов в системе регулирования шахтного подъема для рассматриваемого возмущения облегчается тем, что значительные изменения нагрузки возможны лишь при движении машины с постоянной скоростью.

Ниже будем рассматривать только скачкообразные изменения нагрузки, создающие наиболее неблагоприятные условия для регулирования. Таким образом, исследование движения подъемной машины, управляемой регулятором хода, при возмущениях, вызванных изменениями нагрузки, сводится к решению обычной задачи классической теории регулирования.

Для увеличения быстродействия системы полезно ввести дополнительное воздействие по нагрузке. При таком комбинированном управлении можно получить существенное улучшение качества ре-

§ 10. Длительность переходного процесса в задаче Вышнеградского при наличии комплексных корней

Для вещественных корней и типовых начальных условий длительность переходного процесса будет наименьшей при кратных корнях характеристического уравнения.

Но лишено интереса исследование этого вопроса при наличии комплексных корней. Оказывается, что, хотя при комплексных корнях и может быть получена несколько меньшая длительность переходного процесса, параметры регулятора хода в этом случае будут иметь менее целесообразные значения. При этом длительность переходного процесса будет тем меньше, чем будет больше мнимая часть комплексных корней.

Рассмотрим уравнение второго порядка.

Сначала докажем, что при комплексных корнях длительность переходного процесса будет меньше, чем при кратных корнях.

При кратных корнях решение в безразмерном виде будет

$$s_I = e^{-\frac{y}{2}} \left(1 + \frac{y}{2} \right). \quad (146)$$

Соответственно при комплексно сопряженных корнях

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= -\frac{1}{2} + \beta i; \\ k_2 &= -\frac{1}{2} - \beta i. \end{aligned} \right\} \quad (147)$$

Общий интеграл будет иметь вид

$$s_{II} = e^{-\frac{y}{2}} \left(\frac{1}{2\beta} \sin \beta y + \cos \beta y \right). \quad (148)$$

Здесь взяты типовые начальные условия — при $t = 0$ $s = 1$; $\frac{ds}{dy} = 0$; $\frac{d^2s}{dy^2} = 0$, откуда

$$\begin{aligned} (s_I - s_{II}) e^{\frac{y}{2}} &= 1 + \frac{y}{2} - \frac{1}{2\beta} \sin \beta y - \cos \beta y = \\ &= 1 - \cos \beta y + \frac{1}{2\beta} (\beta y - \sin \beta y) > 0, \end{aligned} \quad (149)$$

так как

$$\beta y > \sin \beta y. \quad (150)$$

Выражение (148) можно представить следующим образом:

$$s_{II} = \sqrt{\frac{1}{4\beta^2} + 1} e^{-\frac{y}{2}} \cos(\beta y + \psi), \quad (151)$$

где

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{1}{2\beta}.$$

В качестве кривой, характеризующей затухание переходного процесса, может быть взята огибающая, уравнение которой

$$s_{II} = \sqrt{\frac{1}{4\beta^2} + 1} e^{-\frac{\nu}{2}}. \quad (152)$$

Чтобы ответить на вопрос, как зависит длительность переходного процесса от величины β , найдем для данного y_1 минимум выражения (152)

$$\frac{ds_{II}}{d\beta} = -\frac{\frac{1}{4\beta^2} e^{-\frac{\nu}{2}}}{\sqrt{\frac{1}{4\beta^2} + 1}} = 0. \quad (153)$$

Так как

$$\sqrt{\frac{1}{4\beta^2} + 1} > 0, \text{ имеем } \frac{1}{4\beta^2} e^{-\frac{\nu}{2}} = 0,$$

что возможно только при $\beta \rightarrow \infty$.

При этом формула (152) принимает вид

$$s_{II} = e^{-\frac{\nu}{2}}. \quad (154)$$

Таким образом, с увеличением β длительность переходного процесса уменьшается и при $\beta \rightarrow \infty$ она принимает минимальное значение.

Взяв производную от выражения (148) по y , получим

$$\frac{ds}{dy} = -\frac{1+\beta^2}{4\beta} e^{-\frac{\nu}{2}} \sin \beta y. \quad (155)$$

Полученное выражение показывает, что если s коэффициент скорости, то амплитуда колебаний диаграммы коэффициента ускорения пропорциональна частоте колебаний.

Таким образом, пропорционально частоте будут увеличиваться динамические усилия в деталях машин, электродвижущие силы в электрических цепях и т. д. Это может служить серьезным препятствием к выбору параметров системы, отвечающим комплексным корням характеристического уравнения.

Рассмотрим уравнение третьего порядка (задача Вышнеградского)

Общий интеграл при прежних начальных условиях и двух комплексных сопряженных корнях будет иметь вид

$$s = Ae^{-\alpha y} + e^{-\alpha y} (B \cos \beta y + C \sin \beta y), \quad (156)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{\alpha^2 + \beta^2}{(\alpha - k)^2 + \beta^2}; \\ B &= \frac{k(k - 2\alpha)}{(\alpha - k)^2 + \beta^2}; \\ C &= -\frac{k}{\beta} \cdot \frac{\alpha^2 - \beta^2 - k\alpha}{(\alpha - k)^2 + \beta^2}. \end{aligned} \right\} \quad (157)$$

Припимая во внимание, что $k + 2\alpha = 1$, получаем

$$s = \frac{\alpha^2 + \beta^2}{(1 - 3\alpha)^2 + \beta^2} e^{-(1-2\alpha)y} + \frac{(1-2\alpha)e^{-\alpha y}}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2} \left[(1-4\alpha) \cos \beta y - \frac{\alpha^2 - \beta^2 - (1-2\alpha)\alpha}{\beta} \sin \beta y \right]. \quad (158)$$

Уравнение (158) можно представить в следующем виде:

$$s = \frac{\alpha^2 + \beta^2}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2} e^{-(1-2\alpha)y} + D e^{-\alpha y} \cos(\beta y + \psi), \quad (159)$$

где

$$D = \frac{1-2\alpha}{\beta} \sqrt{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2}}. \quad (160)$$

Припимая во внимание только оггибающую колебательной составляющей, получим

$$s = \frac{\alpha^2 + \beta^2}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2} e^{-(1-2\alpha)y} + \frac{1-2\alpha}{\beta} \sqrt{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2}} e^{-\alpha y}. \quad (161)$$

Анализируя полученное выражение, можно сделать несколько очевидных выводов.

Коэффициент при $e^{-\alpha y}$ с увеличением значения β уменьшается и в пределе, когда $\beta \rightarrow \infty$, стремится к нулю. Коэффициент при $e^{-(1-2\alpha)y}$ в случае $\beta \rightarrow \infty$ стремится к единице.

При этом при

$$\alpha^2 = (1 - 3\alpha)^2 \quad (162)$$

он равен единице независимо от значения β .

Решая уравнение (162), получим

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{1}{2}; \\ \alpha_2 &= \frac{1}{4}. \end{aligned} \right\} \quad (163)$$

Случай, когда $\alpha > \frac{1}{2}$, не представляет интереса; он соответствует неустойчивому регулированию, так как при этом $k < 1$.

Очевидно, при $\alpha > 0,25$ с увеличением β коэффициент при $e^{-(1-2\alpha)y}$, уменьшаясь, стремится к единице.

Таким образом, при $\alpha > 0,25$ и $\beta \rightarrow \infty$

$$s \rightarrow s_{\min} = e^{-(1-2\alpha)v} = e^{-ky}. \quad (164)$$

Чтобы судить о поведении функции при $\alpha < 0,25$, возьмем производную по β от выражения (161)

$$\begin{aligned} \frac{ds}{d\beta} = & \frac{2\beta(1-6\alpha+8\alpha^2)e^{-(1-2\alpha)v}}{[(1-3\alpha)^2+\beta^2]^2} - \frac{1-2\alpha}{\beta} \sqrt{\frac{\alpha^2+\beta^2}{(1-3\alpha)^2+\beta^2}} e^{-\alpha v} + \\ & + \frac{(1-2\alpha)(1-6\alpha+8\alpha^2)e^{-\alpha v}}{[(1-3\alpha)^2+\beta^2] \sqrt{\frac{\alpha^2+\beta^2}{(1-3\alpha)^2+\beta^2}}}. \end{aligned} \quad (165)$$

Чтобы s с увеличением β непрерывно уменьшалось, должно быть выполнено следующее условие:

$$\frac{ds}{d\beta} < 0, \quad (166)$$

чему соответствует неравенство

$$\begin{aligned} \frac{1-2\alpha}{\beta^2} \sqrt{\frac{\alpha^2+\beta^2}{(1-3\alpha)^2+\beta^2}} e^{-\alpha v} > \frac{2\beta(1-6\alpha+8\alpha^2)e^{-(1-2\alpha)v}}{[(1-3\alpha)^2+\beta^2]^2} + \\ + \frac{(1-2\alpha)(1-6\alpha+8\alpha^2)e^{-\alpha v}}{\sqrt{\frac{\alpha^2+\beta^2}{(1-3\alpha)^2+\beta^2}} [(1-3\alpha)^2+\beta^2]}, \end{aligned} \quad (167)$$

или, так как

$$\begin{aligned} (1-3\alpha)^2 + \beta^2 > 0, \\ \frac{(1-2\alpha)(\alpha^2 + \beta^2)}{\beta^2} > \\ > \frac{(1-6\alpha+8\alpha^2) \left[(1-2\alpha) + 2\beta \sqrt{\frac{\alpha^2+\beta^2}{(1-3\alpha)^2+\beta^2}} e^{-(1-3\alpha)v} \right]}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2}. \end{aligned} \quad (168)$$

Уравнение $1-6\alpha+8\alpha^2=0$ имеет корни: $\alpha_1 = \frac{1}{2}$ и $\alpha_2 = \frac{1}{4}$.

Если $\alpha = 0,25$, правая часть выражения (168) равна нулю и неравенство соблюдается.

С уменьшением значения α правая часть неравенства увеличивается, а левая — уменьшается.

При $\alpha = 0$ неравенство получит вид

$$1 > \frac{2e^{-v}}{\sqrt{1+\beta^2}}. \quad (169)$$

Неравенство (169) превращается в равенство при $v = 0$ и $2 = \sqrt{1+\beta^2}$. Откуда $\beta = \pm \sqrt{3}$.

Таким образом, если выполнено условие

$$\beta = > \sqrt{3}, \quad (170)$$

неравенство (168) соблюдается и с увеличением β значение s уменьшается.

В пределе, когда $\beta \rightarrow \infty$,

$$s = s_{\min} = e^{-\beta y}. \quad (171)$$

Следует обратить внимание на то, что если s является коэффициентом скорости, то амплитуда колебаний диаграммы ускорения уменьшается с увеличением мнимой части комплексных сопряженных корней.

Взяв производную по y от второго члена правой части выражения (159), получим

$$\sqrt{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2}} (1-2\alpha) e^{-\alpha y} \left[\frac{\bar{u}}{\bar{\rho}} \cos(\beta y + \psi) + \sin(\beta y + \psi) \right]. \quad (172)$$

Для $\beta \gg 0$ можно положить

$$\sqrt{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2}} \cong 1.$$

Тогда окончательно выражение (172) примет вид

$$(1-2\alpha) e^{-\alpha y} \left[\frac{\bar{u}}{\bar{\rho}} \cos(\beta y + \psi) + \sin(\beta y + \psi) \right], \quad (173)$$

что и доказывает приведенное выше положение.

В пределе при $\beta \rightarrow \infty$ для амплитуды диаграммы коэффициента ускорения имеем

$$(1-2\alpha) e^{-\alpha y}. \quad (174)$$

В соответствии с этим для амплитуды в размерных величинах получим

$$\Delta u_d (1-2\alpha) e^{-\alpha a_1 t}. \quad (175)$$

При $\beta \rightarrow \infty$ амплитуда колебаний [второй член формулы (159)]

$$\frac{1-2\alpha}{\beta} \sqrt{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{(1-3\alpha)^2 + \beta^2}} \rightarrow 0.$$

Период замедления рудничной подъемной машины ограничен во времени (10—15 сек). В начале периода замедления система управления вводится в действие, а в конце — выключается.

Поэтому для больших значений β вещественная часть комплексных корней может быть принята равной нулю. Важно, чтобы величина второго члена уравнения (159) не выходила за допустимые пределы, т. е. не превышала 5—10% величины допустимого отклонения действительной скорости от заданной. В этом случае с достаточной точностью

$$s = e^{-k a_1 t}. \quad (176)$$

Для рассматриваемого случая $k = 1$.

Таким образом, наименьшая длительность переходного процесса при работе системы регулирования в течение ограниченного отрезка времени может быть получена на границе устойчивости в смысле Вышнеградского.

Следует обратить внимание на то, что указанные выше результаты получены без учета сил сухого трения.

Уменьшение или отношение двух непосредственно друг за другом следующих амплитуд не может характеризовать не только длительность процесса регулирования, но и затухание колебаний во времени.

М. А. Айзерман дает следующее выражение для уменьшения амплитуды колебаний за время одного периода в процентах:

$$J = 100 \left(1 - e^{-\left(\frac{\alpha}{\beta}\right) 2\pi} \right). \quad (177)$$

Действительно, J уменьшается с увеличением β , но, в свою очередь, при этом будет увеличиваться и частота колебаний. Поэтому нельзя сразу сказать, будет ли во времени затухание увеличиваться или уменьшаться. Да это и не может иметь принципиального значения, так как с увеличением β уменьшается амплитуда колебаний, а значит, и влияние второго члена правой части в выражении (159).

При анализе переходного процесса необходимо учитывать влияние обоих членов формулы (159).

Исследования показывают, что для каждого значения β имеется такое значение α , при котором длительность переходного процесса будет наименьшей.

Очевидно, с увеличением мнимой части комплексных корней β наимыгоднейшее значение α будет уменьшаться. Так как с увеличением β при прочих равных условиях длительность переходного процесса и амплитудные значения диаграммы ускорения уменьшаются, то наимыгоднейшим будет случай, когда $\beta \rightarrow \infty$.

Пусть величина колебательной составляющей не будет превышать 0,01.

Тогда для $\alpha = 0$ коэффициент D , определяющийся формулой (160), примет вид

$$\frac{1}{\beta} \sqrt{\frac{\beta^2}{1+\beta^2}} = 0,01, \quad (178)$$

откуда

$$\beta = 100. \quad (179)$$

Если принять, что переходный процесс заканчивается к моменту времени τ , когда

$$s = 0,04, \quad (180)$$

значение коэффициента a_1 [см. (176)] можно определить по формуле

откуда

$$0,04 = e^{-a_1 \tau},$$

$$a_1 = \frac{\ln 25}{\tau}. \quad (181)$$

При $\alpha = 0$ характеристическое уравнение в безразмерном виде будет

$$k_1^3 + k_1^2 + \beta^2 k_1 + \beta^2 = 0. \quad (182)$$

Поэтому коэффициенты характеристического уравнения с размерными величинами могут быть определены из выражений

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \beta^2 a_1^2 = \beta^2 \left(\frac{\ln 25}{\tau} \right)^2; \\ a_3 &= \beta^2 a_1^3 = \beta^2 \left(\frac{\ln 25}{\tau} \right)^3. \end{aligned} \right\} \quad (183)$$

Соответственно для кратных корней

$$a_1 = \frac{y_1}{\tau};$$

$$a_2 = \frac{1}{3} \left(\frac{y_1}{\tau} \right)^2; \quad (184)$$

$$a_3 = \frac{1}{27} \left(\frac{y_1}{\tau} \right)^3. \quad (185)$$

При прочих равных условиях значение $\frac{\ln 25}{\tau}$ может быть в несколько раз меньше, чем $\frac{y_1}{\tau}$.

Поэтому значение коэффициента a_1 , определенное по формуле (181), будет также в несколько раз меньше, чем необходимое его значение при кратных корнях.

Наоборот, наличие значительного по величине множителя β_2 в формулах (183) для сопряженных мнимых корней требует значений коэффициентов a_2 и a_3 по крайней мере в несколько сот раз больших, чем при кратных корнях.

Коэффициенты a_1 , a_2 и a_3 в общем случае зависят от постоянных времени звеньев регулирования таким образом, что большие значения их требуют выбора менее выгодных параметров регулятора (меньших постоянных времени звеньев регулирования, введения регулирования по производным и т. д.).

Настоящим исследованием показано, что в случае уравнения третьего порядка для заданной длительности переходного процесса при сопряженно комплексных корнях к системе регулирования предъявляются более жесткие требования, чем при кратных корнях. Поэтому в этом случае будут получены менее выгодные параметры регулятора хода.

Следует иметь в виду, что все критерии, предложенные для определения параметров системы регулирования для заданных условий по качеству переходного процесса, в которых ограничение длительности является одним из основных требований, дают системы регулирования, работающие на границе или в непосредственной близости от границы аperiodического и колебательного переходных процессов.

Поэтому мы отдаем предпочтение критериям добротности регулирования, как требующим при расчете в рассматриваемых случаях наименьших затрат труда.

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА ХОДА ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ С ОДНОЙ СТУПЕНЬЮ УСИЛЕНИЯ

§ 1. Схема управления приводом подъемной машины с индикатором скорости

Принципиальная схема управления асинхронным приводом подъемной машины при использовании электрического регулятора хода с индикатором скорости, имеющим одну ступень усиления, показана на рис. 11.

При данной схеме управления могут быть получены жесткие механические характеристики как в двигательном режиме при дроссельном управлении, так и в режиме динамического торможения. Примерные механические характеристики привода приведены на рис. 12. Правее оси ординат нанесены характеристики асинхронной машины в двигательном режиме, левее — в режиме динамического торможения. Переключение асинхронной машины из двигательного режима в режим динамического торможения осуществляется автоматически, независимо от скорости машины, при помощи реле тока (см. рис. 11) в случае уменьшения момента вращения подъемного двигателя до минимального значения и, наоборот, в случае дальнейшего снижения скорости подъема от значения последней при тормозном моменте, равном нулю.

Таким образом, при данной схеме управления характеристики двигательного режима непосредственно переходят в характеристики режима торможения. Небольшой разрыв между ними не имеет существенного значения. Переключение из двигательного режима в режим динамического торможения может быть осуществлено также другим способом (см. прерывное регулирование).

Схема обладает следующими особенностями. Э. д. с. якорей тахогенератора $TГ$ и генератора управления $ГУ$ противоположны по направлению. При помощи этих двух машин небольшой мощности производится сравнение действительной скорости (э. д. с. тахогенератора) и заданной (э. д. с. генератора управления). Заданная скорость фиксируется положением ползунка потенциометра $П$ и рукоятки командоконтроллера $КК$ при помощи профиля на диске индикатора глубины. Командоконтроллер $КК$ имеет восемь контактов: $КК1$, $КК2$, $КК3$, $КК4$, $КК1а$, $КК2а$, $КК3а$ и $КК4а$.

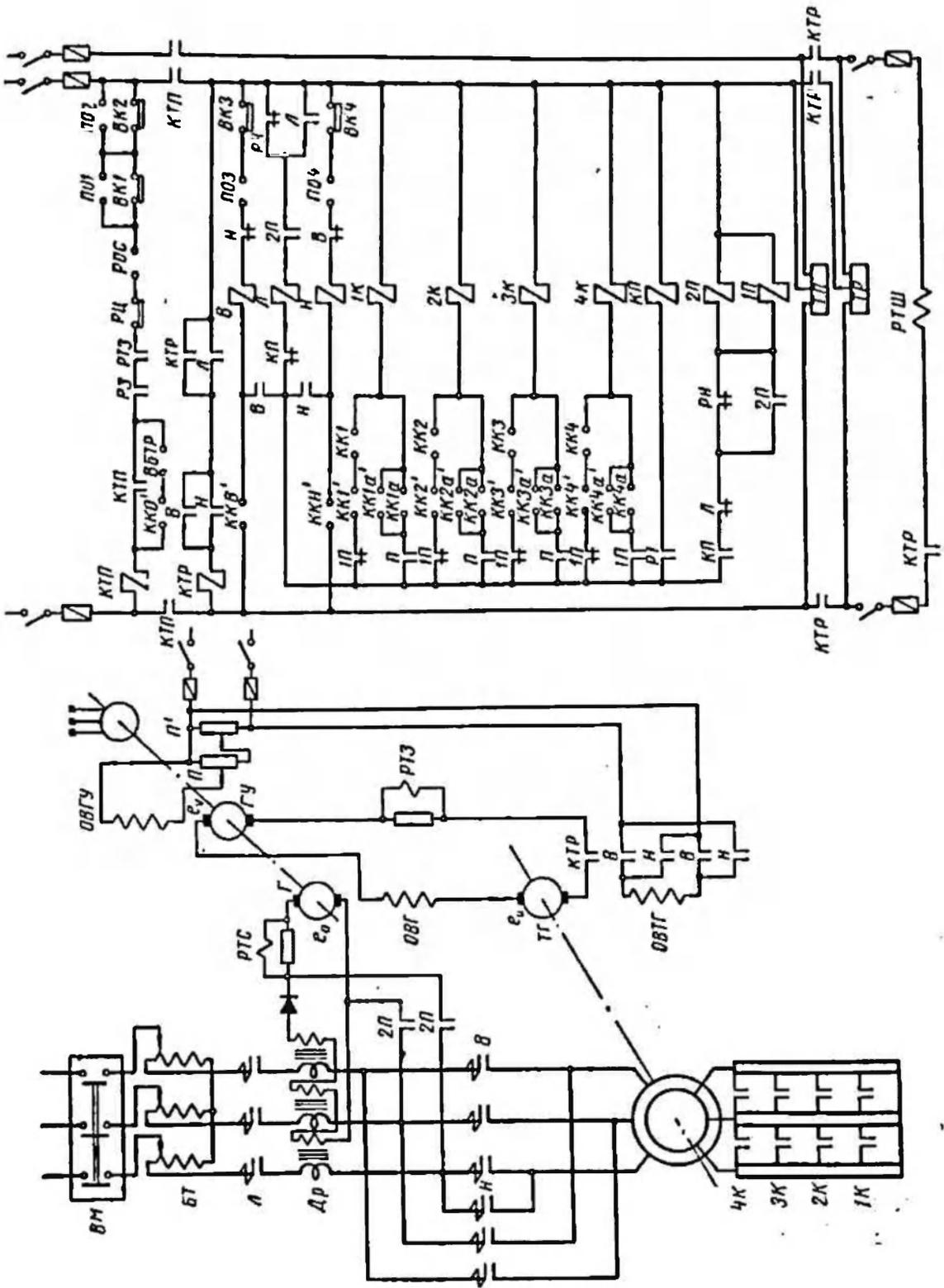


Рис. 11. Принципиальная схема управления привода электродвигателя машины при использовании электречасового регулятора хода с индикатором скорости

Командоконтроллер KK' и потенциометр $П'$, имеющие общую специальную рукоятку управления, расположены на копке у рукоятчика-сигналиста.

Указанная схема исключает необходимость присутствия машиниста в здании подъемной машины. Управление подъемной машиной осуществляет сигналист, который для выполнения заданной диаграммы подъема перемещает рукоятку управления в ту или иную сторону до упора. Дальнейшая работа подъемной машины, включая окончательную остановку, происходит автоматически. Сигналист, перемещая рукоятку управления, может снизить скорость подъема,

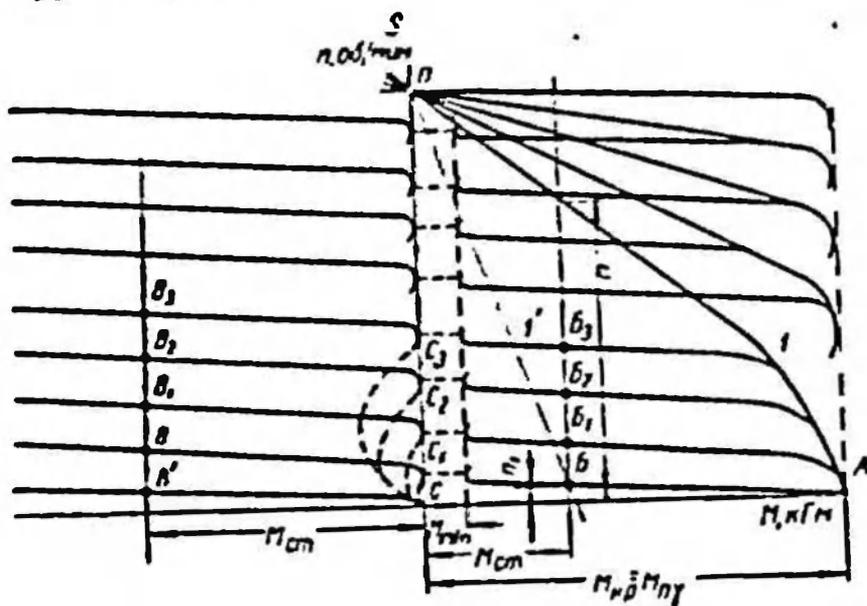


Рис. 12. Механические характеристики привода при управлении подъемной машиной электрическим регулятором хода

остановить, а затем пустить подъемную установку в любой точке ствола.

Необходимость в этом беспорна, так как не исключена возможность выполнения вспомогательных операций, остановки подъемной машины в период подъема и т. д. При этом, что особенно важно, сигналист не может сделать скорость подъема больше заданной.

Командоконтроллер KK' имеет 11 контактов: KKO' , расположенный в цепи защиты; KKB' и KKH' — в цепи управления контакторами B и H статорного переключателя; $KK1'$, $KK2'$, $KK3'$, $KK4'$, $KK1a'$, $KK2a'$, $KK3a'$ и $KK4a'$ — в цепи катушек роторных контакторов.

Как показывают экспериментальные и аналитические исследования, четырех-пяти секций роторного реостата вполне достаточно для управления подъемным двигателем средней и большой мощности. При этом количестве роторных контакторов получение малых крутящих моментов достигается за счет снижения тока подмагничивания дросселя, включенного в цепь статора.

Реле тока $РТ$ имеет две катушки: шунтовую $РТШ$ и серпесную $РТЗ$. На рабочей части характеристик привода магнитные потоки

катушек $PTШ$ и $PTЗ$ противоположны по направлению в двигательном режиме и совпадают в режиме динамического торможения.

Схема работает следующим образом. Рукоятка управления расположена в нулевом положении, э. д. с., снимаемая с потенциометра $П'$, равна нулю.

Сигнализист перемещает рукоятку «Вперед» или «Назад» до упора, благодаря чему замыкаются контакты командоконтроллера $ККВ'$ или $ККII'$, $ККI'$, $КК2'$, $КК3'$ и $КК4'$ и размыкаются — $КК4a'$, $КК3a'$, $КК2a'$ и $КК1a'$.

Ползунки потенциометра $П'$, связанный с рукояткой управления, переместится в крайнее положение, в результате чего к контактам потенциометра $П$ подведется полное напряжение постоянного тока.

Допустим, что замкнется контакт $ККВ'$. Сработает контактор $В$ статорного переключателя и замкнет свои контакты в цепи статора двигателя. Одновременно контактор $В$ замкнет свои блок-контакты в цепи катушки линейного контактора $Л$ и контактора рабочего тормоза $КТР$. Контакт $Л$ сработает и подаст напряжение на главные контакты статорного переключателя $В$. Двигатель окажется включенным в направлении вращения «Вперед».

В связи с тем, что контактор рабочего тормоза $КТР$ в этот момент еще обесточен, цепь возбуждения генератора $Г$ будет разорвана. Ток i_0 в обмотках управления дросселя $Др$ будет практически равен нулю, вследствие чего подъемный двигатель будет развивать незначительный крутящий момент.

Шуптовая катушка реле тока $РТШ$ при этом обесточена, поэтому контакт реле $РТ$ разомкнут.

Контактор $Л$, замыкая свои главные контакты, одновременно замкнет свой блок-контакт в цепи катушки контактора $КТР$. Последний сработает и подъемная машина окажется оторможенной. При этом контактор $КТР$ включит шуптовую обмотку $РТШ$ и замкнет свой блок-контакт в цепи обмотки возбуждения генератора $Г$.

В момент включения подъемного двигателя подъемная машина неподвижна, поэтому э. д. с. e_2 тахогенератора $ТГ$ равна нулю.

В первом положении рукоятки управления э. д. с. e_0 генератора управления $ГУ$, обуславливающаяся э. д. с., снимаемой с потенциометра $П$, имеет определенное значение.

Ток в обмотке возбуждения генератора $Г$ будет определяться исключительно значением э. д. с. e_0 . Э. д. с. e_0 генератора $Г$ и ток в обмотках управления дросселя будут такими, что железо дросселя окажется насыщенной. В этом случае к статору подъемного двигателя будет подведено номинальное напряжение.

Так как контактор III обесточен, в цепь ротора будет введено все сопротивление роторного реостата. Таким образом, подъемный двигатель будет развивать критический крутящий момент $M_{кр}$ (см. рис. 12). С увеличением скорости подъемной машины э. д. с. тахогенератора будет увеличиваться, поэтому ток в обмотке возбуждения генератора $Г$ (см. рис. 11) и ток i_2 в обмотке управления дросселя будут уменьшаться. Магнитная индукция в стали дросселя

также будет уменьшаться, а магнитная проницаемость — увеличиваться. Вследствие этого повысится индуктивное сопротивление дросселя и снизится приложенное к статору напряжение.

Механическая характеристика I (см. рис. 12) с увеличением скорости подъемного двигателя будет поворачиваться вокруг точки O по направлению вращения часовой стрелки и при установившемся движении машины, когда движущийся момент двигателя будет равен статическому моменту сопротивления $M_{ст}$, займет положение I' . При этом устойчивая скорость подъемного двигателя будет равна n_1 . В случае отсутствия дросселя устойчивая скорость при данной нагрузке была бы n .

Характеристика привода для данного положения ползунка потенциометра пройдет через точки A и B . Перемещая рукоятку управления, связанную с командоконтроллером KK (см. рис. 11) и потенциометром $П$, получим ряд характеристик AB_1, AB_2, AB_3 и т. д. (см. рис. 12). Эти характеристики могут быть достаточно жесткими.

Если нагрузка отрицательна ($-M_{ст}$), момент двигателя уменьшается до тех пор, пока ток i_0 в обмотке управления дросселя не станет равным нулю (максимальное сопротивление дросселя), чему соответствуют $e_2 = 0$ и $e_u = e_r$.

Тогда реле тока замкнет свой контакт PT (см. рис. 11) в цепи промежуточного контактора $KП$. Последний сработает и, размыкая и замыкая свои контакты в цепи линейного контактора I , контакторов переключения $1П$ и $2П$, отключит статор подъемного двигателя от сети переменного тока и обмотку управления дросселя от питания со стороны якоря генератора G , включит якорь генератора G на две фазы статорной обмотки подъемного двигателя. Контактор $1П$ переключит питание катушек роторных контакторов с контактов $KK1', KK1, KK2', KK2, KK3', KK3, KK4'$ и $KK4$ на контакты $KK1a', KK1a, KK2a', KK2a, KK3a', KK3a, KK4a'$ и $KK4a$. Для данного положения ролика на профиле диска индикатора глубины контакты $KK1a, KK2a, KK3a$ и $KK4a$ замкнуты, поэтому после включения контактора $1П$ сработают все роторные контакторы $1K, 2K, 3K$ и $4K$. Ротор двигателя окажется замкнутым накоротко. Непрерывность действия схемы не нарушается в связи с тем, что время переключения невелико. В первый момент после переключения э. д. с. $e_2 = 0$ ($e_u - e_r = 0$), благодаря чему тормозной момент двигателя будет также равен нулю (точка C на рис. 12).

Под действием нагрузки скорость машины будет увеличиваться, увеличится и э. д. с. тахогенератора. Это приведет к повышению э. д. с. генератора G (см. рис. 11), а следовательно, и тока возбуждения в обмотке статора.

Новый устойчивый режим работы подъемной установки будет характеризоваться точкой B (см. рис. 12). Характеристика привода в режиме динамического торможения при первом положении ползунка потенциометра пройдет через точки C и B .

Перемещая рукоятку управления, связанную с командоконтроллером KK (см. рис. 11) и потенциометром $П$, получим ряд харак-

короткого замыкания через электрическую дугу источников постоянного и переменного токов необходимо вводить специальное реле времени, обычно называемое реле дуговой блокировки с выдержкой времени в 0,6—1 сек.

Такая по величине длительность процесса переключений в цепи статора подъемного двигателя может в некоторых частных случаях в значительной степени нарушить заданное качество управления.

На рис. 13 изображена схема, при использовании которой перевод двигателя в режим динамического торможения и наоборот осуществляется в течение времени срабатывания контактора ДТ. В этой схеме в качестве источника постоянного тока используется тиратрон T , анодная цепь которого включена на главные контакты контактора ДТ. При включенном контакторе ДТ анодная цепь тиратрона шунтирована. При отключении контактора ДТ и размыкании его главных контактов анодная цепь тиратрона оказывается включенной в сеть переменного тока последовательно с двумя фазами статорной обмотки подъемного двигателя. В этом случае тиратрон работает как выпрямитель, осуществляющий однополупериодное выпрямление переменного тока. Этот выпрямленный ток используется для возбуждения статора подъемного двигателя.

Регулирование величины тока динамического торможения производится напряжением ΔU , поступающим из цепи сравнения.

§ 2. Тормозной момент привода в режиме динамического торможения

В режиме динамического торможения тормозной момент асинхронной машины определяется из выражения

$$M_T = \frac{m_1 i_1^2 x_u' r_2' s}{3,81 \omega_s [r_2'^2 + (x_2' + x_\mu) s^2]}, \quad (186)$$

где M_T — тормозной момент, развиваемый двигателем, кГм;

m_1 — число фаз обмотки статора;

i_1 — значение такого эквивалентного переменного тока, одинакового во всех трех фазах, который обеспечивает то же значение магнитодвижущей силы, что и постоянный ток i_0 , в действительности протекающий по обмотке. Соотношение между i_1 и i_0 в случае, когда две фазы обмотки включаются последовательно, а третья остается разомкнутой, что обеспечивает наибольшую простоту схемы управления, имеет вид

$$i_0 = 1,22 i_1; \quad (187)$$

x_μ — индуктивное сопротивление намагничивания (индуктивное сопротивление статора, а значит и приведенное ротора от главного потока);

- x_2' — приведенное к обмотке статора индуктивное сопротивление роторной обмотки от потоков рассеяния;
 r_2' — приведенное к обмотке статора активное сопротивление цепи ротора;

$$\omega_0 = \frac{\pi n_c}{30}; \quad (188)$$

n_c — синхронное число оборотов двигателя;

s — скольжение, имеющее обычный физический смысл, но несколько иную математическую интерпретацию, в связи с тем, что магнитное поле обмотки статора неподвижно.

В нашем случае

$$s = \frac{\omega}{\omega_0}. \quad (189)$$

Для схемы, изображенной далее на рис. 19, мгновенное значение тока возбуждения подъемного двигателя может быть определено из следующих выражений:

$$i_0 = \frac{E_0(Es - e_v)}{R_0RI}; \quad (190)$$

$$i_0 = \frac{E_0E(u - v)}{R_0RIV}, \quad (191)$$

где R_0 — общее активное сопротивление цепи якоря генератора Γ ;

R — общее активное сопротивление цепи сравнения;

E и I — номинальное значение э. д. с. и тока тахогенератора или генератора управления при номинальных значениях скорости и возбуждения;

E_0 — номинальное значение э. д. с. генератора Γ ;

V — полная скорость подъема.

Для расчета в некоторых случаях можно положить $e_v = 0$ (заданная скорость v_0). Тогда

$$i_0 = \frac{E_0Es}{R_0RI}, \quad (192)$$

$$i = \frac{E_0Eu}{R_0RIV}. \quad (193)$$

Подставляя выражение (190) в равенство (187), имеем

$$i_1 = \frac{0,82 E_0 (Es - e_v)}{R_0RI}, \quad (194)$$

откуда

$$s = \frac{i_1 R_0 R I + 0,82 E_0 e_v}{0,82 E_0 E}. \quad (195)$$

Обозначим через i_m намагничивающий ток, приведенный к статору.

В двигательном режиме асинхронной машины намагничивающий ток не зависит от скорости вращения ротора, а определяется исключительно значением напряжения, приложенного к статору. Наоборот,

в режиме динамического торможения намагничивающий ток, а значит, и ток i_μ с изменением скольжения изменяются в связи с изменением магнитодвижущей силы (м. д. с.), состоящей из постоянной м. д. с. статора $i_0 \omega$ (ток i_1 предполагается неизменяющейся м. д. с. ротора. Это объясняется тем, что ток в роторе i_2 зависит от скольжения).

Таким образом, ток i_1 будет равен намагничивающему току i_μ только в частном случае, когда ротор двигателя неподвижен.

На основе упрощенной диаграммы токов асинхронного двигателя (рис. 14) выведем зависимость тока i_μ от тока i_2 , скольжения s и данных двигателя

$$i_\mu - i_2' \sin \varphi_2 = i_1 \sin \varphi_1. \quad (196)$$

Возведя в квадрат выражение (196), имеем

$$i_\mu^2 + 2i_\mu i_2' \sin \varphi_2 + i_2'^2 \sin^2 \varphi_2 = i_1^2 \sin^2 \varphi_1. \quad (197)$$

Подставив в уравнение (197) значение $\sin^2 \varphi_2 = 1 - \cos^2 \varphi_2$, получим

$$i_\mu^2 + 2i_\mu i_2' \sin \varphi_2 + i_2'^2 \cos^2 \varphi_2 = i_1^2 \sin^2 \varphi_1, \quad (198)$$

но

$$i_2' \cos \varphi_2 = i_1 \cos \varphi_1. \quad (199)$$

Подставив выражение (199) в равенство (198) после преобразований, получим

$$i_\mu^2 + 2i_\mu i_2' \sin \varphi_2 + i_2'^2 = i_1^2. \quad (200)$$

Как известно

$$\sin \varphi_2 = \frac{x_2' s}{Z_2'}, \quad (201)$$

$$i_2' = \frac{E_2'}{Z_2'} = \frac{E_{20}' s}{Z_2'} = \frac{E_1 s}{Z_2'}, \quad (202)$$

где E_2' — приведенная к статору э. д. с., индуцированная в роторе;
 Z_2' — приведенное к статору общее сопротивление цепи ротора;
 E_{20}' — приведенная к статору э. д. с., индуцированная в роторе при синхронной скорости вращения;
 E_1 — э. д. с., индуцированная в статоре при синхронной скорости вращения и данном намагничивающем токе i_μ .

Следовательно,

$$i_{\mu}^2 + 2i_{\mu} \frac{E_1 x_2' s^2}{Z_2'^2} + \frac{E_1^2 s^2}{Z_2'^2} = i_1^2. \quad (203)$$

С другой стороны

$$E_1 = i_{\mu} x_{\mu}. \quad (204)$$

Подставив выражение (204) в равенство (203) после преобразований, получим

$$i_{\mu}^2 = \frac{i_1^2 (r_2'^2 + x_2'^2 s^2)}{r_2'^2 + (x_2' + x_{\mu})^2 s^2}, \quad (205)$$

откуда

$$i_{\mu} = i_1 \sqrt{\frac{r_2'^2 + x_2'^2 s^2}{r_2'^2 + (x_2' + x_{\mu})^2 s^2}}. \quad (206)$$

При принятой схеме управления с увеличением скольжения ток i_1 непрерывно увеличивается от нуля при тормозном моменте, равном нулю, до некоторого известного значения, соответствующего наперед заданному скольжению s .

Подставив в формулу (206) значения тока холостого хода $i_{\mu 0}$ для номинального напряжения двигателя и индуктивного сопротивления намагничивания при номинальном токе холостого хода $i_{\mu 0}$ для ряда значений скольжения s , получим уравнение пограничной кривой

$$i_{10} = \frac{i_{\mu 0}}{\sqrt{\frac{r_2'^2 + x_2'^2 s^2}{r_2'^2 + (x_2' - x_{\mu 0})^2 s^2}}}. \quad (207)$$

Если при всех скольжениях действительный ток i_1 будет меньше соответствующего тока i_{10} , железо двигателя будет непересыщено и во всех случаях можно принять

$$x_{\mu} = x_{\mu 0} = \text{const.}$$

Таким образом, для того чтобы железо двигателя было непересыщено, необходимо выполнить условие

$$i_1 \leq i_{10}. \quad (208)$$

Выражение (207) можно представить в виде, несколько более удобном для расчетов

$$i_{10} = i_{\mu 0} \sqrt{1 + \frac{x_{\mu} (2x_2' + x_{\mu}) s^2}{r_2'^2 + x_2'^2 s^2}}. \quad (209)$$

Тормозной момент будет иметь максимум при

$$r_2' = (x_2' + x_{\mu}) s_k, \quad (210)$$

откуда

$$s_1 = \frac{r'_2}{x'_2 + x_{\mu}} \quad (211)$$

Подставив выражение (210) в формулу (186), получим

$$M_{TK} = \frac{m_1 i_1^2 x_{\mu}^2}{2 \cdot 9.81 \omega_0 (x'_2 + x_{\mu})} \quad (212)$$

откуда

$$i_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot 9.81 M_{TK} \omega_0 (x'_2 + x_{\mu})}{m_1 x_{\mu}^2}} \quad (213)$$

Во всех случаях необходимо, чтобы было выполнено условие

$$r_{21} > (x'_2 + x_{\mu}) s_1 \quad (214)$$

где r_{21} — приведенное к статору активное сопротивление цепи ротора, соответствующее данному скольжению s_1 .

В случае нарушения указанного условия двигатель потеряет устойчивость, так как тормозной момент пройдет критическое значение.

При скольжении $s = 1$ активное сопротивление цепи ротора должно иметь наибольшее значение.

Практически x_{μ} в 5—8 раз больше x'_2 , а поэтому, принимая во внимание формулу (214), в формуле (209) величиной $x_{\mu}^2 s^2$ по сравнению с r_{21}^2 можно пренебречь.

Тогда выражение (209) примет вид

$$i_{10} = i_{\mu 0} \frac{\sqrt{r_{21}^2 + (x'_2 + x_{\mu 0})^2 s^2}}{r'_2} \quad (215)$$

Из выражения (215) следует, что с уменьшением r'_2 значение i_{10} увеличивается.

С другой стороны, по условию (214) r'_2 не может быть меньше $(x'_2 + x_{\mu}) s$. Поэтому i_{10} будет иметь максимальное значение при

$$r_{21}^2 = (x'_2 + x_{\mu 0})^2 s^2 \quad (216)$$

Подставляя равенство (216) в выражение (215), имеем при $M_T = M_{TK}$

$$\text{При } s=0 \quad i_{10} = \sqrt{2} i_{\mu 0} \quad (217)$$

$$i_{10} = i_{\mu 0} \quad (218)$$

Выражения (217) и (218) показывают, что в нормальных условиях, когда $M_T \ll M_{TK}$, намагничивающий ток i_{μ} незначительно отличается от эквивалентного тока i_1 .

При этом необходимо помнить в виду, что ток i_1 в режиме динамического торможения может быть в несколько раз больше тока холостого хода двигателя, работающего в двигательном режиме.

В практических расчетах для принятой схемы с достаточной точностью можно положить

$$i_{\mu} = i_1, \quad (219)$$

так как в рассматриваемом случае $M_T \ll M_{TK}$.

Приведенная к обмотке статора вторичная э. д. с.

$$E'_2 = E_{1s} = i_{\mu} x_{\mu} s. \quad (220)$$

Подставляя уравнение (203) в равенство (220), имеем

$$E'_2 = \frac{i_1 x_{\mu} s \sqrt{r_2'^2 + x_2'^2 s^2}}{\sqrt{r_2'^2 + (x_2' + x_{\mu})^2 s^2}}. \quad (221)$$

Следовательно, вторичный ток

$$i_2' = \frac{E'_2}{\sqrt{r_2'^2 + x_2'^2 s^2}} = \frac{i_1 x_{\mu} s}{\sqrt{r_2'^2 + (x_2' + x_{\mu})^2 s^2}}. \quad (222)$$

Чтобы получить выражение (186) для тормозного момента асинхронной машины в режиме динамического торможения, достаточно подставить в него значение приведенного вторичного тока i_2' из равенства (222) в известное выражение

$$M_T = \frac{m_1 i_2'^2 r_2'}{9,81 \omega_0 s}. \quad (223)$$

Из формулы (206) можно получить

$$i_1 = i_{\mu} \sqrt{\frac{r_2'^2 + (x_2' + x_{\mu})^2 s^2}{r_2'^2 + x_2'^2 s^2}}, \quad (224)$$

откуда

$$s = r_2' \sqrt{\frac{i_1^2 - i_{\mu}^2}{i_{\mu}^2 (x_2' + x_{\mu})^2 - i_1^2 x_2'^2}}. \quad (225)$$

Подставив формулу (224) в выражение (186), получим

$$M_T = \frac{m_1 i_{\mu}^3 x_{\mu}^2 r_2'^2 s}{9,81 \omega_0 [r_2'^2 + x_2'^2 s^2]}. \quad (226)$$

Подставляя формулу (225) в выражение (226), имеем

$$\ddot{M}_T = \frac{m_1 i_\mu^2 x_\mu^2 r_2'^2 \sqrt{\frac{i_1^2 - i_\mu^2}{i_\mu^2 (x_2' + x_\mu)^2 - i_1^2 x_2'^2}}}{9,81 \omega_0 \left[r_2'^2 + \frac{x_2'^2 r_2'^2 (i_1^2 - i_\mu^2)}{i_\mu^2 (x_2' + x_\mu)^2 - i_1^2 x_2'^2} \right]}. \quad (227)$$

Пренебрегая в выражении (221) значением $x_2'^2 s^2$ по сравнению с $r_2'^2$, имеем

$$i_1 = i_\mu \frac{\sqrt{r_2'^2 + (x_2' + x_\mu)^2 s^2}}{r_2'}. \quad (228)$$

Следовательно,

$$M_T = \frac{m_1 i_\mu^2 x_\mu^2 s}{9,81 \omega_0 r_2'}. \quad (229)$$

В этом случае выражение (227) примет вид

$$M_T = \frac{m_1 i_\mu^2 x_\mu^2 \sqrt{\frac{i_1^2 - i_\mu^2}{i_\mu^2 (x_2' + x_\mu)^2 - i_1^2 x_2'^2}}}{9,81 \omega_0}. \quad (230)$$

Решая выражение (208) относительно x_μ , имеем

$$x_\mu = \frac{r_2' - x_2' s_K}{s_K}. \quad (231)$$

Подставив равенство (231) в выражение (226), получим для M_{TK}

$$M_{TK} = \frac{m_1 i_\mu^2}{9,81 \omega_0} \left[\frac{r_2'}{s_K} - 2x_2' \right], \quad (232)$$

или, принимая во внимание равенство (217),

$$M_{TK} = \frac{m_1 i_1^2}{2 \cdot 9,81 \omega_0} \left[\frac{r_2'}{s_K} - 2x_2' \right], \quad (233)$$

но

$$\frac{r_2'}{s_K} = x_\mu + x_2',$$

поэтому

$$M_{TK} = \frac{m_1 i_\mu^2}{9,81 \omega_0} [x_\mu - x_2'], \quad (234)$$

или

$$M_{TK} = \frac{m_1 i_1^2}{2 \cdot 9,81 \omega_0} [x_\mu - x_2']. \quad (235)$$

§ 3. Методы построения тормозных характеристик и выбор параметров схемы управления, обеспечивающих заданную жесткость характеристики

В связи с тем, что намагничивающий ток i_{μ} , а значит, и индуктивное сопротивление намагничивания x_{μ} зависят не только от тока i_1 , но и от скольжения, механические характеристики нельзя построить непосредственно пользуясь формулой (186).

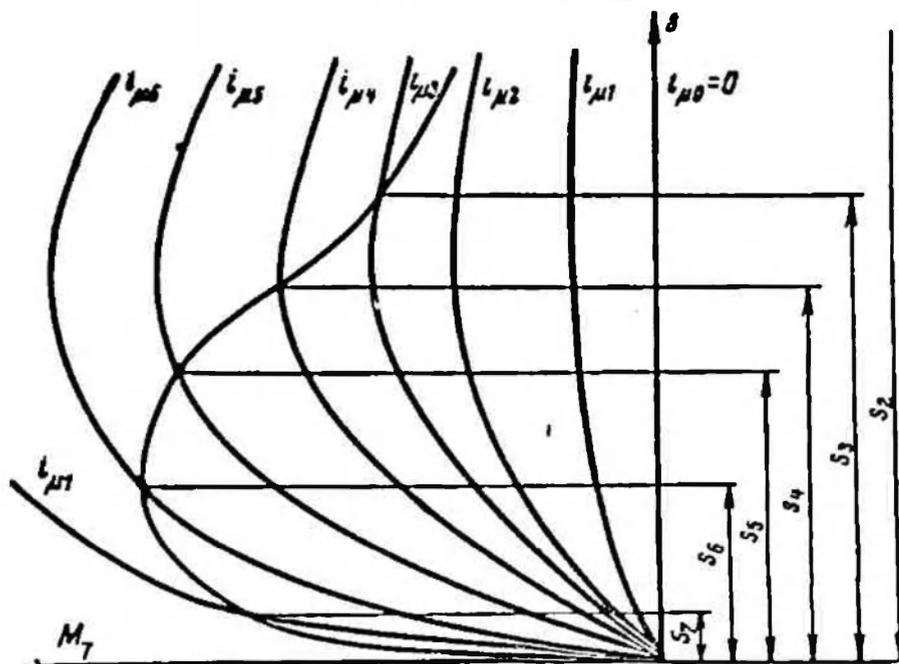


Рис. 15. Построение механических характеристик асинхронного двигателя в режиме динамического торможения

Чтобы построить точные тормозные механические характеристики двигателя в режиме динамического торможения для различных значений тока i_1 , необходимо сначала согласно выражению (226) построить характеристики для различных значений намагничивающего тока i_{μ} .

Затем для данного i_1 находят значения скольжений, соответствующие принятому ряду значений намагничивающего тока i_{μ} ($i_{\mu 1}$, $i_{\mu 2}$, $i_{\mu 3}$ и т. д.).

Порядок построения показан на рис. 15.

Разумеется, построение ведется для одного значения активного сопротивления цепи ротора r_2' .

Характеристики можно также построить, воспользовавшись формулой (227).

Если построение характеристики ведется для скольжений, не превосходящих критического значения, можно с достаточной точностью пользоваться формулой (229) вместо формулы (226) и формулой (230) — вместо формулы (227).

Ясно, что указанные построения можно выполнить лишь в том случае, если известна зависимость $x_{\mu} = f(i_{\mu})$. Зависимость между i_{μ} и x_{μ} (рис. 16) должен указать завод-изготовитель двигателя.

В том случае она может быть получена экспериментальным путем. Проф. Д. П. Морозов, полагая в рассматриваемой теории, что

$i_1 = i_{\mu}$, рекомендует определять графическую зависимость с помощью источника переменного тока при разомкнутом роторе. Для этого необходимо иметь источник тока высокого напряжения и обеспечить возможность регулирования его напряжения.

Сначала надо построить кривую $E_{\mu} = f(i_{\mu})$, а затем, пренебрегая активным сопротивлением обмотки статора, по формуле (204) найти зависимость $x_{\mu} = f(i_{\mu})$.

Необходимо иметь в виду, что статор надо включать и выключать при пониженном напряжении, в противном случае не исключена возможность пробоя обмоток двигателя.

Рис. 16. Зависимость намагничивающего тока i_{μ} от индуктивного сопротивления намагничивания

Все это затруднительно. Поэтому мы отдаем предпочтение изложенному выше способу, поскольку нам известно, ранее в технической литературе не описанному.

Для определения зависимости $x_{\mu} = f(i_{\mu})$ по этому методу необходимо иметь источник постоянного тока, а также записывающий тахоакселерометр.

С помощью вспомогательного двигателя (небольшой мощности) испытуемый двигатель раскручивают до синхронной скорости. Затем вспомогательный двигатель отключают от сети, а в цепь статора испытуемого двигателя подают постоянный ток определенной величины. Испытуемый двигатель будет останавливаться под действием тормозного момента.

С помощью тахоакселерометра записывают диаграммы скорости и замедления до момента окончательной остановки двигателя. Из кривых легко найти значение скольжения s_{μ} при максимальном тормозном моменте $M_{\mu}^{\text{тв}}$, так как при этом и замедление будет иметь максимальное значение.

Для данных значений сопротивления цепи ротора r_2' и эквивалентного тока $i_1 = 0,82 i_0$ по формуле (210) определяется значение индуктивного сопротивления намагничивания x_{μ}

$$x_{\mu} = \frac{r_2' - x_2' s_{\mu}}{s_{\mu}}$$

Затем в соответствии с формулой (217) находится для данного x_{μ} намагничивающий ток i_{μ} из выражения

$$i_{\mu} = \frac{i_1}{\sqrt{2}}.$$

Для ряда значений i_1 указанным образом находится зависимость

$$x_{\mu} = f(i_{\mu}).$$

Подставив выражение (225) в формулу (194), получаем

$$\frac{0,82 E_0 (E_s - e_v)}{R_0 R I} = \frac{i_{\mu} \sqrt{r_2'^2 + (x_2' + x_{\mu})^2 s^2}}{r_2'}.$$

После возведения в квадрат

$$s = \frac{0,67 E_0^2 r_2'^2 E e_v}{0,67 E_0^2 r_2'^2 E^2 - R_0^2 R^2 I^2 i_{\mu}^2 (x_2' + x_{\mu})^2} + \sqrt{\left[\frac{0,67 E_0^2 r_2'^2 E e_v}{0,67 E_0^2 r_2'^2 E^2 - R_0^2 R^2 I^2 i_{\mu}^2 (x_2' + x_{\mu})^2} \right]^2 - \frac{0,67 E_0^2 r_2'^2 e_v - R_0^2 R^2 I^2 i_{\mu}^2 r_2'^2}{0,67 E_0^2 r_2'^2 E^2 - R_0^2 R^2 I^2 i_{\mu}^2 (x_2' + x_{\mu})^2}}. \quad (236)$$

Выражение (236) указывает зависимость скольжения двигателя от величины тока намагничивания для рассматриваемой схемы привода.

Выражение (236) со знаком минус перед радикалом для нас не представляет интереса, так как дает значение тормозного момента на неустойчивой части характеристики привода.

Положив в формуле (236) $i_{\mu} = 0$, получим

$$s = \frac{e_v}{E}. \quad (237)$$

Таким образом, при $i_{\mu} = 0$ скольжение прямо пропорционально заданной скорости и равно заданному скольжению

$$s_3 = \frac{e_v}{E}. \quad (238)$$

Построить одну из механических характеристик привода в режиме динамического торможения можно следующим образом.

Сначала в соответствии с полученной зависимостью $x_{\mu} = f(i_{\mu})$, пользуясь формулой (226), строятся характеристики для ряда значений намагничивающего тока i_{μ} ($i_{\mu 1}$, $i_{\mu 2}$ и т. д.). Все характеристики должны быть построены для одного вполне определенного значения

сопротивления r'_2 цепи ротора (соответствующего данному положению рукоятки управления, т. е. данному ϵ_r). Далее для принятого значения заданной скорости находят значения скольжения, соответствующих взятым ранее значениям тока i_{μ} .

Подобным образом можно построить механические характеристики для всех положений рукоятки управления.

Порядок построения показан на рис. 17.

Можно непосредственно получить выражение для тормозного момента привода, подставив значение скольжения из выражения (236) в формулу (226).

Параметры схемы привода, обеспечивающие заданную жесткость характеристик в режиме динамического торможения, можно выбрать следующим образом.

Необходимая жесткость характеристик привода диктуется

Рис. 17. Построение тормозных характеристик привода

условиями эксплуатации. Пусть в режиме динамического торможения при спуске максимального груза, развивающего на валу подъемного двигателя крутящий момент, равный M_m , орган навивки подъемной машины вращается с постоянной установившейся скоростью; скольжение асинхронной машины при этом пусть будет s_m (рис. 18). В этом случае тормозной момент $M_{T.m}$ развиваемый асинхронной машиной,

$$M_{T.m} = M_m.$$

Рекомендуется следующий порядок расчета.

Из выражения (206) находим максимальное значение э. д. с. E_{1m} , положив в формуле $M_T = M_{T.m}$ и $s = s_m$,

Рис. 18. Расчетная статическая характеристика привода

$$E_{1m} = \sqrt{\frac{9,81 M_{T.m} \omega_0 (r_2'^2 + x_2'^2 s_m^2)}{m_1 r_2' s_m}} \quad (239)$$

Для полученного E_{1m} из кривой, изображенной на рис. 16, определяют $i_{\mu m}$ и $\tau_{\mu m}$.

По формуле (221) находим значение тока i_1

$$i_1 = i_{\mu M} \sqrt{\frac{r_2'^2 + (x_2' + x_{\mu M})^2 s_M^2}{[r_2'^2 + x_2'^2 s_M^2]}}, \quad (240)$$

а затем по формуле (187) значение тока i_0

$$i_0 = 1,22 i_1.$$

Теперь можно легко выбрать параметры схемы привода на основании выражения (190).

§ 4. Уравнение э. д. с. регулятора привода подъемной машины в режиме динамического торможения

Принципиальная схема управления подъемным двигателем в режиме динамического торможения представлена на рис. 19.

Сделав обычные допущения, получим следующие уравнения звеньев и связей регулятора хода:

$$e_0 = i_0 R_0 + L_0 \frac{di_0}{dt}; \quad (241)$$

$$e_u - e_v = k_1 (u - v) = \frac{E}{V} (u - v); \quad (242)$$

$$e = iR + L \frac{di}{dt}; \quad (243)$$

$$e_0 = \frac{E_0}{I} i, \quad (244)$$

где i_0 — мгновенное значение тока в цепи якоря генератора Γ (см. рис. 19);

R_0 и L_0 — соответственно общее активное сопротивление и общая индуктивность цепи якоря генератора Γ ;

e — э. д. с., действующая в цепи якорей тахогенератора и генератора заданной скорости;

i — мгновенное значение тока в цепи сравнения;

R и L — соответственно общее активное сопротивление и общая индуктивность цепи сравнения;

E — э. д. с. тахогенератора или генератора заданной скорости при номинальных скорости и возбуждении;

E_0 — номинальное значение э. д. с. генератора Γ .

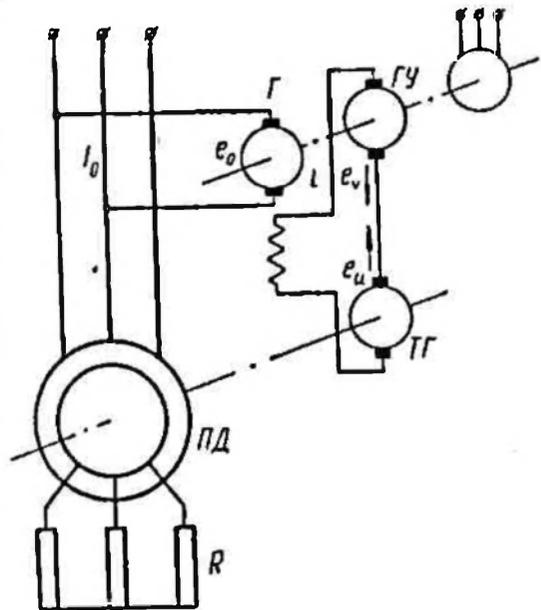


Рис. 19. Принципиальная схема управления подъемным двигателем в режиме динамического торможения

Решая совместно уравнения (241)–(244), после преобразований получим уравнение регулятора хода

$$e = \frac{I R_a R}{E_0} i_0 + \frac{I (R L_a + R_a L)}{E_0} \cdot \frac{di_0}{dt} + \frac{I L_a L}{E} \cdot \frac{d^2 i_0}{dt^2}. \quad (245)$$

Из уравнения (245) найдем уравнение установившегося движения при среднем равновесном токе возбуждения, положив $\frac{di_0}{dt}$ и $\frac{d^2 i_0}{dt^2}$ равными нулю,

$$e_{cp} = \frac{I R_a R}{E_0} i_{0cp} = \frac{E (u - v)_{cp}}{V} = S. \quad (246)$$

Величину S будем называть воздействием регулятора в равновесии.

Приняв во внимание, что

$$\frac{E_0}{R_a} = \bar{i}_0 \quad \text{и} \quad I R = \delta E, \quad (247)$$

можно написать

$$S = \frac{\delta \bar{E}}{i_0} i_{0cp}. \quad (248)$$

где δ — относительная неравномерность.

§ 5. Дифференциальное уравнение движения машины

Дифференциальное уравнение движения машины имеет вид

$$\frac{du}{dt} = \frac{F - F_{ст}}{m}, \quad (249)$$

где u — действительная скорость подъемных сосудов;

F — тормозное усилие, развиваемое двигателем, приведенное к ободу барабана;

$F_{ст}$ — сила статического сопротивления;

m — приведенная к ободу барабана масса всех движущихся частей подъемной системы.

Принимаем $F_{ст}$ не зависящей от скорости подъемных сосудов.

При установившемся движении машины $F = F_{ст}$.

Примем для различных установившихся движений машины изменение среднего тормозного усилия F_k пропорциональным квадрату тока возбуждения в обмотке статора i_{0k}

$$F_k = \lambda i_{0k}^2. \quad (250)$$

Допустим, что при $i_0 = i_{01}$ ток возбуждения будет иметь установившееся значение, тогда $F_1 = F_{ст1}$.

Положим далее, что в связи с уменьшением нагрузки тормозное усилие уменьшится до F_2 . Для второго равновесного состояния (при $i_0 = i_{02}$) $F_2 = F_{ст2}$.

Для периода неустановившегося движения в связи с этим можно написать

$$\frac{du}{dt} = \frac{\lambda}{\mathfrak{M}} (i_{02}^2 - i_0^2), \quad (251)$$

или

$$\frac{du}{dt} = \frac{\lambda}{\mathfrak{M}} (i_{02} + i_0)(i_{02} - i_0). \quad (252)$$

Величину $i_{02} + i_0$ будем считать постоянной по сравнению с сильно изменяющейся величиной $i_{02} - i_0$. Поэтому положим

$$i_{02} + i_0 \approx i_{02} + i_{01}. \quad (253)$$

Тогда

$$\frac{i_{02} + i_{01}}{2} = i_{0\text{ср}}, \quad (254)$$

где $i_{0\text{ср}}$ — средний ток за время переходного процесса от одного установившегося значения скорости машины ко второму.

Если происходит только сброс заданной скорости, а нагрузка остается неизменной, то

$$i_{02} \approx i_{01} = i_{0\text{ср}}. \quad (255)$$

Это верно только при значительной нагрузке.

Следовательно,

$$\frac{du}{dt} = \frac{2\lambda i_{0\text{ср}}}{\mathfrak{M}} (i_{02} - i_0). \quad (256)$$

Коэффициент λ находим, исходя из следующих соображений.

При максимальной отрицательной нагрузке ($-F_{\text{ст. м}}$) значение тока возбуждения при установившемся режиме будет I_0 . Поэтому в соответствии с уравнением (250) напишем

$$F_{\text{ст. м}} = \lambda I_0^2, \quad (257)$$

откуда

$$\lambda = \frac{F_{\text{ст. м}}}{I_0^2}. \quad (258)$$

Подставив значение λ из формулы (258) в выражение (256), получим

$$\frac{du}{dt} = \frac{2F_{\text{ст. м}} i_{0\text{ср}}}{\mathfrak{M} I_0^2} (i_{02} - i_0). \quad (259)$$

§ 6. Дифференциальное уравнение переходного процесса

Продифференцировав выражение (242), получим

$$\frac{de}{dt} = \frac{E}{V} \frac{du}{dt}. \quad (260)$$

Заданную скорость в течение всего переходного процесса принимаем неизменной.

Подставляя выражение (259) в равенство (260), имеем

$$\frac{de}{dt} = \frac{2EF_{ст. \text{ и } i_{02}}}{V \pi R I_0^2} (i_{02} - i_0). \quad (261)$$

Обозначим

$$\varphi = \frac{2EF_{ст. \text{ и } i_{02}}}{V \pi R I_0^2}. \quad (262)$$

Следовательно,

$$\frac{de}{dt} = \varphi (i_{02} - i_0). \quad (263)$$

Дифференцируя, получим

$$\frac{d^2e}{dt^2} = -\varphi \frac{di_0}{dt}; \quad (264)$$

$$\frac{d^2e}{dt^2} = -\varphi \frac{d^2i_0}{dt^2}, \quad (265)$$

откуда

$$i_0 = i_{02} - \frac{1}{\varphi} \cdot \frac{de}{dt}, \quad (266)$$

$$\frac{di_0}{dt} = -\frac{1}{\varphi} \cdot \frac{d^2e}{dt^2}; \quad (267)$$

$$\frac{d^2i_0}{dt^2} = -\frac{1}{\varphi} \cdot \frac{d^3e}{dt^3}. \quad (268)$$

Подставляя выражения (266), (267) и (268) в формулу (245), имеем

$$\frac{d^2e}{dt^2} + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) \frac{de}{dt} + \frac{R_0}{L_0} \cdot \frac{R}{L} \cdot e = \varphi i_{02} \frac{R_0}{L_0} \cdot \frac{R}{L}. \quad (269)$$

Мгновенное значение отклонения действительной э. д. с. e_d от заданной e_0 будет

$$e = e_0 + e_d, \quad (270)$$

где e_0 — равновесное (установившееся) отклонение действительной э. д. с. от заданной, соответствующее данной нагрузке;
 e_d — мгновенное значение отклонения действительной э. д. с. от ее нового равновесного значения.

При этом

$$e_0 = \frac{i_{02} R_0 R I}{E_0}. \quad (271)$$

Дифференцируя выражение (270), получим

$$\left. \begin{aligned} \frac{de}{dt} &= \frac{de_d}{dt}; \\ \frac{d^2e}{dt^2} &= \frac{d^2e_d}{dt^2}; \\ \frac{d^3e}{dt^3} &= \frac{d^3e_d}{dt^3}. \end{aligned} \right\} \quad (272)$$

Подставляя выражения (270), (271) и (272) в формулу (269), имеем

$$\frac{d^3 e_d}{dt^3} + \left(\frac{1}{T_0} + \frac{1}{T} \right) \frac{d^2 e_d}{dt^2} + \frac{1}{T_0} \cdot \frac{1}{T} \cdot \frac{de_d}{dt} + \frac{E_0 \varphi}{I_0 L_0 L} e_d = 0, \quad (273)$$

где

$$\left. \begin{aligned} T &= \frac{L}{R}; \\ T_0 &= \frac{L_0}{R_0} \end{aligned} \right\} \quad (274)$$

или

$$\frac{d^3 e_d}{dt^3} + a_1 \frac{d^2 e_d}{dt^2} + a_2 \frac{de_d}{dt} + a_3 e_d = 0, \quad (275)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{T_0} + \frac{1}{T}; \\ a_2 &= \frac{1}{T_0} \cdot \frac{1}{T}; \\ a_3 &= \frac{E_0 \varphi}{I L_0 L}. \end{aligned} \right\} \quad (276)$$

Подставляя значение e из выражения (242) и его производные в уравнение (275), получим

$$\frac{d^3 u}{dt^3} + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) \frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{R_0}{L_0} \cdot \frac{R}{L} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{E_0 \varphi}{I L_0 L} = \frac{E_0 \varphi}{I L_0 L} v + \frac{V}{I} \cdot \frac{R_0 \varphi}{L_0 L} i_{02}. \quad (277)$$

§ 7. Изменение скорости подъемной машины, управляемой электрическим регулятором хода в двигательном режиме привода

В двигательном режиме обмотки статора подъемного двигателя питаются через обмотки переменного тока дросселя насыщения (рис. 20).

Расчет дросселей насыщения и построение механических характеристик асинхронного двигателя с дросселями насыщения в цепи статора осуществляется методами и по формулам, изложенным достаточно подробно в литературе.

Можно рекомендовать одну из возможных методик выбора параметров дросселя насыщения¹, обеспечивающую получение заданной жесткости статических характеристик привода.

Если в дросселе насыщения нет иных короткозамкнутых обмоток, кроме обмотки управления постоянного тока, постоянная времени

¹ И в а п ч е н к о Г. Е. Расчет дросселя насыщения для асинхронного привода подъемной машины. Научные труды КНИУИ. Госгортехиздат, 1959.

дресселя с достаточной для практики точностью может быть определена по формуле

$$\tau = \frac{0,4 \pi r^2 S_{\text{ж}} \mu 10^{-8}}{R_0 l_{\text{ж}}} \quad (278)$$

Из выражения (278) следует, что постоянная времени дресселя τ пропорциональна квадрату числа витков управляющей обмотки $w_{\text{у}}$, сечению сердечника $S_{\text{ж}}$ и обратно пропорциональна активному сопротивлению цепи управления R_0 и длине магнитной цепи дресселя $l_{\text{ж}}$.

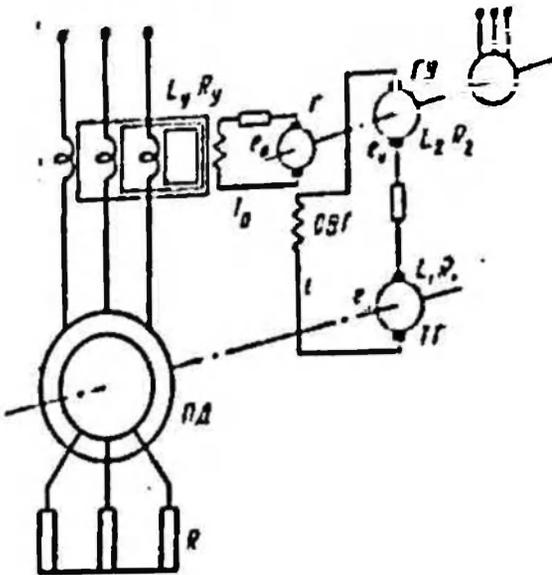


Рис. 20. Принципиальная схема управления подъемным двигателем при помощи дресселей насыщения

Индуктивное сопротивление дресселя значительно больше индуктивного сопротивления обмоток двигателя. Поэтому при исследовании переходных процессов индуктивным сопротивлением обмоток подъемного двигателя будем пренебрегать.

Полученное выше дифференциальное уравнение (277), описывающее переходные процессы при работе привода в режиме динамического торможения, может быть непосредственно использовано для исследования работы привода в двигательном режиме. При этом R_0 и L_2 будут активным сопротивлением и индуктивностью цепи обмотки управления дресселя.

§ 8. Расчет системы регулирования

Из критериев оптимальной добротности регулирования (38) для уравнения третьего порядка следует:

$$a_1 = \frac{v_1}{\tau} = 0; \quad (279)$$

$$a_{11} = \frac{C_n^2}{n^2} \theta^2 = \frac{b^2}{3}; \quad (280)$$

$$a_3 = \frac{C_n^2}{n^2} \theta^3 = \frac{b^3}{27}. \quad (281)$$

Приняв наибольшее замедление $|f| = 0,6 \text{ м/сек}^2$, а динамическую точность управления $\Delta u_{\text{д}} = 0,3 \text{ м/сек}$, получим

$$\tau = \frac{\Delta u_{\text{д}}}{|f|} = \frac{0,3}{0,6} = 0,5 \text{ сек.}$$

Для уравнения третьего порядка, если считать, что переходный процесс заканчивается к моменту, когда s становится равным 0,1, $y_1 = 14$, тогда

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{y_1}{\tau} = \frac{14}{0,5} = 28; \\ a_2 &= 260; \\ a_3 &= 800. \end{aligned} \right\} \quad (282)$$

Решая совместно выражения (276) и (282), получим минимые значения постоянных времени звеньев регулятора хода. Значит, рассматриваемая система регулирования не имеет решения в области кратных корней.

Положив, не нарушая размерности

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= A_1 \bar{a}_1^2; \\ A_3 &= A_2 \bar{a}_1^3; \\ t &= \frac{y}{a_1}; \\ e_d &= e_{d0} s, \end{aligned} \right\} \quad (283)$$

получим дифференциальное уравнение (275) в следующем виде:

$$\frac{d^3 s}{dy^3} + \frac{d^2 s}{dy^2} + A_1 \frac{ds}{dy} + A_2 s = 0. \quad (284)$$

Его характеристическое уравнение

$$k^3 + k^2 + A_1 k + A_2 = 0. \quad (285)$$

Введем новую переменную по условию

$$k = \bar{k}_1 - \alpha. \quad (286)$$

Подставив выражение (286) в уравнение (285), получим

$$k_1^3 + B_1 k_1^2 + B_2 k_1 + B_3 = 0, \quad (287)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= 1 - 3\alpha; \\ B_2 &= A_1 - 2\alpha + 3\alpha^2; \\ B_3 &= A_2 - A_1 \alpha + \alpha^2 - \alpha^3. \end{aligned} \right\} \quad (288)$$

Для двух равных корней коэффициенты B_2 и B_3 будут равны нулю.

В этом случае имеем

$$A_1 = \alpha(2 - 3\alpha); \quad (289)$$

$$A_2 = \alpha^2(1 - 2\alpha); \quad (290)$$

$$k_1^2 + (1 - 3\alpha)k_1 = 0; \quad (291)$$

$$k_1^2 [k_1 + (1 - 3\alpha)] = 0, \quad (292)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} k_1^2 &= 0; \\ k_1 &= k_2 = \alpha; \end{aligned} \right\} \quad (293)$$

$$k_3 = -1 + 2\alpha. \quad (294)$$

Для кратных корней $\alpha = \frac{1}{3}$; для двух равных корней $\alpha \leq \frac{1}{3}$.
Решая совместно выражения (283) и (276), получим

$$T_0 = T \left[-\frac{2A_1 - 1}{2A_1} \pm \sqrt{\left(\frac{2A_1 - 1}{2A_1}\right)^2 - 1} \right]. \quad (295)$$

Чтобы получить аперiodический переходный процесс, необходимо выполнить условие

$$\frac{2A_1 - 1}{2A_1} \geq 1 \quad (296)$$

Решение будем искать для границы аперiodического и колебательного переходных процессов, когда переходный процесс имеет наименьшую длительность.

Для этого случая

$$A_1 = 0,25; \quad (297)$$

$$T_0 = T. \quad (298)$$

Таким образом, наименьшая длительность аперiodического переходного процесса при данной схеме регулятора хода будет в случае равенства постоянных времени цепей управления.

Из формулы (289) находим, что для $A_1 = 0,25$

$$\alpha = \frac{1}{3} (1 \pm 0,5),$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= 0,5; \\ \alpha_2 &= \frac{0,5}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (299)$$

Корень $\alpha = 0,5$ не может быть принят, так как в данном случае корень k_3 будет равен нулю и система будет находиться на границе устойчивости.

Находим

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= k_2 = -\alpha = -\frac{0,5}{3}; \\ k_3 &= -1 + 2\alpha = -\frac{2}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (300)$$

Общий интеграл при двух равных корнях и типовых начальных условиях (при $y = 0$ $s = 1$; $\frac{d^2 s}{dy^2} = \frac{d^2 s}{dy^2} = \frac{ds}{dy} = 0$)

$$s = \frac{0,25}{2,25} e^{-\frac{2}{3} y} + \frac{2}{3} e^{-\frac{0,5}{3} y} \left(\frac{3}{2,25} + \frac{1}{3} y \right). \quad (301)$$

Уравнение (301) показывает, что с неограниченным увеличением y значение s уменьшается от 1 до 0.

Если принять, что переходный процесс заканчивается к моменту, когда s становится равным 0,1, необходимо взять $y = 20$. Тогда для скачкообразного задания скорости

$$a_1 = 0 - \frac{y_1}{\tau} = \frac{20}{0,5} = 40.$$

С другой стороны,

$$a_1 = \frac{2}{T} = \frac{2}{T_0},$$

откуда

$$T_0 = T = \frac{2}{a_1} = \frac{2}{40} = 0,05 \text{ сек.}$$

При плавном задании скорости будем иметь

$$\tau_p = 2,2 \tau = 2,2 \cdot 0,5 = 1,1 \text{ сек.};$$

$$a_1 = \frac{y_1}{\tau_p} = \frac{20}{1,1} = 18;$$

$$T_0 = T = \frac{2}{a_1} = \frac{2}{18} = 0,11 \text{ сек.}$$

Дальнейший этап расчета — выбор электрических машин, схемы и активных сопротивлений цепей управления.

§ 9. Устойчивость и качество регулирования подъемной машины с асинхронным приводом, управляемой электрическим регулятором хода с одной ступенью усиления

Не нарушая размерности, положим в уравнении (275)

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= X \sqrt{a_2}; \\ a_2 &= Z \sqrt{a_2^3}; \\ t &= \frac{y}{\sqrt{a_2}}; \\ e_d &= e_{d0} s, \end{aligned} \right\} \quad (302)$$

где e_{d0} — значение e_d в начале переходного процесса при $t = 0$;
 s — коэффициент скорости.

Поэтому

$$\left. \begin{aligned} dt &= \frac{dy}{y a_2}; \\ de_A &= e_{A0} ds; \\ d^2 e_A &= e_{A0} d^2 s; \\ d^3 e_A &= e_{A0} d^3 s. \end{aligned} \right\} \quad (303)$$

Для ускорения первого, второго и третьего порядка получим

$$\left. \begin{aligned} \frac{de_A}{dt} &= e_{A0} \left| a_2 \frac{ds}{dy}; \right. \\ \frac{d^2 e_A}{dt^2} &= e_{A0} a_2 \frac{d^2 s}{dy^2}; \\ \frac{d^3 e_A}{dt^3} &= e_{A0} \left| a_2 \frac{d^3 s}{dy^3}. \right. \end{aligned} \right\} \quad (304)$$

Обозначим

$$\left. \begin{aligned} \frac{ds}{dy} &= \eta; \\ \frac{d^2 s}{dy^2} &= \zeta; \\ \frac{d^3 s}{dy^3} &= \xi. \end{aligned} \right\} \quad (305)$$

где η , ζ , ξ — коэффициенты ускорения соответственно первого, второго и третьего порядка.

Подставив данные значения в выражение (275), получим линейное дифференциальное уравнение третьего порядка

$$\frac{d^3 s}{dy^3} + X \frac{d^2 s}{dy^2} + \frac{ds}{dy} + Zs = 0. \quad (306)$$

Его характеристическое уравнение

$$k^3 + Xk^2 + k + Z = 0. \quad (307)$$

Приняв

$$k = r - \frac{X}{3}, \quad (308)$$

получим

$$r^3 + pr + q = 0, \quad (309)$$

где

$$\left. \begin{aligned} p &= 1 - \frac{X^2}{3}; \\ q &= Z - \frac{X}{3} + \frac{2}{27} X^3. \end{aligned} \right\} \quad (310)$$

Вид корней уравнения (309) будет зависеть от значения

$$R = \left(\frac{p}{3}\right)^3 + \left(\frac{q}{2}\right)^2 = \frac{1}{108} [27Z^2 + 2X(2X^2 - 9)Z + (4 - X^2)]. \quad (311)$$

1. Когда $R > 0$, то один корень вещественный

$$k_1 = r_1 - \frac{X}{3} = k, \quad (312)$$

где

$$r_1 = \sqrt[3]{\sqrt{R} - \frac{q}{2}} - \sqrt[3]{\sqrt{R} + \frac{q}{2}}, \quad (313)$$

а два — мнимые сопряженные.

$$\left. \begin{aligned} k_2 &= \alpha + \beta i; \\ k_3 &= \alpha - \beta i. \end{aligned} \right\} \quad (314)$$

Согласно формулам Кардана,

$$\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\sqrt[3]{\sqrt{R} - \frac{q}{2}} + \sqrt[3]{\sqrt{R} + \frac{q}{2}} \right). \quad (315)$$

Очевидно, $\beta > 0$.

Из теории уравнений третьей степени известно, что

$$k_1 + k_2 + k_3 = -X. \quad (316)$$

Подставив выражения (312) и (314) в формулы (310), получим

$$\alpha = -\frac{r_1}{2} - \frac{X}{3}. \quad (317)$$

Общий интеграл уравнения (306) при $R > 0$ будет иметь вид

$$s = Ae^{ky} + e^{\alpha y} (B \cos \beta y + C \sin \beta y), \quad (318)$$

а также

$$\eta = Ak [e^{ky} - e^{\alpha y} (\cos \beta y + C \sin \beta y)]; \quad (319)$$

$$\zeta = Ak^2 \left[e^{ky} - e^{\alpha y} \left(\cos \beta y + \frac{k\alpha - \alpha^2 - \beta^2}{k\beta} \sin \beta y \right) \right]. \quad (320)$$

Для начальных условий

$$\left. \begin{aligned} y &= 0; \quad s = s_0 = 1; \\ \zeta &= \zeta_0 = 0; \quad \eta = \eta_0 = 0; \end{aligned} \right\} \quad (321)$$

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{\alpha^2 - \beta^2}{(k - \alpha)^2 + \beta^2}; \\ B &= \frac{k(k - 2\alpha)}{(k - \alpha)^2 + \beta^2}; \\ C &= \frac{k}{\beta} \cdot \frac{\alpha^2 - \beta^2 - k\alpha}{(k - \alpha)^2 + \beta^2}. \end{aligned} \right\} \quad (322)$$

Необходимо иметь в виду, что для последующих отклонений действительной э. д. с. от ее нового устойчивого значения в выражениях (302), (303) и (304) вместо величины e_{d0} будут входить величины e_{d1} , e_{d2} , e_{d3} и т. д.

При этом, если изменение отклонения действительной э. д. с. от заданной будет происходить последовательно в разных направлениях (увеличиваться и уменьшаться), знаки перед e_{d0} , e_{d1} , e_{d2} и т. д. будут чередоваться. Если отклонение действительной э. д. с. от заданной будет только увеличиваться или уменьшаться, то перед e_{d0} , e_{d1} , e_{d2} , e_{d3} и т. д. будет один знак.

Постоянные A , B и C будут сохранять свои значения только для тех отклонений действительной э. д. с. от заданной, начальное ускорение для которых будет равно нулю. Для других отклонений они должны определяться особо.

Если для всех отклонений действительной э. д. с. от заданной начальное ускорение будет равно нулю, величины e_{d0} , e_{d1} , e_{d2} и т. д. образуют геометрическую прогрессию, знаменатель которой будет соответственно положительным или отрицательным. При этом они будут отличаться только по величине; продолжительность их будет одинаковой.

2. Если $\Lambda < 0$, то, хотя выражения корней и содержат мнимые величины, все три корня действительны и могут быть определены тригонометрическим путем.

При этом все три корня k_1 , k_2 , k_3 отрицательны

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= 2 \sqrt{|p|} \cos \varphi; \\ k_2 &= 2 \sqrt{|p|} \cos (\varphi + 120^\circ); \\ k_3 &= 2 \sqrt{|p|} \cos (\varphi - 120^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (323)$$

где

$$\varphi = \frac{1}{3} \arccos \frac{-q}{|p|^{\frac{2}{3}}}. \quad (324)$$

Общий интеграл уравнения (306) в этом случае будет иметь вид

$$z = C_1 e^{k_1 y} + C_2 e^{k_2 y} + C_3 e^{k_3 y}, \quad (325)$$

где C_1 , C_2 , C_3 — произвольные постоянные интегрирования.

Дифференцируя подобно предыдущему, находим

$$\eta = C_1 k_1 e^{k_1 y} + C_2 k_2 e^{k_2 y} + C_3 k_3 e^{k_3 y}; \quad (326)$$

$$\zeta = C_1 k_1^2 e^{k_1 y} + C_2 k_2^2 e^{k_2 y} + C_3 k_3^2 e^{k_3 y}. \quad (327)$$

Для прежних начальных условий

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{k_2 k_3}{(k_1 - k_2)(k_1 - k_3)}; \\ C_2 &= \frac{k_1 k_3}{(k_2 - k_3)(k_2 - k_1)}; \\ C_3 &= \frac{k_1 k_2}{(k_2 - k_3)(k_1 - k_3)}. \end{aligned} \right\} \quad (328)$$

3. Если $R = 0$, тогда

$$\begin{aligned} r_1 &= -\sqrt[3]{4q}; \\ \beta &= 0; \end{aligned} \quad (329)$$

$$k_2 = k_3 = \alpha = \sqrt[3]{\frac{q}{2} - \frac{X}{3}}; \quad (330)$$

$$k_1 = -\sqrt[3]{4q} - \frac{X}{3}. \quad (331)$$

Общий интеграл при двух равных корнях будет

$$s = C_1 e^{k_1 y} + e^{\alpha y} (C_2 + C_3 y).$$

При двух равных корнях и прежних начальных условиях имеем

$$s = \frac{\alpha^2}{(k-\alpha)^2} e^{ky} + e^{\alpha y} k \left[\frac{k-2\alpha}{(k-\alpha)^2} - \frac{\alpha}{k-\alpha} y \right]; \quad (332)$$

$$\eta = \frac{\alpha^2 k}{(k-\alpha)^2} \{ e^{ky} - e^{\alpha y} [1 + (k-\alpha) y] \}; \quad (333)$$

$$\zeta = \frac{\alpha^2 k}{(k-\alpha)^2} \{ k e^{ky} - e^{\alpha y} [k + \alpha(k-\alpha) y] \}. \quad (334)$$

4. Если $R = 0$; $p = 0$ и $q = 0$, получим

$$X = \sqrt{3} = 1,732; \quad (335)$$

$$\left. \begin{aligned} Z &= \frac{\sqrt{3}}{9} = 0,192; \\ r_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (336)$$

и корни характеристического уравнения

$$k_1 = k_2 = k_3 = k = -\frac{X}{3} = -\frac{\sqrt{3}}{3} = -0,577. \quad (337)$$

Общий интеграл при трех равных корнях будет

$$s = e^{ky} (C_1 + C_2 y + C_3 y^2). \quad (338)$$

При трех равных корнях и прежних начальных условиях имеем

$$s = e^{-\frac{y}{\sqrt{3}}} \left(1 + \frac{y}{\sqrt{3}} + \frac{y^2}{6} \right); \quad (339)$$

$$\eta = \frac{y^2 e^{-\frac{y}{\sqrt{3}}}}{6\sqrt{3}}; \quad (340)$$

$$\zeta = -\left(\frac{y}{3\sqrt{3}} - \frac{y^2}{18} \right) e^{-\frac{y}{\sqrt{3}}}. \quad (341)$$

Таким образом, при $R < 0$ получим интегралы (325), (332) и (339). Анализируя указанные выражения, приходим к заключению, что значения коэффициентов η , z и ζ при непрерывном и неограниченном увеличении коэффициента времени y непрерывно убывают.

$$\text{При } y = \infty \quad z = 0; \quad \eta = 0; \quad \zeta = 0. \quad (342)$$

Приведенный анализ показывает, что при $R < 0$ скорость подъема от одного равновесного значения асимптотически переходит к другому без скачков и колебаний. Такое регулирование является наиболее желательным.

Найдем значения X и Z , при которых будет происходить наименее благоприятный процесс регулирования, соответствующий $R = 0$.

Для трех равных корней, как это было доказано выше,

$$X = \sqrt[3]{3};$$

$$Z = \frac{\sqrt[3]{3}}{9} = 0,192.$$

Из выражения (311) следует, что при некоторых достаточно больших по абсолютному значению Z величина R становится положительной.

Пользуясь выражением (311), пойдем, при каких значениях Z (при данном X) величина R обращается в нуль. Для этого решим уравнение

$$\text{Получим} \quad 27Z^2 + 2X(2X^2 - 9)Z + (4 - X^2) = 0. \quad (343)$$

$$Z_1 = \frac{1}{27} [X(9 - 2X^2) + 2\sqrt{(X^2 - 3)^3}]; \quad (344)$$

$$Z_2 = \frac{1}{27} [X(9 - 2X^2) - 2\sqrt{(X^2 - 3)^3}]. \quad (345)$$

Если Z находится между Z_1 и Z_2 , величина R отрицательна. Будет получен аperiodический переходный процесс регулирования.

Если $X^2 < 3$, значения корней будут мнимые, и тогда при $X > 0$ будет справедлив общий интеграл (318).

Рассмотрим весьма важный случай. Если $X^2 = 3$, $X = \sqrt[3]{3} = 1,73$, получаем

$$Z_1 = Z_2 = \frac{\sqrt[3]{3}}{9} = 0,192. \quad (346)$$

В этом случае все три корня имеют одинаковые значения

$$k_1 = k_2 = k_3 = k = -\frac{1}{\sqrt[3]{3}} = -0,577.$$

При этом имеет место интеграл (339).

При $X = 2$, получим

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= \frac{4}{27} = 0,148; \\ Z_0 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (347)$$

Разложив выражения (344) и (345) в ряд по биному Ньютона, имеем

$$Z_1 = \frac{1}{4X} + \frac{1}{8X^3} + \frac{1}{64X^5} + \dots; \quad (348)$$

$$Z_0 = \frac{1}{27} \left[-4X^3 + 18X - \frac{27}{8X^3} - \frac{243}{64X^5} + \dots \right]. \quad (349)$$

Из выражений (348) и (349) следует, что при неограниченном увеличении X Z_1 будет стремиться к нулю, а Z_0 , будучи отрицательной (при $X > 2$), по абсолютному значению будет безгранично возрастать.

Значения рассмотренных величин для ряда значений X приведены в табл. 4.

Таблица 4

X	0	1	3	2	4	6	10
s_1	0	0	0	0	0	0	0
η_1	0	0	0	0	0	0	0
ψ_1	4,53	5,68	∞	∞	∞	∞	∞
Z_1	0,235	0,320	0,192	0,148	0,065	0,031	0,025
ζ	0,381	0,089	0	0	0	0	0

На рис. 21 изображена зависимость Z от X . Эту диаграмму устойчивости впервые построил Я. И. Грдина.

Точкам внутри контура ABC (значения Z_1) соответствует $R < 0$, а точкам, лежащим вне этого контура, $R > 0$. Таким образом, для точек внутри контура ABC имеет место интеграл (325), а для точек вне этого контура — интеграл (318).

Точкам на контуре ABC соответствует $R = 0$, при этом имеет место интеграл (332) с двумя равными корнями.

Наконец, точке B с координатами $X = \sqrt[3]{3}$ и $Z_1 = Z_0 = \frac{\sqrt[3]{3}}{9}$ соответствует общий интеграл (339) с тремя равными корнями. В точке B кривые AB и BC имеют общую касательную. Ветвь BC асимптотически приближается к оси X .

Точкам внутри контура ABC соответствуют также параметры схемы управления, при которых скорость подъема от одного установившегося значения асимптотически переходит к другому без скачков и колебаний. В этом случае s равно нулю. Точка B является точкой возврата.

Весьма важно требование ограничения длительности переходного процесса от одного равновесного значения к другому. При проектировании регуляторов всегда стремятся сделать время затухания переходного процесса наименьшим.

При управлении подъемной машиной этот вопрос приобретает первостепенное значение, так как даже абсолютно устойчивый, но медленно действующий регулятор не сможет с необходимой точностью выполнить заданную тахограмму.

Задача о скорости сходимости переходного процесса сводится к определению условий устойчивости определенным образом трансформированного характеристического уравнения (307).

Из общего интеграла (324) следует, что для уменьшения длительности переходного процесса необходимо увеличить по абсолютному значению отрицательные корни характеристического уравнения (307).

Таким образом, для заданного, вполне определенного времени затухания корни характеристического уравнения по абсолютному значению не должны быть меньше некоторой величины α .

Найдем значение α . Условимся, чтобы при увеличении коэффициента времени от 0 до ν_1 коэффициент скорости уменьшился от $s = s_0 = 1$ до $\frac{s_0}{n}$. Поэтому можно написать

$$\frac{1}{n} = e^{-\alpha \nu_1}. \quad (350)$$

Логарифмируя выражение (350), получим

$$\alpha = \frac{\ln n}{\nu_1}. \quad (351)$$

Выражение (351) показывает, что для того, чтобы значение s_0 при увеличении коэффициента времени от 0 до ν_1 уменьшалось до $\frac{s_0}{n}$, все корни характеристического уравнения должны находиться влево от мнимой оси на расстоянии, равном $\frac{\ln n}{\nu_1}$.

Вводим новую переменную k_1 по условию

$$k = k_1 - \alpha = k_1 - \frac{\ln n}{\nu_1}. \quad (352)$$

Для k_1 мнимой осью является ось, влево от которой должны располагаться корни характеристического уравнения (307).
Можно написать

$$(k_1 - \alpha)^3 + X(k_1 - \alpha)^2 + (k_1 - \alpha) + Z = 0. \quad (353)$$

Преобразовывая, получим

$$k_1^3 + (X - 3\alpha)k_1^2 + (1 + 3\alpha^2 - 2X\alpha)k_1 + Z + X\alpha^2 - \alpha - \alpha^3 = 0. \quad (354)$$

При этом коэффициентами характеристического уравнения (354) будут

$$X - 3\alpha; \quad (355)$$

$$1 + 3\alpha^2 - 2X\alpha; \quad (356)$$

$$Z + X\alpha^2 - \alpha - \alpha^3. \quad (357)$$

Анализируя коэффициенты характеристического уравнения (354), можно установить, что величина α имеет предельное максимальное значение. Больше этого значения коэффициент α не может быть принят в связи с тем, что некоторые коэффициенты характеристического уравнения (354) станут отрицательными и процесс регулирования будет неустойчивым.

Принимая во внимание, что максимальное значение α даст минимально возможное время затухания, определим его значение α_{\max} , положив коэффициенты (355) и (356) равными нулю. При этом X будет иметь предельное максимальное значение

$$X - 3\alpha_{\max} = 0; \quad (358)$$

$$1 + 3\alpha_{\max}^2 - 2X\alpha_{\max} = 0. \quad (359)$$

Из уравнения (358) имеем

$$\alpha_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{3}. \quad (360)$$

Подставив выражение (300) в уравнение (359), получим

$$X = \sqrt{3} = 1,732; \quad (361)$$

$$\alpha_{\max} = \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (362)$$

Положив коэффициент (357) равным нулю, получим для Z предельное минимальное значение

$$Z = \frac{1}{\sqrt{3^3}} = 0,192. \quad (363)$$

Полученные значения этих коэффициентов дают возможность выбрать относительно наиболее устойчивый регулятор при минимально возможной длительности переходного процесса.

Точке с координатами $X = 1,732$ и $Z = 0,192$ (см. рис. 21) соответствуют регуляторы, которые работают в наимыгоднейшем режиме регулирования.

Уменьшая коэффициент α , можно переместить указанную точку внутрь контура ABC , но тогда ей будут соответствовать регуляторы, время реагирования которых будет тем больше, чем дальше расположена данная точка от точки B . Докажем это следующим образом.

Точке с координатами $X = 1,73$ и $Z = 0,192$ соответствует интеграл (339) с тремя равными корнями.

Определим для этого случая коэффициент времени y_1 , при котором коэффициент скорости α будет равен 0,1.

Можно построить кривые изменения коэффициентов скорости α , ускорения η и ускорения второго порядка ξ для различных значений коэффициента времени (табл. 5).

Таблица 5

y_1	0	0,5	1	$\sqrt{3}$	3	4	5	6	10
α	1	0,99	0,98	0,876	0,76	0,59	0,44	0,35	0,1
η	0	-0,033	-0,054	-0,106	-0,152	-0,154	-0,133	-0,108	-0,043
ξ	0	-0,0015	-0,0077	-0,0061	-0,014	0,012	0,024	0,025	0,015

Как следует из таблицы, коэффициент скорости уменьшится до 0,1 при увеличении коэффициента времени до 10.

Длительность переходного процесса будем считать равной времени, в течение которого коэффициент скорости уменьшится от 1 до 0,1. Из таблицы для η следует, что скорость изменения коэффициента скорости имеет экстремальное значение. Определим значение коэффициента времени при экстремальном значении коэффициента ускорения.

Для этого возьмем производную от выражения (340) и приравняем ее нулю

$$\frac{d\eta}{dy} = - \left(\frac{y}{3\sqrt{3}} - \frac{y^2}{18} \right) e^{-\frac{y}{\sqrt{3}}} = 0; \quad (364)$$

$$y = \frac{6}{\sqrt{3}} = 3,46.$$

Подставив выражение (364) в равенство (340), получим минимальное значение коэффициента ускорения

$$\eta = - \frac{2}{\sqrt{3}e^2} = -0,156. \quad (365)$$

Подобно предыдущему, определим два экстремальных значения ускорения второго порядка

$$\frac{d\xi}{dy} = - \frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{2y}{3} - \frac{y^2}{\sqrt{3}} = 0,$$

откуда

$$y_1 = 2\sqrt{3} - \sqrt{6} = 1,02; \quad (366)$$

$$y_2 = 2\sqrt{3} + \sqrt{6} = 5,9. \quad (367)$$

Подставляя формулы (366) и (367) в выражение (341), получим

$$\zeta_{\min} = 0,078; \quad (368)$$

$$\zeta_{\max} = 0,0264. \quad (369)$$

Для того чтобы регулятор мог выполнить заданную тахограмму в период ускорения или замедления с заданным качеством и динамической точностью управления и процесс регулирования был устойчив, необходимо, чтобы переход регулируемого параметра в новое положение равновесия при заданном характере переходного процесса совершался в течение заданного времени τ .

Таким образом, должно быть выполнено условие

$$\tau \geq T_1. \quad (370)$$

Имея в виду формулу (302), можно написать

$$\tau = \frac{\ddot{u}_1}{V a_2}; \quad (371)$$

$$\tau \geq y_1 \sqrt{T_0 T}; \quad (372)$$

или

$$\frac{\tau}{y_1} \geq \sqrt{T_0 T}. \quad (373)$$

Из выражения (372) видно, что для обеспечения высокой скорости регулирования необходимо строить регуляторы с малыми постоянными времени цепей управления.

Для случая двух равных корней дополнительным условием динамической точности управления при аperiodическом переходном процессе будет

$$\frac{\tau}{20} \geq \sqrt{T_0 T}. \quad (374)$$

Но из формулы (9)

$$\frac{\Delta u_d}{\tau} = |j|. \quad (375)$$

Подставив выражение (375) в формулу (373), получим

$$\frac{\Delta u_d}{y_1 |j|} = \sqrt{T_0 T}. \quad (376)$$

Если постоянные времени цепей управления T_0 и T равны (чему соответствует $X = 2$), имеем

$$\frac{\Delta u_d}{y_1 |j|} \geq T. \quad (377)$$

Отклонение действительной скорости от заданной в общем случае складывается из двух составляющих: статической Δu_s и динамической Δu_d .

Величина статической составляющей зависит исключительно от нагрузки и может быть определена по формуле

$$\Delta u_s = e_s \frac{V}{E} = \frac{V i_{\text{ст}} R_0 R I}{E_0 E} \quad (378)$$

В режиме динамического торможения при спуске максимального груза Δu_s будет иметь наибольшее значение, равное Δu_{sc} .

Возьмем на кривой BC (значения Z_1) ряд точек и для них построим кривые, характеризующие переход величины s от одного равновесного значения к другому.

Используя формулу (314), определим координаты ряда точек на кривой BC , а затем при помощи формулы (332) найдем величину s для ряда значений y .

Полученные значения s приведены в табл. 6.

Таблица 6

$X = 1\bar{3}$		$X = 3$		$X = 6$		$X = 10$	
$Z_1 = 0,192$		$Z_1 = 0,049$		$Z_1 = 0,0366$		$Z_1 = 0,0241$	
y	s	y	s	y	s	y	s
0	1	0	1	0	1	0	1
0,5	0,99	1	0,99	5	0,91	20	0,73
1	0,98	2	0,96	10	0,81	40	0,4
$\sqrt{3}$	0,856	3	0,91	15	0,66	60	0,20
3	0,75	6	0,72	20	0,525	80	0,11
4	0,59	10	0,47	25	0,405	100	0,04
5	0,44	15	0,25	30	0,31	—	—
6	0,35	20	0,124	35	0,23	—	—
9	0,11	25	0,1	40	0,17	—	—
10	0,035	—	—	50	0,11	—	—

Подобно предыдущему, можно сделать заключение, что если при $Z = Z_1$ X будет равен 3, 6 и 10, условия динамической точности управления соответственно будут

$$\left. \begin{aligned} \frac{\tau}{25} &\geq \sqrt{T_0 T}; \\ \frac{\tau}{50} &\geq \sqrt{T_0 T}; \\ \frac{\tau}{80} &\geq \sqrt{T_0 T}. \end{aligned} \right\} \quad (379)$$

По мере удаления от кривой BC вверх или вниз длительность переходного процесса возрастает. В подтверждение этого рассмотрим несколько частных случаев.

Пусть $X = 2$, $Z = 0$.

Для этого случая [см. формулы (332), (333) и (334)] получим:
 $s = 1; \eta = 0$ и $\zeta = 0$.

Процесс регулирования будет длиться бесконечно долго.

Пусть $X = 0, Z = 0$.

В этом случае характеристическое уравнение (360) будет иметь вид

$$k^3 + k = 0,$$

откуда $k_1 = 0; k_2 = +i$ и $k_3 = -i$.

Подставив полученные значения корней в выражения (318), (319) и (320), имеем: $s = 1; \eta = 0$ и $\zeta = 0$, т. е. при $Z = 0$ процесс регулирования будет длиться бесконечно долго.

Выше было установлено, что длительность переходного процесса в значительной степени зависит от значения коэффициента X . При этом, чем выше будет этот коэффициент, тем больше длительность переходного процесса.

Из выражения (302) имеем

$$X = \frac{\tilde{a}_1}{\sqrt{a_2}}. \quad (380)$$

Подставив значения коэффициентов a_1 и a_2 , получим

$$X = \frac{T_0 + T}{\sqrt{T_0 T}}. \quad (381)$$

Анализ выражения (381) показывает, что при равенстве постоянных времени T_0 и T электрических цепей значение коэффициента X будет минимальным

$$X = 2. \quad (382)$$

При увеличении или уменьшении одной из постоянных времени коэффициент X увеличивается. Таким образом, при данной схеме управления нельзя получить значение коэффициента X меньше двух.

В связи с этим одно из условий наименьшей длительности переходного процесса будет

$$T_0 = T. \quad (383)$$

При этом дополнительное условие необходимой точности регулирования для рассматриваемой схемы управления будет

$$\frac{\Delta u_D}{y_1 |j|} \geq \frac{\bar{L}}{R}. \quad (384)$$

Из выражения (384) можно сделать следующий вывод: чтобы время затухания T было наименьшим, необходимо проектировать регуляторы с малыми индуктивностями и большими активными сопротивлениями цепей.

Однако чрезмерное увеличение активного сопротивления цепей управления повлечет за собой значительное повышение мощности генераторов $TГ$, $ГУ$ и $Г$.

Точкам, лежащим выше кривой DBC (см. рис. 21), соответствуют регуляторы, у которых э. д. с. e_d переходит от одного равновесного значения к другому путем колебаний. При этом для устойчивости процесса регулирования в соответствии с требованиями классической теории регулирования необходимо, чтобы первое отклонение э. д. с. e_{d1} от нового равновесного значения по абсолютному значению было меньше e_{d0} . В этом случае отклонения с течением времени при соответствующих условиях будут уменьшаться.

Если первое отклонение окажется по абсолютному значению больше e_{d0} , то второе отклонение будет еще больше и т. д. и процесс регулирования будет неустойчив.

Для ряда значений X находим предельное значение коэффициента $Z = Z_2$ при предельном значении коэффициента $s = -1$. Если для данного регулятора $Z < Z_2$, регулятор устойчив или может быть сделан устойчивым, при этом $Z_2 > Z_1$.

Значения Z_2 , Y_2 , S_1 , η и ζ для ряда значений X приведены в табл. 7.

Таблица 7

X	σ	z	δ	10
Z_2	0,7124	2,424	4,372	10,338
Y_2	3,7146	3,3521	3,2556	3,1923
S_1	-1	-1	-1	-1
η	0	0	0	0
ζ	1,4712	1,1653	1,0857	1,0331

Кривая EF соответствует точкам $Z = Z_2$.

Таким образом, регуляторы, соответствующие точкам под кривой EF , будут устойчивыми или могут быть сделаны устойчивыми.

Согласно Вышнеградскому — Гурвицу, для обеспечения устойчивой работы подъемной машины, управляемой регулятором хода, должно быть выполнено условие

$$\left. \begin{aligned} X - Z > 0; \\ X > 0; \\ Z > 0. \end{aligned} \right\} \quad (385)$$

При $X > 10$ с достаточной для практики точностью можно применять это условие устойчивости.

Какующееся несоответствие приведенных выше условий устойчивости условиям Вышнеградского — Гурвица заключается в том, что Вышнеградским получены условия, при соблюдении которых регулятор хода будет обязательно устойчив вне зависимости от величины «сухого трения» (линейная задача). Здесь приведены условия устойчивости, полученные Н. П. Грдиной, при соблюдении которых

регуляторы могут быть сделаны устойчивыми соответствующим подбором величины «сухого трения» — нечувствительности.

Для определения скорости вращения вала подъемной машины необходимо знать разность э. д. с. тахогенератора e_u и генератора управления e_v

Так как

$$e = e_u - e_v.$$

$$u = \frac{Fv_2 + Ve}{E}, \quad (386)$$

или

$$u = v_2 + \frac{V}{E} e, \quad (387)$$

где v_2 — новое устойчивое значение заданной скорости.

Поэтому

$$u = v_2 + \frac{V}{E} e_s - \frac{V}{E} e_d = v_2 + \Delta u_s + \Delta u_d,$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_d &= \frac{V}{E} e_d; \\ \Delta u_s &= \frac{V}{E} e_s. \end{aligned} \right\} \quad (388)$$

Обозначим

$$v_2 + \frac{V}{E} e_s = u_2, \quad (389)$$

где u_2 — новое равновесное значение скорости подъема.

Тогда

$$u = u_2 + \frac{V}{E} e_d. \quad (390)$$

При $t = 0$ $e_d = e_{d0}$.

Следовательно, для скорости подъема u_1 прежнего равновесного состояния

$$u_1 = u_2 + \frac{V}{E} e_{d0}. \quad (391)$$

Если регулятор устойчив, при $t = \infty$ $e_d = 0$ и $u = u_2$. В связи с этим можно написать

$$\Delta u = u - u_2 = \frac{V}{E} e_d. \quad (392)$$

При этом

$$\Delta u_0 = u_1 - u_2 = \frac{V}{E} e_{d0}. \quad (393)$$

Подставляя формулу (392) в выражение (393), получим

$$\Delta u = u - u_2 = \frac{V}{E} e_{d0} s. \quad (394)$$

Продифференцировав выражение (392) и приняв во внимание выражение (304), для ускорений второго и третьего порядка получим

$$j = \frac{du}{dt} = \frac{V e_{d0} \sqrt{a_2}}{E} \cdot \frac{ds}{dy}; \quad (395)$$

$$\mu = \frac{d^2u}{dt^2} = \frac{V e_{d0} a_2}{E} \cdot \frac{d^2s}{dy^2}; \quad (396)$$

$$\rho = \frac{d^3u}{dt^3} = \frac{V e_{d0} \sqrt{a_2^3}}{E} \cdot \frac{d^3s}{dy^3}. \quad (397)$$

Подставляя выражение (318) в формулу (391), выражение (319) в формулу (395) и выражение (320) в формулу (396), для $R > 0$ имеем

$$\Delta u = \frac{V e_{d0}}{E} [A e^{ky} + e^{ay} (B \cos \beta y + C \sin \beta y)]; \quad (398)$$

$$j = \frac{V e_{d0} \sqrt{a_2} \cdot k}{E} \left[e^{ky} - e^{ay} \left(\cos \beta y + \frac{k-a}{\beta} \sin \beta y \right) \right]; \quad (399)$$

$$\mu = \frac{V e_{d0} a_2 k^2}{E} \left[e^{ky} - e^{ay} \left(\cos \beta y + \frac{k-a}{\beta} \sin \beta y \right) \right]. \quad (400)$$

При уменьшении e_d по сравнению с e_{d0} необходимо брать знак плюс (+), а при увеличении — знак минус (-). Таким образом, знаки перед e_{d0} , e_{d1} , e_{d2} и т. д. будут чередоваться.

Мы пренебрегли нечувствительностью регулятора, поэтому колебания регулируемого параметра не будут сопровождаться остановками (скачками).

В данном случае только первый размах регулируемого параметра обязательно будет возникать с ускорением, равным нулю. Для всех размахов, начальное ускорение которых не будет равно нулю, постоянные интегрирования A , B и C должны быть определены особо. Постоянные интегрирования A , B и C будут равны только для таких размахов, начальные ускорения которых равны.

Следует указать, что нечувствительность (сводящая анализ к нелинейной задаче) повышает устойчивость регулирования.

Для $R < 0$:

$$\Delta u = \frac{V e_{d0}}{E} (C_1 e^{k_1 y} + C_2 e^{k_2 y} + C_3 e^{k_3 y}); \quad (401)$$

$$j = \frac{V e_{d0} \sqrt{a_2}}{E} (C_1 k_1 e^{k_1 y} + C_2 k_2 e^{k_2 y} + C_3 k_3 e^{k_3 y}); \quad (402)$$

$$\mu = \frac{V e_{d0} a_2}{E} (C_1 k_1^2 e^{k_1 y} + C_2 k_2^2 e^{k_2 y} + C_3 k_3^2 e^{k_3 y}). \quad (403)$$

Для $R=0$:

$$\Delta u = \frac{V e_{d0}}{E} \left\{ \frac{a^2}{(k-a)^2} e^{ky} + e^{ay} \left[\frac{k-2a}{(k-a)^2} - \frac{a}{(k-a)} y \right] \right\}; \quad (404)$$

$$j = \frac{V e_{d0} \sqrt{a_2} a^2 k}{E (k-a)^2} [e^{ky} - e^{ay} [1 + (k-a) y]]; \quad (405)$$

$$\mu = \frac{V e_{d0} a_2 a^2 k}{E (k-a)^2} [k e^{ky} - e^{ay} [k + a(k-a) y]]; \quad (406)$$

Для $R = 0$ и $q = 0$:

$$\Delta u = \frac{V e d_0 e^{-\frac{y}{\sqrt{3}}}}{E} \left(1 + \frac{y}{\sqrt{3}} + \frac{y^2}{6} \right); \quad (407)$$

$$j = \frac{V e d_0 \sqrt{a_2} y^2 e^{-\frac{y}{\sqrt{3}}}}{6 \sqrt{3} E}, \quad (408)$$

$$\mu = \frac{V e d_0 a_2 e^{-\frac{y}{\sqrt{3}}}}{E} \left(\frac{y}{3 \sqrt{3}} - \frac{y^2}{18} \right). \quad (409)$$

Полученные выражения подтверждают сделанный ранее вывод о том, что длительность переходного процесса обратно пропорциональна величине коэффициента a_2 , так как $y = t \sqrt{a_2}$.

Эти выражения позволяют весьма просто произвести сравнение результатов, полученных теоретическим путем, с данными экспериментальных исследований.

§ 10. Регулирование по скорости и ускорению

Дополнительное регулирование по ускорению в схеме, приведенной на рис. 11, можно осуществить, например, введя звено, которому соответствует уравнение

$$e_3 = k_3 \frac{d^2 u}{dt^2}. \quad (410)$$

В качестве дифференцирующего звена могут быть использованы трансформатор, индуктивность или емкость. При этом

$$e = e_u + e_3 - e_v. \quad (411)$$

В связи с этим

$$e = \frac{E}{V} (u - v) + k_3 \frac{d^2 u}{dt^2}. \quad (412)$$

Подобно предыдущему, получим

$$\begin{aligned} \frac{I L_0 L}{E_0 \theta_M} \cdot \frac{d^3 u}{dt^3} + \frac{I (R L_0 + R_0 L)}{E_0 \theta_M} \cdot \frac{d^2 u}{dt^2} + \left(\frac{I R_0 R}{E_0 \theta_M} + k_3 \right) \frac{du}{dt} + \\ + \frac{E}{V} u = \frac{E}{V} v + \frac{I R_0 R}{E_0} i_{02}, \end{aligned} \quad (413)$$

где

$$\theta_M = \frac{2 F_{\text{ст. м}^2} \text{ср.}}{\partial n I_0^2}.$$

Мгновенное значение действительной скорости

$$u = \Delta u_d + \Delta u_s + v, \quad (414)$$

где Δu_s — равновесное (установившееся) отклонение действительной скорости от заданной, соответствующее данной нагрузке; Δu_d — мгновенное значение отклонения действительной скорости от нового установившегося значения.

При этом очевидно, что

$$\Delta u_s = \frac{VIR}{EI_0} i_{01}. \quad (415)$$

Подставив формулу (414) в выражение (413), после преобразования получим

$$\frac{d^3 \Delta u_d}{dt^3} + a_1 \frac{d^2 \Delta u_d}{dt^2} + \left(a_2 + \frac{k_3 E_0 \theta_{\text{в}}}{1L_0 L} \right) \frac{d \Delta u_d}{dt} + a_3 \Delta u_d = 0. \quad (416)$$

Значения a_1 , a_2 и a_3 определяются из выражений (276). Обозначим

$$a'_1 = a_2 + \frac{k_3 E_0 \theta_{\text{в}}}{1L_0 L} k_2. \quad (417)$$

В результате получим дифференциальное уравнение (416), аналогичное по структуре уравнению (275).

Исследуем, какое влияние оказывает дополнительное регулирование по ускорению на коэффициенты λ_1 , λ_2 и ν с точки зрения устойчивости и скорости сходимости переходного процесса.

При прочих равных условиях

$$a'_1 > a_2. \quad (418)$$

Как следует из выражения (417), величина a'_1 пропорциональна коэффициенту k_2 , который обычно выбирают при проектировании.

Нетрудно убедиться, что при наличии дополнительного регулирования по ускорению могут быть выполнены условия кратности корней.

Действительно, решая совместно выражения (417), (279), (280) и (281), получим

$$T = \frac{3\theta}{\omega \left(\theta^2 - \frac{3k_3 E_0 \theta_{\text{в}}}{1L_0 L} \right)} \left(1 \pm \sqrt{\frac{\frac{12k_3 E_0 \theta_{\text{в}}}{1L_0 L} - \theta^2}{3\theta^2}} \right). \quad (419)$$

Чтобы постоянные времени T_0 и T были вещественными, т. е. чтобы уравнение (416) имело решение в области кратных корней, необходимо выполнить условие

$$\frac{12k_3 E_0 \theta_{\text{в}}}{1L_0 L} - \theta^2 > 0. \quad (420)$$

В частном случае при

$$\frac{12k_3 E_0 \theta_{\text{в}}}{1L_0 L} - \theta^2 = 0$$

имеем

$$k_3 = \frac{IL_0L\theta^2}{12E_0b_M}, \quad (421)$$

$$T_0 = T = \frac{3\theta}{2\left(\theta^2 - \frac{3k_3E_0b_M}{IL_0L}\right)} = \frac{2}{\theta}. \quad (422)$$

Исходя из характеристик подъемного двигателя в режиме динамического торможения по формулам (187), (240) и (190) определяем номинальный ток возбуждения подъемного двигателя и выбираем генератор динамического торможения (ГДТ).

Для расчетных значений $\Delta u_s = \Delta u_c$ и $i_{02} = I_0$ выражение (415) примет вид

$$\Delta u_c = \frac{VIR}{E} = \delta \bar{V}, \quad (423)$$

так как

$$IR = \delta E. \quad (424)$$

При помощи формул (423) и (424) для заданной статической точности управления выбирают тахогенератор и генератор управления. Следует иметь в виду, что этот выбор явится только предварительным. В дальнейшем, при динамическом расчете, параметры этих электрических машин будут уточнены.

Из выражений (276) и (281) получим

$$\frac{\theta^3}{27} = \frac{2EE_0^2 \text{ст. м}^2 \text{ср}}{VIL_0I_{02}T_0^2}. \quad (425)$$

Выбор параметров системы управления следует вести таким образом, чтобы заданная динамическая точность и качество управления удовлетворялись как при значительных, так и при малых токах возбуждения подъемного двигателя.

§ 11. Пример расчета системы автоматического управления с электрическим регулятором хода, имеющим одну степень усиления

Данные для расчета

Подъемный двигатель АМ6-137/8 (380 в; 210 кат; 735 об/мин; $I = 400$ а; $u_p = 348$ в; $I_p = 385$; $\gamma = 1,9$; $\cos \phi = 0,87$).

Примем для расчета: скорость подъема $V = 3$ м/сек; отношение номинального движущего усилия подъемного двигателя к массе системы, приведенной к ободу барабана, $\frac{E_H}{M} = 1,1$, величину допустимого отклонения действительной скорости от заданной $\Delta u = 0,7$ м/сек, заданное замедление $j = 0,6$ м/сек².

Примем также

$$\Delta u_c = \Delta u_d = 0,35 \text{ м/сек.}$$

1. Значение заданной длительности переходного процесса при задании скорости скачками, равными $\Delta u_d = 0,35 \text{ м/сек.}$ определяем по формуле (9)

$$\tau = \frac{\Delta u_d}{1/1} = \frac{0,35}{0,6} = 0,59 \text{ сек.}$$

2. Расчетная заданная длительность переходного процесса, соответствующая плавному заданию скорости (см. таблицу 2),

$$\tau_p = 2,2 \tau = 2,2 \cdot 0,59 = 1,3 \text{ сек.}$$

3. Определяем значения постоянных времени цепей управления, при которых обеспечивается припятая динамическая точность управления по формуле (422)

$$T_0 = T \cdot \frac{2}{\theta} = \frac{2\tau_p}{\nu_1} = \frac{2 \cdot 1,3}{20} = 0,13 \text{ сек.}$$

Величина ν_1 взята из табл. 2.

4. Примем в качестве тахогенератора и генератора управления машину постоянного тока ПИ-45 ($3,3 \text{ мвт}$; $E = 450 \text{ в}$; $I = 7,2 \text{ а}$; $R_B = 536 \text{ ом}$; $R_d = 3,5 \text{ ом}$).

Этот выбор, конечно, ориентировочен и в дальнейшем, если не будет выполнено заданное качество управления, должен быть уточнен.

5. Величина э. д. с., действующая в цепи якорей тахогенератора и генератора управления, при отклонении действительной скорости от заданной $\Delta u_c = 0,35 \text{ м/сек.}$ определяется из выражения

$$\delta E = \frac{E \Delta u_c}{V} = \frac{450 \cdot 0,35}{3} = 53 \text{ в.}$$

6. В качестве генератора динамического торможения (ГДТ) примем машину постоянного тока ЗД-12 ($E = 48/72 \text{ в}$; $R_{об} = 4,65 \text{ ом}$; $I_B = 5,7 \text{ а}$; $T_B = 1 \text{ сек}$). Катушки обмотки возбуждения соединим в две параллельные цепи.

7. Активное сопротивление обмотки возбуждения ГДТ при соединении катушек обмотки возбуждения в две параллельные цепи

$$R_{в2} = \frac{R_B}{4} = \frac{4,65}{4} = 1,16 \text{ ом.}$$

8. Определяем необходимое активное сопротивление цепи обмотки возбуждения ГДТ, обеспечивающее заданную постоянную времени цепи якорей генератора управления и тахогенератора.

$$R = \frac{T_B \cdot R_{в2}}{T_0} = \frac{1 \cdot 1,16}{0,13} = 9 \text{ ом.}$$

9. Значение тока в цепи якорей тахогенератора и генератора управления определяем по формуле

$$I = \frac{E}{R} = \frac{53}{9} = 6 \text{ а.}$$

10. Величина тока в одной из параллельных ветвей обмотки возбуждения

$$I' = \frac{I}{2} = \frac{6}{2} = 3 \text{ а.}$$

11. Э. д. с. генератора динамического торможения при данном токе I' будет

$$E_0 = \frac{E_T I'}{I_T} = \frac{7,2 \cdot 3}{5,7} = 38 \text{ в.}$$

12. Активное сопротивление одной фазной обмотки статора подъемного двигателя

$$r_{\phi} = \frac{u}{\sqrt{3} I} \cdot \frac{n_c - n}{n_c} = \frac{380 \cdot 15}{\sqrt{3} \cdot 400 \cdot 750} = 0,01 \text{ ом.}$$

13. Для того чтобы в цепи возбуждения (статора) подъемного двигателя при полученном значении э. д. с. E_0 ток был равен 200 а, активное сопротивление цепи якоря ГДТ должно быть

$$R_0 = \frac{E_0}{I_0} = \frac{38}{200} = 0,19 \text{ ом.}$$

В действительности активное сопротивление цепи якоря генератора динамического торможения

$$R_0 = 2r_{\phi} + R_{0 \text{ я}} = 0,02 + 0,187 \cong 0,2 \text{ ом.}$$

14. Индуктивность цепи якоря генератора динамического торможения при заданном значении постоянной времени должна быть

$$L_0 = T_c \bar{n}_c = 0,13 \cdot 0,2 = 0,026 \text{ гн.}$$

В действительности суммарная индуктивность двух фаз статорной обмотки подъемного двигателя и якорной обмотки ГДТ значительно меньше полученного необходимого значения L_0 . Поэтому настройка на оптимальную постоянную времени не встретит затруднений.

15. Решив формулу (425) относительно тока $i_{0 \text{ ср}}$, получим для случая спуска половинного груза

$$i_{0 \text{ ср}} = \frac{\theta^3 V I L_0 L \mathfrak{M} I_n^2}{54 E_0^2 \theta_{\text{ст. м}}} = \frac{20^3 \cdot 3 \cdot 6 \cdot 1,16 \cdot 0,026 \cdot 200^2}{54 \cdot 450 \cdot 72 \cdot 0,55} = 181 \text{ а.}$$

Таким образом, выбранные параметры звеньев изменяемой части системы управления соответствуют режиму спуска половинного груза.

16. Определяем величину коэффициента k_3 , от которого зависит воздействие по ускорению

$$k_3 = \frac{I L L_0 \theta^2}{12 E_0 \theta_{\text{м}}} = \frac{6 \cdot 1,16 \cdot 0,026 \cdot 15,4^2}{12 \cdot 38 \cdot 0,006} = 16,$$

$$\theta = \frac{\theta_1}{\tau_p} = \frac{20}{1,3} = 15,4 \text{ 1/сек.}$$

Методика расчета акселерометра приведена отдельно.

17. При плавном задании скорости v в процессе движения подъемной машины с постоянным замедлением j будет иметь место ускорительное отклонение Δu_y действительной скорости от заданной.

Величина ускорительного отклонения действительной скорости от заданной определяется по формуле (85).

Величину коэффициентов a_{n-1} и a_n можно определить из уравнения (413).

Подставив в уравнение (413) значения $u = \Delta u + v$ и $v = V - jt$ для

$$\frac{du}{dt} = \frac{d^2u}{dt^2} = \frac{d^3u}{dt^3} = 0, \text{ получим}$$

$$\Delta u_y = \frac{a_{n-1}}{a_n} j = \frac{\left(\frac{I R_0 R}{E_0 \theta_{\text{м}}} - k_3 \right)}{\left(\frac{E}{V} \right)} j = \frac{3 \left(\frac{6 \cdot 9}{200 \cdot 0,006} + 16 \right) 0,6}{450} \approx 0,3 \text{ м/сек.}$$

Таким образом, при выбранных параметрах системы управления действительная точность управления будет находиться в заданных пределах.

§ 12. Регулирование по пути

В качестве индикатора пути может быть взят обычный зубчатый дифференциал (рис. 22). Одно центральное колесо дифференциала, соединенное с валом подъемной машины, вращается со скоростью, пропорциональной действительной скорости подъема, другое — в противоположную сторону со скоростью, пропорциональной заданной скорости подъема. Последняя может задаваться вспомогательной системой Г-Д небольшой мощности.

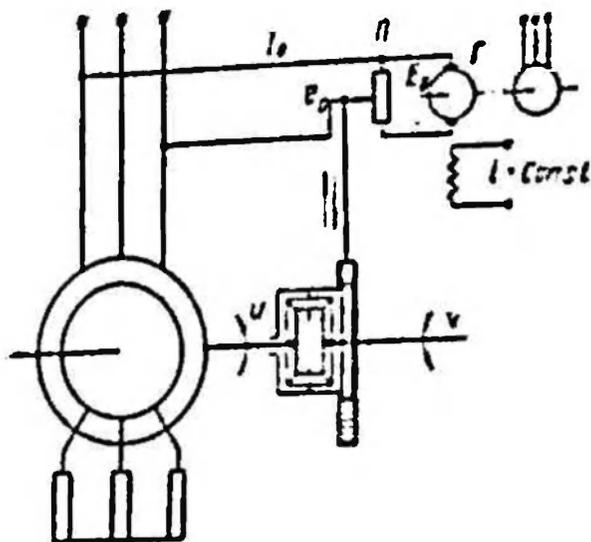


Рис. 22. Принципиальная схема управления по пути

В таком случае коробка дифференциала будет вращаться со скоростью, пропорциональной разности между действительной u и заданной v скоростями подъема.

Вращение коробки дифференциала используем для перемещения движка потенциометра, определяющего э. д. с. e_0 в цепи динамического торможения.

В связи с этим можно написать

$$e_0 = \frac{E_0}{H} (x - vt), \quad (426)$$

где x — действительный путь, пройденный подъемным сосудом; H — отклонение действительного пути от заданного при $e_0 = E_0$.

Подобно предыдущему, получим следующее дифференциальное уравнение переходного процесса

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{R_0}{L_0} \cdot \frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{E_0 \theta_u}{H L_0} u = \frac{E_0 \theta_u}{H L_0} v, \quad (427)$$

где

$$\theta_u = \frac{2F_{\text{ст.}} \omega_0 \epsilon_p}{\pi I_0^2}. \quad (428)$$

Правая часть дифференциального уравнения (427) постоянна. При этом v — значение заданной скорости, к которому при устойчивом регулировании будет стремиться действительная скорость. Таким образом,

$$u = v + \Delta u_d. \quad (429)$$

В связи с этим примем

$$\frac{d^2 \Delta u_d}{dt^2} + a_1 \frac{d^2 \Delta u_d}{dt^2} + a_2 \Delta u_d = 0, \quad (430)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{R_0}{L_0}; \\ a_3 &= \frac{E_0 \theta_M}{H L_0}. \end{aligned} \right\} \quad (431)$$

Характеристическое уравнение дифференциального уравнения (430) будет

$$k^3 + a_1 k^2 + a_3 = 0. \quad (432)$$

Приняв

$$k = r - \frac{a_1}{3}; \quad (433)$$

получим

$$r^3 + pr + q = 0, \quad (434)$$

где

$$\left. \begin{aligned} p &= -\frac{a_1^2}{3}; \\ q &= \frac{2a_1^3}{27} + a_3. \end{aligned} \right\} \quad (435)$$

Вид корней характеристического уравнения (434) будет зависеть от значения

$$R = \left(\frac{p}{3}\right)^3 + \left(\frac{q}{2}\right)^2 = \frac{1}{108} (27a_3^2 + 4a_1^3 a_3). \quad (436)$$

Из выражения (436) видно, что величина R больше нуля [см. формулу (322)], поэтому переходной процесс будет только колебательным. Можно показать, что процесс регулирования будет неустойчив в связи с большим значением величины R . Проще для этого использовать критерии устойчивости Вышнеградского — Гурвица.

Для данного случая условие устойчивости $-a_3 > 0$ не может быть выполнено, так как значение a_3 положительно.

Поэтому процесс регулирования при использовании регулятора с индикатором пути будет неустойчив.

§ 13. Исследование переходных процессов подъемной машины, управляемой регулятором хода с индикатором пути и скорости

На рис. 23 представлена принципиальная схема управления подъемным двигателем при помощи регулятора хода с индикатором пути и скорости.

Регулятор хода состоит из суммирующего механизма (два кинематически связанных дифференциала) и собственно индикатора скорости.

Индикатор скорости — это гребенчатый цилиндр 1, свободно вращающийся на винте 2, связанном с валом барабана, и находя-

щийся во фрикционном зацеплении с диском \mathcal{J} , вращающимся с постоянной скоростью.

Когда подъемный двигатель неподвижен, скорость его вала и, как следствие, винта равна нулю, и диск гребенчатого цилиндра будет соприкасаться с фрикционным диском в центре последнего и поэтому не будет вращаться.

Если подъемный двигатель будет иметь какую-либо скорость вращения, гребенчатый цилиндр будет сдвинут винтом в положение, при котором скорости вращения гребенчатого цилиндра и винта

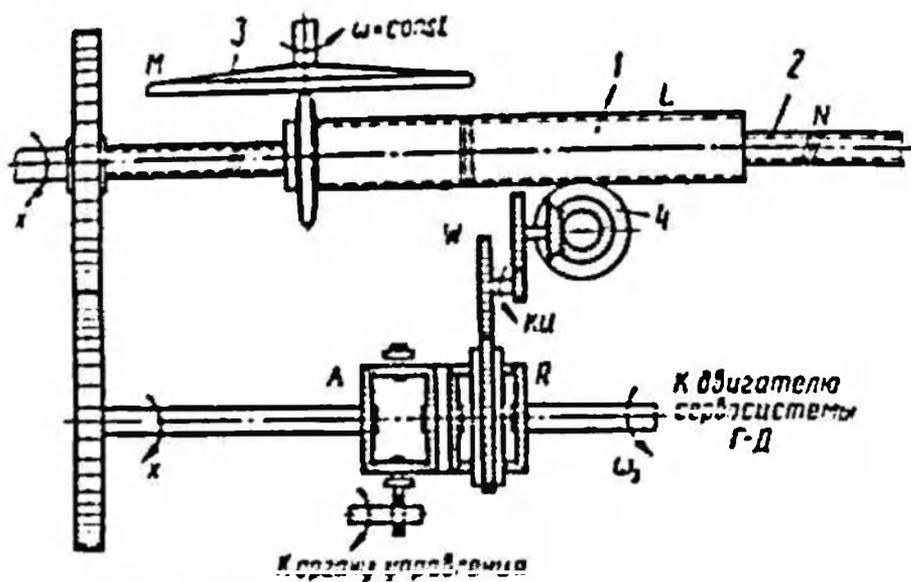


Рис. 23. Принципиальная схема регулятора хода с индикаторами пути и скорости

будут равны. Величина линейного перемещения гребенчатого цилиндра будет пропорциональна скорости вращения подъемного двигателя.

Гребенчатый цилиндр находится в зубчатом зацеплении с цилиндрической шестерней \mathcal{J} , связанной с одним из сателлитов одного из дифференциалов. При постоянной скорости вращения подъемного двигателя гребенчатый цилиндр будет иметь только вращательное движение, поэтому указанная шестерня будет неподвижна. Таким образом, перемещение органа управления будет пропорционально отклонению действительных значений пути и скорости от заданных их значений.

Можно в качестве индикатора пути использовать сельсини или вращающиеся трансформаторы, а в качестве датчика действительной скорости — тахогенератор. Предполагается, что схема управления подъемным двигателем аналогична рассмотренной в предыдущем параграфе.

Для цепи возбуждения подъемного двигателя можно написать

$$e_0 = i_0 R_0 + \frac{di_0}{dt} L_0. \quad (437)$$

Уравнение собственного регулятора можно представить в следующем виде:

$$e_0 = k_1(u - v) + k_2(x - vt), \quad (438)$$

где

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= \frac{E_0}{\Delta u}; \\ k_2 &= \frac{E_0}{H}. \end{aligned} \right\} \quad (439)$$

Δu — расчетное отклонение действительной скорости от заданной;
 H — расчетное отклонение действительного пути от заданного.

По-прежнему уравнение движения машины

$$\frac{du}{dt} = \theta_M(i_{02} - i_0).$$

Подставляя формулу (437) в выражение (438) и дифференцируя, имеем

$$\frac{di_0}{dt} R_0 + \frac{d^2 i_0}{dt^2} L_0 = k_1 \frac{du}{dt} + k_2(u - v), \quad (440)$$

по

$$u = v + \Delta u_d,$$

поэтому

$$\frac{di_0}{dt} R_0 + \frac{d^2 i_0}{dt^2} L_0 = k_1 \frac{du}{dt} + k_2 \Delta u_d. \quad (441)$$

Подставляя значения $\frac{di_0}{dt}$ и $\frac{d^2 i_0}{dt^2}$, полученные из уравнения движения машины, в уравнение (441) после преобразований, получим

$$\frac{d^3 u_d}{dt^3} + a_1 \frac{d^2 u_d}{dt^2} + a_2 \frac{du_d}{dt} + a_3 u_d = \bar{U}, \quad (442)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{R_0}{L_0}; \\ a_2 &= \frac{E_0 \theta_M}{\Delta u L_0}; \\ a_3 &= \frac{E_0 \theta_M}{H L_0}. \end{aligned} \right\} \quad (443)$$

Положив

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{a_1}{\sqrt{a_2}}; \\ Z &= \frac{a_3}{\sqrt{a_2^3}}; \\ t &= \frac{y}{\sqrt{a_2}}; \\ u_d &= u_{d0} S, \end{aligned} \right\} \quad (444)$$

подобно предыдущему, получим

$$\frac{d^2 s}{dy^2} + X \frac{d^2 s}{dt^2} + \frac{ds}{dt} + Zs = 0. \quad (445)$$

Уравнение (445) подробно проанализировано в § 9. Подставив значения a_1 , a_2 и a_3 в выражение (444), получим

$$X = \frac{R_0}{L_0} \sqrt{\frac{\Delta u L_0}{E_0 \theta_M}}; \quad (446)$$

$$Z = \frac{\Delta u}{H} \sqrt{\frac{\Delta u L_0}{E_0 \theta_M}}; \quad (447)$$

$$l = y \sqrt{\frac{\Delta u L_0}{E_0 \theta_M}}. \quad (448)$$

Условия устойчивости Вышнеградского — Гурвица для уравнения третьего порядка имеют вид: $a_0 > 0$; $a_1 > 0$; $a_2 > 0$; $a_3 > 0$; $a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0$.

В связи с этим для уравнения (445) условия устойчивости таковы:

$$\left. \begin{aligned} X > 0; \quad Z > 0; \\ X - Z > 0. \end{aligned} \right\} \quad (449)$$

Принимая во внимание выражения (446) и (447), имеем

$$\frac{R_0}{L_0} - \frac{\Delta u}{H} \geq 0,$$

или

$$\frac{R_0}{L_0} > \frac{\Delta u}{H}. \quad (450)$$

Таким образом, регулятор хода с индикатором пути и скорости дает устойчивое регулирование.

Чтобы переходный процесс был аperiodическим, необходимо выполнить следующее условие (см. табл. 6):

$$Z \leq Z_1. \quad (451)$$

Кроме того, в обоих случаях (см. формулы (450) и (451)) должно быть выполнено дополнительно условие динамической точности регулирования

$$\tau \geq T.$$

Имея в виду выражения (9) и (448), получим

$$\frac{1}{|f|} \geq y_1 \sqrt{\frac{L_0}{E_0 \theta_M \Delta u}}. \quad (452)$$

Приравнявая значения коэффициентов a_1 , a_2 и a_3 из формул (443), (279), (280) и (281) для оптимальной добротности регулирования, получим

$$\frac{R_0}{L_0} = 0; \quad (453)$$

$$\frac{E_0 \theta_m}{\Delta u L_0} = \frac{\theta^2}{3}; \quad (454)$$

$$\frac{E_0 \theta_m}{H L_0} = \frac{\theta^3}{27}. \quad (455)$$

Задавшись

$$\frac{t_0 \text{ ср}}{T_0} = \psi, \quad (456)$$

можно написать

$$\theta_m = \frac{2F_{\text{ст. м}} \psi}{\omega L_0}. \quad (457)$$

Уравнения (453), (454) и (455) обеспечивают выбор параметров системы регулирования. Значение T_0 находим из первого уравнения

$$T_0 = \frac{L_0}{R_0} = \frac{1}{\theta} = \frac{\tau}{\psi}, \quad (458)$$

откуда

$$L_0 = \frac{R_0}{\theta}. \quad (459)$$

Разделив уравнение (454) на уравнение (455), получим

$$\frac{H}{\Delta u} = \frac{9}{\theta}. \quad (460)$$

Полученное значение отношения $\frac{H}{\Delta u}$ соответствует оптимальной добротности регулирования. Задавшись, исходя из правил безопасности, значением Δu , определяем H :

$$H = \frac{9 \Delta u}{\theta}. \quad (461)$$

Значение тока I_0 выбирается из конструктивных соображений; оно соответствует току асинхронного подъемного электродвигателя.

Зная I_0 , а поэтому и θ_m , без затруднений можно определить и другие параметры регулятора хода.

§ 14. Пример расчета системы управления при использовании кинематического регулятора хода с индикатором пути и скорости

Выберем параметры системы управления подъемной машиной и приводимой от асинхронного электродвигателя, характеристика которых приведена в § 11.

Примем следующие условия задачи. Максимальная скорость подъема $V = 4$ м/сек; заданное замедление $j = 0,7$ м/сек²; допустимое отклонение действи-

тельной скорости от заданной $\Delta u = \Delta u_c + \Delta u_d = 0,6$ м/сек. при этом $\Delta u_c = \Delta u_d = 0,3$ м/сек.

1. Определяем заданную длительность переходного процесса при заданной скорости скатки, равными $\Delta u_d = 0,3$ м/сек.

$$\tau = \frac{\Delta u_d}{|I|} = \frac{0,3}{0,7} = 0,43 \text{ сек.}$$

2. Определяем расчетную длительность переходного процесса, соответствующую плавному заданию скорости (см. табл. 2),

$$\tau_p = 2,2 \tau = 2,2 \cdot 0,43 \approx 1 \text{ сек.}$$

3. Необходимое оптимальное значение постоянной времени цепи возбуждения подъемного двигателя

$$T_0 = \frac{T_c}{H_0} = \frac{1}{6} = \frac{\tau_p}{H_1} = \frac{1}{20} = 0,05 \text{ сек.}$$

4. Источником постоянного тока, питающего статор подъемного двигателя в режиме динамического торможения, может быть управляемый тиристорный или полупроводниковый выпрямитель.

Изменяя потенциал на сетке (базе), можно в широких пределах изменять величину выпрямленного напряжения.

5. Индуктивность цепи возбуждения подъемного двигателя в режиме динамического торможения не должна превышать

$$L_0 = T_0 R_0 = 0,05 \cdot 0,2 = 0,01 \text{ гн,}$$

что больше индуктивности двух фазных обмоток статора, равной

$$L_{п.д} = T_{п.д} \cdot 2\psi = 0,3 \cdot 0,02 = 0,006 \text{ гн.}$$

Значение $T_{п.д}$ приведено в табл. 11, сопротивлению фазной обмотки r_ϕ определено в § 11.

6. Определяем расчетное отклонение в пути по формуле (461)

$$\Delta l = \frac{g \Delta u}{b} = \frac{9 \cdot 0,6}{20} = 0,27 \text{ м.}$$

§ 15. Изменение тока возбуждения подъемного двигателя и скорости подъема, вызванное изменением нагрузки

Весьма важно исследовать переходные процессы, вызванные изменением нагрузки. Нагрузка подъемной машины в определенные периоды движения может изменяться в значительных пределах. Так, в разгрузочных кривых в течение незначительного отрезка времени нагрузка может измениться от максимальной до нуля (например, переход опрокидной клетки через поддерживающий ролик).

В связи с тем, что наиболее значительные изменения нагрузки имеют место при движении машины с постоянной скоростью, заданную скорость в течение переходного процесса будем считать постоянной. Поэтому параметром, характеризующим переходный процесс, необ-

ходимо считать ток возбуждения асинхронной машины в режиме динамического торможения и ток управления дросселя в двигательном режиме. Рассмотрим только скачкообразные изменения нагрузки, создающие наиболее неблагоприятные условия для регулирования.

Рассмотрим работу асинхронной машины в режиме динамического торможения.

Обозначим

$$h = i_{02} - i_0, \quad (462)$$

где h — отклонение тока возбуждения от его нового равновесного значения.

Из уравнения (261) получим

$$\frac{de}{dt} = \varphi h. \quad (463)$$

Кроме того, из формулы (462)

$$i_0 = i_{02} - h. \quad (464)$$

Приняв во внимание выражения (463), (464) и (245), дифференциальное уравнение переходного процесса можно написать в следующем виде:

$$\frac{d^3h}{dt^3} + a_1 \frac{d^2h}{dt^2} + a_2 \frac{dh}{dt} + a_3 h = 0. \quad (465)$$

При наличии дополнительного регулирования по ускорению в уравнении (465) вместо a_2 необходимо взять a' .

Таким образом, при сбросе нагрузки отклонение тока возбуждения от его нового равновесного значения будет изменяться точно так, как изменяется отклонение э. д. с. e_d при сбросе заданной скорости.

Положив

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= X \sqrt{a_2}; \\ a_3 &= Z \sqrt{a_2^3}; \\ t &= \frac{y}{\sqrt{a_2}}; \\ h &= h_0 s, \end{aligned} \right\} \quad (466)$$

получим

$$\frac{d^3s}{dy^3} + X \frac{d^2s}{dy^2} + \frac{ds}{dy} + Zs = 0. \quad (467)$$

Для определения скорости вала подъемной машины необходимо и достаточно знать мгновенное значение разности э. д. с. тахогенератора и вспомогательного генератора $e = e_{\Sigma} - e_{\Sigma'}$, так как из выражения (242) можно получить

$$u = v + \frac{\bar{v}}{E} e. \quad (468)$$

Условимся, что подъемный двигатель работал в режиме динамического торможения при спуске максимального груза. Затем мгновенно была снята вся нагрузка.

Из выражения (463) имеем

$$e = C_1 + \varphi \int \ddot{n} dt = C_1 + \frac{\varphi h_0}{\sqrt{e_2}} \int s dy, \quad (463)$$

где C_1 — произвольная постоянная интегрирования.

При этом, очевидно, что

$$C_1 = e_{II}, \quad (470)$$

где e_{II} — значение э. д. с. e в новом установившемся положении равновесия.

Формулы для определения s были получены выше.

§ 16. Введение в схему звеньев, осуществляющих воздействие по нагрузке

Можно считать с некоторыми допущениями, что в системах регулирования, служащих для поддержания постоянного значения регулируемого параметра, величиной, пропорциональной нагрузке, является ток нагрузки.

В системах автоматического управления асинхронным приводом рудничных подъемных машин ток в цепи статора зависит не только от нагрузки, но в значительной степени и от ускорения подъемной машины.

Введя в закон регулирования воздействие по статической нагрузке, можно процесс регулирования сделать независимым от нагрузки, т. е. систему управления сделать инвариантной в отношении возмущений, вызванных изменениями нагрузки.

Рассмотрим, например, систему управления, которая имеет в своей основе электрический регулятор хода с одной степенью усиления при регулировании по скорости и ускорению.

Дифференциальное уравнение (413) описывает динамику переходных процессов в такой системе управления.

Член правой части уравнения (413) $\frac{IR_0 R}{E} I_{02}$ представляет собой статическое отклонение Δu , действительного напряжения тахогенератора U_u от заданного напряжения генератора управления U_0 .

Очевидно, это отклонение пропорционально установившемуся значению тока возбуждения подъемного двигателя в режиме динамического торможения. Введем в закон регулирования член, пропорциональный нагрузке. Тогда уравнения (412) и (413) примут вид

$$e = \frac{E}{V} (u - v) + k_3 \frac{du}{dt} + k_4 F_c;$$

$$\frac{IL_0 L}{E_0 \theta_m} \cdot \frac{d^3 u}{dt^3} + \frac{I(RL_0 + R_0 L)}{E_0 \theta_m} \cdot \frac{d^2 u}{dt^2} + \left(\frac{IR_0 R}{E \theta_m} + k_3 \right) \frac{du}{dt} + \frac{E}{V} u =$$

$$= \frac{E}{V} v + \frac{IR_0 R}{E_0} I_{02} - k_4 F_c,$$

где k_4 — коэффициент пропорциональности, определяющий степень воздействия по нагрузке.

Если

$$k_4 = \frac{IR_0 R I_0}{E_0 F_{с.т}} = \frac{IR}{F_{с.т}},$$

то

$$\frac{IR_0 R}{E_0} I_{02} - k_4 F_c = 0$$

и переходные процессы в системе управления не будут зависеть от величины и изменения действующей нагрузки.

Основным препятствием, стоящим на пути осуществления систем управления, инвариантных по нагрузке, является отсутствие датчиков, измеряющих статическую нагрузку.

Как известно

$$F_T = F_c + \mathfrak{M} j,$$

где F_T — тормозное усилие, развиваемое двигателем в режиме динамического торможения.

В связи с этим

$$F_c = F_T - \mathfrak{M} j.$$

Полученное выражение показывает, что датчик нагрузки должен одновременно измерять тормозное усилие, развиваемое двигателем и ускорение подъемной машины.

С точностью, достаточной для практических расчетов, можно принять, что

$$F_T = \frac{k_5 s}{R} i_0^2,$$

где k_5 — коэффициент пропорциональности;

s — скольжение;

i_0 — ток возбуждения подъемного двигателя;

R — активное сопротивление цепи ротора.

Ускорение можно измерить одним из известных датчиков, метода расчета которых приведена в настоящей работе.

Таким образом, в качестве датчика статической нагрузки может быть взято устройство, вычисляющее величину статической нагрузки по значениям тока в статоре, скольжения, активного сопротивления цепи ротора и ускорения подъемной машины. Создание такого устройства вполне реально.



янного тока, регулируемого в функции отклонения действительной скорости от заданной.

Длительность переходного процесса и динамические свойства системы регулирования не зависят от наличия и величины постоянного крутящего момента.

§ 2. Дифференциальное уравнение переходного процесса

На рис. 24 приняты следующие обозначения:

- e_u — э. д. с. тахогенератора, пропорциональная действительной скорости подъемного двигателя ПД;
- e_v — э. д. с. генератора управления ГУ, пропорциональная заданной скорости подъема;
- e_1 — э. д. с. генератора усиления ГУс;
- e_0 — э. д. с. генератора динамического торможения ГДТ;
- R_2 и L_2 — активное сопротивление и индуктивность цепи якорей тахогенератора и генератора управления;
- R_1 и L_1 — активное сопротивление и индуктивность цепи якоря генератора усиления;
- R_0 и L_0 — активное сопротивление и индуктивность цепи якоря генератора динамического торможения;

Кроме того:

- E_1 и E_0 — соответственно э. д. с. генератора усиления и генератора динамического торможения при номинальном токе возбуждения;
 - E_2 — э. д. с. генератора управления ГУ и тахогенератора ТГ, соответствующая полной скорости подъемного двигателя,
- Систему можно описать следующими уравнениями:

$$e = e_u - e_v = k_1(u - v) = \frac{E_2}{V}(u - v); \quad (471)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 = e; \quad (472)$$

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 = e_1; \quad (473)$$

$$L_0 \frac{di_0}{dt} + R_0 i_0 = e; \quad (474)$$

$$e_1 = k_2 i_2 = \frac{E_1}{I_2} i_2; \quad (475)$$

$$e_0 = k_0 i_1 = \frac{E_0}{I_1} i_1. \quad (476)$$

Подобно предыдущему, получим

$$\frac{du}{dt} = \frac{2F_{ст. м}^0 \sigma_p}{\mathfrak{M} I_0^2} (i_{0н} - i_n). \quad (477)$$

Поэтому

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 u}{dt^2} &= -\theta_m \frac{di_0}{dt}, \\ \frac{d^3 u}{dt^3} &= -\theta_m \frac{d^2 i_0}{dt^2}, \end{aligned} \right\} \quad (478)$$

где

$$\theta_m = \frac{2F_{ст.} \omega^2 l_0 c p}{\pi I_0^2}, \quad (479)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= i_{02} - \frac{1}{\theta_m} \cdot \frac{du}{dt}; \\ \frac{di_0}{dt} &= -\frac{1}{\theta_m} \cdot \frac{d^2 u}{dt^2} \end{aligned} \right\} \quad (480)$$

и т. д.

Подставив выражение (473) в равенство (475), получим

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= \frac{I_2 L_1}{E_1} \cdot \frac{di_1}{dt} + \frac{I_2 R_1}{E_1} i_1; \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{I_2 L_1}{E_1} \cdot \frac{d^2 i_1}{dt^2} + \frac{I_2 R_1}{E_1} \cdot \frac{di_1}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (481)$$

Подставляя уравнение (481) в выражение (472), имеем

$$\frac{I_2 L_1 L_2}{E_1} \cdot \frac{d^2 i_1}{dt^2} + \frac{I_2 R_1 L_2}{E_1} \cdot \frac{di_1}{dt} + \frac{I_2 L_2 R_2}{E_1} \cdot \frac{di_1}{dt} + \frac{I_2 R_1 R_2}{E_1} i_1 = e. \quad (482)$$

Подставив значение i_1 из формулы (476) в выражение (474) и дифференцируя полученное выражение, получим

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{I_1 L_0}{E_0} \cdot \frac{di_0}{dt} + \frac{I_1 R_0}{E_0} i_0; \\ \frac{di_1}{dt} &= \frac{I_1 L_0}{E_0} \cdot \frac{d^2 i_0}{dt^2} + \frac{I_1 R_0}{E_0} \cdot \frac{di_0}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (483)$$

Подставив формулу (483) в выражение (482), а затем в полученное выражение значения i_0 , $\frac{di_0}{dt}$ и т. д. из выражений (480), и, приняв во внимание уравнение (471), получим

$$\begin{aligned} \frac{d^4 u}{dt^4} + \left(\frac{1}{T_0} + \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) \frac{d^3 u}{dt^3} + \left(\frac{1}{T_0 T_1} + \frac{1}{T_0 T_2} + \frac{1}{T_1 T_2} \right) \frac{d^2 u}{dt^2} + \\ + \frac{1}{T_0 T_1 T_2} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{E_0 E_1 E_2 \theta_m}{V I_1 I_2 L_0 L_1 L_2} u = \frac{\theta_m}{T_0 T_1 T_2} i_{02} + \frac{E_0 E_1 E_2 \theta_m}{V I_1 I_2 L_0 L_1 L_2} v. \end{aligned} \quad (484)$$

Мгновенное значение действительной скорости

$$u = \Delta u_d + \Delta u_s + v, \quad (485)$$

где Δu_d — мгновенное значение отклонения (динамического) действительной скорости от ее нового равновесного (установившегося) значения;

Δu_s — равновесное (установившееся) отклонение действительной скорости от заданной, соответствующее данной нагрузке. При этом очевидно, что

$$\Delta u_s = \frac{\delta E_2}{k_1 I_0} i_{02} = \frac{R_0 R_1 R_2 I_1 I_2 V}{E_0 E_1 E_2} i_{02}. \quad (486)$$

Подставив выражения (485) и (486) в формулу (484), получим

$$\Delta u_d'''' + a_1 \Delta u_d''' + a_2 \Delta u_d'' + a_3 \Delta u_d' + a_4 \Delta u_d = 0, \quad (487)$$

где

$$a_1 = \frac{1}{T_0} + \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}; \quad (488)$$

$$a_2 = \frac{1}{T_0 T_1} + \frac{1}{T_0 T_2} + \frac{1}{T_1 T_2}; \quad (489)$$

$$a_3 = \frac{1}{T_0 T_1 T_2}; \quad (490)$$

$$a_4 = \frac{I_0 \theta_M}{\delta V T_0 T_2}. \quad (491)$$

§ 3. Выбор параметров регулятора хода

Из критериев оптимальной добротности регулирования для уравнений четвертого порядка можно получить следующие значения коэффициентов характеристического уравнения:

$$a_1 = \frac{y_1}{\tau} = \theta; \quad a_2 = \frac{3}{8} \theta^2;$$

$$a_3 = \frac{1}{16} \theta^3; \quad a_4 = \frac{1}{256} \theta^4.$$

Для оптимальной добротности регулирования и заданной динамической точности управления постоянные времени звеньев регулирования должны удовлетворять условиям:

$$\frac{1}{T_0} + \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} = 0; \quad (492)$$

$$\frac{1}{T_0 T_1} + \frac{1}{T_0 T_2} + \frac{1}{T_1 T_2} = \frac{3}{8} \theta^2; \quad (493)$$

$$\frac{1}{T_0 T_1 T_2} = \frac{1}{16} \theta^3; \quad (494)$$

$$\frac{I_0 \theta_M}{\delta V T_0 T_1 T_2} = \frac{1}{256} \theta^4. \quad (495)$$

Решая совместно выражения (492), (493), (494) и (495), найдем

$$\left. \begin{aligned} T_2 &= \frac{2}{\theta}; \\ T_0 &= \frac{2}{\theta}(1+J); \\ T_1 &= \frac{2}{\theta}(1-J). \end{aligned} \right\} \quad (496)$$

Таким образом, электрический регулятор хода с индикатором скорости с двумя ступенями усиления не может работать в режиме, соответствующем оптимальной добротности регулирования. В этом случае для нахождения наиболее выгодных параметров регулятора можно использовать методы интегральных оценок качества процесса регулирования. Решения при помощи указанных методов для уравнения четвертого порядка требуют громоздких вычислений.

Требование апериодичности позволяет более просто вычислить невыгоднейшие параметры регулятора хода, которые будем искать для случая вещественных отрицательных трех равных корней и одного корня, по равному первым трем.

Приняв $a_2 = A_1 a_1^2$; $a_3 = A_2 a_1^3$; $a_4 = A_3 a_1^4$;

$$\left. \begin{aligned} t &= \frac{y}{a_1}; \\ \Delta u_1 &= \Delta u_2 s, \end{aligned} \right\} \quad (497)$$

получим дифференциальное уравнение (484) в безразмерном виде

$$\frac{d^4 z}{dy^4} + \frac{d^3 z}{dy^3} + A_1 \frac{d^2 z}{dy^2} + A_2 \frac{dz}{dy} + A_3 z = 0, \quad (498)$$

где s — коэффициент скорости;

y — коэффициент времени;

A_1 , A_2 и A_3 — безразмерные коэффициенты.

Характеристическое уравнение дифференциального уравнения (498) будет иметь вид

$$k^4 + k^3 + A_1 k^2 + A_2 k + A_3 = 0. \quad (499)$$

Введем новую переменную k_1 по условию

$$k = k_1 - \alpha. \quad (500)$$

Для заданной длительности переходного процесса, соответствующей величине α , все корни характеристического уравнения (499) должны находиться левее прямой, расположенной влево от мнимой оси на расстоянии α .

Подставив уравнение (499) в выражение (500), получим

$$k_1^4 + B_1 k_1^3 + B_2 k_1^2 + B_3 k_1 + B_4 = 0, \quad (501)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= 1 - 4\alpha; \\ B_2 &= 6\alpha^2 - 3\alpha + A_1; \\ B_3 &= -4\alpha^3 - 3\alpha^2 - 2\alpha A_1 + A_2; \\ B_4 &= \alpha^4 - \alpha^3 + A_1 \alpha^2 - A_2 \alpha + A_3. \end{aligned} \right\} \quad (502)$$

Чтобы получить решение в области трех равных корней, необходимо приравнять к нулю коэффициенты B_2 , B_3 и B_4 . Проведем это, получим

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= 3\alpha(1 - 2\alpha); \\ A_2 &= \alpha^2(3 - 8\alpha); \\ A_3 &= \alpha^3(1 - 3\alpha); \end{aligned} \right\} \quad (503)$$

$$\left. \begin{aligned} k_1^4 + (1 - 4\alpha)k_1^3 &= 0; \\ k_1^3 [k_1 + (1 - 4\alpha)] &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (504)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} k_1^3 &= 0; \\ k_{1,1} = k_{1,2} = k_{1,3} &= -\alpha; \\ k_{1,4} &= -(1 - 3\alpha). \end{aligned} \right\} \quad (505)$$

Для кратных корней

$$\alpha = \frac{1}{4} = 0,25.$$

В случае трех равных корней

$$\alpha < 0,25. \quad (506)$$

Задача нахождения невыгоднейших параметров регулятора хода, таким образом, сводится к определению значения α .

Значения коэффициентов a_1 , a_2 , a_3 и a_4 согласно формулам (497) можно найти из выражений

$$a_1 = 0; \quad a_2 = A_1 \theta^2; \quad a_3 = A_2 \theta^3; \quad a_4 = A_3 \theta^4. \quad (507)$$

Подставляя значения равенств (489), (490), (491) и (492) в выражения (507) и решая полученное уравнение, имеем

$$\begin{aligned} T_2 = \frac{1}{\theta} & \left\{ \frac{A_1}{3A_2} + \sqrt[3]{\frac{1}{2A_2} \left[\left(\frac{2A_1^3}{27A_2^3} - \frac{A_1}{3A_2} + 1 \right) + \right.} \right. \\ & + \sqrt{\frac{A_1^3}{27A_2^3} - \frac{A_1^2}{108A_2^2} - \frac{A_1}{6A_2} + \frac{1}{27A_2} + \frac{1}{4}} \left. + \right. \\ & \left. + \sqrt[3]{\frac{1}{2A_2} \left[\left(\frac{2A_1^3}{27A_2^3} - \frac{A_1}{3A_2} + 1 \right) - \right.} \right. \\ & \left. \left. - \sqrt{\frac{A_1^3}{27A_2^3} - \frac{A_1^2}{108A_2^2} - \frac{A_1}{6A_2} + \frac{1}{27A_2} + \frac{1}{4}} \right] \right\}; \end{aligned} \quad (508)$$

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{A_1}{A_2 \theta} - T_2 \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{A_1}{A_2 \theta} - T_2 \right)^2 - \frac{1}{A_2 \theta^2 T_2}}; \\ T_0 &= \frac{1}{2} \left(\frac{A_1}{A_2 \theta} - T_2 \right) - \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{A_1}{A_2 \theta} - T_2 \right)^2 - \frac{1}{A_2 \theta^2 T_2}}. \end{aligned} \right\} (509)$$

Из выражений (509) следует, что $\frac{1}{4} \left(\frac{A_1}{A_2 \theta} - T_2 \right)^2 < \frac{1}{A_2 \theta^2 T_2}$, постоянные времена T_0 и T_1 будут мнимыми и аperiodический процесс невозможен.

Нетрудно убедиться, что случай, когда

$$\frac{1}{4} \left(\frac{A_1}{A_2 \theta} - T_2 \right)^2 \geq \frac{1}{A_2 \theta^2 T_2},$$

при данной системе регулирования быть не может.

Таким образом, рассматриваемая система регулирования не имеет решения в области трех кратных корней. Поэтому его необходимо искать в области двух пар равных корней.

В этом случае коэффициенты B_2 и B_1 будут равны нулю.

Приняв это, получим

$$k_1^4 + B_1 k_1^2 + B_2 k_1^2 = 0, \quad (510)$$

или

$$k_1^2 (k_1^2 + B_1 k_1 + B_2) = 0, \quad (511)$$

откуда

$$k_{1,1} = k_{1,2} = -\alpha;$$

$$k_{1,3} = -\frac{B_1}{2} + \sqrt{\left(\frac{B_1}{2}\right)^2 - B_2}; \quad (512)$$

$$k_{1,4} = -\frac{B_1}{2} - \sqrt{\left(\frac{B_1}{2}\right)^2 - B_2}. \quad (513)$$

Чтобы получить аperiodический переходный процесс, необходимо выполнить условие

$$\left(\frac{B_1}{2}\right)^2 > B_2. \quad (514)$$

Решение будем искать для границы аperiodического и колебательного переходных процессов, чему соответствует наименьшая длительность процесса регулирования.

В этом случае

$$\frac{B_1^2}{4} = B_2. \quad (515)$$

Подставив значения B_1 и \bar{B}_2 из выражения (502) в равенство (515), получим

$$A_1 = \alpha - 2\alpha^2 + \frac{1}{4}. \quad (516)$$

Для данного значения λ_1 имеем

$$\left. \begin{aligned} k_{1,1} = k_{1,2} &= \frac{1-4\alpha}{2}; \\ k_{1,3} = k_{1,4} &= -\frac{1-2\alpha}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (517)$$

Подобно предыдущему, находим

$$A_2 = \frac{\alpha(1-2\alpha)}{2}. \quad (518)$$

Определение величины α для границы аперiodического и колебательного переходных процессов в рассматриваемом случае сводится к нахождению такого вещественного значения α , для которого значения постоянных времени T_0 , \bar{T}_1 и T_2 будут вещественными и положительными.

При помощи формул (518), (509) и (508) находим, что для указанного граничного случая

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{4} \left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}} \right) = 0,073; \\ T_2 &= \frac{2}{0}; \\ T_0 = \bar{T}_1 &= \frac{4}{0}; \\ A_1 &= \frac{5}{16}; \\ A_2 &= \frac{1}{32}; \\ A_3 &= 0,00096. \end{aligned} \right\} \quad (519)$$

Для данного α имеем две пары равных корней

$$\left. \begin{aligned} k_{1,1} = k_{1,2} &= -0,073; \\ k_{1,3} = k_{1,4} &= -0,427. \end{aligned} \right\} \quad (520)$$

Чтобы определить численные значения постоянных времени T_0 , \bar{T}_1 и T_2 необходимо знать величину заданной длительности переходного процесса τ и значение коэффициента времени y_1 для полученного распределения корней характеристического уравнения.

Заданную длительность переходного процесса находим из выражения

$$\tau = \frac{\Delta u_{\text{д}}}{|f|}.$$

Значение коэффициента времени y_1 находим по кривой переходного процесса.

Общий интеграл дифференциального уравнения (487) для двух пар равных (полученных выше) корней будет

$$s = e^{-0,073 y} (0,969 + 0,076 y) + e^{-0,427 y} (0,031 + 0,0076 y). \quad (521)$$

Переходный процесс, соответствующий общему интегралу (521), характеризуется следующими величинами:

s	1	0,837	0,58	0,37	0,217	0,11	0,07	0,038
y	0	10	20	30	40	50	60	70

Примем, что переходный процесс заканчивается к моменту, когда s становится равным 0,2, тогда $y_1 = 40$.

§ 4. Пример расчета системы автоматического регулирования

В качестве примера рассчитаем параметры электрического регулятора хода с двумя ступенями усиления для склиповой подъемной установки со следующими данными.

Максимальная скорость подъема $V = 4$ м/сек. Отношение номинального движущегося усилия к приведенной массе установки $\frac{P_{\text{н}}}{m_{\text{п}}} = 1,1$.

Подъемный двигатель АИВ-137/8 (350 в; 210 кат; 735 об/мин; $I = 400$ а; $u_p = 348$ а; $I_p = 395$ а; $\gamma = 1,9$; $\cos \varphi = 0,87$).

Примем, что допустимое отклонение действительной скорости от заданной $v_0 = 0,8$ м/сек, а заданная тахограмма подъема в период замедленного движения состоит из трех участков. На первом участке заданное замедление равно 0,8, на втором — 0,4 и на третьем (в период дотягивания) — 0 м/сек². Таким образом, второй участок будет представлять собой переходную зону от периода замедленного движения к периоду дотягивания.

Дополнительно примем, что

$$\Delta u_d = \Delta u_c = 0,4 \text{ м/сек.}$$

Расчет регулятора будем вести для второго периода замедленного движения, который определяет действительную точность регулирования.

1. Значение заданной длительности переходного процесса

$$\tau = \frac{\Delta u_d}{j} = \frac{0,4}{0,4} = 1 \text{ сек.}$$

2. Примем, что переходный процесс заканчивается к моменту, когда Δu_d уменьшится до 0,2 Δu_d . Для этого случая $y_1 = 40$.

3. Определим значения постоянных времени цепей управления, при которых обеспечивается принятая динамическая точность регулирования,

$$T_2 = \frac{2}{b} = \frac{2\tau}{y_1} = \frac{2}{40} = 0,05 \text{ сек.}$$

$$T_0 = T_1 = \frac{4}{b} = 0,1 \text{ сек.}$$

Следует обратить внимание на то, что примерно те же значения постоянных времени будут получены для случая плавного задания скорости.
Тогда при

$$\Delta u_d = 0,05 \Delta u_d \quad U_1 = 67; \quad \tau_p = 2\tau = 2 \text{ сек}; \quad T_2 \approx 0,06 \text{ сек}; \quad T_0 = T_1 \approx 0,12 \text{ сек}.$$

4. Для получения в процессе регулирования значительных по величине сигналов датчика (отклонений действительной э. д. с. от заданной) примем в качестве тахогенератора и генератора управления машину постоянного тока ПН-45 (3,3 кет; $E = 450 \text{ в}$; $I = 7,2 \text{ а}$; $R_{об} = 536 \text{ ом}$; $R_{я} = 3,5 \text{ ом}$).

5. Э. д. с., действующая в цепи сравнения при отклонении действительной скорости от заданной $\Delta u_c = 0,4 \text{ м/сек}$,

$$\delta E_2 = \frac{E_2 \Delta u_c}{V} = \frac{450 \cdot 0,4}{4} = 45 \text{ в}.$$

6. В качестве генератора усиления примем машину постоянного тока ПН-68 (4,2 кет; 230 в ; $I_B = 0,5 \text{ а}$; конструктивная постоянная времени обмотки возбуждения $T_{в1} = 0,4 \text{ сек}$; активное сопротивление обмотки возбуждения $R_{в1} = 138 \text{ ом}$).

7. Соединим параллельно все четыре катушки обмотки возбуждения генератора усиления. В этом случае постоянная времени обмотки возбуждения будет прежней, но ее активное сопротивление уменьшится в 16 раз, т. е.

$$R_{в1}^* = \frac{138}{16} = 8,6 \text{ ом}.$$

8. Активное сопротивление цепи возбуждения генератора усиления, при котором постоянная времени этой цепи T_2 будет равна $0,05 \text{ сек}$, составит (постоянными времени якорных обмоток тахогенератора и генератора управления пренебрегаем).

$$R_2 = \frac{T_{в1} R_{в1}^*}{T_2} = \frac{0,4 \cdot 8,6}{0,05} = 69 \text{ ом}.$$

9. Величина добавочного сопротивления, которое должно быть включено в цепь обмотки возбуждения генератора усиления,

$$R_{2\text{доб}} = R_2 - R_{в1}^* - 2R_{я} = 69 - 8,6 - 7 = 53,4 \text{ ом}.$$

10. При этом величина тока в цепи сравнения

$$I_2 = \frac{\delta E_2}{R_2} = \frac{40}{69} = 0,7 \text{ а},$$

соответственно в цепи каждой катушки

$$I_2' = \frac{I_2}{4} = \frac{0,7}{4} = 0,17 \text{ а}.$$

11. Э. д. с., индуцированная в якоре генератора усиления при полученном токе возбуждения,

$$E_1 = \frac{E I_2}{I_1} = \frac{230 \cdot 0,17}{0,5} \approx 80 \text{ в}.$$

12. В качестве генератора динамического торможения примем машину постоянного тока ЗД-12 ($E = 48/72 \text{ в}$; $R_{оя} = 0,187 \text{ ом}$, $R_{в} = 4,65 \text{ ом}$; $I_B = 5,7 \text{ а}$; $T_B = 1 \text{ сек}$). Катушки обмотки возбуждения соединим в две параллельных цепи.

13. Активное сопротивление обмотки возбуждения ГДТ при соединении катушек в две параллельные цепи

$$R_{\text{вв}} = \frac{R_{\text{в}}}{4} = \frac{4,65}{4} = 1,16 \text{ ом.}$$

14. Необходимое значение активного сопротивления цепи обмотки возбуждения генератора динамического торможения

$$R_1 = \frac{T_{\text{вв}} R_{\text{вв}}}{T_1} = \frac{1 \cdot 1,16}{0,1} = 11,6 \text{ ом.}$$

15. Соответствующее значение тока в цепи якоря генератора

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1} = \frac{80}{11,6} = 6,9 \text{ а}$$

и в цепи одной из параллельных ветвей обмотки возбуждения

$$I'_1 = \frac{I_1}{2} = \frac{6,9}{2} = 3,45 \text{ а.}$$

16. Э. д. с. ГДТ при полученном токе возбуждения

$$E_0 = \frac{E_r I'_1}{I_1} = \frac{72 \cdot 3,45}{5,7} = 43,5 \text{ в.}$$

17. Для того чтобы в цепи возбуждения подъемного двигателя при полученном значении э. д. с. E_0 ток был равен 200 а, активное сопротивление цепи якоря ГДТ должно быть

$$R_0 = \frac{E_0}{I_0} = \frac{43,5}{200} = 0,217 \text{ ом.}$$

18. Активное сопротивление одной фазой обмотки статора подъемного двигателя

$$r_{\phi} = \frac{u}{\sqrt{3}} \frac{n_c - n}{n_c} = \frac{390 \cdot 15}{\sqrt{3} \cdot 100 \cdot 750} = 0,01 \text{ ом.}$$

19. В цепь якоря генератора динамического торможения должно быть включено активное сопротивление

$$R_{\text{доб}} = R_0 - 2r_{\phi} - R_{\text{яг}} = 0,217 - 0,02 - 0,187 = 0,01 \text{ ом.}$$

20. При этом индуктивность цепи якоря ГДТ

$$L_0 = T_0 R_0 = 0,1 \cdot 0,2 = 0,02 \text{ мГ.}$$

Действительная индуктивность двух фаз статорной обмотки подъемного двигателя и якорной обмотки ГДТ значительно меньше необходимого значения L_0 . Поэтому настройка на оптимальную постоянную времени не представит затруднений.

После выполнения расчета, имея

$$\begin{aligned} E_2 &= 450 \text{ в;} & E_1 &= 80 \text{ в;} & E_0 &= 43,5 \text{ в;} \\ I_2 &= 0,7 \text{ а;} & I_1 &= 6,9 \text{ а;} & I_0 = I_{02} &= 200 \text{ а;} \\ R_2 &= 69 \text{ ом;} & R_1 &= 11,6 \text{ ом;} & R_0 &= 0,217 \text{ ом,} \end{aligned}$$

можно произвести проверку правильности вычислений по формуле

$$\Delta u_c = \frac{R_0 R_1 R_2 I_1 I_2 V I_{02}}{E_0 E_1 E_2}.$$

Безличина постоянной времени электрической цепи со сталью зависит от значения тока, протекающего по ней.

Для установления зависимости постоянных времени цепей управления воспользуемся методом, который заключается в исследовании процесса развозбуждения.

Схема испытаний приведена на рис. 25. Измерения проводили при нормальных скоростях вращения исследуемых машин.

Э. д. с. на щетках и ток возбуждения доводили до значений, близких к номинальным. Затем замыкали рубильник P и снимали осциллограммы э. д. с. на щетках и тока возбуждения от максимальных значений до нуля. В момент замыкания рубильника напряжение на зажимах обмотки возбуждения становится равным нулю.

Э. д. с. E будет изменяться согласно уравнению

$$T \frac{dE}{dt} + E = 0,$$

так как э. д. с. на щетках принимается пропорциональной потоку Φ .

Пользуясь приведенным выражением, для каждого момента времени можно определить значение постоянной времени

$$T = \frac{E}{\left(\frac{dE}{dt}\right)}.$$

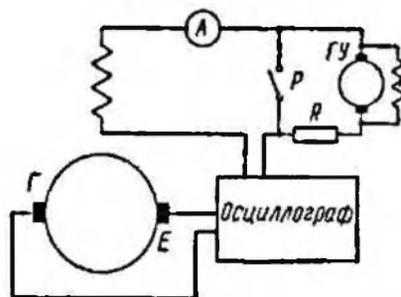


Рис. 25. Схема замера постоянных времени

Это выражение неудобно для использования, так как из осциллограмм трудно найти угол наклона касательной в рассматриваемой точке.

Принтегрируем полученное выражение:

$$\ln E = \ln C - \frac{t}{T}.$$

Произвольную постоянную интегрирования C найдем, положив в формуле для $t = 0$ $E = E_1$.

Тогда

$$\ln E_1 = \ln C.$$

В конце рассматриваемого промежутка времени Δt э. д. с. будет равна E_2 . Поэтому можно написать

$$T = \frac{\Delta t}{\ln E_1 - \ln E_2}.$$

Заменяя натуральные логарифмы десятичными, получим

$$T = \frac{0,434 \Delta t}{\lg E_1 - \lg E_2} = \frac{0,434 \Delta t}{\lg \frac{E_1}{E_2}}.$$

Для генератора ЗД-12 средние значения постоянной времени T_r будем искать для интервалов времени, равных 0,2 сек.

Исходные данные и результаты подсчетов для генератора ЗД-12 сведены в табл. 8.

Из осциллограмм находим значения э. д. с. E и тока I для каждого из полученных значений постоянной времени T_r . При этом величины E и I берем для середины интервала Δt .

Таблица 8

Интервал времени, сек	Изменение ординат, мм	Изменение э. д. с. E	$\frac{E_1}{E_2}$	$1\delta \frac{E_1}{E_2}$	Постоянная времени T_r , сек
0,0—0,2	68,0—50,0	61,0—44,8	1,36	0,133	0,6525
0,2—0,4	50,0—39,5	44,8—35,4	1,267	0,103	0,8425
0,4—0,6	39,5—31,5	35,4—29,3	1,252	0,097	0,895
0,6—0,8	31,5—26,0	29,3—23,1	1,225	0,088	0,987
0,8—1,0	26,0—21,5	23,1—19,1	1,21	0,083	1,045
1,0—1,2	21,5—17,8	19,1—15,9	1,2	0,079	1,098
1,2—1,4	17,8—15,0	15,9—13,3	1,195	0,077	1,125
1,4—1,6	15,0—12,6	13,3—11,2	1,19	0,076	1,14
1,6—1,8	12,6—10,5	11,2—9,5	1,185	0,074	1,17

Ниже приведена постоянная T_r для некоторых значений E и I :

T_r , сек	0,6525	0,895	0,987	1,045	1,098	1,125	1,14	1,17
E , в	51,0	31,4	25,1	20,6	17,5	14,8	12,3	9,87
I , а	2,33	1,37	1,17	0,695	0,755	0,62	0,584	0,467

Таким образом, найдены естественные значения постоянной времени генератора ЭД-12. Примем максимально возможное значение конструктивной постоянной времени цепи возбуждения генератора $T_r = 1,2$ сек.

Чтобы найти постоянные времена для других активных сопротивлений цепи обмотки возбуждения \bar{R}' , нужно произвести перерасчет по формуле

$$T_r' = \frac{T_r R_r}{R_r'}$$

где \bar{R}' — новое значение активного сопротивления обмотки возбуждения генератора G .

При этом потоками рассеяния и вихревыми токами пренебрегаем.

Для генератора управления ГУ постоянную времени находим для интервалов времени $\Delta t = 0,1$ сек.

Полученные результаты сведены в табл. 9.

Таблица 9

Интервал времени, сек	Изменение ординат, мм	Изменение э. д. с. E	$\frac{E_1}{E_2}$	$1\delta \frac{E_1}{E_2}$	Постоянная времени T_r , сек
0,0—0,1	56,0—35,0	230,0—143,5	1,59	0,202	0,215
0,1—0,2	35—25,6	143,5—102,5	1,4	0,146	0,297
0,2—0,3	25,5—19,0	102,5—76,5	1,34	0,127	0,342
0,3—0,4	19,0—14,3	76,6—57,5	1,33	0,112	0,388
0,4—0,5	14,3—11,0	57,5—45,2	1,27	0,104	0,417
0,5—0,6	11,0—9,0	45,2—37,0	1,22	0,086	0,505
0,6—0,7	9,0—7,5	37,0—32,0	1,22	0,086	0,505

Ниже приведены величины постоянной времени T_v для ряда значений э. д. с. E_v и тока возбуждения $I_{v\delta}$:

$T_{\text{в}}$	0,215	0,297	0,342	0,388	0,417	0,505	0,505
$E_{\text{в}}$	174,4	121	86	65,6	51,3	39,8	32,8
$I_{\text{в}}$	0,593	0,34	0,238	0,17	0,137	0,102	0,085

Хотя постоянная времени цепи возбуждения генератора управления и не входит в уравнение переходного процесса, по значению ее величины позволяет до некоторой степени оценить быстроту реагирования схемы управления. Особо благоприятен с точки зрения регулирования случай движения подъемной машины с небольшой скоростью. При этом в цепь обмотки возбуждения генератора управления включено почти все сопротивление потенциометра, которое составляет 176 ом.

Таким образом, постоянная времени генератора управления при малой скорости подъема невелика и поэтому оказывает существенного влияния на быстроту реагирования схемы.

Примем для расчетов максимально возможное значение постоянной времени цепи возбуждения генератора управления $T_{\text{г.у}} = 0,5 \text{ сек.}$

Постоянные времени обмотки управления дросселя и двух последовательно включенных фазных обмоток статора будем искать, пренебрегая вихревыми токами. В этом случае для процесса развозбуждения можно написать

$$IR + L \frac{dI}{dt} = 0,$$

или

$$T \frac{dI}{I} = -dt.$$

Интегрируя, получим

$$T = \frac{\Delta t}{\ln I_1 - \ln I_2} = \frac{0,434 \Delta t}{\lg \frac{I_1}{I_2}}.$$

Для цепи управления дросселя постоянную времени находим для интервалов времени $\Delta t = 0,04 \text{ сек}$ (табл. 10).

Таблица 10

Интервал времени, сек	Изменение ординаты, мм	Изменение тона I, а	$\frac{I_1}{I_2}$	$\lg \frac{I_1}{I_2}$	Постоянная времени $T_{\text{д}}$, сек
0,0—0,04	61,0—33,5	70,0—38,5	1,84	0,265	0,065
0,04—0,08	33,5—22,0	38,5—25,2	1,53	0,185	0,094
0,08—0,12	22,0—15,0	25,2—17,25	1,46	0,165	0,105
0,12—0,16	15,0—11,0	17,25—12,6	1,37	0,137	0,127
0,16—0,20	11,0—9,1	12,6—10,5	1,20	0,078	0,23

Для расчетов примем максимально возможное значение постоянной времени дросселя $T_{\text{д}} = 0,23 \text{ сек.}$

Для асинхронного двигателя в режиме динамического торможения постоянную времени также находим для интервалов времени $t = 0,04 \text{ сек}$ (табл. 11).

Для расчетов примем максимально возможное значение постоянной времени подъемного двигателя $T_{\text{п.д}} = 0,3.$

При небольших токах возбуждения значение постоянной времени, найденное указанным образом, будет несколько завышено в связи с наличием поля остаточного магнетизма.

Из табл. 10 и 11 следует, что принятые для расчета значения постоянных времени T_0 , T_1 и T_2 соответствуют промежуточной величине t .

Таблица 11

Интервал времени, сек	Изменение ордылаты, мм	Изменение тока I, а	$\frac{I_1}{I_2}$	$\lg \frac{I_1}{I_2}$	Постоянная времени T п. д. сек
0,0—0,04	56—39	70,0—49,0	1,43	0,155	0,112
0,04—0,08	39—27	49,0—33,8	1,43	0,155	0,112
0,08—0,12	27—21	33,8—26,2	1,27	0,107	0,166
0,12—0,16	21—17	26,2—21,2	1,24	0,094	0,184
0,16—0,20	17—15	21,2—18,75	1,13	0,054	0,32
0,20—0,24	15—13	18,75—16,25	1,13	0,054	0,32

Конструктивные постоянные времени, взятые для расчета $T_0 = 0,2$ сек; $T_1 = 1$ сек и $T_2 = 0,4$ сек, будут справедливы только для одного значения нагрузки.

Из приведенных таблиц можно определить пределы, в которых будут находиться пересчитанные постоянные времени.

Получим:

$$T_0 \text{ min} = 0,05 \text{ сек}; T_1 \text{ min} = 0,065 \text{ сек}; T_2 \text{ min} = 0,025 \text{ сек};$$

$$T_0 \text{ max} = 0,15 \text{ сек}; T_1 \text{ max} = 0,12 \text{ сек}; T_2 \text{ max} = 0,07 \text{ сек}.$$

При этом минимальные значения постоянных времени будут при нагрузке, соответствующей $\frac{i_{a \text{ ср}}}{I_0} = 1$, а максимальные — при $\frac{i_{a \text{ ср}}}{I_0} \approx 0,2$.

Пользуясь формулами (491) и (507), найдем значения коэффициента a_4 для этих двух случаев.

Для $\frac{i_{a \text{ ср}}}{I_0} = 1$ имеем

$$a_4 = \frac{I_0 \frac{2F_{\text{ст. м}} i_{a \text{ ср}}}{\pi I_0^2}}{\delta V T_0 T_1 T_2} = \frac{2 \cdot 1,1 \cdot 1}{0,1 \cdot 4 \cdot 0,025 \cdot 0,065 \cdot 0,05} \approx 33 \text{ 000};$$

$$a_4 = A_1 a_1^4 = 0,00096 \left(\frac{1}{0,025} + \frac{1}{0,065} + \frac{1}{0,05} \right)^4 \approx 30 \text{ 000};$$

Для $\frac{i_{a \text{ ср}}}{I_0} = 0,2$ имеем

$$a_4 = \frac{2 \cdot 1,1 \cdot 0,2}{0,1 \cdot 4 \cdot 0,07 \cdot 0,12 \cdot 0,15} \approx 800;$$

$$a_4 = A_1 a_1^4 = 0,00096 \left(\frac{1}{0,07} + \frac{1}{0,12} + \frac{1}{0,15} \right)^4 \approx 800.$$

Таким образом, в обоих случаях, а следовательно, и при любой нагрузке впадение коэффициента $A_1 = 0,00096$ будет находиться в пределах оптимальной постройки.

Перематыв обмотку возбуждения генератора усиления, можно получить более высокую точность регулирования. В данном случае рассмотренный регулятор хода обеспечит выполнение требований эксплуатации в области точности регулирования при управлении подъемными машинами, обладающими максимальной скоростью подъема (до $v = 6,5$ м/сек). Для подъемных машин, имеющих максимальную скорость подъема, превышающую эту величину, следует в схеме регулятора хода в качестве генератора усиления принять электромашинный усилитель. Пользуясь рассмотренной методикой, достаточно просто можно расчитать систему регулирования с электромашинным усилителем, а также вы-

§ 5. Пример расчета системы автоматического регулирования при условии перемотки обмотки возбуждения генератора усиления

Несколько изменим условия задачи. Пусть максимальная скорость подъема будет равна 6 м/сек, а заданные значения максимального динамического и статического отклонений действительной скорости от заданной

$$\Delta u_B = \Delta u_0 = 0,3 \text{ м/сек.}$$

Замедление перед переходом к движению со скоростью дотягивания примем равным 0,4 м/сек².

Подобно предыдущему, получим:

1. Значение заданной длительности переходного процесса

$$\tau = \frac{\Delta u_d}{|J|} = \frac{0,3}{0,4} = 0,75 \text{ сек.}$$

2. Принимая для расчета, что переходный процесс заканчивается к моменту, когда Δu_d становится равным 0,2 Δu_d , имеем

$$T_2 = \frac{2}{\theta} = \frac{2\tau}{I_1} = \frac{1}{40} = 0,025 \text{ сек.}$$

$$T_0 = T_1 = \frac{4}{\theta} = 0,076 \text{ сек.}$$

3. В качестве тахогенератора и генератора управления примем машину постоянного тока ПН-45. Данные машины приведены в предыдущем параграфе.

4. Величина э. д. с., действующей в цепи якорей тахогенератора и генератора управления при значении статического отклонения действительной скорости от заданной $\Delta u_c = 0,3 \text{ м/сек}$, определится из выражения

$$\delta E_a = \frac{E_a \Delta u_c}{V} = \frac{450 \cdot 0,3}{6} = 22,5 \text{ в.}$$

5. В качестве генератора усиления примем машину постоянного тока ПН-68, характеристика которой приведена в предыдущем параграфе.

6. Обмотка возбуждения машины постоянного тока состоит из четырех катушек. Произведем перемотку каждой из катушек. Катушки будем наматывать проводом того же сечения, но в три параллельных ветви при сохранении прежнего общего количества витков катушки. Очевидно, что активное сопротивление и индуктивность каждой из ветвей будут в три раза меньше активного сопротивления и индуктивности заводской катушки.

Поэтому постоянная времени каждой из ветвей будет равна постоянной времени заводской катушки.

7. Соединим двенадцать ветвей всех катушек обмотки возбуждения генератора усиления параллельно. При таком соединении активное сопротивление обмотки возбуждения генератора усиления

$$R_{B1}^* = \frac{138}{144} = 0,96 \text{ ом.}$$

8. Активное сопротивление цепи возбуждения генератора усиления, при котором постоянная времени этой цепи $T_2 = 0,025 \text{ сек}$, составит

$$R_2 = \frac{T_{B1}^* R_{B1}^*}{T_2} = \frac{0,4 \cdot 0,96}{0,025} = 10 \text{ ом.}$$

9. Величину добавочного сопротивления, которое должно быть включено последовательно в цепь обмотки возбуждения генератора усиления, определим из выражения

$$R_{2 \text{ доб}} = R_2 - R_{2'} - 2R_{1a} = 10 - 0,96 - 7 \approx 2 \text{ ом.}$$

10. Величина тока в цепи сравнения при $\Delta u_c = 0,3 \text{ м/сек.}$

$$I_1 = \frac{\delta E_1}{R_1} = \frac{22,5}{10} = 2,25 \text{ а.}$$

а в цепи каждой из ветвей

$$I_2' = \frac{I_1}{12} = \frac{2,25}{12} = 0,19 \text{ а.}$$

11. Э. д. с., индуцирующаяся в якоре генератора усиления, при данном токе возбуждения

$$E_1 = \frac{E I_2'}{I_{1a}} = \frac{230 \cdot 0,19}{0,5} = 87 \text{ в.}$$

Выбор остальных параметров схемы аналогичен тому, который изложен в примере, приведенном в предыдущем параграфе.

Следует иметь в виду, что при принятой для расчета точности управления, соответствующей отклонению действительной скорости от заданной $\Delta u = 0,6 \text{ м/сек.}$, отпадает необходимость в dotягивании подъемных сосудов с большой скоростью, чем обеспечивается достаточно высокая производительность подъемной машины. Дальнейшее повышение производительности подъемной установки может быть получено при устранении переходного участка диаграммы заданной скорости, имеющего повышенное замедление, для чего можно применить специальные быстродействующие усилительные устройства при достаточно высоком коэффициенте усиления.

§ 6. Электрический регулятор хода с электронным усилителем

В работающих системах автоматического управления асинхронным подъемным электродвигателем рудничной подъемной машины с применением динамического торможения широкое применение получили электромашины и магнитные усилители.

Электромашины и магнитные усилители имеют большие постоянные времени, поэтому в быстродействующих системах необходимо применять специальные корректирующие цепи.

В рассматриваемой схеме регулятора хода, приведенной на рис. 26, применен практически безинерционный тириatronный усилитель, обладающий высоким входным сопротивлением. Усилитель представляет собой управляемую трехфазную выпрямительную схему. В качестве выпрямителей использованы тириатроны, угол зажигания которых изменяется сигналом, пропорциональным отклонению действительной скорости от заданной.

При использовании мощных тириатронов питание обмоток статора подъемного двигателя может осуществляться непосредственно от управляемого электронного выпрямителя.

Ниже исследована схема автоматизированного управления, в которой тириatronный усилитель использован в качестве источника

прямоугольный импульс. Отрицательные импульсы управляют ключевой схемой, выполненной на триоде $ПТ_1$. При наличии отрицательного импульса триод открыт, при отсутствии — заперт. В момент запертия триода $ПТ_1$ начинается зарядка конденсатора C_1 через сопротивление R_2 , причем благодаря наличию весьма большой по величине емкости C_2 зарядный ток практически сохраняется неизменным.

Вследствие этого на эмиттере триода $ПТ_2$ возрастает потенциал, пропорциональный напряжению на обкладках конденсатора C_1 .

При открытом триоде $ПТ_1$ конденсатор C_1 быстро разряжается через базу триода $ПТ_2$, ток коллектора которого ограничивается сопротивлением R_2 .

В течение времени генерирования пилообразного напряжения между эмиттером триода $ПТ_2$ и средней точкой потенциометра R_{11} напряжение линейно уменьшается от некоторого положительного значения по отношению к эмиттеру триода $ПТ_2$ до нуля, что достигается соответствующей установкой движка потенциометра R_{11} .

Это напряжение сравнивается с управляющим напряжением, снимаемым с потенциометра схемы ограничения, выполненной на элементах R_{13} , R_{11} , B_3 и D_2 .

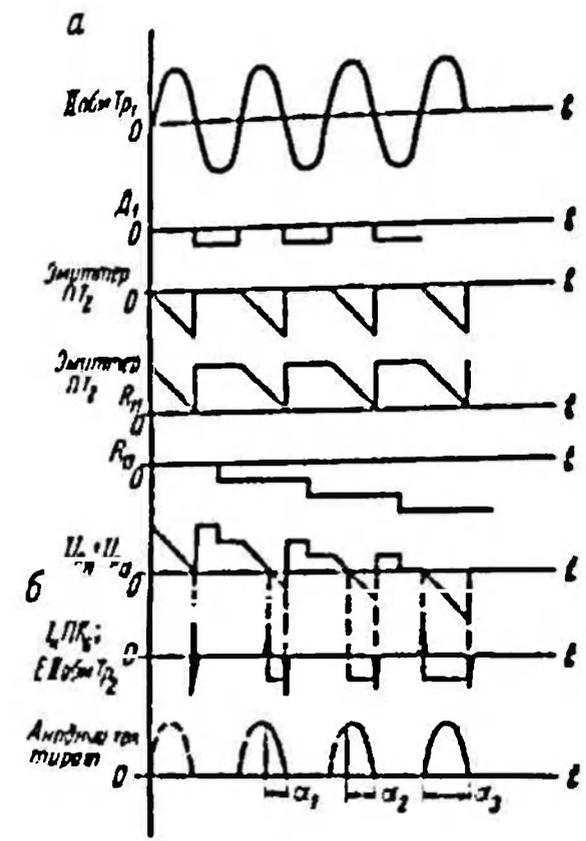


Рис. 25. Диаграммы элементов тиристорного управляемого выпрямителя:
а — напряжения; б — токов

Часть управляющего напряжения $U_{упр}$, пропорционального отклонению действительной скорости от заданной, снимается с зажимов потенциометра R_{13} и сравнивается с линейно изменяющимся напряжением. Разность этих напряжений подается на вход релейного усилителя, выполненного на полупроводниковых триодах $ПТ_3$, $ПТ_4$, $ПТ_5$ и $ПТ_6$ и сопротивлениях $R_4—R_{10}$. В коллекторной цепи триода $ПТ_6$ трансформатором Tr_2 осуществляется дифференцирование прямоугольного импульса коллекторного тока, появляющегося при срабатывании релейного усилителя.

Срабатывание релейного усилителя происходит в момент, когда уровень линейно изменяющегося напряжения достигает величины на зажимах вторичной обмотки трансформатора появляется поло-

жгительный острокопечный импульс напряжения, осуществляющего зажигание тиратрона.

Устройство получает питание от сети переменного тока через понижающий трансформатор Tp_3 , генератор линейно изменяющегося напряжения — от выпрямителя B_4 и стабилитрона D_3 . Выпрямитель B_6 служит для создания предварительного смещения на сетках тиратронов.

На рис. 28 показаны диаграммы напряжений и токов в отдельных цепях усилителя.

Электрическая цепь, состоящая из сопротивлений R_{13} и R_{14} , вентилля B_3 и стабилитрона D_2 (см. рис. 27), служит для ограничения уровня управляющего напряжения, а также для устранения возможности проникновения управляющего потенциала противоположной полярности.

Система регулирования с электронным усилителем может быть описана следующими уравнениями:

$$e = \frac{E_2}{V} (u - v) + k_j \frac{du}{dt}; \quad (522)$$

$$e_1 = k_y e; \quad (523)$$

$$e_0 = \frac{E_0}{I_1} i_1; \quad (524)$$

$$e_0 = L_0 \frac{di_0}{dt} + R_0 i_0; \quad (525)$$

$$\frac{du}{dt} = \theta_M (i_{02} - i_0); \quad (526)$$

$$\theta_M = \frac{2F_{ст. м} i_0 c_p}{\pi I_0^2}. \quad (527)$$

Решая совместно уравнения (522) — (527), имеем

$$\begin{aligned} T_0 T_1 \frac{d^3 u}{dt^3} + (T_0 + T_1) \frac{d^2 u}{dt^2} + \left(1 + \frac{k_j k_y \theta_M E_0}{I_1 R_1 R_0} \right) \frac{du}{dt} + \frac{k_y E_2 E_0 \theta_M}{V R_1 R_0 I_1} u = \\ = \theta_M i_{02} + \frac{k_y E_2 E_0 \theta_M}{V R_1 R_0 I_1} v. \end{aligned} \quad (528)$$

Коэффициент усиления системы может быть определен из выражения

$$\bar{k} = \frac{k_y E_2 E_0 \theta_M}{V R_1 R_0 I_1}. \quad (529)$$

Имея в виду, что $E_0 = I_0 R_0$, а $T_1 = \frac{R_1}{I_1}$, получим

$$\begin{aligned} T_0 T_1 \frac{d^3 u}{dt^3} + (T_0 + T_1) \frac{d^2 u}{dt^2} + \left(1 + \frac{k_y k_j \theta_M I_0}{E_1} \right) \frac{du}{dt} + \frac{k_y E_2 \theta_M I_0}{V E_1} u = \\ = \theta_M i_{02} + \frac{k_y E_2 \theta_M I_0}{V E_1} v. \end{aligned} \quad (530)$$

Подставив в выражение (530) значение

$$u = v + \Delta u_s + \Delta u_d,$$

получим

$$\frac{d^3 \Delta u_d}{dt^3} + a_1 \frac{d^2 \Delta u_d}{dt^2} + a_2 \frac{d \Delta u_d}{dt} + a_3 \Delta u_d = 0, \quad (531)$$

где

$$a_1 = \frac{1}{T_0} + \frac{1}{T_1}; \quad (532)$$

$$a_2 = \frac{1}{T_0 T_1} \left(1 + \frac{k_j k_j \theta_m I_0}{E_1} \right); \quad (533)$$

$$a_3 = \frac{k_j E_2 \theta_m I_0}{V E_1}; \quad (534)$$

$$\Delta u_s = \frac{V E_1 I_{02}}{k_j E_2 I_0}. \quad (535)$$

Максимальное значение статического отклонения действительной скорости от заданной будет иметь место при $I_{02} = I_0$.

Поэтому

$$\Delta u_s = \frac{V E_1}{k_j E_2}. \quad (536)$$

Для оптимальной добротности регулирования из выражений (279), (280), (532) и (533), получим

$$T_1 = \frac{3}{2\beta} (1 + \Lambda) \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{3(1 + \Lambda)}} \right), \quad (537)$$

где

$$\Lambda = \frac{k_j k_j \theta_m I_0}{E_1}. \quad (538)$$

Решение будем искать для случая

$$1 - \frac{4}{3(1 + \Lambda)} = 0, \quad (539)$$

когда k_j будет иметь минимальное значение. Из выражения (539) имеем

$$\Lambda = \frac{1}{3}. \quad (540)$$

Подставив значение Λ из формулы (540) в выражение (537), получим

$$T_0 = T_1 = \frac{2}{\beta}. \quad (541)$$

Разделив значение Λ из выражения (533) на значение коэффициента a_3 из выражения (534) по условию (281) для оптимальной добротности, получим

$$k_j = \frac{3E_2}{4V\theta}. \quad (542)$$

Коэффициент усиления электронного усилителя определим, положив в формуле (535) $i_{ca} = I_c$ и $\Delta u_c = \Delta u_c$;

$$k_y = \frac{VE_1}{\Delta u_c E_2} \quad (543)$$

Пример расчета электрического регулятора хода с электронным усилителем

Условия задачи. Рассчитать регулятор хода для скиповой подъемной машины шахты № 122 комбината Карагайдауголь. Подъемная машина типа $2 \times 4 \times 1,8$; высота подъема 250,2 м; скорость подъема 7,28 м/сек; вес полезного груза 9 т; подъемная машина оборудована двумя асинхронными электродвигателями АКУ-1541/16 (500 квт; 365 об/мин; $\cos \varphi = 0,78$; $M_{max} = 1,65 M_n$; $u_c = 6000$ в; $I_c = 67$ а; $u_p = 710$ в; $I_p = 450$ а; $\frac{F_{max}}{\Omega} = \frac{2 \cdot 6650}{8100} = 1,65$).

Примем для расчета значение отклонения действительной скорости от заданной при минимальной нагрузке $\Delta u = 0,6$ м/сек, $\Delta u_c = \Delta u_d = 0,3$ м/сек. Замедленно при переходе к скорости дотягивания примем равным $0,6$ м/сек².

1. Выбор генератора динамического торможения будем вести для самых тяжелых условий, которые будут иметь место при перегоне подъемных сосудов. В этом частном случае в период замедленного движения ток возбуждения подъемного двигателя будет наибольшим.

При этом подъемные двигатели должны развивать тормозное усилие

$$F_T = \Omega j_s = 8100 \cdot 0,8 = 6480 \text{ кг},$$

что примерно равно номинальному крутящему усилию одного двигателя.

Имея это в виду, примем в качестве генератора динамического торможения машину постоянного тока ПН-290 ($E_0 = 460$ в, $I_0 = 87$ а; $P_0 = 40$ квт; номинальное напряжение на обмотке возбуждения 230 в. Конструктивная постоянная времени обмотки возбуждения $T_B = 0,14$ сек; $L_B = 7,7$ гн, $R_B = 55$ ом).

2. Определяемая экспериментально постоянная времени двух фазных обмоток статора подъемного двигателя $T_{п.д} = 0,9$ сек.

3. Находим значение активного сопротивления одной фазной обмотки статора подъемного двигателя

$$r_\phi = \frac{u_c}{\sqrt{3} I_c} \cdot \frac{n_c - n}{n_c} = \frac{6000}{\sqrt{3} \cdot 67} \cdot \frac{10}{375} = 1,38 \text{ ом}.$$

4. Определяем значение индуктивности двух фазных обмоток статора

$$L_{п.г} = T_{п.д} \cdot 2r_\phi = 0,9 \cdot 2,76 = 2,5 \text{ гн}.$$

5. Находим значение заданной длительности переходного процесса при скачкообразном задании скорости

$$\tau = \frac{\Delta u_d}{|j|} = \frac{0,3}{0,6} = 0,5 \text{ сек}.$$

6. Расчетное значение заданной длительности переходного процесса, соответствующее непрерывному заданию скорости для уравнения третьего порядка, определится из выражения

$$\tau_p = 2,2 \tau = 1,1 \text{ сек}.$$

7. Определим значения постоянных времени, обеспечивающие заданное качество регулирования при кратных корнях характеристического уравнения:

$$T_0 = T_1 = \frac{2}{\theta} = \frac{2\tau}{\psi_1} = \frac{2 \cdot 1,1}{10} = 0,22 \text{ сек}.$$

8. Находим значение сопротивления цепи якоря генератора динамического торможения и двух фазных обмоток статора подъемного двигателя при полученной расчетом величине постоянной времени. Индуктивностью и активным сопротивлением якорной обмотки генератора динамического торможения пренебрегаем

$$R'_0 = \frac{T_{п.д.} - 2\sigma\phi}{T'_0} = \frac{0,22 - 2,76}{0,22} = 11,3 \text{ ом.}$$

9. Сопротивление якорной цепи генератора динамического торможения при подключении двух двигателей

$$R_0 = \frac{R'_0}{2} = 5,6 \text{ ом.}$$

10. Значение тока I_0 в цепи якоря генератора динамического торможения при полученном сопротивлении будет

$$I_0 = \frac{E_0}{R_0} = \frac{460}{5,6} = 82 \text{ а.}$$

что приемлемо.

11. При э. д. с., индуцированной в обмотке якоря, $E_0 = 460$ в на зажимах обмотки возбуждения генератора динамического торможения, т. е. на выходе электронного усилителя, напряжение E_1 должно быть равно 230 в.

12. В режиме динамического торможения в цепи статора каждого из подъемных двигателей должно быть включено активное сопротивление

$$R_{0\text{доб}} = R'_0 - 2\sigma\phi = 11,3 - 2,76 = 8,54 \text{ ом.}$$

13. Конструктивная постоянная времени обмотки возбуждения генератора динамического торможения T_0 несколько меньше расчетной постоянной времени T_1 , обеспечивающей полученное решение в области кратных корней.

Если пренебречь величиной внутреннего активного сопротивления тиратрона, а также активным сопротивлением и индуктивностью источника тока, осуществляющего питание анодных цепей тиратронов (что, конечно, в каждом конкретном случае должно быть строго обосновано), величину добавочной индуктивности, которая должна быть включена в цепь обмотки возбуждения генератора динамического торможения, можно определить из выражения

$$L_1 = L_1 - L_2 = \frac{L_2 T_1}{T_0} - L_2 = 7,7 \left(\frac{0,22}{0,14} - 1 \right) = 4,4 \text{ мГн.}$$

14. В качестве тахогенератора и генератора управления принимаем машину постоянного тока ИИ-45 (2 кат; $E = 230$ в; $I = 8,7$ а). Выбор несколько завышенной мощности машины постоянного тока, используемых в качестве тахогенератора и генератора управления, сделан с целью использования индикатора скорости для питания реле ограничителя скорости.

В связи с наличием у тиратронного усилителя высокоомного входа вместо генератора управления можно выбрать потенциометр. При таком задающем устройстве индикатора скорости питание потенциометра заданной скорости осуществляется от общего источника постоянного тока.

15. Определяем оптимальное значение коэффициента усиления электронного усилителя по формуле (543)

$$k_y = \frac{VE_1}{\Delta u_c E_2} = \frac{7,28 \cdot 230}{0,3 \cdot 230} = 25.$$

16. Находим величину коэффициента k_j , определяющего степень воздействия по ускорению, по формуле (542)

$$k_j = \frac{9E_2}{4V_0} = \frac{9 \cdot 230 \cdot 1,1}{4 \cdot 7,28 \cdot 10} = 7,8 \text{ в} \cdot \text{сек}^2 / \text{м.}$$

УПРАВЛЯЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВУХДВИГАТЕЛЬНЫЙ ПРИВОД РУДНИЧНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ

§ 1. Обоснование и область применения управляемого асинхронного двухдвигательного привода

Управляемым асинхронным двухдвигательным приводом будем называть привод, состоящий из двух асинхронных электрических машин, расположенных на одном валу, из которых одна машина работает в двигательном режиме, а другая — в режиме динамического торможения. При этом в применении к рудничной подъемной машине обе асинхронные машины работают в режиме управляемого двухдвигательного привода только при движении подъемных сосудов в период замедленного движения или со скоростью дотягивания. В течение остальных периодов движения обе асинхронные машины работают в двигательном режиме как в обычном двухдвигательном приводе. Управляемый асинхронный двухдвигательный привод в применении к рудничным подъемным машинам предложен автором еще в 1950 г.¹

Управляемый асинхронный двухдвигательный привод обладает такими свойствами, которые во многих случаях делают неоспоримыми его преимущества перед рядом других типов электропривода.

Эти свойства таковы.

1. Высокая жесткость характеристик при малых скоростях подъема. Это хорошо видно из рис. 29, на котором изображены характеристики 1 и 2 асинхронной машины, работающей соответственно в двигательном режиме и режиме динамического торможения. Механическая характеристика привода 3 получена в результате сложения двух первых характеристик. Высокая жесткость механических характеристик при малых скоростях практически исключает необходимость в дополнительном управлении приводом в самый ответственный период при приближении подъемных сосудов к месту остановки со скоростью дотягивания.

2. Весьма надежная и простая схема автоматизированного управления приводом, которая, как правило, не требует для управления

¹ Заявка № 105—51/441995. Приоритет 22/XII 1950 г.

статорными и роторными контакторами замкнутой системы регулирования. Заданная тахограмма подъема может быть выполнена с высокой точностью путем управления током возбуждения генератора динамического торможения при замкнутой системе управления.

При высокой точности управления, которую можно получить, применяя рассматриваемый тип привода, нет необходимости иметь на заданной тахограмме хода участок дотягивания с малой скоростью, если этому не препятствуют условия разгрузки или загрузки подъемных сосудов.

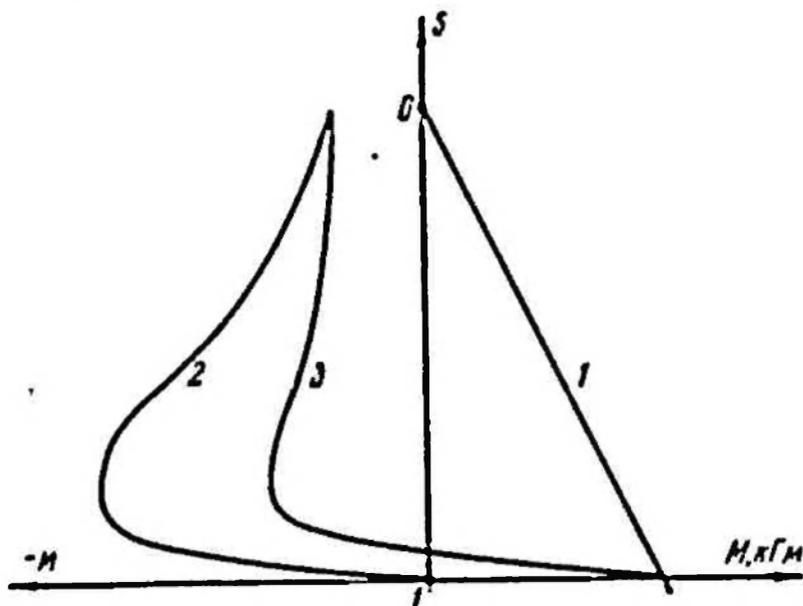


Рис. 29. Механические характеристики управляемого асинхронного двухдвигательного привода

3. Мощность каждой из асинхронных машин двухдвигательного привода равна 50—65% мощности однодвигательного привода.

4. Благодаря высокому качеству автоматизированного управления можно значительно повысить производительность подъемной установки.

5. В связи с тем, что при автоматизированном управлении значительно сокращается длительность вращения двигателей под реостатом, при использовании управляемого двухдвигательного привода можно получить определенную экономию электроэнергии по сравнению с однодвигательным приводом.

6. Высокая плавность управления как следствие того, что приводом управляют, изменяя величину постоянного тока, подаваемого в статор асинхронной машины, работающей в режиме динамического торможения.

Потенциометр, с помощью которого задается диаграмма скорости, расположен в цепи обмотки возбуждения возбуждителя генератора динамического торможения, обтекается небольшим током и поэтому может иметь значительное число ступеней управления.

7. Стоимость привода, лишь незначительно превышающая стоимость однодвигательного привода от асинхронного двигателя.

К преимуществам двухдвигательного привода можно отнести также и меньшую стоимость резервного двигателя, мощность которого в этом случае будет примерно равна половине мощности однодвигательного привода.

8. Меньшее значение приведенной массы движущихся частей подъемной установки. Как правило, маховой момент асинхронной машины полной мощности превышает суммарный маховой момент двух асинхронных машин половинной мощности.

Меньший маховой момент ротора двигателя, а поэтому и меньшая приведенная масса подъемной установки обуславливают при неизменной заданной диаграмме ускорений выбор подъемного двигателя с меньшим крутящим моментом, а значит, и меньшей мощностью.

Основное динамическое уравнение подъемной установки имеет вид

$$F = kQ + (p - q)(H - 2x) \pm Mj, \quad (544)$$

где Q — вес полезного груза;

k — коэффициент, учитывающий вредные сопротивления;

p — вес метра головного каната;

q — вес метра хвостового каната;

H — высота подъема;

M — приведенная к ободу органа навивки масса движущихся частей подъемной установки;

x — расстояние груженого подъемного сосуда до уровня рудничного двора.

Обычно принимают $k = 1,15 \div 1,2$.

На практике возможны три основных случая, вытекающих из анализа уравнения (544), которые определяют выбор соответствующих им частных методов и схем управления асинхронными машинами управляемого двухдвигательного привода.

А. Положительная полезная нагрузка неизменна как от подъема к подъему $kQ = \text{const}$, так и в течение одного цикла подъема $kQ_1 = \text{const}$

Этот случай возможен при подъеме строго дозированного груза в неопрокидываемых сосудах и осуществлении загрузочно-разгрузочных операций на весу. При таком характере нагрузки заданная тахо-

грамма хода в период замедленного движения может быть надежно выполнена при работе одной асинхронной машины привода в двигательном режиме, а второй асинхронной машины — в режиме динамического торможения при неизменной величине постоянного тока, протекающего по обмотке статора асинхронной машины, работающей в режиме динамического торможения. При этом с увеличением веса хвостового каната строительная мощность асинхронных машин

будет увеличиваться. При отсутствии хвостового капата суммарная мощность двух асинхронных машин управляемого двухдвигательного привода приобретает минимальное значение и будет примерно на 5—20% больше мощности однодвигательного привода.

В табл. 12 приведены сравнительные данные по мощности однодвигательного и двухдвигательного приводов, определенные для подъемных машин ряда шахт Карагадинского бассейна.

Таблица 12

М шахты	Производительность в сутки, т	Грузоподъемность, т	Скорость подъема, г. м/сек	Мощность установленного двигателя, Гз. кет	Расчетная мощность однодвигательного привода, Гз. кет	Расчетная мощность двухдвигательного привода, кет	$\lambda = \frac{P_2}{P_1}$
---------	-------------------------------	---------------------	----------------------------	--	---	---	-----------------------------

Сквозные подъемные установки

4	2500	286	7.35	600	506	550	1.03
31-бис	1800	147	4.1	200	178	207	1.16
1	3000	264	6.0	700	582	586	1.00
1 «Вертикальная»	2200	496	6.0	660	621	652	1.05
1 «Вертикальная-Южная»	1800	415	5.6	390	371	410	1.10
107	3000	194	4.35	500	420	472	1.12
35	2100	364	6.1	400	354	362	1.02
70	2300	200	6.2	500	350	384	1.10
120	4000	260	6.6	800	720	852	1.19
2	3000	217	4.17	550	440	524	1.19
13	2900	176	3.84	400	350	394	1.12
33/34	3200	252	6.0	400	378	424	1.12
38	2200	250	4.76	290	228	250	1.09

Подъемные установки с опрокидными клетями

121	—	223	5.55	550	495	576	1.17
86—87	—	460	6.1	700	611	618	1.01
4	—	262	5.0	550	490	542	1.10
23	—	371	4.45	500	424	450	1.06
9	—	251	5.13	700	562	608	1.08
22	—	394	5.6	700	587	614	1.05
1	—	169	6.17	700	626	742	1.19
6—7	—	169	5.4	720	500	608	1.21
1 «Вертикальная»	—	416	6.1	700	578	588	1.02
105	—	92	6.0	300	260	308	1.18
2	—	196	5.52	550	500	586	1.17

Как видно из таблицы мощность однодвигательного привода, в действительности установленного на подъемной машине, как правило, превышает расчетную мощность управляемого двухдвигательного привода.

Б. Полезная нагрузка изменяется от подъема к подъему, но в течение каждого из подъемов сохраняется неизменной $kQ = \text{variable}$,
 $kQ_1 = \text{const}$

ной, работающей в режиме динамического торможения, должен изменяться замкнутой системой регулирования путем управления током, протекающим по обмотке возбуждения генератора динамического торможения. Для этой цели должно быть предусмотрено устройство, измеряющее величину нагрузки при движении сосудов с полной скоростью и обеспечивающее в начале замедления перевод асинхронной машины, работающей в двигательном режиме, на такую механическую характеристику, на которой исключается возможность перегрузки асинхронной машины, работающей в режиме динамического торможения. При спуске значительного груза это устройство должно обеспечить в начале замедления перевод в режим динамического торможения обеих асинхронных машин.

В качестве такого устройства могут быть с успехом применены одно или несколько реле тока, включаемых в цепь статора одной из асинхронных машин.

Кроме того, с целью обеспечения устойчивого управления должно осуществляться в период замедления выведение в функции пути сопротивлений реостата, включенного в цепь ротора асинхронной машины, работающей в режиме динамического торможения. При выполнении приведенных выше условий общая строительная мощность двух асинхронных машин будет превышать мощность одного двигательного привода всего примерно на 5—20%.

В. Величина нагрузки может изменяться как от подъема к подъему, так и в течение одного подъема $kQ = \text{variable}$,
 $kQ_1 = \text{variable}$

Такой характер нагрузки имеет место при работе подъемной установки, поднимающей или спускающей груз в опрокидных сосудах. В этом случае должны быть дополнительно введены в цепь якоря генератора динамического торможения реле тока. При помощи этих реле при достижении постоянным током величины, превышающей допустимые значения, происходит постепенное (шаговое) введение сопротивлений реостата в цепь ротора асинхронной машины, работающей в двигательном режиме, выключение ее и затем при необходимости перевод в режим динамического торможения.

Следует иметь в виду, что все рассмотренные выше дополнительные приспособления можно назвать устройствами самоастройки, но не регуляторами в полном смысле.

Их можно отнести с некоторым основанием и к предохранительным устройствам, исключаящим возможность перегрузки асинхронной машины, работающей в режиме динамического торможения, и обес-

Такой характер нагрузки возможен при подъеме груза в опрокидных сосудах и осуществлении загрузочно-разгрузочных операций на весу.

При этом тормозной момент, развиваемый асинхронной маши-

печивающим нормальный режим работы машин привода в процессе управления.

Следует обратить внимание на то, что в этом случае строительная мощность управляемого двухдвигательного привода будет примерно равна мощности одного двигателя привода.

Мощность P_n одной асинхронной машины управляемого двухдвигательного привода должна определяться по нагреву и по перегрузочной способности, согласно формул

$$P_n = \frac{F_{\text{об}} v}{102 \eta_1}, \quad (545)$$

$$F_n \geq F_{\text{дог}}, \quad (546)$$

$$F_n \geq \frac{F_1}{\gamma}, \quad (547)$$

$$F_n \geq \frac{F'_{\text{дог}}}{\gamma}, \quad (548)$$

где $F_{\text{об}}$ — эффективная мощность одной асинхронной машины управляемого двухдвигательного привода;

γ — коэффициент перегрузки, равный 1,6—1,7;

F_1 — наибольшее усилие диаграммы усилий; обычно при отсутствии хвостового каната имеет место в начале периода пуска;

$F'_{\text{дог}}$ — наибольшее усилие, которое должна развивать одна асинхронная машина в период dotягивания;

v — полная скорость подъема;

η_1 — коэффициент полезного действия зубчатой передачи.

Усилие $F'_{\text{дог}}$ определяется не только диаграммой внешних сил, но главным образом величиной внутренних сил, действующих между асинхронными машинами.

Усилие, развиваемое асинхронной машиной, работающей в двигательном режиме, в период замедленного движения возрастает от нуля (при скольжении $s = 0$) до величины

$$F'_{\text{дог}} = \alpha F_{\text{дог}} \quad (\text{при } s = 1),$$

превышающей значение сопротивлений при dotягивании.

Для того чтобы исключить возможность не предусмотренной тахограммой хода остановки подъемной машины при перегрузках подъемного сосуда, необходимо принимать

$$\alpha = 1,2 - 1,3.$$

В период dotягивания усилие, развиваемое этой асинхронной машиной, будет равно $F'_{\text{дог}}$.

С достаточной для практических расчетов точностью можно принять, что в период замедленного движения усилие, развиваемое

асинхронной машиной, работающей в режиме динамического торможения, изменяется по такому же закону. Наоборот, для периода дотягивания оно будет равно нулю. Таким образом, а priori можно утверждать, что нагрузка асинхронной машиной, работающей в режиме динамического торможения, будет относительно меньше.

Поэтому выбор мощности одной из асинхронных машин управляемого двухдвигательного привода должен производиться по нагрузке асинхронной машины, работающей в двигательном режиме.

Для наибольшей загрузки подъемного сосуда в конце периода замедленного движения должно иметь место равенство

$$F_{T \min} = M j_s, \quad (549)$$

где $F_{T \min}$ — тормозное усилие, развиваемое асинхронной машиной, работающей в режиме динамического торможения, в конце замедленного движения;

j_s — замедление.

С уменьшением нагрузки величина этого тормозного усилия будет увеличиваться.

Переключения в цепи ротора и статора асинхронной машины, работающей в двигательном режиме, обеспечивающие снижение движущего усилия, должны производиться при тормозном усилии $F_{T \max}$, соответствующем максимально допустимому току возбуждения асинхронной машины, работающей в режиме динамического торможения,

$$F_{T \max} = M j_s + F_0, \quad (550)$$

где F_0 — величина изменения движущего усилия при срабатывании или обесточивании одного статорного или роторного контактора; определяется для скольжения $s = 1$.

Обычно

$$F_0 = (0,4 - 0,5) F_n.$$

Реле тока (включенные, например, в цепь якоря генератора динамического торможения) надо настраивать на срабатывание при токе $I_{T \max}$, соответствующем тормозному усилию $F_{T \max}$.

В результате однократного срабатывания реле тока обесточивается один контактор управления, благодаря чему движущее усилие, развиваемое асинхронной машиной, работающей в двигательном режиме, уменьшается на величину, равную F_0 . Если в дальнейшем ввиду снижения нагрузки, что возможно при разгрузке опрокидного сосуда, тормозное усилие снова возрастет до значения, равного $F_{T \max}$, реле тока сработает вторично и обесточит еще один контактор управления. Схема должна при отрицательных нагрузках обеспечивать возможность перевода асинхронной машины, работающей в двигательном режиме, в режим динамического торможения.

Эффективное движущее усилие одной асинхронной машины управляемого двухдвигательного привода можно выбрать по известной формуле

$$F_{\text{эфф}} = \sqrt{\frac{\sum F_i^2}{T_{\text{эфф}}}} \quad (551)$$

Обычно принимается

$$T_{\text{эфф}} = t_2 + \frac{2}{3} (t_1 + t_3 + t_4) + \frac{\theta}{3}, \quad (552)$$

где t_2 — длительность периода движения с максимальной скоростью подъема Γ ;
 t_1, t_3 и t_4 — длительность периодов соответственно ускорения замедления и дотягивания;
 θ — длительность паузы между подъемами.

Значение движущего усилия F для различных периодов движения определяется по диаграмме усилий, построение которой должно предшествовать определению эффективного движущего усилия одного из подъемных двигателей.

В связи с тем, что в период ускорения и в период равномерного хода обе асинхронные машины работают в двигательном режиме, значения усилий, подставляемые в формулу (551), должны быть уменьшены вдвое.

Для периода замедленного движения, исходя из приведенных выше соображений, принимается треугольная диаграмма усилий (при $x = 0$ $F = 0$, при $x = 1$ $F = F_{\text{дот}}$).

Значение сопротивления при дотягивании можно определить по формуле

$$F_{\text{дот}} = kQ - (p - q)H. \quad (553)$$

Пример. Определим эффективную мощность одной асинхронной машины управляемого двухдвигательного привода скипового подъема шахты № 121 комбината Карагандауголь.

Параметры подъемной установки

Высота подъема $H = 252,7$ м; скорость подъема $v = 5,5$ м/сек; заданное значение ускорения и замедления $j = 0,6$ м/сек²; емкость скипа $Q = 9$ т, вес скипа $G_0 = 5980$ кг; диаметр подъемного каната $d = 43,5$ мм; вес метра каната $p = 6,1$ кг; подъемная машина типа $2 \times 5 \times 2,3$. Длительность движения со скоростью дотягивания примем равной 4 сек. Вес всех движущихся частей подъемной установки, приведенный к ободу барабана, $G = 122\,740$ кг.

Этот вес включает в себя и приведенный вес ротора, работающего в настоящее время подъемного двигателя АТ-10В-8-23 мощностью 800 квт, $G_{\text{рот}} = 39\,600$ кг.

Принимая в первом приближении, что приведенный вес роторов двух двигателей равен $G_{\text{рот}}$, получим приведенную массу подъемной установки

$$\mathfrak{M} = \frac{G}{g} = \frac{122\,740}{9,81} = 12\,500 \text{ кг} \cdot \text{сек}^2/\text{м}.$$

На рис. 30 изображена диаграмма усилий, построенная для приведенных выше данных в предположении, что скип загружается на весу,

$$\Gamma_{\text{д}} = \mathfrak{M} j = 12\,500 \cdot 0,6 = 7500 \text{ кг}.$$

Для периода дотягивания пресм

$$F'_{\text{дот}} = \alpha F_{\text{дот}} = 1.2 (1.15 \cdot 9000 - 6.1 \cdot 252.7) = 10\,500 \text{ кг.}$$

Пользуясь диаграммой усилий, изображенной на рис. 30, определяем эффективное усилие, которое должен развивать однодвигательный привод,

$$F_{\text{эфф}}^* = \sqrt{\frac{\sum F^2 t}{T_{\text{эфф}}}} = \sqrt{\frac{8000}{54.5}} \cdot 10^3 = 12\,300 \text{ кг.}$$

Определяем эффективную мощность

$$P_{\text{эфф}}^* = \frac{F_{\text{эфф}}^* v}{102 \eta_t} = \frac{660}{\eta_t} \text{ квт.}$$

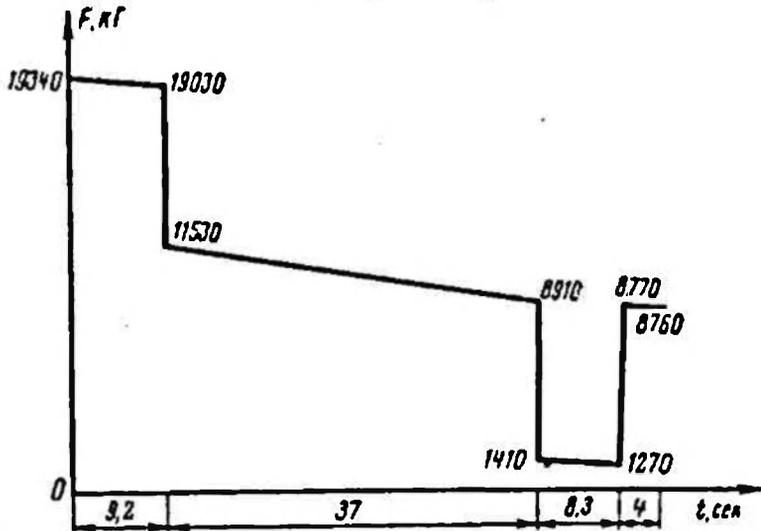


Рис. 30. Диаграмма усилий склюповой подъемной машины шахты № 121 комбината Карагайдауголь

Подобно предыдущему для одной асинхронной машины управляемого двухдвигательного привода получим

$$F_{\text{эфф}} = \sqrt{\frac{\sum F^2 t}{T_{\text{эфф}}}} = \sqrt{\frac{2554}{54.5}} 10^3 = 6850 \text{ кг.}$$

$$P_{\text{эфф}} = \frac{F_{\text{эфф}} v}{102 \eta_t} = \frac{370}{\eta_t} \text{ квт.}$$

Для периода замедленного движения

$$F^2 t = \frac{F'_{\text{дот}}{}^2 t_3}{3};$$

для периода дотягивания

$$F^2 t = F'_{\text{дот}}{}^2 t_4.$$

При этом

$$\frac{P_{\text{эфф}}}{P_{\text{эфф}}^*} = \frac{370}{660} = 0.56.$$

Полученные значения будут справедливы только в том случае, если суммарный маховый момент двух асинхронных машин управляемого двухдвигательного привода будет равен маховому моменту однодвигательного привода.

В действительности маховый момент двигателя АТ-18В7-24 мощностью 380 квт составляет $G D_{\text{рот}}^2 = 2600 \text{ кг.м}^2$.

Приведенный вес двух двигателей

$$2G'_{\text{рот}} = \frac{2G D_{\text{рот}}^2}{D^2} = \frac{5200}{25} = 20800 \text{ кг.}$$

Поэтому приведенный вес системы

$$G' = G - G_{\text{рот}} + 2G'_{\text{рот}} = 122740 - 30600 + 20800 = 103940 \text{ кг.}$$

Приведенная масса системы

$$\mathfrak{M}' = \frac{G'}{g} = 10800 \text{ кг} \cdot \text{сек}^2/\text{м.}$$

Поэтому

$$F'_2 = \mathfrak{M}' j = 6480 \text{ кг.}$$

что меньше принятого выше для двигателя 800 *квт* на 1000 *кг*.

Следует иметь в виду, что маховой момент двигателя АТ-19В7-21 мощностью 700 *квт*, равный 6800 *кгм*², также значительно больше суммарного махового момента двух асинхронных машин половинной мощности, который равен 5200 *кгм*².

Таким образом, суммарная мощность двух машин управляемого двухдвигательного привода примерно равна мощности одноподъемного привода.

Коэффициент перегрузки для асинхронной машины АТ-18В7-24 мощностью 380 *квт* будет равен:
для периода пуска

$$\gamma_1 = \frac{F_1}{2F'_{2\pm\phi}} = 1,307;$$

для периода дотягивания

$$\gamma_{2\pm\tau} = \frac{F'_{2\text{рот}}}{F'_{2\pm\phi}} = 1,50,$$

что допустимо.

Для двигателя АТ-18В7-24

$$\frac{P_{2\pm\phi}}{P'_{2\pm\phi}} = \frac{340}{600} = 0,515.$$

Приведенный краткий анализ подтверждает высокие достоинства управляемого асинхронного двухдвигательного привода.

Автоматизированный управляемый двухдвигательный привод должен найти самое широкое применение в качестве привода рудничной подъемной машины на неуравновешенных системах подъема глубоких и средней глубины шахт.

§ 2. Описание схемы автоматизированного управления двухдвигательного асинхронного привода

На рис. 31 приведена принципиальная схема автоматизированного управления двухдвигательным асинхронным приводом, разработанная автором совместно с Н. Г. Щукиным и А. Н. Кравченко¹. В периоды ускоренного движения и равномерного хода оба подъемных двигателя работают в двигательном режиме.

¹ Свидетельства о регистрации № 36718 и 37502, выданные в 1963 г.

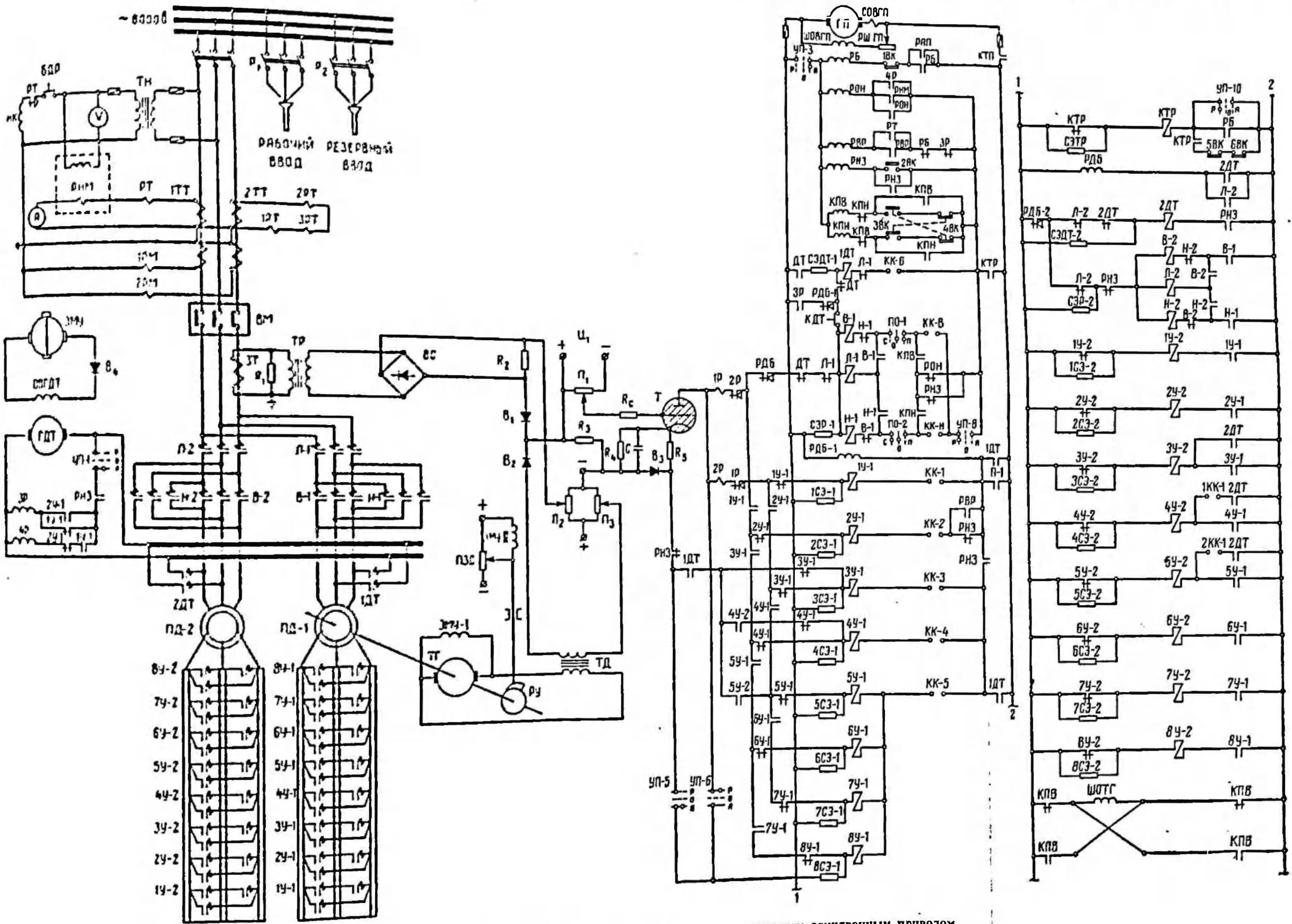


Рис. 31. Схема автоматизированного управления двухдвигательным асинхронным приводом

Период пуска автоматизирован в функции ускорения и тока нагрузки. При действии значительных отрицательных нагрузок автоматизация периода ускоренного движения осуществляется в функции тока подъемного двигателя, при положительных нагрузках — по ускорению. Схему пуска по току настраивают на срабатывание при минимальном значении тока в цепи статора подъемного двигателя, при котором еще отсутствует необходимость в автоматическом коротком замыкании. В качестве такой уставки можно принять ток двигателя, несколько больший, чем ток холостого хода.

Описание действия тириatronного устройства, осуществляющего автоматизированный запуск по ускорению и току, приведено в главе VII.

Пуск двигателей производится при помощи реле автоматического пуска РАИ (на рис. 31 не показано), срабатывающего при поступлении импульса от схемы сигнализации и замыкающего контакт в цепи реле РБ.

Реле РБ, включая контактор рабочего тормоза КТР, оттормаживает подъемную машину и включает один из контакторов выбора направления вращения КПВ или КПН. Выбор необходимого направления вращения подъемных двигателей осуществляется конечными выключателями ЗВК и АВН, устанавливаемыми обычно на указателе глубины.

Дальнейшее включение статорных и роторных контакторов системы управления первым двигателем ПД-1 происходит в функции ускорения или тока через анодную цепь тириatronа Т при ионизации последнего.

Контакторы управления вторым подъемным двигателем включаются при помощи блокировочных контактов контакторов управления первым двигателем.

После окончания периода пуска в начале равномерного хода при помощи конечного выключателя ВК происходит кратковременное размыкание цепи питания катушки реле РБ. Реле РБ обесточивается, его контакт в цепи реле РВР замыкается.

В период равномерного вращения органов навивки с максимальной скоростью при помощи реле направления мощности РНМ и реле тока РТ измеряется нагрузка.

Эти реле выбирают величину сопротивления роторного реостата асинхронной машины, работающей в период замедления в двигательном режиме, при котором исключается возможность возникновения в процессе управления недопустимых значений постоянного тока в обмотке якоря генератора динамического торможения. Обмотки асинхронной машины при этом не перегреваются. При действии номинальной нагрузки срабатывает реле тока РТ, которое п. о. блокирующим контактом включает промежуточное реле РВР.

Реле РВР, замыкая свой блок-контакт, создает для своей катушки обособленную цепь питания, помимо контакта реле тока РТ, и замыкает свой контакт в цепи контактора 2У-1, шунтирующий п. з. контакт реле начала замедления РНЗ.

Таким образом: в период замедленного движения в режиме управляемого двухдвигательного привода двигатель ПД-1 будет иметь характеристику, соответствующую наибольшему крутящему моменту (включен контактор 2У-1).

В начале периода замедления кратковременно замыкается контакт концевой выключателя 2ВК, что обуславливает срабатывание реле начала замедления РИЗ. Реле РИЗ, замыкая п. о. контакт, создает обособленную цепь питания для своей катушки, помимо контакта концевой выключателя 2ВК, и, размыкая п. о. контакт в цепи питания катушек контакторов управления, обеспечивает отключение контакторов 3У-1, 4У-1, 5У-1, 6У-1, 7У-1, 8У-1, 3У-2, 4У-2, 5У-2, 6У-2, 7У-2 и 8У-2.

В начале замедления контакты командоконтроллера КК-1, рукоятка которого связана с кулачком на диске индикатора глубины, 1КК-1, 2КК-1 и 3КК-1 разомкнуты. В процессе замедления в функции пути в соответствии с заданной тахограммой хода постепенно замыкаются контакты 3КК-1, 2КК-1 и 1КК-1, что обуславливает последовательное срабатывание контакторов 5У-2, 4У-2 и 3У-2.

При этом в процессе выполнения заданной диаграммы скорости происходит плавное тормозное момент асинхронной машины, работающей в режиме динамического торможения. Возможность работы асинхронной машины на неустойчивых закртыческих режимах в этом случае исключена.

Реле РИЗ размыкает цепь питания катода тиристора Т и создает цепь, обеспечивающую возможность включения контакторов 3У-1, 4У-1 и 5У-1 схемы управления двигателем ПД-1 при переводе его в режим регулируемого динамического торможения. Одновременно реле РИЗ включает катушки реле ЗР и 4Р на зажимы якоря генератора динамического торможения через блок-контакты контакторов 1У-1 и 2У-1. При срабатывании реле 4Р включается реле РОП, в результате чего обесточиваются катушки контакторов статорного переключателя и подъемный двигатель отключается от сети переменного тока. Реле ЗР предназначено для отключения реле РВР, осуществляющего перевод асинхронной машины ПД-1 в режим управляемого динамического торможения, при превышении допустимой величины тока в цепи якоря генератора динамического торможения.

Выполнение заданной тахограммы хода в период замедления производится главным образом при помощи замкнутой системы управления, представленной индикатором скорости, состоящим из тахогенератора и потенциометра заданной скорости ПЗС, которые обеспечивают питание двух обмоток управления электромашинного усилителя ЭМУ-1 и ЭМУ-2, электромашинного усилителя ЭМУ и генератора динамического торможения ГДТ, питающего статор асинхронных машин при работе их в режиме динамического торможения.

Если в процессе замедления нагрузка будет уменьшаться, ток в цепи якоря генератора динамического торможения будет увеличиваться.

ваться и, когда он превысит допустимое значение, сработает реле *ЗР*. Реле *ЗР*, разомкнув контакт в цепи реле *РВР*, обесточит контактор *ЗУ-1*. Вследствие этого уменьшаются замедление подъемной машины, ток, протекающий в цепи якоря генератора динамического торможения, и тормозной момент, развиваемый асинхронной машиной, работающей в режиме динамического торможения. Последующее замедление подъемной машины может происходить без включения контакторов ускорения.

В период разгрузки опрокидных сосудов нагрузка может стать отрицательной. В этом случае ток в цепи якоря генератора динамического торможения достигнет величины срабатывания реле *АР*, в результате чего включится реле отрицательной нагрузки *РОН*, которое разорвет цепь питания катушек статорного переключателя. Статор асинхронной машины *ПД-1* отсоединится от сети переменного тока, асинхронная машина *ПД-2* будет продолжать работать в режиме динамического торможения.

Если тормозной момент, развиваемый асинхронной машиной, работающей в режиме динамического торможения, снова превысит допустимое значение, то новое срабатывание реле *ЗР* обусловит включение контактора динамического торможения первого двигателя *1ДТ*. Обе асинхронные машины при этом будут работать в режиме регулируемого динамического торможения. Шунтирование необходимых секций роторного реостата и в этом случае будет осуществляться в функции пути в соответствии с заданной тахограммой хода при помощи блок-контактов контакторов управления вторым двигателем *ЗУ-2*, *4У-2* и *5У-2*.

Так осуществляется выполнение заданной тахограммы хода в период замедленного движения.

На уровне приемной площадки размыкается один из контактов конечного выключателя *5ВК* или *6ВК*, после чего происходит отключение подъемных двигателей и стопорение подъемной машины рабочим тормозом. При действии значительной отрицательной нагрузки пуск асинхронных машин осуществляется по току с уставкой, несколько превышающей величину тока холостого хода.

В период равномерного хода при этой нагрузке контакт реле тока *РТ* будет разомкнут; сработает реле направления мощности *РНМ* и поэтому при включении в начале периода замедления реле начала замедления *РНЗ* асинхронная машина *ПД-1* будет отключена от сети.

§ 3. Расчет параметров системы автоматического управления асинхронным двухдвигательным приводом

Принципиальная структурная схема соединений звеньев управляемого двухдвигательного привода приведена на рис. 32.

Система автоматического управления двухдвигательным асинхронным приводом может быть описана следующими уравнениями.

Уравнение измерительного звена

$$L_3 \frac{di_3}{dt} + R_3 i_3 = k_v (u - v) + k_j \frac{du}{dt}, \quad (554)$$

где

$$\left. \begin{aligned} k_v &= \frac{E_1}{V}; \\ R_3 &= R_\gamma + R_{п.з} + R_{з.д.с.б.} + R_{т.г} + R_{т.о} \end{aligned} \right\} \quad (555)$$

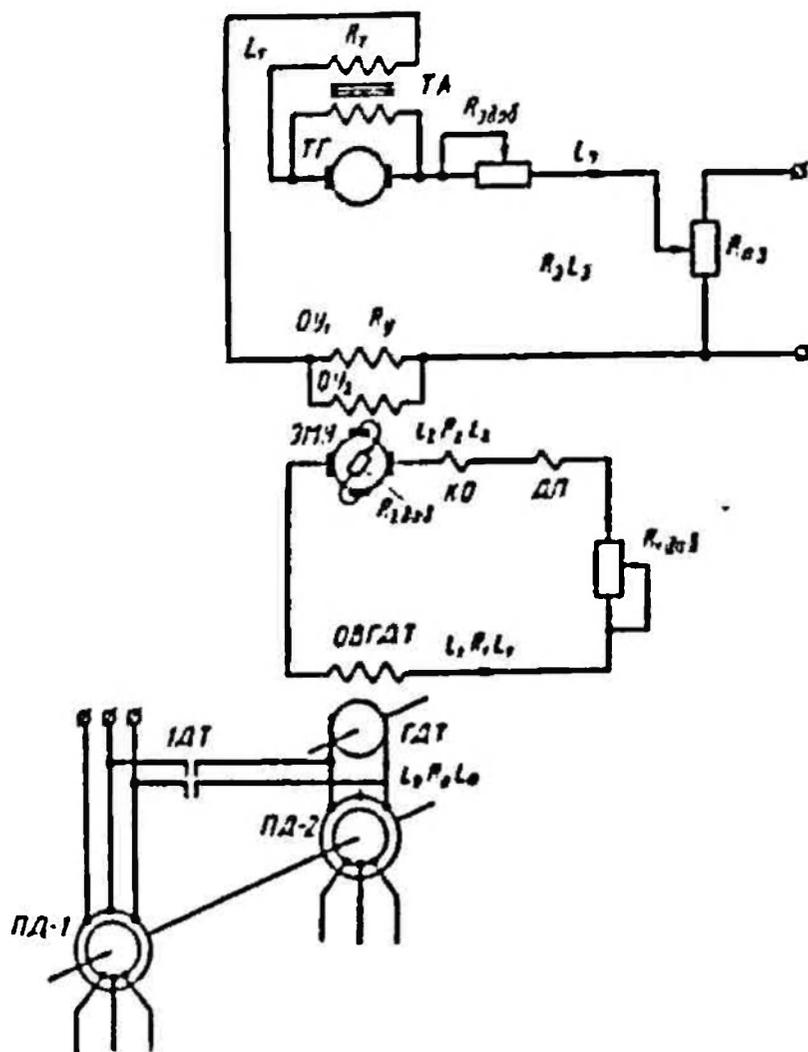


Рис. 32. Принципиальная структурная схема цепей управления управляемого двухдвигательного привода

Разделив выражение (454) на R_3 и умножив полученное уравнение на R_γ , получим

$$T_3 \frac{du_\gamma}{dt} + u_\gamma = k_3 (u - v) + \frac{R_\gamma}{R_3} k_j \frac{du}{dt}, \quad (556)$$

где

$$\left. \begin{aligned} k_3 &= \frac{R_\gamma}{R_3} k_v; \\ T_3 &= \frac{L_\gamma}{R_3}. \end{aligned} \right\} \quad (557)$$

u_1 — падение напряжения в обмотках управления электромашинного усилителя.

Уравнение цепи короткозамкнутой обмотки электромашинного усилителя

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 = e_2. \quad (558)$$

Разделив уравнение (558) на значение активного сопротивления короткозамкнутой цепи ЭМУ R_2 , получим

$$T_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 = \frac{e_2}{R_2}, \quad (559)$$

где e_2 — э. д. с., индуцированная в короткозамкнутой обмотке электромашинного усилителя.

С другой стороны,

$$e_2 = k_{21} u_1, \quad (560)$$

где k_{21} — коэффициент усиления по напряжению первой ступени электромашинного усилителя.

Подставив значение э. д. с. e_2 из выражения (560) в уравнение (559), получим

$$T_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 = \frac{k_{21}}{R_2} u_1 = k_2 u_1, \quad (561)$$

где

$$k_2 = \frac{k_{21}}{R_2}. \quad (562)$$

Уравнение цепи обмотки возбуждения генератора динамического торможения может быть записано в следующем виде:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 = k_{22} i_2. \quad (563)$$

Разделив на R_1 , получим

$$T_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 = k_1 i_2, \quad (564)$$

где

$$k_1 = \frac{k_{22}}{R_1}. \quad (565)$$

Уравнение цепи якоря генератора динамического торможения

$$T_0 \frac{di_0}{dt} + i_0 = k_0 i_1, \quad (566)$$

где

$$k_0 = \frac{E_0}{I_0 R_0}. \quad (567)$$

Уравнение машины по-прежнему

$$\left. \begin{aligned} \frac{du}{dt} &= \Theta_M (I_{02} - i_0), \\ \Theta_M &= \frac{2E_{ст.м} I_0 c_p}{\Omega I_0^2}. \end{aligned} \right\} \quad (568)$$

Здесь при определении I_{0cp} необходимо учитывать наличие второго подъемного двигателя, который может работать или в двигательном режиме, или в режиме динамического торможения.

Решая совместно полученные уравнения и принимая во внимание, что $u = v + \Delta u$, после преобразований имеем

$$\begin{aligned}
 & T_0 T_1 T_2 T_3 \frac{d^4 \Delta u}{dt^4} + (T_0 T_1 T_2 + T_0 T_2 T_3 + T_1 T_2 T_3) \frac{d^3 \Delta u}{dt^3} + \\
 & + (T_0 T_1 + T_0 T_2 + T_0 T_3 + T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \frac{d^2 \Delta u}{dt^2} + \\
 & + (T_0 + T_1 + T_2 + T_3) \frac{d \Delta u}{dt} + \left(1 + \frac{k_0 k_1 k_2 R_7 \theta_m k_1}{H_2} \right) \frac{d \Delta u}{dt} + \\
 & + k_0 k_1 k_2 k_3 \theta_m \Delta u = \theta_m I_{02}.
 \end{aligned} \tag{569}$$

С другой стороны,

$$\Delta u = \Delta u_s + \Delta u_d. \tag{570}$$

Статическую нагрузку, а поэтому и Δu_s , в течение переходного процесса принимаем постоянными. Подставив значение Δu из выражения (570) в уравнение (569), имея в виду, что

$$\Delta u_s = \frac{I_{02}}{k_0 k_1 k_2 k_3}, \tag{571}$$

получим

$$\frac{d^4 \Delta u_d}{dt^4} + a_1 \frac{d^3 \Delta u_d}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 \Delta u_d}{dt^2} + a_3 \frac{d \Delta u_d}{dt} + a_4 \Delta u_d = 0, \tag{572}$$

где

$$\left. \begin{aligned}
 a_1 &= \frac{1}{T_0} + \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_3}; \\
 a_2 &= \frac{1}{T_0 T_1} + \frac{1}{T_0 T_2} + \frac{1}{T_0 T_3} + \frac{1}{T_1 T_2} + \frac{1}{T_1 T_3} + \frac{1}{T_2 T_3}; \\
 a_3 &= \frac{1}{T_0 T_1 T_2} + \frac{1}{T_0 T_1 T_3} + \frac{1}{T_0 T_2 T_3} + \frac{1}{T_1 T_2 T_3}; \\
 a_4 &= \frac{1}{T_0 T_1 T_2 T_3} \left(1 + \frac{k_0 k_1 k_2 R_7 k_1}{H_2} \theta_m \right); \\
 a_5 &= \frac{k_0 k_1 k_2 k_3}{T_0 T_1 T_2 T_3} \theta_m.
 \end{aligned} \right\} \tag{573}$$

Для уравнения пятого порядка критерии оптимальной добротности регулирования [см. формулы (37) и (38)] дают

$$\left. \begin{aligned}
 a_1 &= \frac{\nu_1}{\tau_p} = 0; \\
 a_2 &= \frac{2}{5} \theta^2; \\
 a_3 &= \frac{2}{25} \theta^3; \\
 a_4 &= \frac{1}{125} \theta^4; \\
 a_5 &= \frac{1}{5^5} \theta^5.
 \end{aligned} \right\} \tag{574}$$

Приравнивая правые части выражений (573) и (574), имеем

$$\frac{1}{T_0} + \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_3} = 0; \quad (575)$$

$$\frac{1}{T_0 T_1} + \frac{1}{T_0 T_2} + \frac{1}{T_0 T_3} + \frac{1}{T_1 T_2} + \frac{1}{T_1 T_3} + \frac{1}{T_2 T_3} = \frac{2}{5} 0^2; \quad (576)$$

$$\frac{1}{T_0 T_1 T_2} + \frac{1}{T_0 T_2 T_3} + \frac{1}{T_0 T_1 T_3} + \frac{1}{T_1 T_2 T_3} = \frac{2}{25} 0^3; \quad (577)$$

$$\frac{1}{T_0 T_1 T_2 T_3} \left(1 + \frac{k_0 k_1 k_2 R_{\gamma} k_j}{R_3} 0_m \right) = \frac{1}{125} 0^4; \quad (578)$$

$$\frac{k_0 k_1 k_2 k_3}{T_0 T_1 T_2 T_3} 0_m = \frac{1}{3125} 0^5. \quad (579)$$

Пример расчета системы автоматизированного управления двухдвигательным асинхронным приводом с электромашиным усилителем. В качестве исходных данных для расчета примем параметры скиповой подъемной установки шахты № 122 комбината Карагандауголь, приведенные в § 6 главы III. Примем, кроме того $\Delta u_c = 0,3$ м/сек и $\Delta u_d = 0,3$ м/сек.

1. Будем рассматривать наиболее тяжелый случай регулирования, который будет иметь место при работе двух асинхронных подъемных двигателей в режиме динамического торможения.

Активное сопротивление цепи якоря генератора динамического торможения в этом случае

$$R'_0 = \frac{2r_{\phi}}{2} = r_{\phi} = 1,38 \text{ ом.}$$

2. Активное сопротивление цепи якоря генератора динамического торможения для паспортных значений машины ПН-290 можно определить из выражения

$$R_0 = \frac{E_0}{I_0} = \frac{460}{87} = 5,3 \text{ ом.}$$

3. Определяем величину постоянной времени цепи якоря генератора динамического торможения при $R_0 = 5,3$ ом.

$$T_0 = \frac{2r_{\phi} T'_0}{2R_0} = \frac{2 \cdot 1,38 \cdot 0,9}{2 \cdot 5,3} = 0,23 \text{ сек.}$$

4. Напряжения на зажимах обмотки возбуждения генератора динамического торможения ГДТ будет равно 230 в при номинальной э. д. с. ЭМУ, также равной 230 в, только в случае отсутствия в цепи якоря электромашиного усилителя каких-либо дополнительных сопротивлений.

Поэтому примем для расчета конструктивное значение постоянной времени цепи обмотки возбуждения ГДТ

$$T_1 = 0,14 \text{ сек.}$$

Для кратких корней характеристического уравнения пятого порядка из табл. 1 и 2 имеем

$$\sigma = \frac{v_1}{\tau_p} = \frac{v_1 |j|}{1,8 \Delta u_d} = \frac{40 \cdot 0,6}{1,8 \cdot 0,3} = 51.$$

Примем $T_2 = T_3$. Для этого случая, пользуясь формулой (575), получим

$$T_2 = T_3 = \frac{2}{0 - \frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_1}} = \frac{2}{51 - \frac{1}{0,23} - \frac{1}{0,14}} = 0,051 \text{ сек.}$$

5. Проверяем справедливость формулы (576) для полученных значений постоянных времени цепей управления

$$\frac{2}{5} \theta^2 = 1040;$$

$$\frac{1}{T_0 T_1} + \frac{1}{T_0 T_2} + \frac{1}{T_0 T_3} + \frac{1}{T_1 T_2} + \frac{1}{T_1 T_3} + \frac{1}{T_2 T_3} = 866,$$

что допустимо.

6. Проверяем справедливость формулы (577)

$$\frac{2}{25} \theta^3 = 10600;$$

$$\frac{1}{T_0 T_1 T_2} + \frac{1}{T_0 T_1 T_3} + \frac{1}{T_0 T_2 T_3} + \frac{1}{T_1 T_2 T_3} = 5640.$$

Ошибка несмысленно значительна, но она находится в пределах изменения величин постоянных времени T_0 , T_1 , T_2 и T_3 при колебаниях нагрузки (см. табл. 9). Точного решения для кратких корень это уравнение не имеет, но полученное решение лежит в области, которая отвечает требованиям эксплуатации и условиям задачи.

Действительная длительность переходного процесса близка к заданной.

7. Величину коэффициента θ_m определяем для средних значений тока возбуждения подъемного двигателя $2I_{0\text{ ср}} = I_0$

$$\theta_m = \frac{F_{\text{ст. м}} \cdot 2I_{0\text{ ср}}}{2R I_0^2} = \frac{F_{\text{ст. м}}}{2R I_0} = \frac{1,65}{87} = 0,019.$$

8. Определяем значение коэффициента усиления системы управления по формуле (571)

$$k' = k_0 k_1 k_2 k_3 = \frac{I_m}{\Delta u_c} = \frac{87}{0,3} = 290.$$

9. Определяем значение коэффициента усиления по формуле (579)

$$k'' = k_0 k_1 k_2 k_3 = \frac{T_2 T_1 T_0 T_3 \theta^2}{\theta_m \cdot 3125} = \frac{0,23 \cdot 0,14 \cdot 0,051^2 \cdot 51^2}{0,019 \cdot 3125} = 420 \approx k'.$$

10. Коэффициент усиления генератора динамического торможения определяем по формуле (587)

$$k_0 = \frac{E_n}{I_1 R_n} = \frac{E_n R_n}{E_{n0} R_n} = \frac{460 \cdot 55}{230 \cdot 5,3} = 20,7.$$

Имеем

$$k_1 k_2 k_3 = \frac{k''}{k_0} = 6^2.$$

11. В качестве электромашинного усилителя выберем ЭМУ-25 ($P = 2,5 \text{ кт}$; $U_n = 230 \text{ в}$; $I_n = 10,9 \text{ а}$). Электромашинный усилитель имеет две обмотки управления. Двигатель обмотки управления ОУ-1: сопротивление $r = 985 \text{ ом}$; постоянная времени $T = 0,09 \text{ сек}$; $I = 22 \text{ ма}$. Двигатель обмотки управления ОУ-2: $r = 985 \text{ ом}$; $T = 0,09$; $I = 22 \text{ ма}$. Обмотки управления соединены параллельно и включены в цепь сравнения. Компенсационная обмотка: $r = 1,01 \text{ ом}$; $T = 0,135 \text{ сек}$. Короткозамкнутая цепь якоря: $T = 0,09 \text{ сек}$; $r = 2 \text{ ом}$.

12. Определяем величину активного сопротивления короткозамкнутой цепи электромашинного усилителя

$$r_1 = \frac{T_r}{T_1} = \frac{0,09 \cdot 2}{0,051} = 3,5 \text{ ом}.$$

13. Определяем величину активного сопротивления, которое должно быть включено в короткозамкнутую цепь электромагнитного усилителя,

$$R_3 \text{ доб} = R_3 - r = 3,5 - 2 = 1,5 \text{ ом.}$$

В качестве тахогенератора примем машину постоянного тока ПИ-45 (3,3 квт; $E = 460 \text{ в}$; $I = 7,2 \text{ а}$; $R_{\text{я}} = 3,5 \text{ ом}$).

15. Определяем величину активного сопротивления цепи сравнения. Расчет будем вести для самого неблагоприятного случая, который имеет место при активном сопротивлении потенциометра заданной скорости, равном нулю (провод достигивания). Постоянной времени якорной обмотки тахогенератора пренебрегаем.

Пусть индуктивность вторичной обмотки трансформатора акселерометра $L_T = 20 \text{ мн}$, а ее активное сопротивление $R_T = 500 \text{ ом}$.

Обмотки управления соединим параллельно, подключив к ним последовательно вторичную обмотку трансформатора акселерометра.

Постоянная времени такой цепи может быть определена из выражения

$$T_3' = \frac{L_3'}{R_3'} = \frac{\frac{L_0 y}{2} + L_T}{\frac{R_0 y}{2} + R_T} = \frac{\frac{r}{2} + L_T}{\frac{r}{2} + R_T} = \frac{\frac{0,09 \cdot 985}{2} + 20}{\frac{985}{2} + 500} = 0,064 \text{ сек.}$$

Поэтому в цепь сравнения должно быть дополнительно включено сопротивление

$$R_3 \text{ доб} = R_3 - R_3' = \frac{\bar{T}_3' \bar{R}_3'}{T_3'} - R_3' = \frac{0,064 \cdot 992}{0,051} - 992 = 1240 - 992 = 248 \text{ ом.}$$

16. Определяем величину э. д. с., которая будет действовать в цепи сравнения при статическом отклонении действительной скорости от заданной, равном Δu_c ,

$$\Delta E = \frac{E_3}{V} \Delta u_c = \frac{460}{5} 0,3 = 28 \text{ в.}$$

17. Определяем напряжение на зажимах обмотки управления ЭМУ

$$U_{0y} = \frac{\Delta E}{R_3} \cdot \frac{r}{2} = \frac{28 \cdot 985}{1240 \cdot 2} = 11,1 \text{ в.}$$

18. Определяем ток в обмотке управления

$$I_{0y} = \frac{U_{0y}}{r} = \frac{11,1}{985} = 0,0114 \text{ а.}$$

19. Общий ток управления благодаря параллельному включению двух обмоток управления

$$I_y = 2I_{0y} = 0,0228 \text{ а.}$$

При данном токе управления на зажимах якоря ЭМУ не может быть получена расчетная э. д. с., по величине равная 230 в, а поэтому не может быть получено заданное качество управления.

При номинальном токе управления $I = 0,022 \text{ а}$ и отсутствии дополнительных сопротивлений в цепи короткозамкнутой обмотки э. д. с. ЭМУ равно 230 в. При наличии сопротивления $R_3 \text{ доб}$ величина расчетного тока управления, при котором э. д. с. ЭМУ будет номинальной, определится из выражения

$$I_{yT} = \frac{R_2}{r_2} I_{yH} = \frac{3,5}{2} 0,022 = 0,0385 \text{ а.}$$

20. Полученное значение тока управления будет иметь место при величине э. д. с., действующей в цепи сравнения, равной

$$\Delta E_p = \Delta E \frac{I_{уп}}{I_T} = \frac{28 \cdot 0,0385}{0,0228} = 475 \text{ в.}$$

что невозможно получить при использовании стандартных электрических машин.

21. Для обеспечения заданной точности управления в схему управления введем безинерционный электронный усилитель ЭУ.

В качестве такого усилителя может быть использовано полупроводниковое устройство, изображенное на рис. 60, состоящее из двух полупроводниковых триодов П12, емкости C_1 , сопротивлений R_1, R_2 и R_3 и двух вспомогательных источников постоянного тока BC_1 и BC_2 .

Лучшим усилителем, безусловно, будет электронное устройство с высокоомным входом. Это позволит использовать дифференцирующий трансформатор малых геометрических размеров.

При использовании такого безинерционного усилителя уравнение (556) примет вид

$$T_2 \frac{du_T}{dt} + u_T = k'_2 (u - e) + \frac{R_T}{R_1} k'_j \frac{du}{dt} \quad (580)$$

где

$$k'_2 = \frac{R_T}{R_2} k_2 k_{2T};$$

$$k'_j = k_j k_{jT}.$$

22. При наличии электронного усилителя расчетное активное сопротивление R_{2p} будет иметь иное значение. Пренебрегая выходным сопротивлением усилителя, имеем

$$R_{2p} = \frac{T'_2 R'_2}{T_2} = \frac{0,09 \cdot 0,95}{0,051 \cdot 2} = 865 \text{ ом.}$$

$$R_{3 доб} = R_3 - R'_3 = 865 - 495 = 370 \text{ ом.}$$

23. Определяем расчетное значение напряжения на выходе усилителя

$$u_{в.у} = I_{уп} R_3 = 0,043 \cdot 865 = 37 \text{ в.}$$

24. Определяем коэффициент усиления по напряжению электронного усилителя

$$k_{в.у} = \frac{u_{в.у}}{\Delta E} = \frac{37}{28} = 1,32.$$

25. Коэффициент воздействия по производной находим по формуле

$$k'_j = \frac{R_3}{R_T k_0 k_1 k_2 \theta_m k_T} \left(\frac{T_0 T_1 T_2 T_3 \theta^4}{125} - 1 \right) = \frac{865 \cdot 3,5}{495 \frac{492 \cdot 865 \cdot 5}{495 \cdot 400 \cdot 1,6} 0,019 \cdot 1,6} = 38 \text{ в.сек}^2/\text{м.}$$

26. Решение задачи может быть также получено при соединении катушек обмотки возбуждения генератора динамического торможения в две параллельные цепи. Это решение не требует введения специального усилителя.

В случае соединения катушек обмотки возбуждения в две параллельные цепи постоянная времени останется прежней (0,14 сек), но индуктивность и активное сопротивление цепи возбуждения уменьшаются в четыре раза

$$R_{0в} = \frac{R_1}{4} = \frac{55}{4} = 13,7 \text{ ом.}$$

Рассчитаем систему управления для этого случая.

27. При принятых условиях можно считать, что

$$T_1 = T_2 = T_3.$$

Из формулы (575) имеем

$$T_1 = T_2 = T_3 = \frac{3T_0}{\theta T_0 - 1} = \frac{3 \cdot 0,23}{51 \cdot 0,23 - 1} = 0,064 \text{ сек.}$$

28. Проверим справедливость формул (576) и (577) для выбранных постоянных времени

$$\frac{2}{5} \theta^2 = 1040;$$

$$\frac{1}{T_0 T_1} = \frac{1}{T_0 T_2} = \frac{1}{T_0 T_3} = \frac{1}{T_1 T_2} = \frac{1}{T_1 T_3} = \frac{1}{T_2 T_3} = 939;$$

$$\frac{2}{25} \theta^3 = 10600;$$

$$\frac{1}{T_0 T_1 T_2} + \frac{1}{T_0 T_1 T_3} + \frac{1}{T_0 T_2 T_3} + \frac{1}{T_1 T_2 T_3} = 7020,$$

что допустимо.

Переходный процесс будет достаточно близок к решению, соответствующему кратным корням характеристического уравнения.

29. Суммарное значение сопротивлений обмотки якоря и компенсационной обмотки ЭМУ-25 равно 3,5 ом.

Определим активное сопротивление цепи якоря ЭМУ при постоянной времени $T_1 = 0,064 \text{ сек}$

$$R_1 = \frac{T_1 R_{0в}}{T_1} = \frac{0,14 \cdot 13,7}{0,064} = 30 \text{ ом.}$$

$$R_{1 доб} = R_1 - R_{я} - R_{0в} = 30 - 3,5 - 13,7 = 12,8 \text{ ом.}$$

30. При принятом соединении катушек обмотки возбуждения генератора динамического торможения номинальное напряжение возбуждения $E_{0в} = 115 \text{ в.}$

Это напряжение на зажимах обмотки возбуждения будет получено при э. д. с. ЭМУ

$$E_1 = \frac{E_{0в} R_{0в}}{R_1} = \frac{115 \cdot 30}{13,7} = 240 \text{ в.}$$

31. Выбранный выше ЭМУ-25 соответствует току, величина которого при спуске наибольшего груза

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1} = \frac{240}{30} = 8 \text{ а.}$$

32. Определяем величину активного сопротивления короткозамкнутой обмотки ЭМУ

$$R_2 = \frac{T r}{T_2} = \frac{0,09 \cdot 2}{0,064} = 2,6 \text{ ом.}$$

$$R_{2 доб} = R_2 - r = 2,6 - 2 = 0,6 \text{ ом.}$$

33. Ток в цепи сравнения при $\Delta u_0 = 0,3$

$$I_2 = \frac{\Delta E_3}{R'_2} = \frac{28}{992} = 0,028 \text{ а.}$$

34. Определяем значение э. д. с. на выходе ЭМУ при токе управления
 $I_3 = 0,028 \text{ а}$

$$E_1 = \frac{E_{1н} I_3}{I_3 R_2} = \frac{220 \cdot 0,028 \cdot 2}{0,028 \cdot 2,6} = 177 \text{ в,}$$

что соответствует заданному значению.

35. Определяем коэффициент воздействия по ускорению. Коэффициент усиления системы определяем по формуле

$$k = k_0 k_1 k_2 k_3 = \frac{T_0 T_1 T_2 T_3 \theta^5}{\theta_M \cdot 3125} = \frac{0,23 \cdot 0,064^3 \cdot 51^5}{0,019 \cdot 3125} = 350;$$

$$k_0 k_1 k_2 = \frac{k}{k_3} = \frac{350 V R_2}{R_7 E_2} = \frac{350 \cdot 5 \cdot 992}{460 \cdot 492} = 7,7,$$

откуда

$$k_j = \frac{R_2}{R_7 k_0 k_1 k_2 \theta_M} \left[\frac{T_0 T_1 T_2 T_3 \theta^5}{125} - 1 \right] =$$

$$= \frac{992}{460 \cdot 0,019 \cdot 7,7} \left[\frac{0,23 \cdot 0,064^3 \cdot 51^5}{125} - 1 \right] = 31.$$

СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ РУДНИЧНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНОЙ ПРИ ПОМОЩИ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

§ 1. Передаточная функция системы управления

Структурная схема системы автоматического управления рудничной подъемной машины с обратной связью представлена на рис. 33.

В рассматриваемой системе на вход управляющих элементов подается сигнал рассогласования Δe , равный алгебраической разности между выходной координатой задающего устройства e_v и выходной координатой обратной связи e_u .

Заданная скорость v представляет собой командный сигнал, подаваемый на вход системы управления, а действительная скорость u — регулируемую величину в качестве выходной координаты. В управляющих элементах сигнал рассогласования усиливается

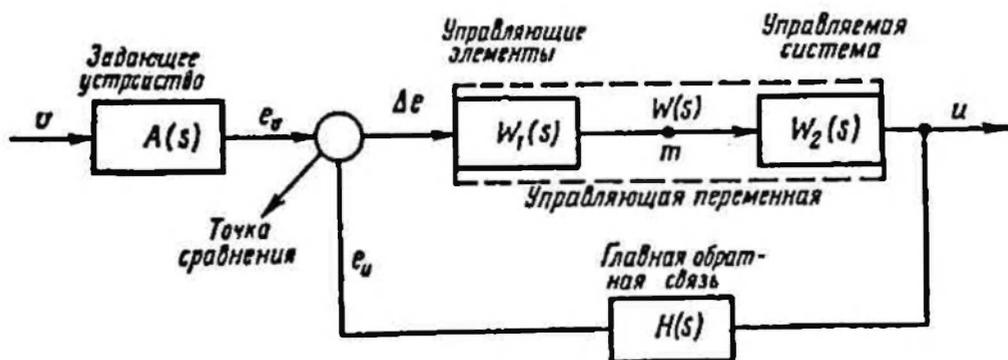


Рис. 33. Структурная схема системы автоматического управления рудничной подъемной машины с обратной связью

и затем воздействует на управляемые элементы (объект управления), снижая разность между заданной v и действительной u скоростями до нуля.

Оператор $W(s)$ является передаточной функцией, устанавливающей зависимость между выходной координатой u и сигналом рассогласования ΔE

$$\frac{u}{\Delta e} = W(s). \quad (581)$$

Оператор $\Pi(s)$ представляет собой передаточную функцию обратной связи, а оператор $A(s)$ — передаточную функцию задающего устройства.

В частном случае, при простой системе управления, когда

$$A(s) = \Pi(s) = 1, \quad (582)$$

$$\frac{u}{\Delta u} = W(s) \quad (583)$$

представляет собой передаточную функцию разомкнутого контура системы.

Передаточной функцией замкнутой системы управления называется частотное отношение регулируемой величины u к входной задающей величине e_v

$$\frac{u}{e_v} \quad (584)$$

Для простой системы управления ($e_v = v$; $\Delta e = \Delta u = v - u$) передаточная функция замкнутой системы может быть определена следующим образом:

$$W(s)(v - u) = u, \quad (585)$$

откуда

$$\frac{u}{v} = \frac{W(s)}{1 + W(s)}. \quad (586)$$

Передаточная функция ошибки системы является частотным отношением ошибки системы к задающей входной координате

$$\frac{\Delta e}{e_v} \quad (587)$$

Для простой системы

$$\frac{\Delta u}{v} = \frac{\Delta u}{u} \cdot \frac{u}{v} = \frac{W(s)}{1 + W(s)} \cdot \frac{1}{W(s)} = \frac{1}{1 + W(s)}. \quad (588)$$

Передаточной функцией разомкнутого контура системы является частотная характеристика отношения сигнала обратной связи к сигналу рассогласования

$$\frac{e_u}{\Delta e} \quad (589)$$

Для простой системы имеет место выражение (583).

Преимущества частотных методов исследования и расчета систем автоматического регулирования общезвестны.

Передаточные функции очень хорошо описывают динамику звеньев системы и системы регулирования в целом. Они позволяют исследовать каждый параметр системы управления отдельно и установить степень его влияния на общую характеристику системы.

Частотный метод обеспечивает получение всех данных о поведении системы регулирования в замкнутом состоянии непосредственно путем изучения передаточной функции разомкнутой системы.

Для линейной системы, имеющей конечное число степеней свободы дифференциальное уравнение, описывающее поведение системы в операторной форме в общем случае имеет вид

$$(a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0) x_{\text{вых}} = (b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0) x_{\text{вх}}, \quad (590)$$

где $x_{\text{вх}} = x_{\text{вх}}(t)$ — возмущающее воздействие, подаваемое на вход системы;

$x_{\text{вых}} = x_{\text{вых}}(t)$ — реакция на выходе системы;

a_0, a_1, \dots, a_n и b_0, b_1, \dots, b_m — постоянные коэффициенты, определяемые параметрами системы.

Обычно $n > m$.

В связи с этим передаточная функция линейной системы может быть записана в виде

$$W(s) = \frac{x_{\text{вых}}}{x_{\text{вх}}} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}. \quad (591)$$

Для систем автоматического управления рудничными подъемными машинами

$$x_{\text{вых}} = u,$$

$$x_{\text{вх}} = \Delta u = v - u.$$

Передаточная функция (591) называется передаточной функцией разомкнутой системы управления.

Передаточной функцией замкнутой системы управления рудничной подъемной машиной называется отношение

$$\Phi(s) = \frac{u}{v}. \quad (592)$$

Разложив на множители числитель и знаменатель, получим

$$W(s) = \frac{b_m}{a_n} \cdot \frac{(s - \gamma_1)(s - \gamma_2) \dots (s - \gamma_m)}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2) \dots (s - \lambda_n)}. \quad (593)$$

Нули числителя называются нулями функции $W(s)$, нули знаменателя — полюсами функции $W(s)$.

Корни могут быть вещественными, мнимыми или комплексными сопряженными. В зависимости от значения корней множители могут иметь следующий вид.

Если числитель или знаменатель имеют ν нулевых корней, один из множителей будет представлен следующим выражением

$$\frac{1}{s^\nu}. \quad (594)$$

Пусть числитель имеет μ , а знаменатель ϱ вещественных корней, отличных от нуля

$$\left. \begin{aligned} \gamma_i &= -\beta_i & (\text{где } i &= 1, 2, 3, \dots, \mu); \\ \lambda_i &= -\omega_i & (\text{где } i &= 1, 2, 3, \dots, \varrho). \end{aligned} \right\} \quad (595)$$

Тогда следующие два множителя будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} s - \gamma_i &= s + \beta_i = \frac{1}{\tau_i} (\tau_i s + 1); \\ \frac{1}{s - \lambda_i} &= \frac{1}{s + \omega_i} = \frac{1}{\frac{1}{T_i} (T_i s + 1)}, \end{aligned} \right\} \quad (596)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \tau_i &= \frac{1}{\beta_i}; \\ T_i &= \frac{1}{\omega_i}. \end{aligned} \right\} \quad (597)$$

Комплексные корни числителя и знаменателя, если они существуют являются комплексно сопряженными.

Для числителя имеем

$$\begin{aligned} (s - \gamma_i)(s - \gamma_{i+1}) &= s^2 + 2\alpha_i s + (\alpha_i^2 + \beta_i^2) = \\ &= \frac{1}{\tau_{\alpha i}^2} (\tau_{\alpha i}^2 s^2 + 2\tau_{\alpha i} s + 1), \end{aligned} \quad (598)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \tau_{\alpha i} &= \frac{1}{\sqrt{\alpha_i^2 + \beta_i^2}}; \\ \zeta_{\alpha i} &= \frac{\alpha_i}{\sqrt{\alpha_i^2 + \beta_i^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (599)$$

Для знаменателя получим

$$\begin{aligned} \frac{1}{(s - \lambda_i)(s - \lambda_{i+1})} &= \frac{1}{s^2 + 2\alpha_s s + (\alpha_s^2 + \beta_s^2)} = \\ &= \frac{1}{\frac{1}{T_{\lambda i}^2} (T_{\lambda i}^2 s^2 + 2\tau_{\lambda i} T_{\lambda i} s + 1)}, \end{aligned} \quad (600)$$

где

$$\left. \begin{aligned} T_{\lambda i} &= \frac{1}{\sqrt{\alpha_s^2 + \beta_s^2}}; \\ \zeta_{\lambda i} &= \frac{\alpha_s}{\sqrt{\alpha_s^2 + \beta_s^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (601)$$

В связи с этим уравнение (591) может быть представлено в следующем общем виде:

$$W(s) = \frac{k \prod_{i=1}^k (\tau_i s + 1) \prod_{i=1}^k (\tau_{\alpha i}^2 s^2 + 2\tau_{\alpha i} \tau_{\alpha i} s + 1)}{s^v \prod_{i=1}^v (T_i s + 1) \prod_{i=1}^v (T_{\lambda i}^2 s^2 + 2\tau_{\lambda i} T_{\lambda i} s + 1)}, \quad (602)$$

где

$$k = \prod_{i=1}^n k_i.$$

*Передаточные функции
основных звеньев системы*

Любую разомкнутую систему автоматического управления можно рассматривать, как прохождение передаточных функций следующих шести типов звеньев:

усилительного звена

$$W(s) = k = \prod_{i=1}^n k_i; \quad (603)$$

интегрирующего звена

$$W(s) = \frac{1}{s}; \quad (604)$$

дифференцирующего звена первого порядка

$$W(s) = \tau_i s + 1; \quad (605)$$

апериодического звена

$$W(s) = \frac{1}{T_i s + 1}; \quad (606)$$

дифференцирующего звена второго порядка

$$W(s) = \tau_{\alpha i}^2 s^2 + 2\zeta_{\alpha i} \tau_{\alpha i} s + 1; \quad (607)$$

устойчивого колебательного звена

$$W(s) = \frac{1}{T_{ki}^2 s^2 + 2\zeta_{ki} T_{ki} s + 1}. \quad (608)$$

*Передаточная функция цепи
последовательно соединенных
звеньев*

Участок цепи, состоящий из последовательно соединенных звеньев, изображен на рис. 34.

Передаточные функции звеньев имеют вид

$$\left. \begin{aligned} W_1(s) &= \frac{x_1}{x_{вх}}; \\ W_2(s) &= \frac{x_2}{x_1}; \\ \dots \dots \dots \\ W_{n-1}(s) &= \frac{x_{n-1}}{x_{n-2}}; \\ W_n(s) &= \frac{x_{вых}}{x_{n-1}}. \end{aligned} \right\} \quad (609)$$

Передаточная функция участка цепи, состоящего из последовательно соединенных звеньев

$$W(s) = \frac{x_1}{x_{вх}} \cdot \frac{x_2}{x_1} \cdot \dots \cdot \frac{x_{вых}}{x_{n-1}} = W_1(s) W_2(s) \dots W_n(s) = \prod_{i=1}^n W_i(s). \quad (610)$$

Передаточная функция участка цепи, состоящего из последовательно соединенных звеньев, равна произведению передаточных функций отдельных звеньев.

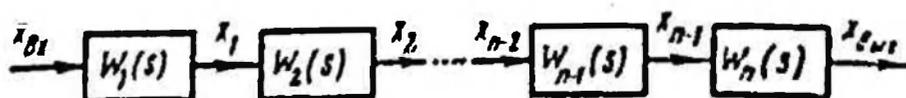


Рис. 34. Структурная схема цепи, состоящей из последовательно соединенных звеньев

Таким образом, любая разомкнутая система автоматического управления может рассматриваться как цепь последовательно соединенных звеньев шести основных типов.

Передаточная функция цепи, состоящей из параллельно соединенных звеньев

Структурная схема такой цепи изображена на рис. 35.

Пусть передаточные функции звеньев системы управления будут иметь вид

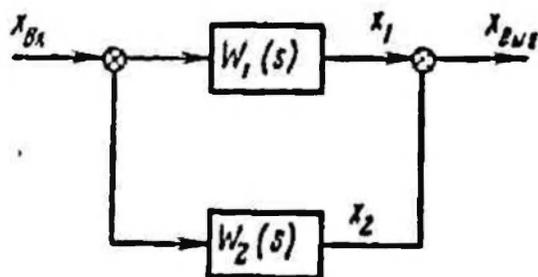


Рис. 35. Структурная схема цепи, состоящей из параллельно соединенных звеньев

$$\left. \begin{aligned} W_1(s) &= \frac{x_1}{x_{вх}}; \\ W_2(s) &= \frac{x_2}{x_{вх}}; \\ &\dots \\ W_n(s) &= \frac{x_n}{x_{вх}}. \end{aligned} \right\} \quad (611)$$

Тогда передаточная функция участка цепи определится из выражения

$$W(s) = \frac{x_{вых}}{x_{вх}} = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{x_{вх}} = \frac{x_1}{x_{вх}} + \frac{x_2}{x_{вх}} + \dots + \frac{x_n}{x_{вх}} = W_1(s) + W_2(s) + \dots + W_n(s). \quad (612)$$

Передаточная функция цепи, состоящей из параллельно соединенных звеньев, равна сумме передаточных функций отдельных звеньев.

Передаточная функция участка цепи, охваченного обратной связью

Схема участка цепи, охваченного параллельной обратной связью изображена на рис. 36. Обратная связь может быть отрицательной или положительной.

Сигнал x_1 , поступающий на вход основного звена, будет равен сумме или разности сигналов, поступающих на вход цепи и из обратной связи

$$x_1 = x_{вх} \mp x_0,$$

откуда

$$x_{вх} = x_1 \mp x_0. \quad (613)$$

Передаточная функция такой цепи будет иметь вид

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{x_{вых}}{x_{вх}} = \frac{x_{вых}}{x_1 \mp x_0} = \\ &= \frac{1}{\frac{x_1}{x_{вых}} \mp \frac{x_0}{x_{вых}}} = \frac{1}{\frac{1}{W_1(s)} \mp W_2(s)} = \\ &= \frac{W_1(s)}{1 \mp W_1(s) W_2(s)}. \quad (614) \end{aligned}$$

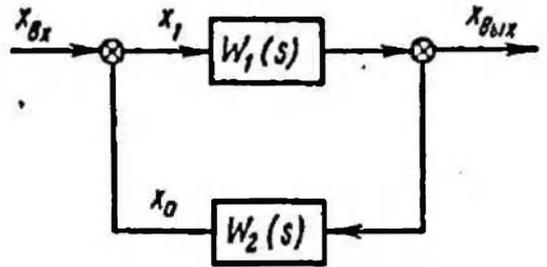


Рис. 36. Структурная схема участка цепи, охваченного обратной связью

В формуле (614) знак минус (—) соответствует положительной, знак плюс (+) — отрицательной обратным связям.

Пользуясь формулами (610), (612) и (614) можно любую систему автоматизированного управления свести к системе последовательно соединенных звеньев, т. е. к одному звену, замкнутому или разомкнутому.

Если $W_2(s) = 1$, что часто имеет место, передаточная функция такой цепи будет иметь вид

$$W(s) = \frac{W_1(s)}{1 \mp W_1(s)}. \quad (615)$$

§ 2. Методы повышения качественных показателей работы систем автоматического управления

Существует два основных способа повышения качества управления.

Первый способ предусматривает введение в систему управления последовательно включаемых корректирующих звеньев.

Передаточная функция системы управления может быть представлена в виде

$$W_n(s) = kW(s), \quad (616)$$

где k — коэффициент усиления системы управления.

При последовательном включении корректирующего звена передаточная функция скорректированной системы управления

$$W_{с.с}(s) = kW(s)W_k(s). \quad (617)$$

Можно выбрать такое корректирующее звено, чтобы его передаточная функция

$$W_K(s) = \frac{1}{kW(s)} \quad (618)$$

При этом передаточная функция скорректированной системы управления примет значение

$$W_{c.c}(s) = 1. \quad (619)$$

В этом частном случае система управления будет реагировать мгновенно на любые возмущающие воздействия. Такой идеальный случай практически не осуществим, так как он требует применения привода неограниченной мощности и обуславливает получение недопустимо высоких напряжений в деталях машины.

Имея в виду, что значительное повышение качества управления влечет за собой усложнение и удорожание системы управления, на практике ограничиваются выбором такого корректирующего устройства, которое обеспечивает получение качества управления, отвечающего требованиям нормальной эксплуатации.

Второй метод повышения качества управления предусматривает применение корректирующих звеньев, включаемых параллельно к основной цепи системы. При этом возможна замена последовательных корректирующих звеньев эквивалентными им параллельными контурами.

Передаточная функция системы управления, коррекция которой осуществлена параллельным контуром, может быть написана в следующем виде:

$$W_{c.c}(s) = \frac{W(s)}{1 \pm W(s)W_K(s)}. \quad (620)$$

С другой стороны, рассматриваемая система управления может быть скорректирована и звеном, включенным последовательно.

Передаточную функцию такого последовательно включенного звена будем называть эквивалентной $W_{\text{эк}}(s)$, если она производит такое же корректирующее действие, как и параллельный контур.

Поэтому можно написать

$$W_{c.c}(s) = W(s)W_{\text{эк}}(s). \quad (621)$$

Левые части выражений (620) и (621) равны, поэтому будут равны и их правые части:

$$\frac{W(s)}{1 \pm W(s)W_K(s)} = W(s)W_{\text{эк}}(s).$$

Откуда для передаточной функции корректирующего параллельного контура получим

$$W_K(s) = \mp \frac{1 - W_{\text{эк}}(s)}{W(s)W_{\text{эк}}(s)}, \quad (622)$$

или, наоборот,

$$W_{\text{эк}}(s) = \frac{1}{1 \pm W(s)W_K(s)}.$$

На практике применяют и другие методы улучшения качества слежения.

С целью придания системе управления специальных свойств нередко в схемы вводят элементы, обладающие пелипейной характеристикой, звепья, создающие на валу исполнительного двигателя момент, пропорциональный скоростному трению, устройства самонастройки и т. д.

§ 3, Уравнения разомкнутой и замкнутой системы управления

Как было указано выше, передаточная функция разомкнутой системы управления может быть представлена в виде

$$W(s) = \frac{u}{\Delta u} = \frac{R(s)}{D(s)}, \quad (623)$$

где

$$R(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0;$$

$$D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0;$$

$$\Delta u = v - u.$$

Передаточной функцией замкнутой системы управления шахтного подъема называется отношение

$$\Phi(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}. \quad (624)$$

Имея в виду, что

$$v = \Delta u + u,$$

можно написать

$$\Phi(s) = \frac{u}{\Delta u + u} = \frac{1}{\frac{\Delta u}{u} + 1} = \frac{W(s)}{1 + W(s)}. \quad (625)$$

Таким образом, функцией $\Phi(s)$ является передаточная функция системы управления с замкнутой обратной связью.

Подставив значение передаточной функции разомкнутой системы управления из уравнения (623) в выражение (625), получим для передаточной функции замкнутой системы управления

$$\Phi(s) = \frac{u}{v} = \frac{R(s)}{D(s) + R(s)}. \quad (626)$$

Из выражений (623) и (626) получим уравнение разомкнутой системы управления

$$D(s) u = R(s) \Delta u \quad (627)$$

и уравнение замкнутой системы управления

$$[D(s) + R(s)] u = R(s) v. \quad (628)$$

Чтобы получить уравнения свободного движения, необходимо в уравнениях (627) и (628) положить правые части равными нулю.

Пролетав это, получим однородное дифференциальное уравнение свободного движения разомкнутой системы управления

$$D(s) = 0 \quad (629)$$

и однородное дифференциальное уравнение свободного движения замкнутой системы управления

$$D(s) + K(s) = 0. \quad (630)$$

Часто при последовательном соединении звеньев передаточная функция

$$K(s) = k = \prod_{i=1}^n k_i, \quad (631)$$

где k_1, k_2, \dots, k_n — коэффициенты усиления звеньев системы.

В этом случае характеристическое уравнение замкнутой системы управления будет иметь вид

$$D(s) + k = 0. \quad (632)$$

§ 4. Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики

Один из наиболее удобных методов изображения передаточных функций состоит в построении логарифмических амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик при логарифмическом масштабе частоты. Преимущество применения логарифмических характеристик заключается в том, что при последовательном соединении звеньев, обладающих весьма малым взаимным нагрузочным влиянием, логарифмически амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики системы представляют собой алгебраическую сумму логарифмических характеристик отдельных звеньев.

Кроме того, логарифмические амплитудно-частотные характеристики при логарифмическом масштабе частоты можно с достаточным для практических расчетов приближением представить в виде отрезков прямых.

Чтобы получить выражение, описывающее амплитудно-фазовую характеристику, необходимо в формуле для передаточной функции заменить оператор s на $j\omega$.

Амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы может быть представлена в виде

$$W(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (633)$$

Если амплитудно-фазовая характеристика выражена так

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega), \quad (634)$$

где $P(\omega)$ — вещественная частотная характеристика;
 $Q(\omega)$ — мнимая частотная характеристика,

то

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \sqrt{P(\omega)^2 + Q(\omega)^2}; \\ \varphi(\omega) &= \operatorname{arctg} \frac{Q(\omega)}{P(\omega)}, \end{aligned} \quad (635)$$

где $A(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика;
 $\varphi(\omega)$ — фазо-частотная характеристика.

Натуральный логарифм функции $W(j\omega)$ будет равен

$$\ln W(j\omega) = \ln A(\omega) + j\varphi(\omega), \quad (636)$$

где $\ln A(\omega)$ — логарифмическая (натурального логарифма) амплитудно-частотная характеристика;
 $\varphi(\omega)$ — логарифмическая фазо-частотная характеристика.

Как правило, в теории автоматического управления рассматривают несколько иное выражение для амплитудно-частотной характеристики, а именно

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega). \quad (637)$$

Измеряется величина $L(\omega)$ в децибелах (дБ).

Амплитудно-фазовую характеристику системы управления, получим, подставив в выражение (602) значение $s = j\omega$

$$W(j\omega) = \frac{k \prod_{i=1}^{\mu} [\tau_i(j\omega) + 1] \prod_{i=1}^{\eta} [\tau_{\alpha i}^2(j\omega)^2 + 2\zeta_{\alpha i} \tau_{\alpha i}(j\omega) + 1]}{(j\omega)^{\nu} \prod_{i=1}^{\rho} [T_i(j\omega) + 1] \prod_{i=1}^{\sigma} [T_{ki}^2(j\omega)^2 + 2\zeta_{ki} T_{ki}(j\omega) + 1]}. \quad (638)$$

Имея в виду уравнение (633) для модулей сомножителей выражения (638) можно написать

$$\left. \begin{aligned} &k; \\ &\frac{1}{\omega^{\nu}}; \\ &\sqrt{\tau_i^2 \omega^2 + 1}; \\ &\frac{1}{\sqrt{\tau_i^2 \omega^2 + 1}}; \\ &\sqrt{(1 - T_{\alpha i}^2 \omega^2) + 4\zeta_{\alpha i}^2 T_{\alpha i}^2 \omega^2}; \\ &\frac{1}{\sqrt{(1 - T_{ki}^2 \omega^2) + 4\zeta_{ki}^2 T_{ki}^2 \omega^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (639)$$

Если в формуле (638) все сомножители выразить в показательной форме уравнения (633) и затем прологарифмировать полученное выражение, для логарифмической амплитудно-частотной характеристики получим

$$L(\omega) = L_1(\omega) + L_2(\omega) + L_3(\omega) + L_4(\omega) + L_5(\omega) + L_6(\omega), \quad (640)$$

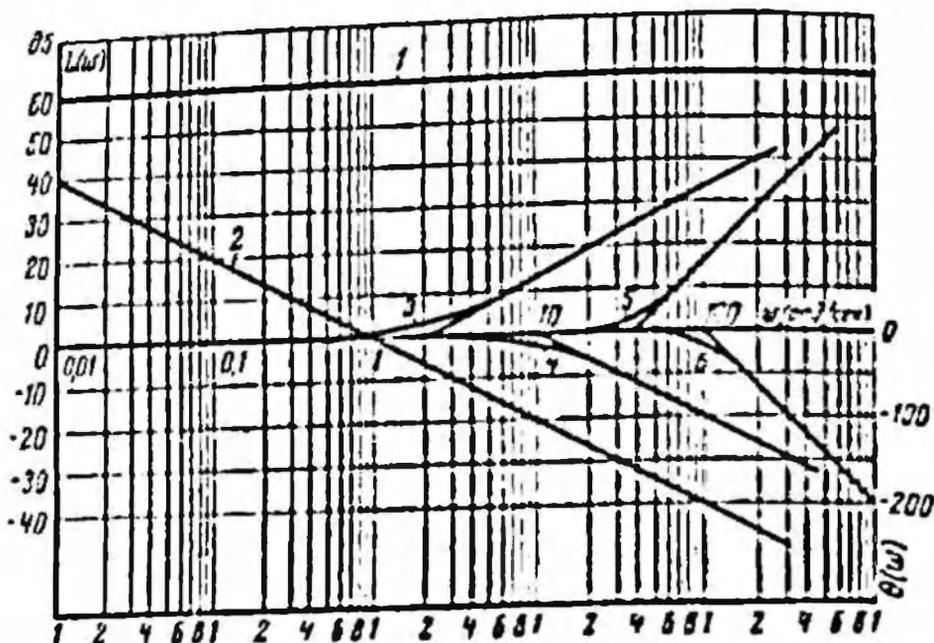


Рис. 37. Амплитудно-частотные характеристики типовых звеньев

где

$$L_1(\omega) = 20 \lg k,$$

$$L_2(\omega) = -v 20 \lg \omega,$$

$$L_3(\omega) = \sum_{i=1}^n 20 \lg \sqrt{\tau_i^2 \omega^2 + 1},$$

$$L_4(\omega) = -\sum_{i=1}^m 20 \lg \sqrt{T_i^2 \omega^2 + 1},$$

$$L_5(\omega) = \sum_{i=1}^n 20 \lg \sqrt{(1 - T_{\alpha i}^2 \omega^2) + 4\zeta_{\alpha i}^2 T_{\alpha i}^2 \omega^2},$$

$$L_6(\omega) = -\sum_{i=1}^m 20 \lg \sqrt{(1 - T_{\lambda i}^2 \omega^2) + 4\zeta_{\lambda i}^2 T_{\lambda i}^2 \omega^2}.$$

(641)

Построение логарифмических амплитудно-частотных характеристик производится на полулогарифмической бумаге, при этом частота ω (в рад/сек) в логарифмическом масштабе откладывается по оси абсцисс, а по оси ординат откладывается значение логарифмической амплитудно-частотной характеристики в децибелах.

Амплитудно-частотные характеристики всех шести типов звеньев изображены на рис. 37.

Первое слагаемое выражения (640), равное $20 \lg k$ является постоянной величиной, зависящей только от значения коэффициента усиления системы. Если, например, коэффициент усиления системы управления $k = 1000$ 1/сек, то $\lg 1000 = 3$ и первое слагаемое равно 60 дб.

Амплитудно-частотная характеристика первого типа звеньев изображена прямой 1, отстоящей от оси абсцисс на 60 дб. Изменяя коэффициент усиления системы, можно увеличивать или уменьшать расстояние между прямой 1 и осью абсцисс.

Второе слагаемое, равное $(-v 20 \lg \omega)$, изображено прямой 2, проходящей через точку $\omega = 1$, расположенную на оси абсцисс (так как $\lg 1 = 0$), под углом к оси абсцисс, равным $-v 20$ дб/декаду. В самом деле, при $\omega = 1 - v 20 \lg \omega = 0$, при $\omega = 10 - v 20 \lg 10 = -v 20$.

Чтобы найти угол наклона характеристики, выраженный в дб/декаду (изменение ординаты при возрастании частоты ω в десять раз), необходимо вычесть из второго значения первое.

Третье слагаемое изображено кривой 3, которую с достаточной для практических расчетов точностью можно заменить двумя асимптотами.

Уравнение низкочастотной асимптоты получим, приняв во внимание, что при низких частотах $\tau_i^2 \omega^2 \ll 1$. Таким образом, для низких частот можно принять $20 \lg \sqrt{\tau_i^2 \omega^2 + 1} = 0$; низкочастотная асимптота лежит на оси абсцисс. Для высоких частот можно принять, что $\tau_i^2 \omega^2 \gg 1$. Поэтому уравнение высокочастотной асимптоты $20 \lg \tau_i \omega$, представляет собой прямую, пересекающую ось абсцисс при $\omega = \frac{1}{\tau_i}$ под углом 20 дб/декаду.

Угол наклона высокочастотной асимптоты может быть определен по методике, изложенной выше.

Частота, при которой высокочастотная асимптота пересекает ось абсцисс, называется частотой сопряжения двух асимптот. Для кривой 3 сопрягающая частота $\omega = 2$, так как постоянная времени τ_i принята равной 0,5 сек.

Максимальная ошибка при замене действительной кривой двумя асимптотами будет при частоте сопряжения; по величине она равна 3 дб.

На рис. 38 показана поправочная кривая к асимптотическому изображению функции вида $A(\omega) = (T_i^2 \omega^2 + 1)^{-\frac{1}{2}}$, которой можно воспользоваться при необходимости получения точной логарифмической амплитудно-частотной характеристики.

Четвертое слагаемое, равное $(-20 \lg \sqrt{T_i^2 \omega^2 + 1})$, отличается от предыдущего только знаком. И здесь логарифмическая амплитудно-частотная характеристика может быть заменена двумя асимптотами. При этом низкочастотная асимптота, как и для третьего

слагаемого, расположена на оси абсцисс от $\omega = 0$ до $\omega_i = \frac{1}{T_i}$, высокочастотная же асимптота, начинаясь на оси абсцисс при сопрягающей частоте ω_i , проводится в сторону высоких частот под углом -20 дб/декаду.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика для четвертого слагаемого при $T_i = 0,1$ сек представлена кривой 4 на рис. 37.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика вида $20 \lg \sqrt{(1 - \tau_{\alpha i}^2 \omega^2) + 4 \zeta_{\alpha i}^2 \tau_{\alpha i}^2 \omega^2}$ также может быть представлена

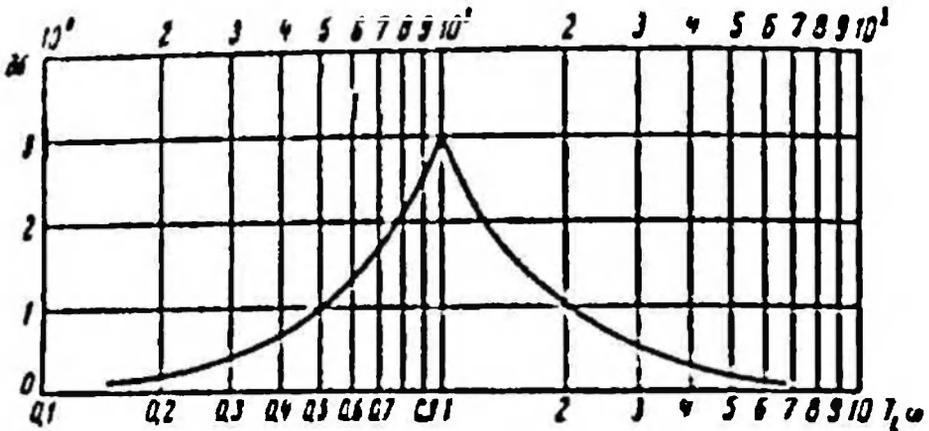


Рис. 38. Поправочная кривая в асимптотическом изображении функции вида $\sqrt{T_i^2 \omega^2 + 1}$

двумя асимптотами, но ошибка при сопрягающей частоте не превышает 3 дб только в том случае, если коэффициент $\zeta_{\alpha i}$ находится в пределах 0,35—0,7. И в этом случае низкочастотная асимптота расположена на оси абсцисс в интервале от частоты $\omega = 0$ до сопрягающей частоты $\omega_{\alpha i} = \frac{1}{T_{\alpha i}}$

Высокочастотная асимптота проводится в сторону высоких частот от точки, расположенной на оси абсцисс при сопрягающей частоте $\omega_{\alpha i}$ под углом 40 дб/декаду.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика пятого вида для $\tau_{\alpha i} = 0,025$ изображена кривой 5 на рис. 37.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика вида $(-20 \lg \sqrt{(1 - T_{\alpha i}^2 \omega^2) + 4 \zeta_{\alpha i}^2 T_{\alpha i}^2 \omega^2})$ отличается от предыдущей только знаком. При выполнении условий, указанных для характеристик пятого вида, ее можно изобразить двумя асимптотами: низкочастотной, расположенной на оси абсцисс от частоты $\omega = 0$ до сопрягающей частоты $\omega_{\alpha i} = \frac{1}{T_{\alpha i}}$, и высокочастотной, выходящей из точки с координатами $\lg A(\omega_i) = 0$, $\omega_i = \frac{1}{T_{\alpha i}}$ и имеющей наклон, равный -40 дб/декаду.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика шестого вида для $T_{\lambda i} = 0,01$ изображена кривой 6 на рис. 37.

Чтобы получить логарифмическую амплитудно-частотную характеристику системы управления необходимо просуммировать все логарифмические амплитудно-частотные характеристики звеньев.

Логарифмическая фазо-частотная характеристика системы управления, имеющей шесть типов рассмотренных выше звеньев [см. формулу (636)], может быть определена из выражения

$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \varphi_3(\omega) + \varphi_4(\omega) + \varphi_5(\omega) + \varphi_6(\omega). \quad (642)$$

Для первого сомножителя передаточной функции (638)

$$\varphi_1(\omega) = 0; \quad (643)$$

для второго сомножителя

$$\varphi_2(\omega) = \operatorname{arctg}(-\infty) = -90^\circ; \quad (644)$$

для третьего сомножителя

$$\varphi_3(\omega) = \operatorname{arctg} \tau_1 \omega; \quad (645)$$

для четвертого сомножителя

$$\varphi_4(\omega) = -\operatorname{arctg} T_1 \omega; \quad (646)$$

для пятого сомножителя

$$\varphi_5(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{2\xi_{\alpha 1} T_{\alpha 1} \omega}{1 - T_{\alpha 1} \omega}; \quad (647)$$

для шестого сомножителя

$$\varphi_6(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{2\xi_{\lambda i} T_{\lambda i} \omega}{1 - T_{\lambda i} \omega}. \quad (648)$$

§ 5. Начальное и конечное значения временной функции.

Построение кривой переходного процесса

Начальное и конечное значения временной функции устойчивой системы можно определить по следующим формулам:

для начального значения

$$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sE(s), \quad (649)$$

для конечного значения

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s); \quad (650)$$

где $E(s)$ — передаточная функция ошибки.

С другой стороны, ошибка управления в соответствии с формулой (587) может быть определена из выражения

$$E = \ddot{V}(s) \vec{E}_v. \quad (651)$$

При ступенчатом сигнале величины Δv

$$\vec{E}_v = \frac{\Delta v}{s}, \quad (652)$$

для задающего входного ускорения величины Δj вида ступенчатой функции

$$E_v = \frac{\Delta j}{s^2}. \quad (653)$$

Подставив значение задающего входного сигнала из формулы (652) или (653) в выражение (651), получим уравнение, решение которого позволит построить кривую, описывающую переходный процесс для прямого вида входного сигнала.

Значение установившейся ошибки (соответствующей постоянной скорости или постоянному ускорению) можно определить, применяя теорему о конечном значении, по формуле (651).

§ 6. Определение запаса устойчивости по логарифмическим амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам

Одним из показателей устойчивости управления может служить угол наклона логарифмической амплитудно-частотной характеристики передаточной функции разомкнутой системы управления в месте пересечения ею оси абсцисс (линии 0 дб).

Если пересечение оси абсцисс происходит под углом 20 дб/декада , как правило, система будет устойчивой. Для получения приемлемого по качеству управления необходимо обеспечить определенный запас устойчивости. Обычно рассматривается запас устойчивости по модулю и по фазе. Запас устойчивости по модулю h принимается равным значению модуля, имеющему место при частоте пересечения фазо-частотной характеристикой линии -180° , когда избыток фазы равен нулю.

Запас устойчивости по фазе γ равен избытку фазы при частоте среза ω_c . Обычно считается достаточным запас по фазе, равный 30° . Желательно увеличить его до $40-50^\circ$. С увеличением запаса по модулю и по фазе величина перерегулирования уменьшается. С целью обеспечения достаточного запаса устойчивости участок логарифмической амплитудно-частотной характеристики с наклоном 20 дб/декада , пересекающий линию 0 дб должен охватывать не менее одной декады частот, при условии, что этот участок имеет длину не менее чем $0,5$ декады в обе стороны от частоты среза ω_c .

На рис. 39, а приведена характеристика устойчивой системы, а на рис. 39, б — неустойчивой.

С увеличением коэффициента усиления логарифмическая амплитудно-частотная характеристика, не меняя своей формы, будет пере-

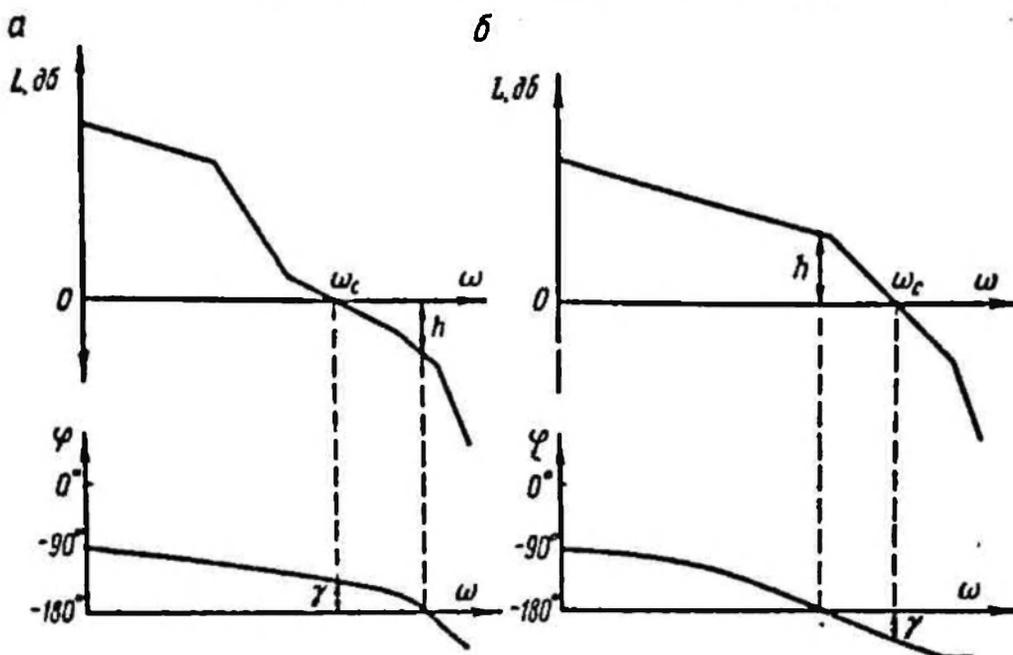


Рис. 39. Логарифмические частотные характеристики систем управления: а — устойчивой; б — неустойчивой

мещаться вверх, в результате чего частота среза ω_c будет увеличиваться, а запас устойчивости уменьшаться. Очевидно, что при значительном увеличении величины коэффициента усиления система управления станет неустойчивой.

§ 7. Определение зависимостей, выражающих поведение системы управления во временной области через частотные характеристики

Проектирование систем управления при помощи частотных методов основано на существовании определенных зависимостей между частотными характеристиками системы и ее поведением во временной области. Наиболее простыми и наглядными являются зависимости, полученные для систем второго порядка.

Для систем, описываемых уравнениями более высоких порядков, эти связывающие соотношения в значительной степени усложняются.

Пользуясь тем, что подавляющее большинство систем управления высших порядков при наличии преобладающего влияния пары комплексных сопряженных корней в решении характеристического уравнения ведут себя как системы второго порядка, весьма приближенные, по тем же меркам, как показывают практические расчеты, достаточные по точности решения могут быть получены при использовании соотношений, полученных для уравнений второго порядка.

Используя эти зависимости, можно весьма быстро, без трудоемких вычислений, осуществить синтез системы управления. Если поведение спроектированной таким образом системы не будет отвечать предъявляемым к ней требованиям, расчет следует повторить. При этом, как показывает опыт, необходимо не более двух-трех попыток для того, чтобы найти параметры корректирующих звеньев, отвечающие условиям эксплуатации.

Определим эти зависимости.

Пусть передаточная функция разомкнутой системы управления второго порядка будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k}{(1+sT_1)(1+sT_2)}. \quad (654)$$

Передаточная функция замкнутой системы управления определяется из выражения

$$\Phi(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{(1+sT_1)(1+sT_2)}} = \frac{(1+sT_1)(1+sT_2)}{(1+sT_1)(1+sT_2) + k}. \quad (655)$$

Чтобы получить характеристическое уравнение систем управления, приравняем нулю знаменатель передаточной функции замкнутой системы. После преобразований, получим

$$\zeta^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0, \quad (656)$$

где

$$\omega_n = \frac{1+k}{T_1+T_2} \approx \frac{k}{T_1+T_2} \quad \text{при } k \gg 1;$$

ω_n — собственная частота недемпфированных колебаний;

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{1+k}} \cdot \frac{T_1+T_2}{\sqrt{T_1 \cdot T_2}} \quad \text{— относительный коэффициент демпфирования.}$$

Корни характеристического уравнения расположены в точках

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}. \quad (657)$$

Обозначив через

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}, \quad (658)$$

где ω_d — частота демпфированных колебаний, получим

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_d. \quad (659)$$

Интегрируя для реакции системы на единичную входную функцию, имеем

$$u = v_0 \left[1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t - \psi) \right], \quad (660)$$

где

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}$$

при $0 < \zeta < 1$.

Уравнение (660) показывает, что постоянная времени для недемпфированной системы второго порядка, определяющая длительность переходного процесса, может быть определена по формуле

$$T = \frac{1}{\zeta \omega_n}. \quad (661)$$

Взяв производную от выражения (660) по времени, получим

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{u}{v_0} \right) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \sin \omega_d t. \quad (662)$$

Равенство нулю выражения (662), соответствующее максимальному значению выходной величины, имеет место при

$$\left. \begin{aligned} \omega_d t &= \pi; \\ \omega_n t &= \frac{\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (663)$$

Подставляя значение $\omega_d t$ и $\omega_n t$ из выражения (663) в уравнение (660) для максимального значения выходной величины, имеем

$$\left(\frac{u}{v_0} \right)_{\max} = 1 + e^{-\frac{\zeta \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (664)$$

Поэтому максимальное перерегулирование в процентах может быть определено из выражения

$$\frac{u_{\max} - v_0}{v_0} = 100 e^{-\frac{\zeta \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}, \quad \% \quad (665)$$

По формуле (665) построена кривая 2, изображенная на рис. 40, выражающая зависимость максимального перерегулирования от относительного коэффициента демпфирования.

Для частоты среза $\omega_c (W(s) = 1)$ из уравнения (654) можно получить

$$\frac{k}{\sqrt{1+\omega_c^2 T_1^2} \cdot \sqrt{1+\omega_c^2 T_2^2}} = 1. \quad (666)$$

После преобразований имеем

$$\omega_c^4 + \omega_c^2 \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) - \frac{k^2 - 1}{T_1^2 T_2^2} = 0,$$

или, принимая во внимание, что $k \gg 1$ и $T_1 \gg T_2$,

$$\omega_c^4 + 4\zeta^2 \omega_n^2 \omega_c^2 - \omega_n^4 = 0. \quad (667)$$

Запас по фазе устойчивой системы найдем из уравнения (654)

$$\gamma = \operatorname{arctg} \left| \frac{I_m |W(j\omega_c)|}{I_e |W(j\omega_c)|} \right| = \operatorname{arctg} \left| \frac{\omega_c (T_1 + T_2)}{1 - \omega_c^2 T_1 T_2} \right| = \operatorname{arctg} \left| 2\zeta \frac{\omega_n}{\omega_c} \right|. \quad (668)$$

По выражениям (667) и (668) построена кривая 1 на рис. 40, описывающая зависимость величины запаса по фазе от коэффициента демпфирования. Эта зависимость сохраняет свое значение и для астатических систем первого и второго порядков.

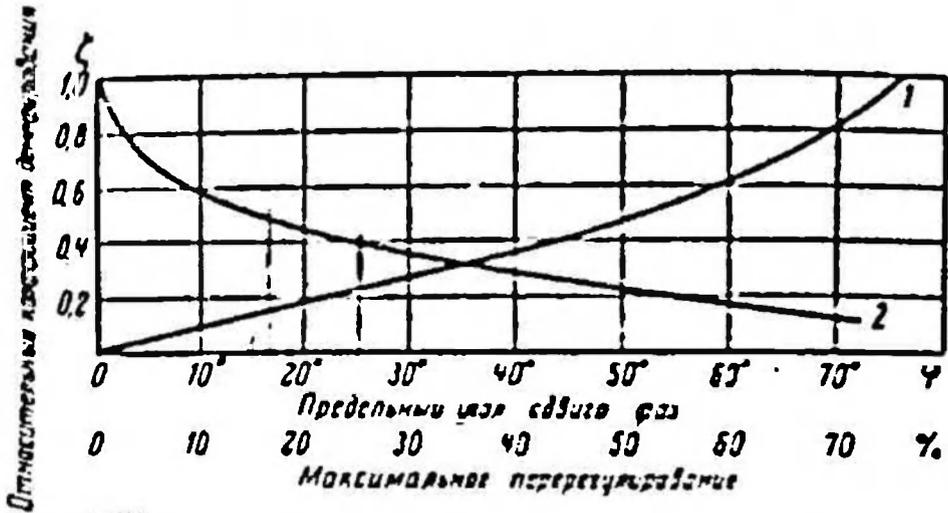


Рис. 40. Кривые, описывающие поведение системы второго порядка

В первом приближении можно принять

$$\omega_c \approx \omega_n. \quad (669)$$

Тогда частота среза может быть определена по формуле (661)

$$\omega_c = \frac{1}{\zeta T}. \quad (670)$$

При $0 < \gamma^\circ < 50^\circ$ кривая 1 может рассматриваться как прямая линия.

На линейном участке коэффициент демпфирования следующим образом зависит от запаса по фазе:

$$\zeta = \frac{\pi}{300} \gamma. \quad (671)$$

§ 8. Передаточные функции основных корректирующих звеньев

В настоящем параграфе рассмотрены только три основных типа корректирующих звеньев, наиболее часто применяемых на практике: дифференцирующее, интегрирующее и интегрирующе-дифференцирующее.

Сведения о передаточных функциях других технически выполнимых корректирующих звеньев можно найти в многочисленных литературных источниках.

*Дифференцирующий контур.
Опережение по фазе*

Одна из возможных наиболее важных схем дифференцирующего контура показана на рис. 41.

Передаточная функция этого опережающего контура определяется выражением

$$W(s) = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + Cs}} =$$

$$= \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot \frac{1 + R_1 Cs}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} Cs} = \frac{1}{\alpha} \frac{1 + \alpha Ts}{1 + Ts}; \quad (672)$$

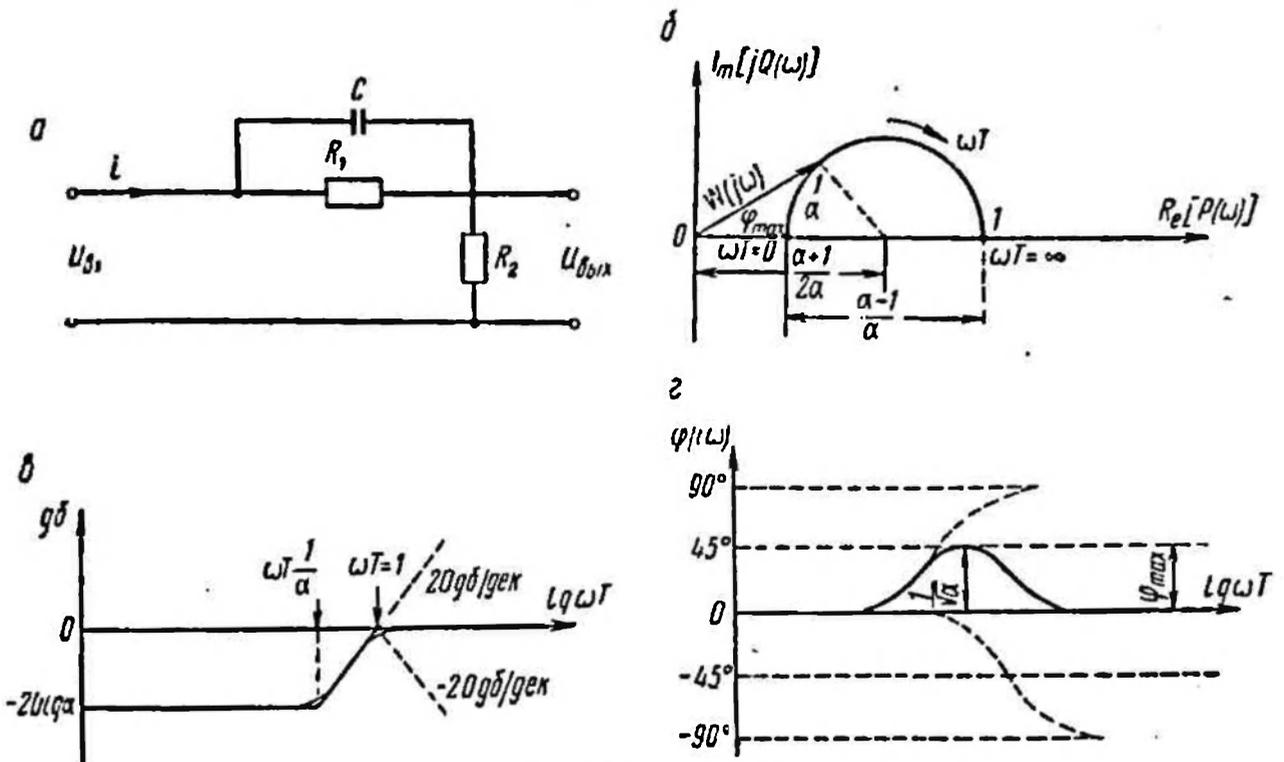


Рис. 41. Дифференцирующий контур:

а — схема контура; б — амплитудно-фазовая характеристика; в — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика; г — фазо-частотная характеристика.

где

$$\alpha = \frac{R_2 + R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}, \quad (673)$$

$$T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C; \quad (674)$$

$\frac{1}{\alpha}$ — затухание,

T — постоянная времени корректирующего контура.

Величины α и T определяют, исходя из заданных логарифмической амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик. Затем вычисляют значения R_1 , R_2 и C при помощи формул (673) и (674).

Одно из значений R_1 , R_2 или C выбирают произвольно, а два других определяют при помощи известных значений α и T .

На рис. 41 показаны амплитудно-фазовая, логарифмическая амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики рассматриваемого дифференцирующего контура. Все параметры контура, связанные с данными характеристиками, также показаны на рисунке. Максимальный угол сдвига фаз опережения, создаваемый контуром

$$\varphi_{\max} = \arcsin \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \quad (675)$$

и расположен в точке $\omega T = \frac{1}{\alpha}$.

*Интегрирующий контур.
Запаздывание по фазе*

Интегрирующий контур с фиксированным затуханием на высокой частоте показан на рис. 42.

Передаточная функция рассматриваемого интегрирующего контура определяется выражением

$$W(s) = \frac{R_2 + \frac{1}{Cs}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{Cs}} = \frac{1 + Ts}{1 + \alpha Ts} \quad (676)$$

где

$$T = R_2 C, \quad (677)$$

$$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}. \quad (678)$$

На рисунке приведены все необходимые для расчета системы управления характеристики интегрирующего контура.

*Интегрирующе-дифференцирующий контур.
Контур с запаздыванием и опережением по фазе*

В некоторых случаях весьма эффективной может быть коррекция с помощью интегрирующе-дифференцирующего контура.

Схема этого контура показана на рис. 43. Передаточная функция такого контура имеет вид

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{R_2 + \frac{1}{C_2 s}}{R_1 + \frac{1}{C_2 s} + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + C_1 s}} = \frac{(1 + sT_a)(1 + sT_b)}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} = \\ &= \frac{(1 + sT_a)(1 + sT_b)}{(1 + s\alpha T_a) \left[1 + s \left(\frac{T_b}{\alpha} \right) \right]}, \end{aligned} \quad (679)$$

$$T_a = R_1 C_1, \tag{680}$$

$$T_b = R_2 C_2, \tag{681}$$

$$T_1 = \alpha T_a. \tag{682}$$

$$T_2 = \frac{T_b}{\alpha}. \tag{683}$$

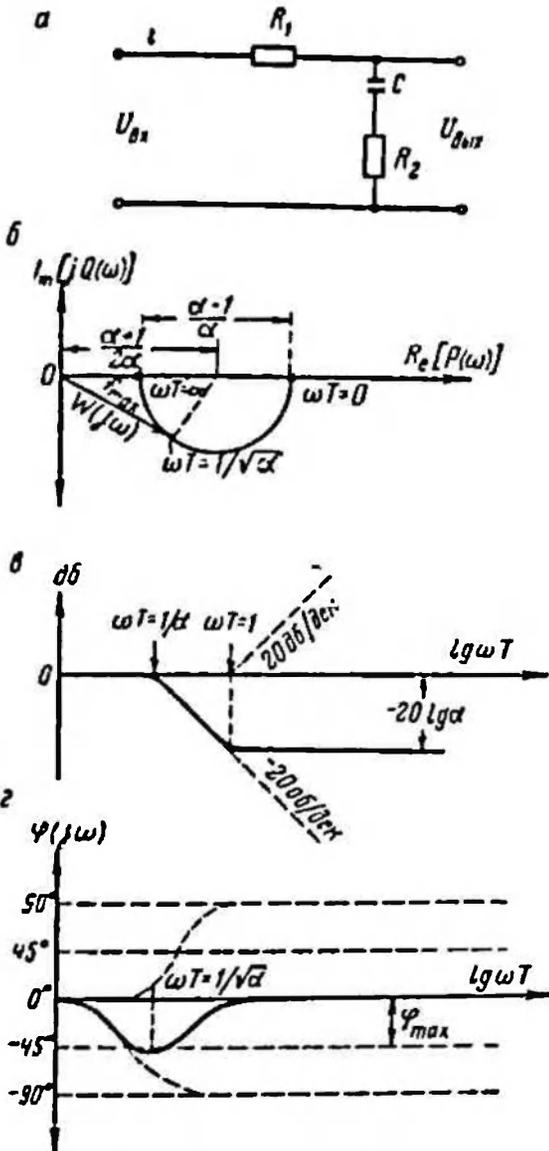


Рис. 42. Интегрирующий контур:

а — схема контура; б — амплитудно-фазовая характеристика; в — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика; г — фазо-частотная характеристика

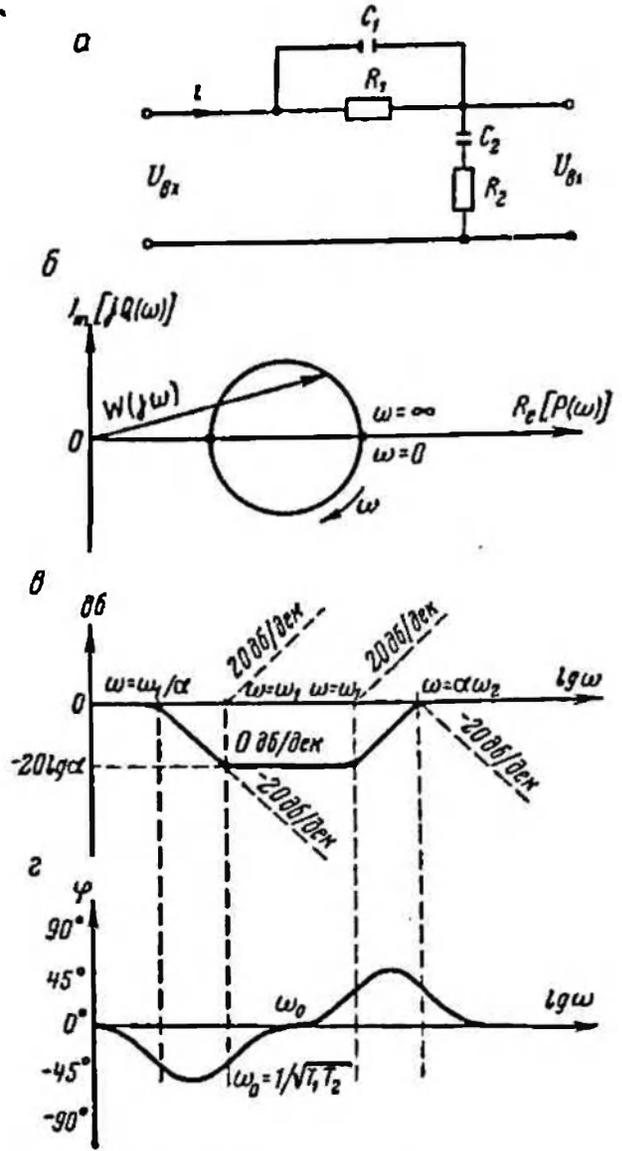


Рис. 43. Интегрирующе-дифференцирующий контур:

а — схема контура; б — амплитудно-фазовая характеристика; в — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика; г — фазо-частотная характеристика

При этом $T_1 > T_a > T_b > T_2$.

На рис. 43 показаны и характеристики, необходимые для проектирования системы управления.

При расчете корректирующего интегрирующе-дифференцирующего контура следует иметь в виду, что неизвестны четыре параметра

контура: R_1 , R_2 , C_1 и C_2 , известны же только три величины: T_a , T_b и α . Поэтому в процессе расчета один из параметров (R_1 , R_2 , C_1 или C_2) можно выбрать произвольно.

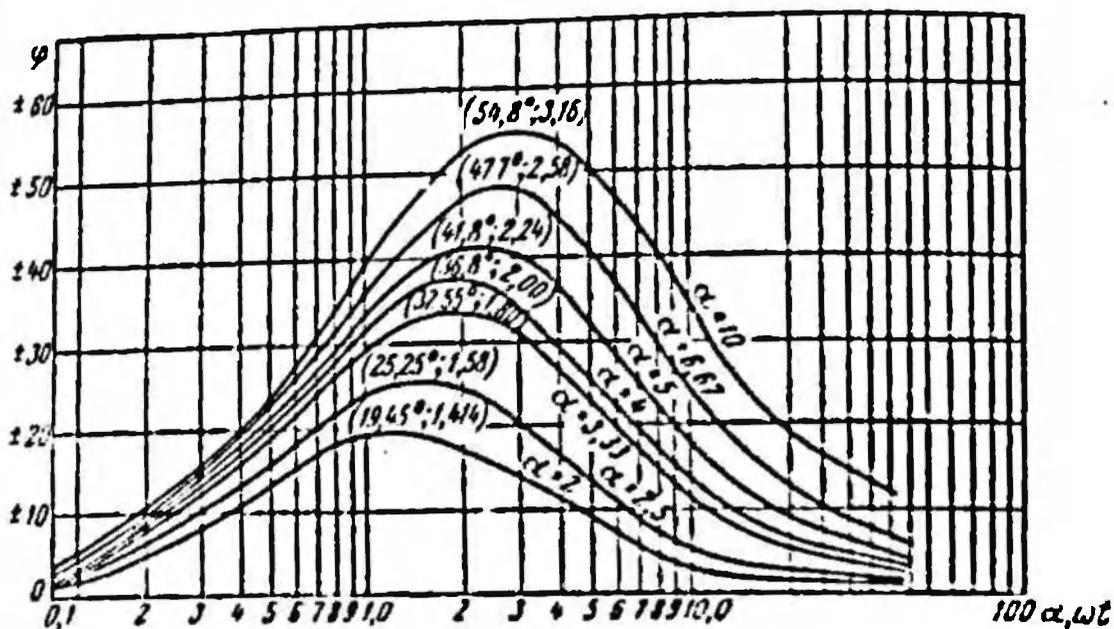


Рис. 44. Кривые углов сдвига фаз в зависимости от коэффициента затухания $\frac{1}{\alpha}$ для дифференцирующего и интегрирующего контуров

Весьма полезна при расчете диаграмма углов сдвига фаз для дифференцирующего и интегрирующего контуров, изображенная на рис. 44.

Пользуясь этой диаграммой можно для заданного угла сдвига фаз определить значение коэффициента затухания α .

§ 9. Построение желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики системы управления

Желаемая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика должна соответствовать системе, управляющей подъемной машиной с заданным качеством, удовлетворяющим требованиям эксплуатации.

Желаемую характеристику надо строить в соответствии с приведенными ниже правилами.

Логарифмическую амплитудно-частотную характеристику можно разбить на три участка: низкочастотный, среднечастотный и высокочастотный.

Каждый из участков надо строить следующим образом.

Наклон низкочастотного участка определяется степенью астатизма системы управления, т. е. количеством интегрирующих звеньев.

Для статической системы, не имеющей интегрирующих звеньев (показатель статизма $\gamma = 0$), наклон низкочастотного участка характеристики будет равен 0 дб/декаду . Низкочастотная часть характеристики астатической системы первого порядка, обладающей одним интегрирующим звеном ($\gamma = 1$), имеет наклон -20 дб/декаду , низкочастотный участок характеристики астатической системы второго порядка при наличии двух интегрирующих звеньев ($\gamma = 2$) имеет наклон -40 дб/декаду и т. д.

Коэффициент усиления определяется, исходя из требований динамической точности управления.

Пусть на вход системы управления подаются гармонические колебания

$$v = A \sin \omega t. \quad (684)$$

Дифференцируя, имеем

$$\frac{dv}{dt} = A \omega \cos \omega t;$$

$$\frac{d^2v}{dt^2} = -A \omega^2 \sin \omega t.$$

Для максимальных значений этих величин, соответствующих наибольшей частоте задания, получим

$$j = A \omega_p, \quad (685)$$

$$\gamma = A \omega_p^3. \quad (686)$$

Из выражений (685) и (686) имеем

$$\omega_p = \sqrt[3]{\frac{\gamma}{j}}, \quad (687)$$

$$A = \frac{\gamma}{\omega_p^3}. \quad (688)$$

Максимальное значение коэффициента усиления можно определить по формуле

$$k(\omega_p) = \frac{u}{\Delta u}.$$

Имея в виду, что $u \approx v$, можно написать

$$k(\omega_p) = \frac{v}{\Delta u} = \frac{A}{\Delta u} = \frac{\gamma}{\Delta u \omega_p^3} = \frac{D_j}{\omega_p},$$

откуда

$$D_j = \frac{\gamma}{\Delta u \omega_p} = \frac{j}{\Delta z}. \quad (689)$$

Тот же результат получим при задании диаграммы скорости постоянного ускорения

$$v = jt. \quad (690)$$

Разложив рассогласование действительной скорости от заданной в степенной ряд, получим

$$\Delta u(t) = C_0 v(t) + C_1 \frac{dv}{dt} + \frac{C_2}{2} \cdot \frac{d^2 v}{dt^2} + \dots \quad (691)$$

Принимая во внимание уравнение (690), получим

$$\Delta u = C_0 j t + C_1 j, \quad (692)$$

где C_0 — коэффициент статической (скоростной) ошибки;
 C_1 — коэффициент ошибки по ускорению.

Чем меньше будет каждый из коэффициентов, тем выше будет динамическая точность управления.

Передаточная функция разомкнутой системы может быть представлена в виде

$$W(s) = \frac{k(1 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots)}{s^v(1 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots)}. \quad (693)$$

Для $v = 1$ при установившемся ускорении в системе получим

$$W(s) = \frac{u}{\Delta u_j} = \frac{j}{j}, \quad (694)$$

откуда

$$k = \frac{u j}{\Delta u_j} = \frac{v j}{\Delta u_j},$$

где Δu_j — ошибка по ускорению, м/сек;

$v j = j$ — ускорение системы, м/сек².

В связи с этим $k = \frac{j}{\Delta u_j}$, что уже было получено ранее для синусоидальной задающей диаграммы скорости

$$\Delta u_j = \frac{j}{k}. \quad (695)$$

Из выражений (692) и (695) для астатической системы первого порядка, получим

$$C_0 = 0,$$

$$C_1 j = \frac{j}{k},$$

откуда

$$C_1 = \frac{1}{k}. \quad (696)$$

В низкочастотной части характеристики амплитудное значение коэффициента усиления

$$W(\omega) = \frac{k}{\omega}.$$

Поэтому низкочастотный участок логарифмической амплитудно-частотной характеристики должен быть проведен через точку с координатами $L = +20 \lg k$ и $\omega = 1$ или располагаться выше. Распо-

ложе при среднечастотном участке логарифмической амплитудно-частотной характеристики определяет устойчивость системы, ее быстродействие и форму кривой переходного процесса. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика, имея наклон в -20 дб/декаду должна пересекать ось абсцисс (0 дб) при частоте среза

$$\omega_c \approx \omega_n,$$

где ω_n — частота демпфированной системы второго порядка, определяемая по формуле (661).

Участок с наклоном в -20 дб/декаду, пересекающий ось 0 дб, для получения достаточного запаса устойчивости должен охватывать не менее одной декады частот.

В литературных источниках приведены кривые, построенные для типовых характеристик, по которым, исходя из заданных значений перерегулирования, запаса устойчивости по фазе и модулю, можно найти значения логарифмической амплитудно-частотной характеристики для сопрягающих частот среднечастотного участка.

Высокочастотная часть логарифмической амплитудно-частотной характеристики начинается при некоторой частоте, которая обеспечивает заданный запас устойчивости по фазе и модулю. Обычно эту частоту принимают равной $(6-8)\omega_c$.

Сопрягающие частоты желаемой характеристики весьма удобно выбирать по номограммам, построенным для типовых характеристик, данные которых приведены в табл. 13.

Таблица 13

Тип л. а. х. 1	Передаточная функция	Наклоны отдельных участков л. а. х., дб/декаду			
I	$\frac{k(\tau_2 s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_3 s + 1)}$	-20	-40	-20	-40
II	$\frac{k(\tau_2 s + 1)^2}{s(T_2 s + 1)^2(T_3 s + 1)}$	-20	-60	-20	-40
III	$\frac{k(\tau_2 s + 1)}{s(T_2 s + 1)(T_3 + 1)^2}$	-20	-40	-20	-60
IV	$\frac{k(\tau_2 s + 1)^2}{s(T_2 s + 1)^2(T_3 s + 1)^2}$	-20	-60	-20	-60

Номограммы приведены в литературных источниках.

1 л. а. х. — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика.

§ 10. Пример расчета системы программного управления асинхронным двигателем рудничной подъемной машины, работающим в режиме динамического торможения, при помощи логарифмических частотных характеристик

На рис. 45 показана упрощенная принципиальная схема управления системы программного управления подъемной машины с асинхронным приводом. Система работает следующим образом.

Скорость подъема задает, поворотная ротор вращающегося трансформатора DT ротором задающего устройства $PЗУ$. Напряжением, снимаемое с обмотки вращающегося трансформатора DT и подаваемое на зажимы обмотки 1 трансформатора Tr_1 , пропорционально заданной скорости v , а напряжением с обмотки 2 трансформатора Tr_1 , пропорционально действительной скорости u . И ввиду с этим в. д. с., индуктивная ошибка управления обмотке трансформатора Tr_1 , будет пропорциональна ошибке управления $\Delta u \approx v - u$.

Трансформатор Tr_1 является входным трансформатором подупроводникового усилителя, состоящего из каскада усиления переменного тока на подупроводниковых триодах $ПТ_1$ и $ПТ_2$, фазоинверсного выпрямительного усилительного каскада и оконечного каскада усиления постоянного тока. Между фазоинверсным выпрямителем и оконечным каскадом усиления размещено корректирующее устройство, состоящее из емкостей $СС$ и сопротивлений $ПН$.

Структурная схема рассматриваемой системы управления без корректирующего устройства изображена на рис. 46.

Условимся задать:

Рассчитать систему автоматического управления скиповой подъемной машины шхоты № 122 комбината Карагандуголь. Данные подъемной установки приведены в § 6 главы III.

Технические условия:

1) максимальное ускорение отработки

$$i_{max} \approx 0,8 \text{ м/сек}^2;$$

2) максимальная ускорительная ошибка по скорости

$$\Delta u_j < 0,01 \text{ м/сек};$$

3) динамические показатели качества переходного процесса при скачкообразном воздействии:
 максимальное перерегулирование

$$\sigma = 30\%;$$

длительность переходного процесса

$$T = 1,5 \text{ сек};$$

число колебаний переходного процесса при скачкообразном изменении заданной скорости

$$\mu = 2.$$

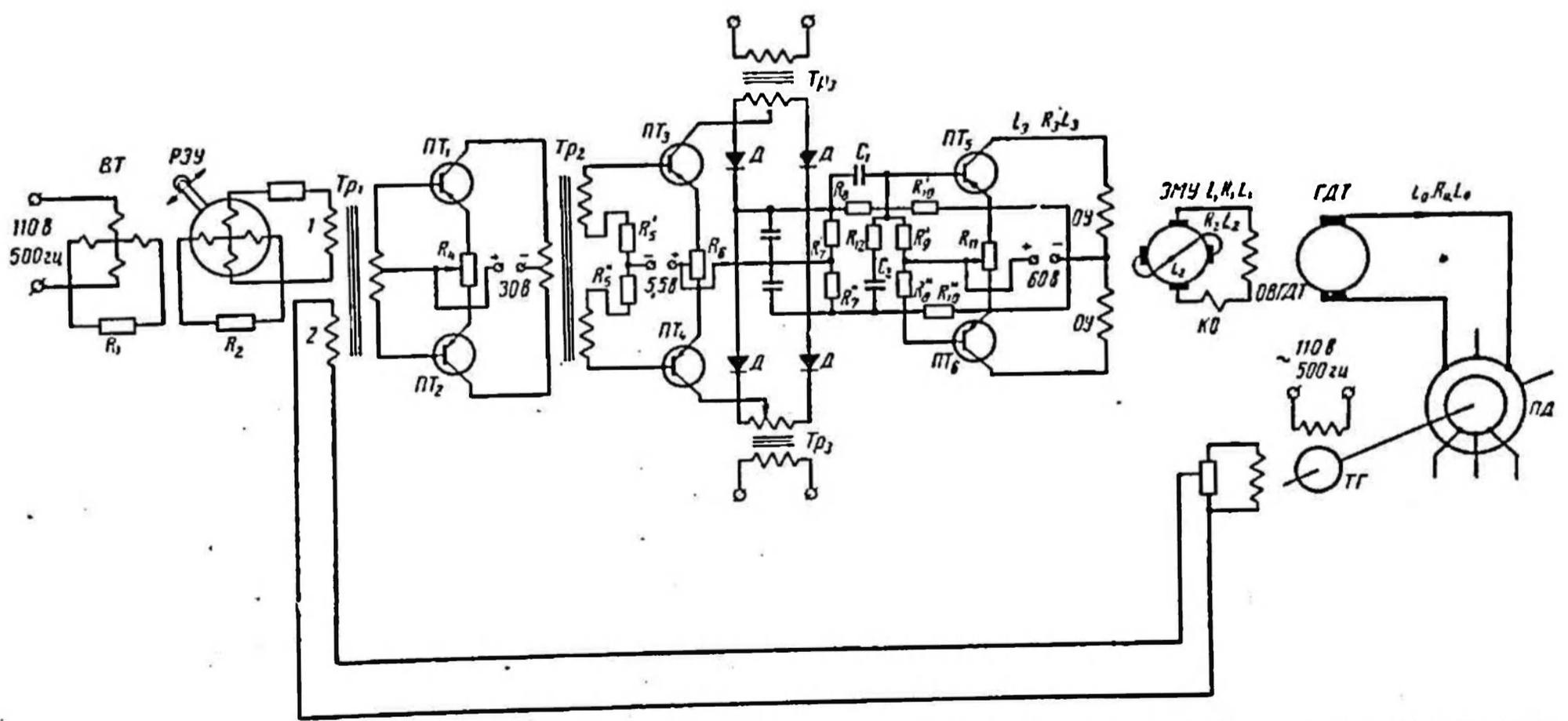


Рис. 45. Принципиальная схема системы программного управления асинхронным двигателем рудничной подъемной машины в режиме динамического торможения

Основные элементы системы управления

1. Подъемный двигатель. В качестве привода подъемной машины приняты два асинхронных двигателя. Основные технические данные одного из двигателей (типа АКУ-1541/16) приведены ниже.

Техническая характеристика электродвигателя АКУ-1541/16

Номинальная мощность, <i>квт</i>	500
Номинальное напряжение, <i>в</i>	6000
Номинальный ток статора, <i>а</i>	67
Активное сопротивление двухфазных обмоток статора, <i>ом</i>	2,76
Индуктивность двухфазных обмоток статора, <i>вн</i>	25
Номинальная скорость вращения, <i>об/мин</i>	365

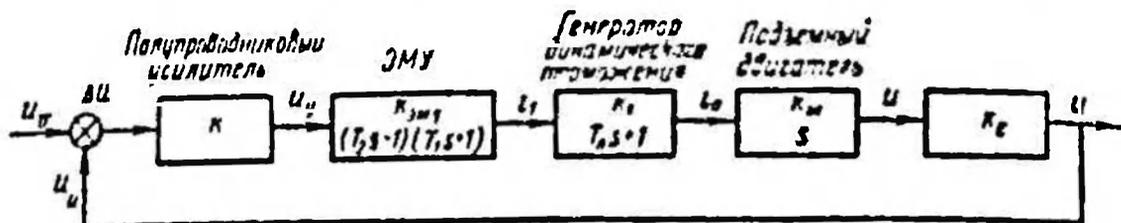


Рис. 46. Структурная схема системы управления приведенной на рис. 45

2. Генератор динамического торможения. В качестве генератора динамического торможения принимаем машину постоянного тока ПП-29.

Техническая характеристика машины ПП-29

Номинальная мощность, <i>квт</i>	40
Номинальная в. д. с. якоря, <i>в</i>	460
Номинальный ток якоря, <i>а</i>	87
Индуктивность обмотки возбуждения, <i>ом</i>	7,7
Активное сопротивление обмотки возбуждения, <i>ом</i>	55
Конструктивная постоянная времени обмотки возбуждения, <i>сек</i>	0,14
Номинальное напряжение возбуждения, <i>в</i>	230
Номинальный ток возбуждения, <i>а</i>	4,2

3. Электромашинный усилитель. Мощность, необходимая для питания обмотки возбуждения генератора динамического торможения

$$P_{в} = \frac{U_{в}^2}{R_{в}} = \frac{230^2}{55} \approx 1000 \text{ вт.}$$

Выбираем ЭМУ-25 с комплектом обмоток 25-2-А.

Техническая характеристика

Мощность, <i>квт</i>	2,5
Напряжение, <i>в</i>	230
Ток, <i>а</i>	10,9
Скорость вращения, <i>об/мин</i>	3000
Сопротивление якорной обмотки, <i>ом</i>	2,0
Сопротивление компенсационной обмотки, <i>ом</i>	1,4
Индуктивность компенсационной обмотки, <i>мн</i>	90
Номинальный ток обмотки управления, <i>а</i>	0,022
Индуктивность якоря, <i>вн</i>	0,18
К. п. д., <i>%</i>	69

4. Полупроводниковый усилитель состоит из трех каскадов, коэффициенты усиления которых $k_{y1}k_{y2}k_{y3} = k_y$.

5. Определите передаточной функции скорректированной системы.

Передаточная функция машины-привода

Уравнение машины-привода можно представить в виде

$$\mathfrak{M} \frac{d\dot{u}}{dt} = F_{дв} - F_{ст} - F_T, \quad (697)$$

где $F_{дв}$ — движущее усилие, развиваемое асинхронной машиной, работающей в двигательном режиме;

$F_{ст}$ — статическая нагрузка;

F_T — тормозное усилие, развиваемое асинхронной машиной, работающей в режиме динамического торможения.

В связи с наличием системы самоастройки можно принять

$$F_{дв} - F_{ст} \approx 0.$$

В этом случае уравнение машины-привода примет вид

$$\mathfrak{M} \frac{du}{dt} = -F_T.$$

Тормозное усилие, развиваемое асинхронной машиной, работающей в режиме динамического торможения, в первом приближении можно определить по выражению

$$F_T = k_T i_0, \quad (698)$$

где k_T — коэффициент пропорциональности,

$$k_T = \frac{F_T}{I_0}; \quad (699)$$

F_T — тормозное усилие, имеющее место при $i_0 = I_0$.

Для передаточной функции машины-привода получим выражение

$$W_{п.д}(s) = \frac{i_0}{i_0} = \frac{i_m}{s}, \quad (700)$$

где

$$i_m = -\frac{k_T}{\mathfrak{M}} = -\frac{F_T}{\mathfrak{M} I_0} = -\frac{1,65}{87} = -0,019$$

Таким образом, в первом приближении подъемный двигатель в режиме динамического торможения представляет собой интегрирующее звено.

В последующем изложении для удобства будем рассматривать коэффициент k_m положительным, а вместо скачкообразного уменьшения заданной скорости — равное ему увеличение.

Окончательно имеем

$$W_{п.д}(s) = \frac{0,019}{s}. \quad (701)$$

Передаточная функция цепи якоря генератора динамического торможения

Для генератора динамического торможения и цепи возбуждения подъемного двигателя можно написать

$$T_0 \frac{di_0}{dt} + i_0 = k_0 i_1, \quad (702)$$

где

$$k_0 = \frac{E_n}{I_1 R_0}; \quad (703)$$

E_n — номинальная э. д. с. генератора динамического торможения;
 I_1 — номинальный ток возбуждения генератора динамического торможения;
 R_0 — активное сопротивление цепи статора подъемного двигателя.

Передаточная функция цепи генератора динамического торможения будет иметь вид

$$W'_0(s) = \frac{i_n}{i_1} = \frac{\dot{i}_n}{T_0 s + 1}. \quad (704)$$

Для получения номинального тока сопротивление цепи якоря генератора динамического торможения должно быть равно

$$R_0 = \frac{E_n}{I_0} = \frac{460}{87} = 5,3 \text{ ом.}$$

Коэффициент усиления генератора динамического торможения

$$k_0 = \frac{E_n}{I_1 R_0} = \frac{460}{4,2 \cdot 5,3} = 20,7.$$

Постоянная времени определится из выражения

$$T_0 = \frac{L_n}{R_0} = \frac{2,5}{2 \cdot 5,3} = 0,23.$$

Передаточная функция генератора динамического торможения в цепи возбуждения подъемного двигателя

$$W'_0(z) = \frac{20,7}{1 + 0,23z}. \quad (705)$$

Передаточная функция второго каскада электромашинного усилителя

Для второго каскада электромашинного усилителя в цепи возбуждения генератора динамического торможения можно написать

$$T_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 = k_1 i_2, \quad (706)$$

где

$$k_1 = \frac{E_1}{I_2 R_1}, \quad (707)$$

E_1 — номинальная э. д. с. электромашинного усилителя;
 I_2 — номинальный ток в цепи короткозамкнутой обмотки якоря электромашинного усилителя;
 R_1 — активное сопротивление цепи обмотки возбуждения генератора динамического торможения.

Передаточная функция второго каскада электромашинного усилителя в цепи возбуждения генератора динамического торможения будет иметь вид

$$W'_1(s) = \frac{i_1}{i_2} = \frac{k_1}{s + T_1^{-1}}. \quad (708)$$

Сопротивление цепи возбуждения генератора динамического торможения для номинального тока

$$R_1 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{230}{4,2} = 55 \text{ ом.}$$

Постоянная времени второго каскада ЭМУ и цепи возбуждения генератора динамического торможения

$$T_1 = 0,14 \text{ сек.}$$

Передаточная функция первого каскада электромашинного усилителя

Для первого каскада и короткозамкнутой цепи якоря электромашинного усилителя имеем

$$T_1 \frac{di_2}{dt} + i_2 = k_2 U_{\gamma},$$

где

$$k_2 = \frac{I_2}{U_{\text{н. у}} R_2};$$

I_2 — номинальный ток в цепи короткозамкнутой обмотки якоря;
 $U_{\text{н. у}}$ — номинальное напряжение возбуждения электромашинного усилителя;
 R_2 — активное сопротивление короткозамкнутой обмотки якоря.

Постоянная времени короткозамкнутой цепи ЭМУ

$$T_2 = \frac{L_2}{R_2} = 0,09 \text{ сек.}$$

Коэффициент усиления ЭМУ определится из выражения

$$k_{1 \times 2} = \frac{E_1}{I_1 R_1} \cdot \frac{I_2}{U_{\text{н. у}} R_2} = \frac{230}{55 \cdot 0,022 \cdot 1000 \cdot 2} = 0,095.$$

Поэтому передаточная функция ЭМУ

$$W_{\text{ЭМУ}}(s) = W_1(s) W_2(s) = \frac{0,095}{(1 + 0,09 s)(1 + 0,14 s)}. \quad (709)$$

Полупроводниковый усилитель

Выходное сопротивление предварительного усилителя значительно (достигает нескольких сот тысяч ом) и поэтому постоянной времени цепи возбуждения электромашинного усилителя можно пренебречь.

Передаточную функцию разомкнутой системы управления как цепи последовательно соединенных звеньев определим, перемножив передаточные функции отдельных звеньев

$$W(s) = W_{\text{ЭМУ}}(s) W_0(s) W_{\text{п. д.}}(s) W_{\gamma}(s) = \frac{0,0375 k_{\gamma}}{s(1 + 0,23 s)(1 + 0,14 s)(1 + 0,09 s)}. \quad (710)$$

Добротность системы, обеспечивающая необходимую точность управления при постоянном ускорении, может быть определена из выражения

$$D_j = \frac{j_{\text{max}}}{\Delta u_j} = \frac{0,8}{0,04} = 20 \text{ сек}^{-1}.$$

Передаточная функция нескорректированной системы

$$W(s) = \frac{20}{s(1 + 0,23 s)(1 + 0,14 s)(1 + 0,09 s)}. \quad (711)$$

Определяем величину коэффициента усиления полупроводникового усилителя при полученном значении добротности системы

$$k_{\gamma} = \frac{D_j}{0,0375} = \frac{20}{0,0375} = 530.$$

Построение логарифмических частотных характеристик нескорректированной системы управления

Логарифмическую амплитудно-частотную характеристику строим по методу сопряженных частот. Для сопряженных частот имеем

$$\omega_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{0,23} = 4,35 \text{ сек}^{-1}; \quad \lg \omega_0 = 0,64;$$

$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{0,14} = 7 \text{ сек}^{-1}; \quad \lg \omega_1 = 0,845;$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{0,09} = 11,1 \text{ сек}^{-1}; \quad \lg \omega_2 = 1,04.$$

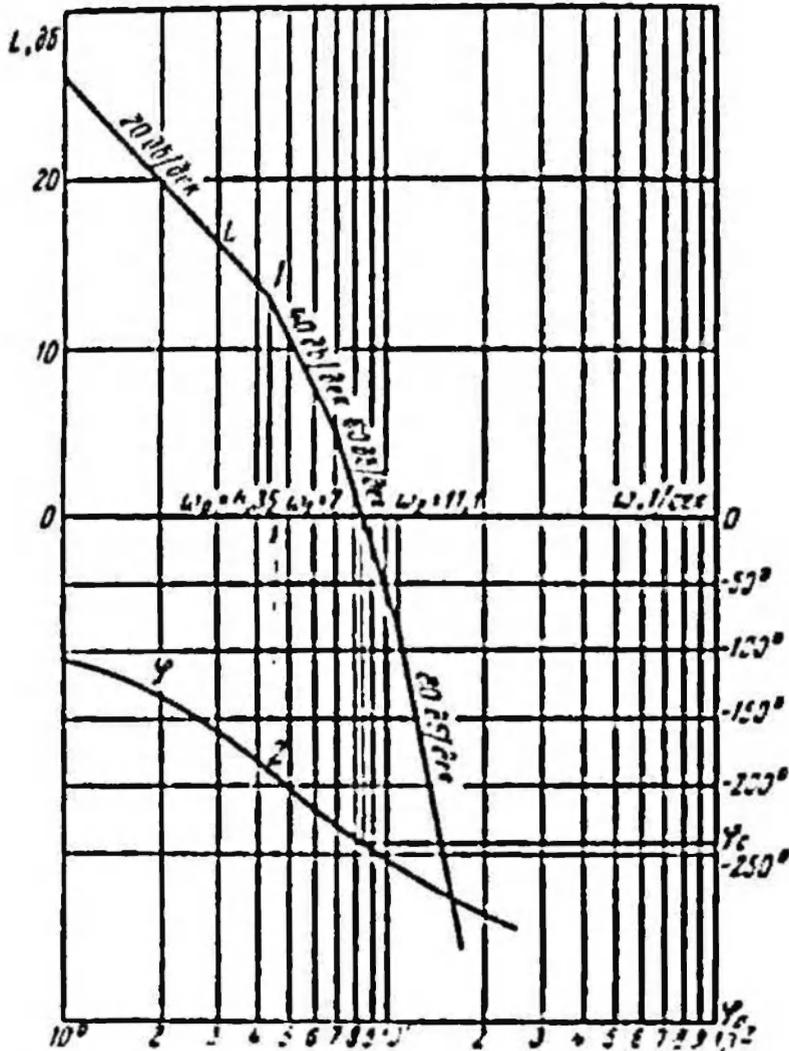


Рис. 47. Характеристика нескорректированной системы управления

Добротность системы в децибелах определим из выражения

$$L = 20 \lg D_1 = 20 \lg 20 = 20 \cdot 1,3 = 26.$$

На рис. 47 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика нескорректированной системы (кривая 1).

Построение логарифмической фазо-частотной характеристики разомкнутой системы управления производим в соответствии с выражением

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= -90^\circ - \text{arctg } T_2 \omega - \text{arctg } T_1 \omega - \text{arctg } T_0 \omega = \\ &= -90^\circ - \text{arctg } 0,23 \omega - \text{arctg } 0,14 \omega - \text{arctg } 0,09 \omega. \end{aligned}$$

В результате подсчетов получена кривая 2, приведенная на рис. 47. Кривая построена по следующим точкам:

$$\begin{aligned}\omega = 1; \lg 1 = 0; \varphi(\omega) &= -116^\circ; \\ \omega = 3; \lg 3 = 0,475; \varphi(\omega) &= -163^\circ; \\ \omega = 5; \lg 5 = 0,7; \varphi(\omega) &= -208^\circ; \\ \omega = 10; \lg 10 = 1; \varphi(\omega) &= -254^\circ; .\end{aligned}$$

Система неустойчива.

Приняв максимальное перерегулирование равным 17%, для относительного коэффициента демпфирования по рис. 40, получим

$$\zeta = 0,5.$$

Необходимую частоту среза для принятой длительности переходного процесса $T = 1,2 \text{ сек}$ определим из выражения

$$\omega_c = \omega_n = \frac{1}{T\zeta} = \frac{31}{1,2 \cdot 0,5} = 5 \text{ сек}^{-1},$$

1,5 2,4

$$\lg \omega_c = 0,7.$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика, изображенная на рис. 47 при частоте среза, $\omega_c = 5 \text{ сек}^{-1}$ имеет наклон 60 *дб/декаду*.

Такую систему трудно скорректировать. Поэтому рассмотрим параметры нескорректированной системы. Первый участок логарифмической амплитудно-частотной характеристики, имеющей наклон 20 *дб/декаду*, невозможно удлинить при выбранном генераторе динамического торможения. Кроме того, отсутствуют машины постоянного тока такой мощности на напряжение, превышающее 460 в.

Удлиним участок логарифмической амплитудно-частотной характеристики, имеющие наклон 40 и 60 *дб/декаду*, для чего уменьшим постоянные времени цепей возбуждения генератора динамического торможения и короткозамкнутой обмотки электромашинного усилителя. С этой целью соединим катушки обмотки возбуждения генератора динамического торможения в две параллельные ветки и введем в цепь якоря ЭМУ активное сопротивление, равное 12,8 *ом*, как это было нами сделано в расчете, приведенном в § 3 главы IV. Для этого случая $T_1 = 0,064 \text{ сек}$. Постоянную времени короткозамкнутой цепи ЭМУ сделаем равной 0,04 *сек*, чего можно достичь введем в цепь активного сопротивления

$$R_{\text{доб}} = \frac{I_{\text{н}} \cdot \varepsilon}{T_2} - R_{\text{н}} = \frac{0,18}{0,04} - 2 = 2,5 \text{ ом}.$$

Для этого случая сопрягающие частоты будут равны

$$\begin{aligned}\omega_0 &= \frac{1}{0,23} = 4,35 \text{ сек}^{-1}; \lg \omega_0 = 0,64; \\ \omega_1 &= \frac{1}{T_1} = \frac{1}{0,064} = 15,7 \text{ сек}^{-1}; \lg \omega_1 = 1,19; \\ \omega_2 &= \frac{1}{T_2} = \frac{1}{0,04} = 25 \text{ сек}^{-1}; \lg \omega_2 = 1,4.\end{aligned}$$

Передаточная функция не скорректированной системы будет иметь вид

$$W(s) = \frac{20}{s(1 + 0,23s)(1 + 0,064s)(1 + 0,04s)} \quad (712)$$

На рис. 49 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика 1 нескорректированной системы, имеющей передаточную функцию (712).

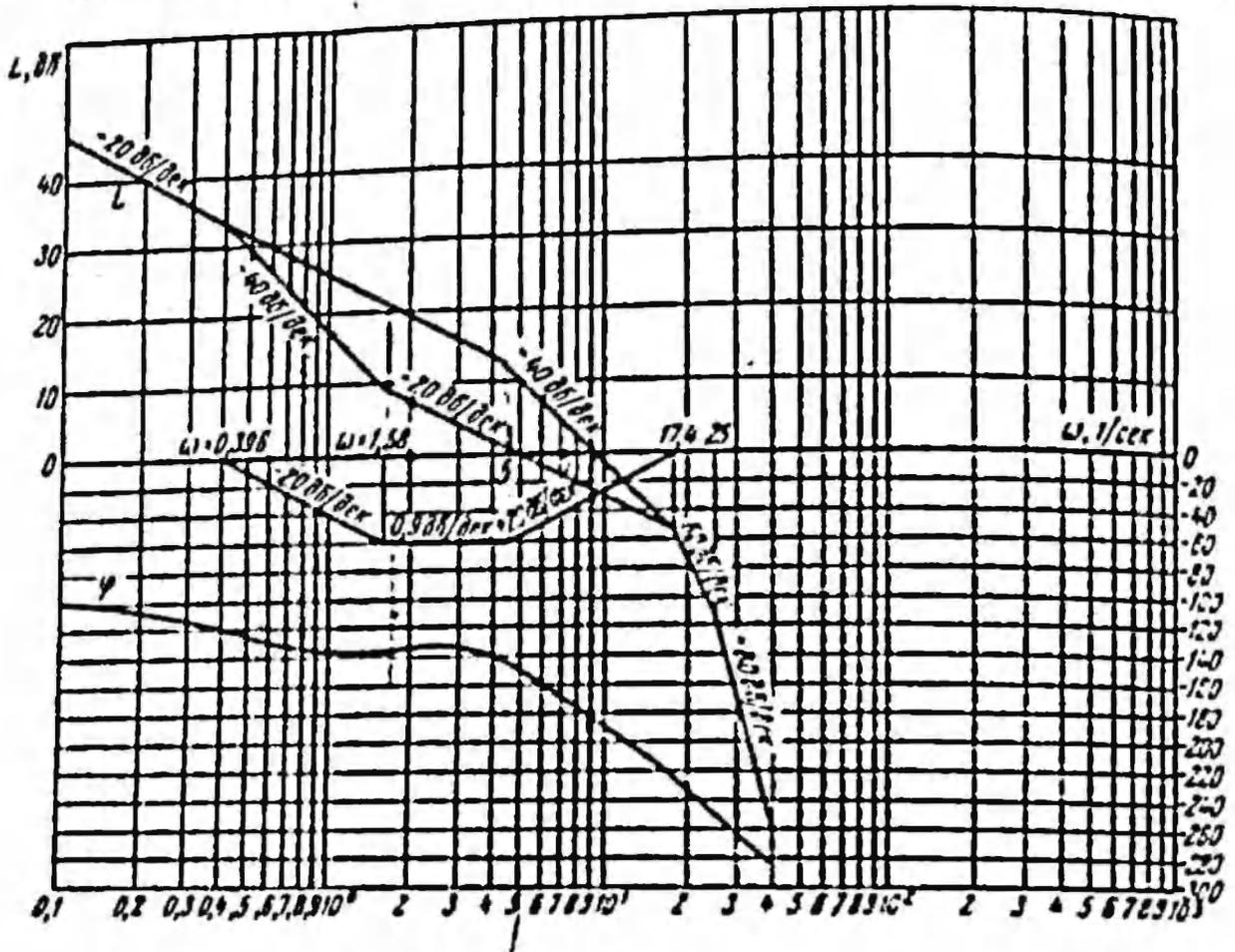


Рис. 49. Характеристика нескорректированной системы, имеющей передаточную функцию (712):

а — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика; б — фазо-частотная характеристика

Выбор и расчет корректирующей цепи

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика 1 нескорректированной системы управления при ее продолжении пересекает ось абсцисс при частоте 20 сек^{-1} , соответствующей коэффициенту ускорения k_j .

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика нескорректированной системы пересекает ось абсцисс при частоте примерно 10 сек^{-1} и имеет наклон — 40 дБ/декаду .

При наклоне кривой, равном 40 дБ/декаду , система управления неустойчива, что можно подтвердить, определив предельный сдвиг фаз при $\omega = 10 \text{ сек}^{-1}$,

$$\begin{aligned} \varphi &= -90^\circ - \text{arctg } 10 \cdot 0.23 - \text{arctg } 10 \cdot 0.064 - \text{arctg } 10 \cdot 0.04 = \\ &= -90^\circ - 67^\circ - 33^\circ - 22^\circ = -212^\circ. \end{aligned}$$

Предельный сдвиг фаз

$$\varphi_{д. \varphi} = \varphi + 180^\circ = -212^\circ + 180^\circ = -32^\circ.$$

Таким образом, система управления неустойчива и надо ввести корректирующие цепи.

Применение опережающих корректирующих цепей нельзя признать целесообразным, так как при этом надо снизить коэффициент усиления k_j , в против-

ном случае систему управления надо будет рассчитать на полосу частот, равную 20 1/сек.

При такой частоте преобладающая постоянная времени

$$T = \frac{1}{\left(\frac{\varphi_{п.ф.}}{360}\right) \cdot \omega_c} = \frac{1}{\left(\frac{50}{360}\right) \cdot \pi \cdot 20} = 0,11 \text{ сек.}$$

Очевидно, такую малую длительность переходного процесса подъемный двигатель не сможет обеспечить.

Кроме того, следует всегда помнить в виду, что на систему, рассчитанную на большую ширину частот, существенно влияют помехи.

Поэтому во всех случаях следует избегать лишнего быстрого действия системы управления рудничной подъемной машиной.

По приведенным соображениям коррекцию с помощью опережающего контура применять не следует. Нельзя признать удачной в рассматриваемом случае и коррекцию системы при помощи запаздывающего контура, так как в этом случае система будет слишком медленно действующей.

Наилучшие результаты могут быть получены при коррекции опережающе-запаздывающим контуром, показанным на рис. 43, имеющим передаточную функцию

$$W_H(j\omega) = \frac{(1+j\omega\tau_a)(1+j\omega\tau_b)}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)} \quad (713)$$

Уравнение (713) можно переписать в следующем виде:

$$W_H(j\omega) = \frac{\left[1+j\left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)\right] \left[1+j\left(\frac{\omega}{\omega_b}\right)\right]}{\left(1+j\omega\frac{\omega_a}{\alpha}\right) \left(1+j\frac{\omega}{\alpha\omega_b}\right)}, \quad (714)$$

где

$$\omega_a = \frac{1}{\tau_a}; \quad \omega_b = \frac{1}{\tau_b}; \quad \tau_1 = \alpha\tau_a; \quad \tau_2 = \frac{\tau_b}{2} + \frac{1}{\alpha} \text{ — коэффициент затухания.}$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика опережающе-запаздывающего контура показана на рис. 49.

Параметры опережающе-запаздывающего контура надо рассчитывать следующим образом. Приемлемое качество регулирования можно получить в том случае, если логарифмическая амплитудно-частотная характеристика сохраняет свой наклон, равный -20 дб/декада в сторону увеличения и в сторону уменьшения частот от значения частоты среза ω_c в пределах 0,5 декады.

Как было получено ранее, $\lg \omega_c = 0,7$ декады.

Поэтому наклон логарифмической амплитудно-частотной характеристики, равный -20 дб/декада , должен сохраняться в пределах от $\lg \omega_a = \lg \omega_c - 0,5 = 0,7 - 0,5 = 0,2$ декады, до $\lg \omega_b = \lg \omega_c + 0,5 = 0,7 + 0,5 = 1,2$ декады.

Продолжив прямую 1 (см. рис. 48) с наклоном -20 дб/декада , получим при частоте среза ω_c усиление нескорректированной системы, равное 12 дб. В связи с этим интегрирующе-дифференцирующий контур должен создать затухание, равное 12 дб.

Из выражения

$$-20 \lg \alpha = -12 \text{ дб}$$

находим значение коэффициента α

$$\alpha = 4.$$

Коэффициент затухания определим из выражения

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{4} = 0,25.$$

Определяем сопрягающую частоту корректирующего контура, равную сопрягающей частоте системы ω_0

$$\omega_a = \omega_0 = 4,35 \text{ 1/сек.}$$

откуда

$$\tau_a = \frac{1}{\omega_a} = \frac{1}{4,35} = 0,23 \text{ сек.}$$

Частоту сопряжения участка логарифмической амплитудно-частотной характеристики корректирующего контура с наклоном 20 дб/декаду по ось абсцисс определим из выражения

$$\alpha \omega_a = \frac{1}{4} \cdot 4,35 = 1,1 \text{ 1/сек.}$$

$$\lg \alpha \omega_a = \lg 1,1 = 0,04 \text{ декада.}$$

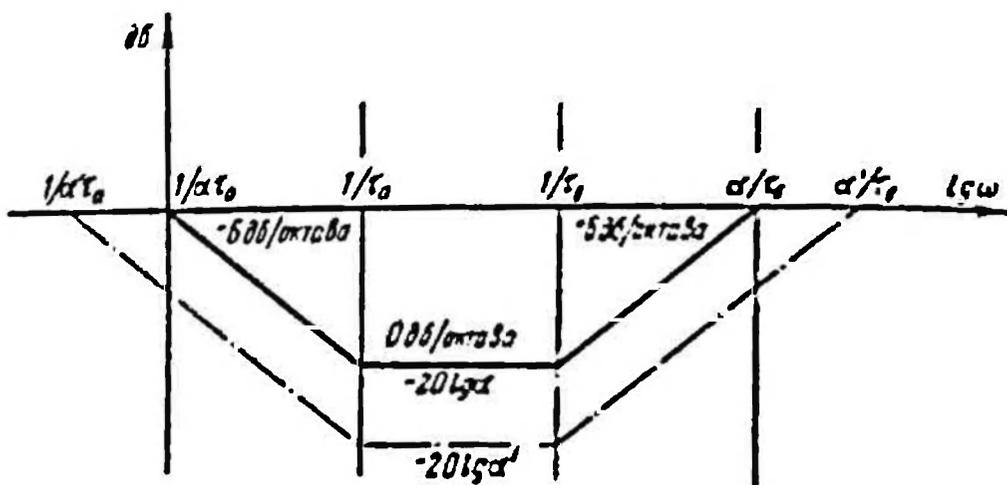


Рис. 69. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика опережающе-запаздывающего контура

Частота сопряжения участка логарифмической амплитудно-частотной характеристики корректирующего контура, имеющего наклон 0 дб/декаду, с участком, имеющим наклон, равный -20 дб/декаду, найдена выше

$$\omega_a = 1,59 \text{ 1/сек.}$$

$$\tau_a = \frac{1}{\omega_a} = 0,631 \text{ сек.}$$

Частоту сопряжения участка логарифмической амплитудно-частотной характеристики корректирующего контура, имеющего наклон -20 дб/декаду с осью абсцисс определим из выражения

$$\omega_a = \frac{\omega_a}{\alpha} = \frac{1,59}{4} = 0,396 \text{ 1/сек.}$$

$$\tau_a = \frac{1}{\omega_a} = \frac{1}{0,396} = 2,5 \text{ сек.}$$

В результате коррекции получена желаемая логарифмическо-частотная характеристика первого типа (см. табл. 13).

Передаточная функция скорректированной системы будет иметь вид

$$W(j\omega) W_{II}(j\omega) = \frac{20(1 + 0,631j\omega)}{j\omega(1 + 0,061j\omega)(1 + 0,041j\omega)(1 + 2,53j\omega)(1 + 0,075j\omega)}$$

Общий фазовый угол скорректированной системы при частоте среза $\omega_c = 5 \text{ сек}^{-1}$

$$\varphi = -90^\circ - \text{arctg } 5 \cdot 0,064 - \text{arctg } 5 \cdot 0,04 - \text{arctg } 5 \cdot 2,53 - \text{arctg } 5 \cdot 0,0575 + \\ + \text{arctg } 5 \cdot 0,634 = -90^\circ - 17^\circ - 11^\circ - 85^\circ - 16^\circ + 73^\circ = -146^\circ.$$

Запас по фазе

$$\gamma = \varphi + 180^\circ = +34^\circ.$$

Скорректированная система является устойчивой с запасом по фазе, равным $\gamma = 34^\circ$.

Такой запас по фазе при расчете следящих систем обычно считается достаточным.

Значение преобладающей постоянной времени системы определяем из выражения

$$T = \frac{1}{\left(\frac{\varphi_{п.ф}}{360}\right) \pi \omega_c} = \frac{1}{\frac{34}{360} \pi \cdot 5} = 0,67 \text{ сек.}$$

Полученное по приближенной формуле значение постоянной времени превышает заданное, но, как показывает переходный процесс для скорректированной системы, действительная длительность переходного процесса соответствует заданным условиям.

Постоянные времени интегрирующе-дифференцирующего контура, изображенного на рис. 43, следующим образом определяются через параметры контура:

$$\tau_a = R_1 C_1 \quad (715)$$

$$\tau_b = R_2 C_2 \quad (716)$$

$$\frac{\alpha - 1}{\alpha} (\alpha \tau_a - \tau_b) = R_1 C_2. \quad (717)$$

Выбираем $C_1 = 0,2 \text{ мкф.}$

По формуле (715) определяем R_1

$$R_1 = \frac{\tau_a}{C_1} = \frac{0,634}{0,2} = 3,17 \text{ Мом.}$$

Определяем C_2 по формуле (717)

$$C_2 = \frac{\alpha - 1}{\alpha R_1} (\alpha \tau_a - \tau_b) = \frac{3}{4 \cdot 3,17} (4 \cdot 0,634 - 0,23) = 0,545 \text{ мкф.}$$

Определяем R_2 по формуле (716)

$$R_2 = \frac{\tau_b}{C_2} = \frac{0,23}{0,545} = 0,42 \text{ Мом.}$$

Построение кривой переходного процесса

Для построения кривой переходного процесса используем приближенный метод трапецевидальных вещественных частотных характеристик, а для построения вещественной частотной характеристики замкнутой системы управления — номограмму, изображенную на рис. 50. При помощи номограммы можно весьма просто построить вещественную частотную характеристику замкнутой системы управления по амплитудно-фазовой характеристике разомкнутой системы. Для этого, очевидно, можно использовать и логарифмическую

амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики разомкнутой системы.

Для ряда значений частоты ω при помощи логарифмической ленть величины амплитуд и фаз. Затем на номограмме надо нанести точки, соответствующие найденным значениям амплитуд и фаз. Соединив точки плавной кривой, получим амплитудно-фазовую характеристику разомкнутой системы.

Точки пересечения амплитудно-фазовой характеристики с сеткой кривых номограммы укажут значения вещественно-частотной характеристики замкнутой системы $P(\omega)$. Характеристика $P(\omega)$ в системе декартовых координат приведена на рис. 51, а результаты вычислений — в табл. 14.

Вещественную частотную характеристику, изображенную на рис. 51, разобьем на четыре трапеции. Трапеции приведены на рис. 52.

Таблица 14

$\omega, \text{сек}^{-1}$	$L, \text{дБ}$	φ_1	$P(\omega)$
0,1	46	$-101^\circ 30'$	
0,7	24	-134°	1,04
1	18	$-137^\circ 25'$	1,00
2	8	-135°	1,2
4	1,8	-140°	0,9
5	0	-146°	0,5
7	-3,8	-170°	-1,4
10	-6	$-195^\circ 10'$	-0,8
15	-9,6	-214°	-0,3
20	-14,4	-233°	-0,09
40	-52	$-283^\circ 50'$	0

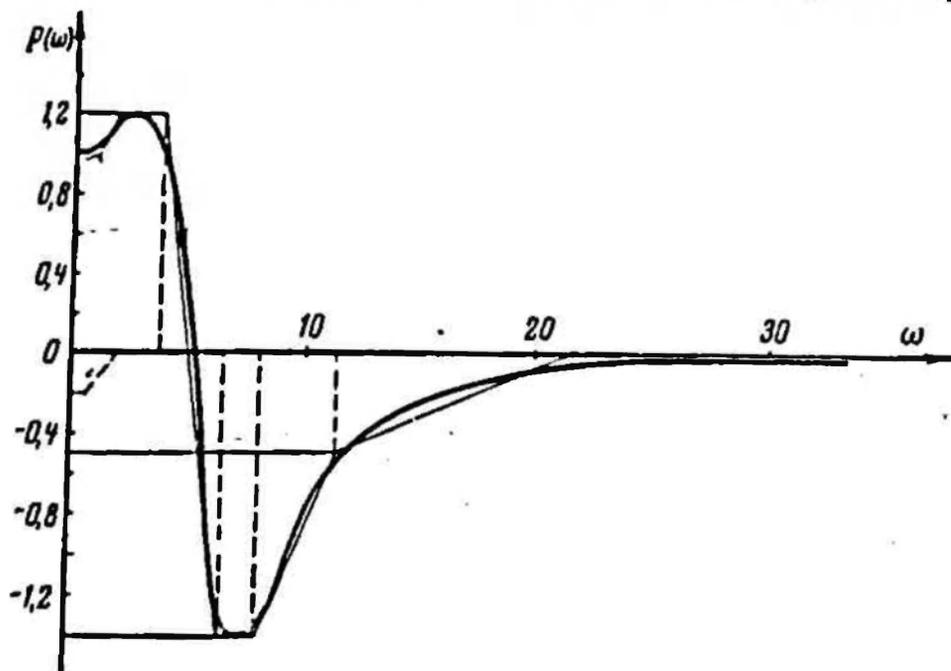


Рис. 51. Вещественная характеристика

Каждую из трапеций характеризуют следующие параметры: коэффициент наклона $\kappa = \frac{\omega_\sigma}{\omega_0}$ и высота $P(0)$. При этом ω_σ представляет

собой интервал равномерного пропускания частот, а ω_0 — весь интервал пропускания частот трапецидальной характеристики.

Параметры трапеций, на которые разбита вещественная частотная характеристика замкнутой системы управления, приведены в табл. 15.

Переходный процесс, выз-

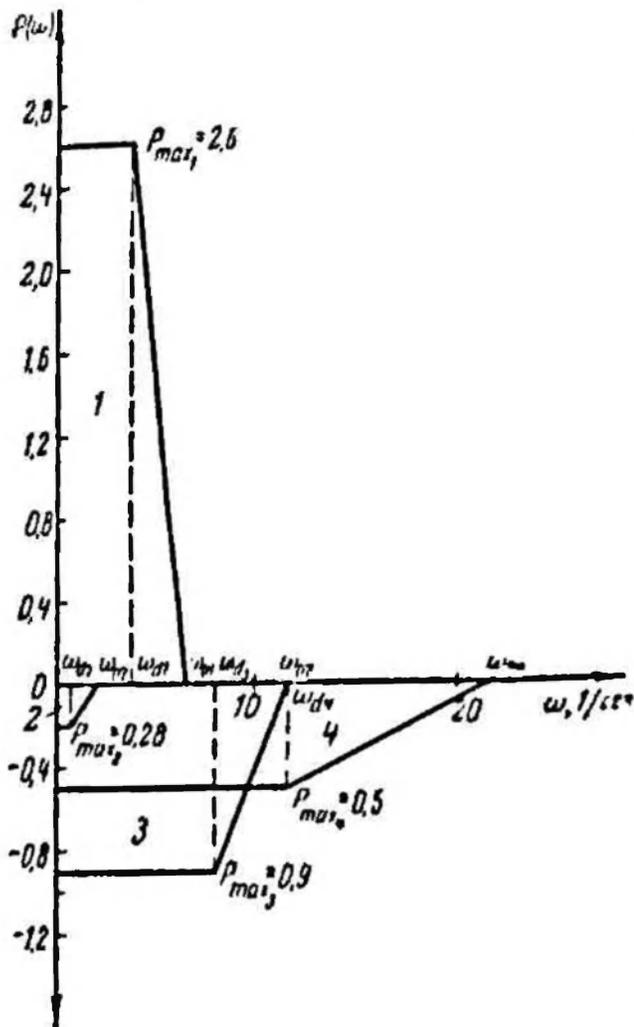


Рис. 12. Трапеции

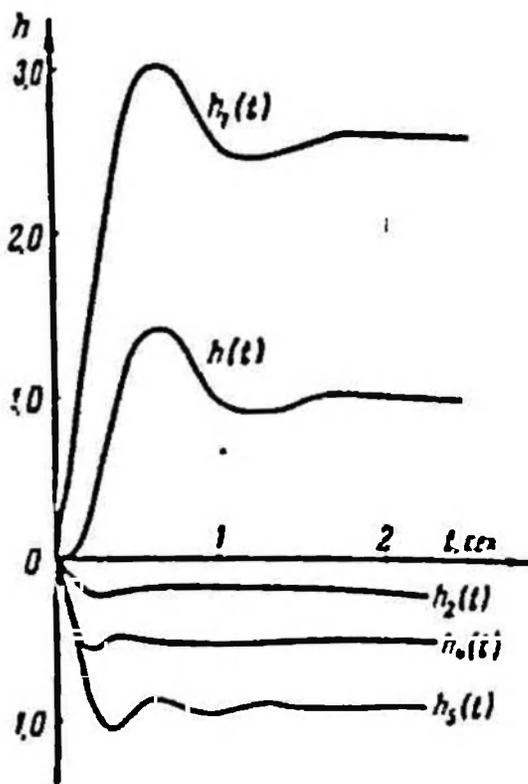


Рис. 13. Переходные функции

Таблица 15

Номер трапеции на рис. 12	ω_a , сек ⁻¹	ω_0 , сек ⁻¹	$\kappa = \frac{\omega_a}{\omega_0}$	$P(0)$
1	3,8	6,6	0,575	2,6
2	0,6	2,0	0,3	-0,2
3	8,0	11,6	0,7	-0,9
4	11,6	21,6	0,55	-0,5

ванный единичным изменением заданной скорости, для трапецидальной характеристики, имеющей высоту $P(0) = 1$, описывает уравнение

$$h_{\kappa} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{1-\kappa} \left[\sin(\omega_0 t) - \kappa \sin(\kappa \omega_0 t) + \frac{\cos(\omega_0 t) - \cos(\kappa t)}{t} \right]. \quad (718)$$

Таблица 16

τ	h_x	$i = \frac{\tau}{\omega_0}$, сек	$h_1 =$ $= h_x P_1(0)$
0	0	0	0
0,5	0,251	0,076	0,65
1	0,483	0,15	1,26
2	0,867	0,3	2,25
3	1,091	0,45	2,83
4	1,155	0,61	3,0
5	1,114	0,76	2,89
6	1,029	0,91	2,67
7	0,966	1,06	2,58
8	0,916	1,2	2,53
9	0,961	1,36	2,56
10	0,989	1,51	2,57
11	1,008	1,66	2,61
12	1,012	1,81	2,62
13	1,01	1,97	2,62
14	1,007	2,12	2,62
15	1,0045	2,27	2,61
16	1,004	2,42	2,6
17	1,003	2,58	2,6
18	1,0	2,72	2,6

Таблица 18

τ	h_x	$i = \frac{\tau}{\omega_0}$, сек	$h_3 =$ $= h_x P_3(0)$
0	0	0	0
0,5	0,267	0,043	-0,24
1	0,519	0,086	-0,47
2	0,919	0,17	-0,825
3	1,130	0,26	-1,02
4	1,160	0,345	-1,045
5	1,084	0,43	-0,975
6	0,984	0,52	-0,885
7	0,927	0,6	-0,835
8	0,932	0,69	-0,84
9	0,976	0,78	-0,88
10	1,02	0,86	-0,92
11	1,039	0,95	-0,935
12	1,027	1,03	-0,92
13	1,005	1,12	-0,905
14	0,987	1,21	-0,89
15	0,983	1,29	-0,88
16	0,99	1,38	-0,89
17	0,999	1,46	-0,9
18	1,004	1,55	-0,905
19	1,004	1,64	-0,905
20	1,003	1,73	-0,9
21	0,999	1,87	-0,9

Таблица 17

τ	h_x	$i = \frac{\tau}{\omega_0}$, сек	$h_2 =$ $= h_x P_2(0)$
0	0	0	0
0,5	0,207	0,25	-0,0414
1	0,401	0,5	-0,0802
2	0,684	1	-0,136
3	0,959	1,5	-0,192
4	1,06	2	-0,212
5	1,087	2,5	-0,217
6	1,065	3	-0,213
7	1,037	3,5	-0,208
8	1,021	4	-0,204
9	1,018	4,5	-0,204
10	1,019	5	-0,204
11	1,014	5,5	-0,203
12	1,004	6	-0,2008
13	0,994	6,5	-0,199
14	0,988	7	-0,198
15	0,988	7,5	-0,198
16	0,991	8	-0,198
17	0,994	8,5	-0,198
18	0,995	9	-0,199
19	0,995	9,5	-0,199
20	0,995	10	-0,199
21	0,997	10,5	-0,199
22	1,00	11	-0,2

Таблица 19

τ	h_x	$i = \frac{\tau}{\omega_0}$, сек	$h_4 =$ $= h_x P_4(0)$
0	0	0	0
0,5	0,248	0,023	-0,124
1	0,476	0,046	-0,238
2	0,856	0,093	-0,428
3	1,082	0,14	-0,541
4	1,152	0,185	-0,576
5	1,115	0,23	-0,557
6	1,037	0,28	-0,518
7	0,975	0,32	-0,487
8	0,951	0,37	-0,475
9	0,960	0,42	-0,488
10	0,985	0,46	-0,492
11	1,002	0,51	-0,501
12	1,006	0,56	-0,503
13	1,006	0,6	-0,503
14	1,006	0,65	-0,503
15	1,007	0,7	-0,503
16	1,008	0,74	-0,504
17	1,007	0,79	-0,503
18	1,002	0,83	-0,501
19	0,995	0,88	-0,498
20	0,991	0,93	-0,495
21	0,993	0,97	-0,497
22	0,996	1,02	-0,498
23	1,001	1,06	-0,500

Значения h_x — функции для различных величин коэффициентов наклона α и времени t приведены в табл. 16, 17, 18 и 19 для трапеций соответственно 1, 2, 3 и 4.

На рис. 53 показаны переходные функции для каждой из трапециевидальных характеристик, данные которых приведены в табл. 16—19. В результате алгебраического сложения переходных функций получена кривая переходного процесса $h(t)$.

Из анализа кривой переходного процесса следует, что действительная длительность переходного процесса, равная 1,4 сек, близка к заданному значению. Величина перерегулирования несколько повышена, но она не выходит за допустимые пределы.

Имея в виду приближенный характер синтеза, а также и то, что в реальных условиях можно принять значительно меньшую точность управления, а значит и меньший коэффициент усиления системы, приемлемое качество управления должно быть получено в результате окончательной практической настройки параметров системы при вводе ее в эксплуатацию.

Качественные показатели системы управления

Добротность системы $D_j = 20 \text{ сек}^{-1}$. Система устойчива и обладает запасом устойчивости по амплитуде $h = 4 \text{ дБ}$ и по фазе $\gamma = 34^\circ$. Число колебаний по превышает $\mu = 2$. Длительность переходного процесса $t = 1,4 \text{ сек}$, перерегулирование $\sigma = 38\%$.

Принем значение установившейся отклонения действительной скорости от заданной при задании движения подъемной машины с постоянным ускорением $f = 0,8 \text{ м/сек}^2$, равным $\Delta u = 0,16 \text{ м/сек}$.

Добротность системы, обеспечивающая заданные условия,

$$D_j = \frac{f}{\Delta u} = \frac{0,8}{0,16} = 5,1/\text{сек}.$$

Частота среза при принятых выше длительности переходного процесса $T = 1,2 \text{ сек}$ и значении относительного коэффициента демпфирования $\zeta = 0,5$, соответствующем максимальному перерегулированию $\sigma = 15\%$, определится из выражения

$$\omega_0 = \frac{1}{T \zeta} = \frac{3}{1,2 \cdot 0,5} = 5,1/\text{сек}.$$

На рис. 54 кривая 1 является логарифмической амплитудно-частотной характеристикой неизменяемой части системы для прежних сопрягающих частот

$$\omega_1 = 4,35 \text{ 1/сек}; \quad \tau_1 = \frac{1}{\omega_1} = 0,23 \text{ сек};$$

$$\omega_2 = 15,8 \text{ 1/сек}; \quad \tau_2 = \frac{1}{\omega_2} = 0,0634 \text{ сек};$$

$$\omega_3 = 25 \text{ 1/сек}; \quad \tau_3 = \frac{1}{\omega_3} = 0,04 \text{ сек}.$$

Передаточная функция такой системы будет иметь вид

$$W(j\omega) = \frac{5r}{j\omega(1+0,23j\omega)(1+0,0634j\omega)(1+0,04j\omega)}$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика пересекает линию 0 дБ при частоте среза

$$\omega_c = 4,75 \text{ 1/сек.}$$

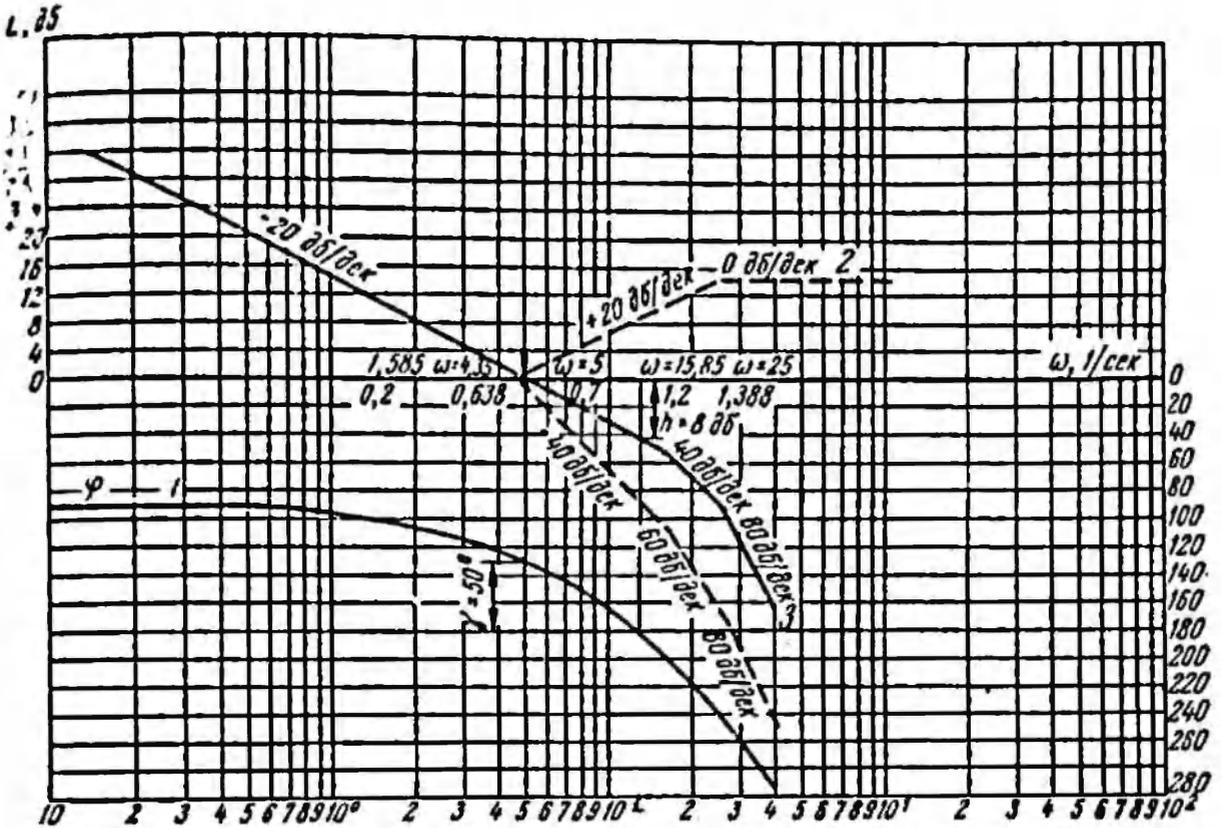


Рис. 54. Логарифмические характеристики системы при коррекции при помощи дифференцирующего контура:

1 — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика нескорректированной системы; 2 — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика дифференцирующего контура; 3 — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика скорректированной системы.

При этой частоте запаздывание по фазе

$$\begin{aligned} \varphi &= -90^\circ - \arctg 0,23 \cdot 4,75 - \arctg 0,0634 \cdot 4,75 - \arctg 0,04 \cdot 4,75 = \\ &= -90^\circ - 48^\circ - 17^\circ - 10^\circ 50' = -166^\circ \end{aligned}$$

Запас по фазе при $\omega_c = 4,75 \text{ 1/сек}$

$$\gamma = -166^\circ + 180^\circ = 14^\circ$$

При полученном запасе по фазе система является устойчивой, но качество процесса будет неудовлетворительным; величина пере-регулирования и длительность переходного процесса будут недопустимо большими.

Для улучшения качества управления в рассматриваемом случае с успехом может быть использовано дифференцирующее корректирующее звено.

Передаточная функция скорректированной системы при наличии последовательного корректирующего контура может быть записана в виде

$$W_c(j\omega) = W(j\omega) W_k(j\omega),$$

где $W_k(j\omega)$ — передаточная функция корректирующего контура.

Величина первой сопрягающей частоты асимптотической логарифмической амплитудно-частотной характеристики дифференцирующего звена с линией 0 дБ, очевидно, должна быть равна $\omega_a = 4,35$ 1/сек, откуда

$$\tau_a = \frac{1}{\omega_a} = 0,23 \text{ сек.}$$

При выполнении этого условия частота среза будет лежать в пределах заданной $\omega_c = 5$ 1/сек.

В качестве второй сопрягающей частоты дифференцирующего контура примем $\omega_b = 25$ 1/сек, откуда

$$\tau_b = \frac{1}{\omega_b} = \frac{1}{25} = 0,04 \text{ сек.}$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика дифференцирующего звена изображена на рис. 54 кривой 2. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика скорректированной системы представлена кривой 3. Она имеет следующие сопрягающие частоты:

$$\omega_1 = 15,8 \text{ 1/сек; } \tau_1 = 0,0634 \text{ сек;}$$

$$\omega_2 = \omega_3 = 25 \text{ 1/сек; } \tau_2 = \tau_3 = \frac{1}{25} = 0,04 \text{ сек.}$$

Передаточная функция дифференцирующего контура

$$W_k(j\omega) = k_k \frac{1 + j\omega\tau_a}{1 + j\omega\tau_b} = \frac{1}{\alpha} \frac{1 + j\omega\tau_a}{1 + j\omega\tau_b}.$$

При этом

$$k_k = \frac{1}{\alpha}; \quad \tau_a = \alpha\tau_b, \text{ откуда}$$

$$\alpha = \frac{\tau_a}{\tau_b} = \frac{0,23}{0,04} = 5,75;$$

$$k_k = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{5,75};$$

$$20 \lg k_k = 20 (\lg 1 - \lg 5,75) = -15,2 \text{ дБ.}$$

Окончательно передаточную функцию дифференцирующего контура получим в виде

$$W_k(j\omega) = \frac{1}{5,75} \cdot \frac{1 + 0,23j\omega}{1 + 0,04j\omega}.$$

Таким образом, дифференцирующий корректирующий контур понижает коэффициент усиления системы в α раз. Для компенсации этого отрицательного влияния необходимо увеличить коэффициент усиления разомкнутой трудноразменяемой части системы в α раз.

В связи с этим для передаточной функции скорректированной системы получим

$$W_c(j\omega) = \alpha \frac{5 \overset{50^\circ}{\omega}}{j\omega (1+0,23j\omega) (1+0,0634j\omega) (1+0,04j\omega)} \cdot \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{1+0,23j\omega}{1+0,04j\omega} =$$

$$= \frac{5 \overset{50^\circ}{\omega}}{(1+0,0634j\omega) (1+0,04j\omega)^2}$$

Фазовый угол скорректированной системы управления для частоты среза $\omega_c = 5$ 1/сек определится из выражения

$$\varphi_{\omega_c} = -50^\circ \operatorname{arctg} 0,0634 \cdot 5 - 2 \operatorname{arctg} 0,04 \cdot 5 =$$

$$= -90^\circ - 17^\circ 30' - 2 \cdot 11^\circ 20' = -130^\circ.$$

Запас по фазе

$$\gamma = -130^\circ + 180^\circ = 50^\circ.$$

Определяя фазовый угол скорректированной системы для различных частот, можно построить фазо-частотную характеристику, изображенную на рис. 54.

Запас по модулю определяется для фазового угла $\varphi = -180^\circ$. Он будет равен

$$h = 8 \text{ дб.}$$

Используя способ, описанный выше, на номограмму, изображенную на рис. 50, наносим амплитудно-фазовую характеристику. Затем по точкам пересечения с сеткой кривых на номограмме строим вещественную частотную характеристику. Вещественную частотную характеристику, приведенную на рис. 55, разбиваем на четыре трапеции.

Параметры трапеций приведены в табл. 20.

Таблица 20

№ трапеции на рис. 55	$\omega_a, \text{сек}^{-1}$	$\omega_b, \text{сек}^{-1}$	$x = \frac{\omega_a}{\omega_b}$	$P(0)$
1	4,8	8,6	0,558	1,45
2	2	4,8	0,417	0,35
3	10,6	17	0,623	-0,56
4	17	30	0,567	-0,24

Пользуясь таблицей h_x — функции, рассчитываем переходный процесс для каждой из трапеций при единичном скачкообразном изменении заданной скорости.

Таблица 21

τ	λ_x	$t = \frac{\tau}{\omega_0}$, сек	$h_1 = h_x P(0)$
0	0	0	0
0,5	0,248	0,058	0,36
1	0,476	0,116	0,69
2	0,856	0,232	1,24
3	1,082	0,35	1,57
4	1,152	0,465	1,67
5	1,115	0,58	1,63
6	1,037	0,7	1,5
7	0,975	0,815	1,31
8	0,951	0,93	1,38
9	0,960	1,04	1,39
10	0,985	1,16	1,43
11	1,002	1,28	1,45
12	1,006	1,4	1,45
13	1,006	1,5	1,45
14	1,006	1,63	1,45
15	1,007	1,75	1,45
16	1,008	1,86	1,46
17	1,007	1,93	1,45
18	1,002	2,08	1,45

Порядок расчета приведен в табл. 21, 22, 23 и 24 для трапеций соответственно 1, 2, 3 и 4.

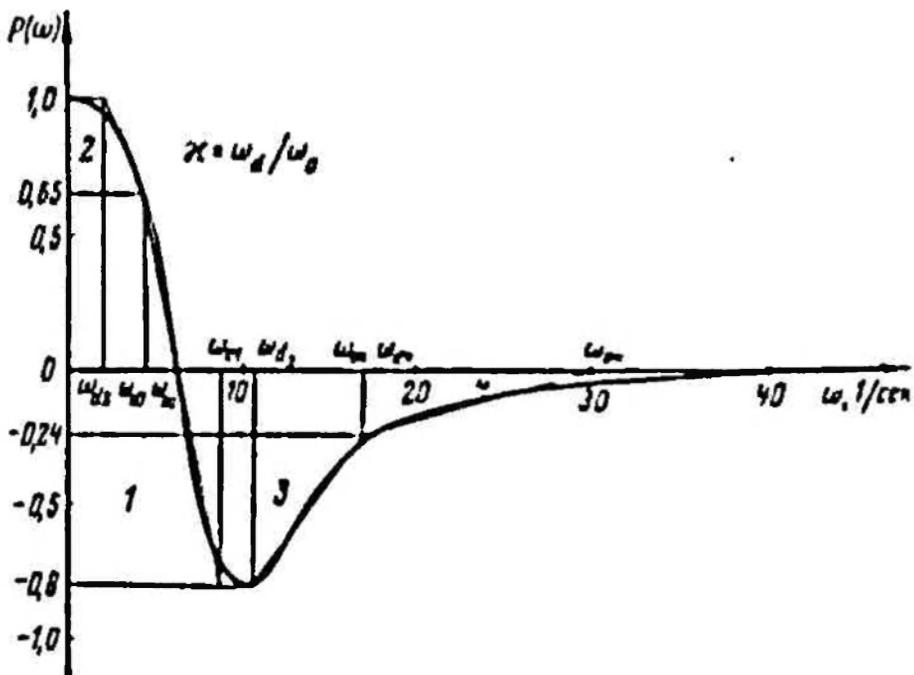


Рис. 53. Вещественная частотная характеристика системы, скорректированной при помощи дифференцирующего контура

Следует отметить, что как в предыдущей, так и в настоящей задачах вещественные характеристики разбиты на трапеции, имеющие возможно небольшие коэффициенты наклона, что предопределяло

Таблица 22

τ	h_x	$t = \frac{\tau}{\omega_0}$, сек	$h_y = h_x P(0)$
0	0	0	0
0,5	0,225	0,104	0,079
1	0,439	0,208	0,154
2	0,792	0,417	0,277
3	1,015	0,625	0,356
4	1,120	0,83	0,392
5	1,114	1,04	0,39
6	1,066	1,25	0,373
7	1,018	1,46	0,356
8	0,99	1,66	0,346
9	0,986	1,88	0,345
10	0,991	2,08	0,346
11	0,992	2,29	0,347
12	0,988	2,5	0,346
13	0,986	2,7	0,345
14	0,987	2,9	0,345
15	0,994	3,1	0,344
16	1,00	3,32	0,35
17	1,007	3,54	0,352
18			

Таблица 23

τ	h_x	$t = \frac{\tau}{\omega_0}$, сек	$h_y = h_x P(0)$
0	0	0	0
0,5	0,257	0,0294	-0,144
1	0,497	0,059	-0,278
2	0,888	0,117	-0,492
3	1,108	0,176	-0,62
4	1,158	0,235	-0,89
5	1,104	0,294	-0,64
6	1,012	0,35	-0,57
7	0,949	0,41	-0,532
8	0,938	0,47	-0,525
9	0,963	0,53	-0,54
10	1,00	0,59	-0,56
11	1,02	0,65	-0,57
12	1,022	0,7	-0,57
13	1,013	0,76	-0,565
14	1,004	0,82	-0,56
15	0,998	0,88	-0,558
16	0,997	0,94	-0,557
17	0,998	1,0	-0,558

получение переходных процессов, у которых перерегулирование заводом превышает действительное.

Переходные функции для каждой из трапецидальных характеристик, данные которых приведены в табл. 21—24 изображены на рис. 56.

τ	h_x	$t = \frac{\tau}{0,01}$, сек	$h_z = h_z P(0)$
0	0	0	0
0.5	0,250	0,0	-0,06
1	0,480	0,033	-0,115
2	0,86	0,066	-0,206
3	1,085	0,1	-0,26
4	1,154	0,133	-0,278
5	1,112	0,167	-0,268
6	1,032	0,2	-0,248
7	0,971	0,233	-0,233
8	0,948	0,267	-0,227
9	0,960	0,3	-0,230
10	0,987	0,33	-0,237
11	1,006	0,367	-0,24
12	1,009	0,4	-0,242
13	1,008	0,434	-0,241
14	1,006	0,466	-0,241
15	1,006	0,5	-0,241
16	1,005	0,534	-0,241
17	1,005	0,57	-0,241
18	1,0	0,6	-0,241

В результате сложения переходных функций получена кривая переходного процесса в системе, вызванного единичным возмущением.

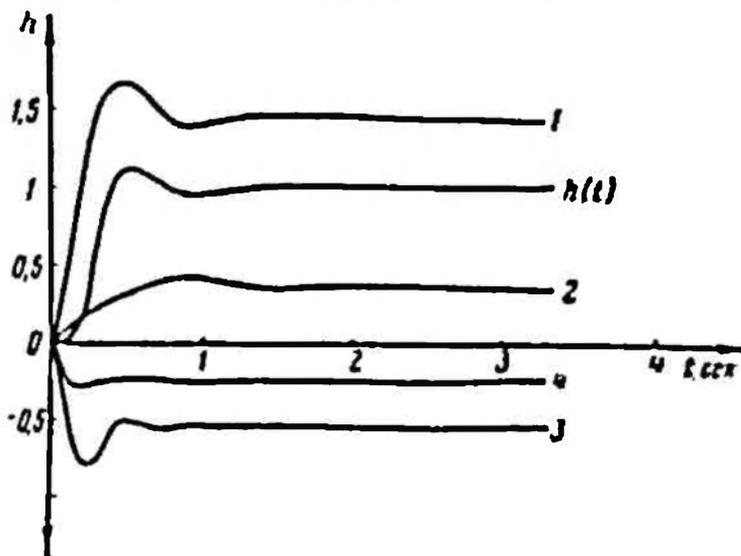


Рис. 36. Переходный процесс системы, скорректированной при помощи дифференцирующей контуры

На кривой переходного процесса видно, что действительная длительность переходного процесса равна заданной по условию задачи.

РАСЧЕТ ЦЕНТРОБЕЖНОГО РЕГУЛЯТОРА ХОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ

Регуляторы с индикатором скорости, в том числе и центробежный регулятор, в принципе могут быть использованы для автоматизации шахтных подъемных машин.

Проф. К. М. Барамидзе впервые предложил использовать центробежный регулятор в качестве привода тормоза подъемной машины и регулятора хода.

Исследованиями работы центробежного регулятора, выполненными П. А. Вышнеградским, Я. И. Грдinou, П. Е. Жуковским и другими, доказано, что длительность переходного процесса машин, управляемых центробежным регулятором, пропорциональна массе регулятора.

На рис. 57 изображена принципиальная схема предлагаемого регулятора. На схеме:

- Π — пружина противодействующего устройства, стремящегося от тормозить подъемную машину;
- ЭМ — электромагнитная муфта, которая включает вал для вращения всегда в одном направлении (независимо от направления вращения главного вала подъемной машины);
- ω_3 — угловая скорость звена дифференциала, фиксирующего заданную скорость;
- ω_0 — угловая скорость звена дифференциала, фиксирующего действительную скорость при значении ее равном пулю;
- M — муфта регулятора;
- ω — угловая скорость оси регулятора.

Таким образом, при $\omega_3 = k\omega_0$ ось регулятора вращается со скоростью $\omega = \omega_0$, пружина уравнивает усилие, развиваемое регулятором, и подъемная машина от торможена.

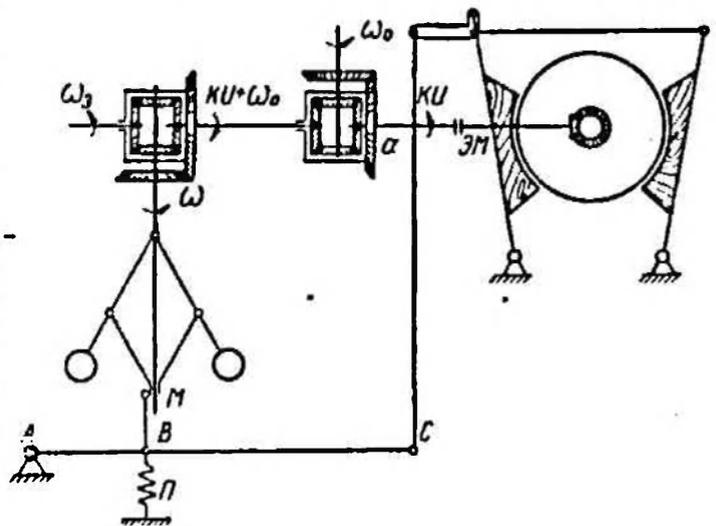


Рис. 57. Схема центробежного регулятора хода шахтной подъемной машины

Предохранительный тормозной груз может быть подвешен к балке в точке A , которая при рабочем торможении неподвижна.

Согласно закону сохранения энергии работа всех сил, действующих в регуляторе, идет на приобретение им кинетической энергии и на преодоление сил трения.

В связи с этим можно написать

$$\frac{\omega^2}{2} dt + \sum p dx - dA - \alpha \frac{dx}{dt} dx - \frac{Q}{H} x dx = dT + dB, \quad (719)$$

где $\frac{\omega^2}{2} dt$ — работа нормальных сил инерции, действующих по радиусу вращения;

dx — элементарное перемещение муфты регулятора;

I — момент инерции всех движущихся частей регулятора относительно оси;

$\sum p dx$ — элементарная работа перемещения всех подвижных частей регулятора;

p — вес отдельной подвижной части регулятора;

dA — элементарная работа сил внешнего трения (в шарнирах тормозной рычажной системы);

$\alpha \frac{dx}{dt} dx$ — элементарная работа сил трения в катаракте (пропорциональна скорости поршня относительно цилиндра);

α — коэффициент пропорциональности;

Q — максимальное натяжение пружины H в верхнем крайнем положении муфты регулятора;

H — максимальное перемещение муфты;

$\frac{Q}{H} x dx$ — элементарная работа сил натяжения пружины;

dT — приращение кинетической энергии регулятора;

dB — элементарная работа сил внутреннего трения.

Обозначим

$$S = \sum p + \frac{Q}{H} x. \quad (720)$$

Силу S называют «поддерживающей силой» регулятора.

Будем рассматривать две категории сил трения, работа которых равна $dA + dB$. К первой категории отнесем силы «сухого» трения, которые после приведения их к муфте дают силы $\pm F$.

Ко второй категории отнесем силы, имеющие характер сил вязкого трения. Такой будет сила трения между шпонкой и муфтой, являющаяся следствием действия момента касательных сил инерции. На наличие этого дополнительного трения впервые указал Я. И. Грдина.

Для дополнительного трения можно написать

$$R = \pm \gamma M. \quad (721)$$

Для момента M имеем

$$M = \frac{d(I\omega)}{dt} = \omega I \frac{dx}{dt} + I \frac{d\omega}{dt}. \quad (722)$$

Поэтому

$$\bar{n} = \pm \gamma \left(\omega i' \frac{dx}{dt} + i \frac{d\omega}{dt} \right). \quad (723)$$

С другой стороны,

$$R = \pm 2f \frac{M}{r}, \quad (724)$$

где f — коэффициент трения;
 r — радиус оси регулятора.

Из выражений (721) и (724) имеем

$$\gamma = \frac{2f}{r}. \quad (725)$$

По формуле (725) можно определить значение коэффициента γ для данного регулятора. Величина коэффициента трения f находится в пределах 0,04—0,08.

Перемещение грузов регулятора, а следовательно, и муфты в процессе регулирования будет незначительно, поэтому массу регулятора m будем считать постоянной.

Таким образом, для элементарного приращения кинетической энергии T можно написать

$$dT = m \frac{d^2x}{dt^2} dx. \quad (726)$$

Подставляя в уравнение (719) все преобразованные члены и сокращая на dx , получим

$$\frac{\omega^2 l'}{2} - (\alpha \pm \gamma \omega i') \frac{dx}{dt} - m \frac{d^2x}{dt^2} \mp \gamma i \frac{d\omega}{dt} - \frac{Q}{H} x \mp F_0 = 0. \quad (727)$$

Обозначив через $F_{дв}$ приведенное к ободу барабана движущее усилие, развиваемое двигателем, $F_{сопр}$ — силу сопротивления и \mathfrak{M} — приведенную к ободу барабана массу движущихся частей подъемной машины, можно написать

$$\frac{du}{dt} = \frac{F_{дв} - F_{сопр}}{\mathfrak{M}}. \quad (728)$$

Пусть $F_{дв}$ не зависит от скорости машины.

Такую характеристику двигателя можно получить, включив индуктивность параллельно активному сопротивлению в цепи ротора. При наличии в цепи ротора только активного сопротивления будет иметь место саморегулирование, которое создает более благоприятные условия для регулирования

$$F_{сопр} = F_{ст} + F, \quad (729)$$

где $F_{ст}$ — статическая нагрузка;

F — усилие, развиваемое регулятором.

Обозначив

$$F_{дв} - F_{ст} = D, \quad (730)$$

можно написать

$$\frac{du}{dt} = \frac{D - F}{\mathfrak{M}}. \quad (731)$$

Примем для различных установившихся значений скорости машины изменение среднего тормозного усилия, развиваемого регулятором, пропорциональным перемещению муфты регулятора, т. е.

$$F_1 = \lambda \cdot x_1, \quad (732)$$

где x_1 — расстояние муфты регулятора от положения, при котором тормозное усилие равно нулю.

Для периода неустановившегося движения в связи с этим можно написать

$$\frac{du}{dt} = \frac{\lambda \cdot (x_1 - x)}{2\tau}, \quad (733)$$

но

$$\omega = k u + \omega_0 - \omega_2, \quad (734)$$

где

$$k = \frac{2\sigma}{D_0}; \quad (735)$$

σ — передаточное отношение;

D_0 — диаметр барабана;

$$\frac{d\omega}{dt} = k \frac{du}{dt}, \quad (736)$$

Подставляя формулу (733) в выражение (734) и решая относительно x , получим

$$x = x_2 - \frac{1}{\varphi} \frac{d\omega}{dt}, \quad (737)$$

где

$$\varphi = \frac{k\lambda}{2\tau}. \quad (738)$$

Поэтому

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= -\frac{1}{\varphi} \cdot \frac{d^2\omega}{dt^2}; \\ \frac{d^2x}{dt^2} &= -\frac{1}{\varphi} \cdot \frac{d^3\omega}{dt^3}. \end{aligned} \right\} \quad (739)$$

С другой стороны,

$$\omega = \omega_2 + \omega_1, \quad (740)$$

где ω_2 — новое равновесное значение угловой скорости оси регулятора;

ω_1 — мгновенное значение превышения действительной скорости оси регулятора над ее новым равновесным значением.

Поэтому

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{d\omega_1}{dt}; \\ \frac{d^2\omega}{dt^2} &= \frac{d^2\omega_1}{dt^2}; \\ \frac{d^3\omega}{dt^3} &= \frac{d^3\omega_1}{dt^3}; \end{aligned} \right\} \quad (741)$$

Из уравнения (727) найдем уравнение равновесия при средней равновесной угловой скорости $\omega_{\text{ср}}$ и отсутствии трения.

Положив $\frac{dx}{dt}$; $\frac{d^2x}{dt^2}$ и $\frac{d\omega}{dt}$ равными нулю, получим

$$\frac{\omega_{\text{ср}}^2 l'}{2} = \frac{Q}{H} x = S. \quad (742)$$

Подставляя выражения (737), (739) и (741) в формулу (727), после преобразований получим

$$\begin{aligned} \frac{d^3\omega_s}{dt^3} + \frac{\alpha \pm \gamma \omega l'}{m} \cdot \frac{d^2\omega_s}{dt^2} + \frac{\frac{Q}{H} \mp \gamma l \varphi}{m} \cdot \frac{d\omega_s}{dt} + \frac{\varphi \omega_s^2 l'}{2m} + \frac{\varphi l' \omega_s^2}{2m} + \\ + \frac{\varphi \omega_s l'}{m} \omega_s - \frac{Q \varphi}{Hm} x_s \mp \frac{F_0 \varphi}{m} = 0. \end{aligned} \quad (743)$$

Принимая во внимание формулу (742) и пренебрегая значением $\frac{\varphi l' \omega_s^2}{2m}$ как величиной второго порядка, окончательно можно написать

$$\frac{d^3\omega_s}{dt^3} + \frac{\alpha \pm \gamma \omega l'}{m} \cdot \frac{d^2\omega_s}{dt^2} + \frac{\frac{Q}{H} \mp \gamma l \varphi}{m} \cdot \frac{d\omega_s}{dt} + \frac{\varphi \omega_s l'}{m} \omega_s = \pm \frac{\varphi F_0}{m}. \quad (744)$$

Коэффициенты при ω_s , $\frac{d\omega_s}{dt}$ и $\frac{d^2\omega_s}{dt^2}$ будем считать постоянными, мало изменяющимися по сравнению с этими сильно изменяющимися величинами.

Обозначим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\alpha \pm \gamma \omega l'}{m} &= a_1; \\ \frac{\frac{Q}{H} \mp \gamma l \varphi}{m} &= a_2; \\ \frac{\varphi \omega l'}{m} &= a_3. \end{aligned} \right\} \quad (745)$$

Тогда

$$\frac{d^3\omega_s}{dt^3} + a_1 \frac{d^2\omega_s}{dt^2} + a_2 \frac{d\omega_s}{dt} + a_3 \omega_s = \pm \frac{F_0 \varphi}{m}, \quad (746)$$

Положив $\alpha = 0$ (отсутствие катаракта) и принимая во внимание формулу (742), можно написать

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{2S \gamma}{m \omega}; \\ a_3 &= \frac{2S \varphi}{m \omega}; \end{aligned} \right\} \quad (747)$$

$$\frac{Q}{H} = S' = \omega \frac{d\omega}{dt} l' + \frac{\omega^2}{2} l''. \quad (748)$$

Пренебрегая величинами $\frac{\omega^2 i}{2}$ в формуле (748) и $\gamma i \varphi$ в формуле (745) и принимая во внимание, что неравномерность регулятора

$\delta = \frac{d\omega}{\omega} \Pi$, для коэффициента a_2 можно написать

$$a_2 = \frac{2S \delta}{\Pi m}. \quad (749)$$

Из критериев оптимальной добротности регулирования для уравнения третьего порядка следует

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{Y_1}{\tau} = 0; \\ a_2 &= \frac{1}{3} \theta^2; \\ a_3 &= \frac{1}{27} \theta^3. \end{aligned} \right\} \quad (750)$$

Решая совместно выражения (746), (747), (749) и (750), получим

$$\frac{2S \gamma}{m \omega} = 0; \quad (751)$$

$$\frac{2S \delta}{\Pi m} = \frac{\theta^2}{3}; \quad (752)$$

$$\frac{2S \varphi}{m \omega} = \frac{\theta^3}{27}; \quad (753)$$

Из формулы (752) имеем

$$S = \frac{\theta^2 \Pi m}{6}. \quad (754)$$

Зная величину поддерживающей силы, можно до некоторой степени судить о размерах регулятора хода.

Определим необходимое значение поддерживающей силы центробежного регулятора. Регулятор должен обеспечить выполнение заданной диаграммы скорости (максимальное ускорение равно $0,7 \text{ м/сек}^2$).

Ход муфты регулятора $\Pi = 0,1 \text{ м}$. Приведенный к муфте регулятора вес всей подвижной системы тормоза примем $Q_1 = 100 \text{ кг}$.

В этом случае масса подвижной системы тормоза будет

$$m_1 = \frac{Q_1}{g} \approx 10 \text{ кг} \cdot \text{сек}^2/\text{м}.$$

Примем $\Delta u_d = 0,3 \text{ м/сек}$ и $\delta = 0,1$.

Тогда необходимая длительность переходного процесса, определяемая формулой (96),

$$\tau_p = \frac{\Delta u_{др}}{i} = \frac{2,2 \cdot 0,3}{0,7} = \frac{0,66}{0,7} \approx 1 \text{ сек}.$$

Для уравнения третьего порядка $y_1 = 20$.

По формуле (754) получаем для поддерживающей силы регулятора

$$S = \frac{6^3 H m_1}{6\delta} = \frac{400 \cdot 0,1 \cdot 10}{1 \cdot 0,1 \cdot 6} = 670 \text{ кг}.$$

После выбора конструктивных параметров, обуславливающих определенную функциональную зависимость поддерживающей силы от угловой скорости оси регулятора, определяем угловую скорость оси регулятора ω , при которой регулятор будет развивать усилие S .

Затем по формуле (747) для полученного значения угловой скорости оси регулятора находим коэффициент φ

$$\varphi = \frac{6^3 m_1 \omega}{54 S}.$$

По формуле (732) определяем коэффициент λ

$$\lambda = \frac{F}{H},$$

Коэффициент k находим по формуле (738)

$$k = \frac{\varphi \omega}{\lambda},$$

И, наконец, по формуле (735) рассчитываем передаточное отношение σ . На этом заканчивается расчет основных параметров системы управления.

Данным исследованием убедительно доказана возможность использования центробежного регулятора в качестве регулятора хода шахтной подъемной машины и получены соотношения, при помощи которых его можно рассчитать.

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПЕРИОДА ПУСКА ПО ТОКУ И УСКОРЕНИЮ

§ 1. Схема пуска по току и ускорению

Для автоматизации процесса пуска асинхронного подъемного двигателя применяют различные методы, из которых наибольшее распространение получил пуск по току, пуск по времени и пуск по току и времени.

Пуск по току можно рекомендовать только для автоматизации систем или установок, у которых нагрузка постоянна или изменяется в значительных пределах. Это обуславливается тем, что, в частности, при спуске груза возможны недопустимые ускорения, а следовательно, и усилия в деталях подъемной машины.

При подъеме значительных грузов, когда ток нагрузки превысит величину установки срабатывания реле тока, подъемный двигатель будет длительно работать на дополнительных ступенях реостата, что может вызвать перегорание сопротивлений.

Пуск по времени будет более благоприятным, но при отрицательных нагрузках начало его будет недопустимо резким. Кроме того, на подъемных машинах, где нагрузка может иметь отрицательное значение, необходимо вводить автоматический короткозамкатель ротора подъемного двигателя при достижении скорости подъема синхронного значения.

Проф. В. С. Тулин предложил автоматизировать период пуска подъемной машины с асинхронным двигателем по току и времени.

Разработанная проф. В. С. Тулиным схема автоматизированного пуска по току и времени (схема ХЭМЗ, модель 1938 г.) принята в качестве типовой для подъемных машин Советского Союза. Эта схема обладает важными преимуществами перед схемами пуска по току или времени, но полностью лишена их недостатков.

Имея это в виду, проф. В. С. Тулин также впервые предложил автоматизировать период пуска по ускорению и разработал первую схему пуска по ускорению с использованием в качестве индикатора ускорения моментного двигателя.

Автор настоящей работы в 1950 г. предложил схему пуска по ускорению с трансформаторным акселерометром и триатропным релейным управляющим устройством. Эту схему длительное время

применяли на скиповом подъеме шахты № 33/34 комбината Карагандауголь.

Органический недостаток самого принципа автоматизации периода пуска асинхронного привода подъемной машины по ускорению —

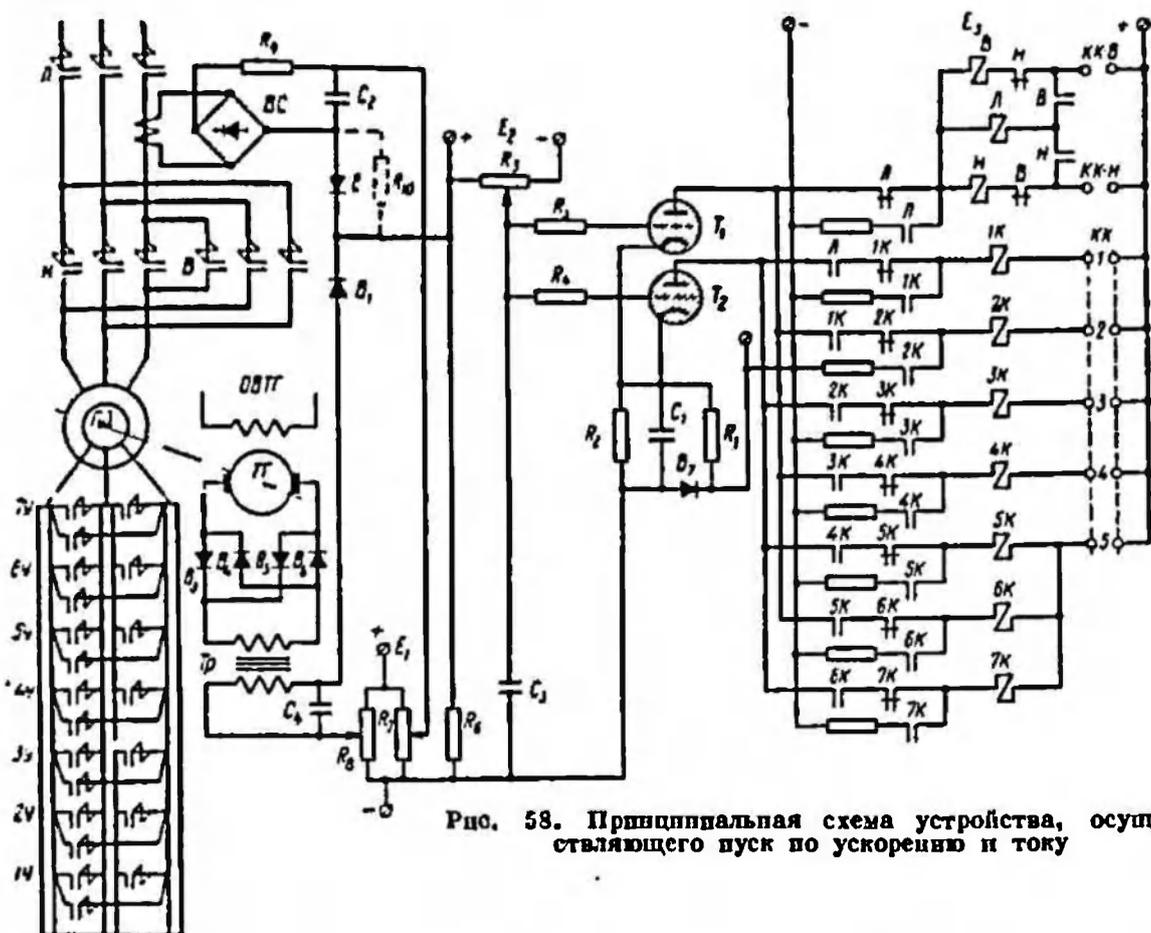


Рис. 58. Принципиальная схема устройства, осуществляющего пуск по ускорению и току

невозможность выхода двигателя на естественную характеристику при действии значительных отрицательных нагрузок, когда

$$|F_{ст}| > |I_{3\text{ min}} \mathfrak{B}|, \quad (755)$$

где $I_{3\text{ min}}$ — заданная уставка срабатывания реле ускорения.

Для устранения этого недостатка в схему надо ввести аппарат, включающий подъемный двигатель с закороченным ротором при достижении двигателем синхронной скорости.

Этот единственный недостаток препятствует использованию на практике прогрессивного принципа автоматизации пуска по ускорению.

Рассмотрим разработанные автором принцип и схему высокоэффективного пуска по ускорению и току, отвечающего требованиям эксплуатации, предъявляемым к подъемной машине в период ускоренного движения, и лишенного описанных выше недостатков, присущих другим методам.

Излагаемый принцип автоматизации пуска предполагает независимое воздействие на схему управления контакторами со стороны

индикаторов тока и ускорения. При этом реле тока настраивается на минимальное значение активного тока в двигателе, при котором еще отсутствует необходимость в автоматическом короткозамыкателе.

В качестве такой уставки реле тока может быть взят ток двигателя

$$I_{min} \cong (0,07 - 0,1) I_n, \quad (756)$$

где I_n — номинальный ток двигателя.

Таким образом, при действии значительных отрицательных нагрузок пуск подъемного двигателя будет производиться исключительно при помощи реле тока, при пных нагрузках — по ускорению.

Схема устройства, осуществляющего пуск по ускорению и току, приведена на рис. 58. Величина напряжения смещения, снимаемого с потенциометра R_2 , подобрана так, чтобы тиратроны поинизировались только при подаче через вентили B_1 и B_2 положительного потенциала e , достаточно малого по величине. Этим достигается независимость воздействия на схему управления индикаторов ускорения и тока.

Необходимые значения положительных по отношению сеток тиратронов напряжений, снимаемых с потенциометров R_1 и R_2 , можно определить из выражений

$$\left. \begin{aligned} U &= U_1 + e; \\ U &= U_2 + e. \end{aligned} \right\} \quad (757)$$

где U_1 — значение сигнала, пропорционального уставке поинизации тиратронов по ускорению, e ;

U_2 — значение сигнала, пропорционального уставке поинизации тиратронов по току, e .

Величина $e = 0,2 + 0,3 e$, компенсируя возможный разброс потенциалов поинизации тиратронов, обеспечивает надежную работу системы управления.

Схема работает следующим образом. Машинист перемещает рукоятку управления вперед или назад до упора, после чего поинизируется тиратрон T_1 и срабатывают контакторы статорного переключателя B (или H) и L . Контактор L создает для своей катушки обособленную цепь питания и разрывает анодную цепь тиратрона T_1 . Тиратрон T_1 депоинизируется. Кроме того, контактор L замыкает свой контакт в цепи катушки контактора IK и анода тиратрона T_2 .

В полностью автоматизированной подъемной машине статорный переключатель включается при помощи специального реле выбора направления вращения. При номинальной нагрузке на первой ступени роторного реостата не будет обеспечено заданное ускорение подъемной машины. Поэтому поинизируется тиратрон T_2 и сработает контактор IK . Контактор IK зашунтирует первую секцию роторного реостата, создаст своей катушке обособленную цепь питания и обеспечит анодную цепь тиратрона T_2 . Допустим, что на второй ступени роторного реостата при скольжении, равном единице, двигатель

будет развивать ускорение, превышающее уставку поизации тиратрона по ускорению. В связи с этим э. д. с., индуцированная во вторичной обмотке трансформатора-акселерометра, отрицательная по отношению сеток тиратронов, по абсолютному значению будет больше напряжения, снимаемого с потенциометра R_2 . Поэтому тиратрон T_1 будет заперт.

По мере разгона двигателя э. д. с., индуцированная во вторичной обмотке трансформатора-акселерометра, будет уменьшаться и, когда она станет меньше по абсолютному значению напряжения, снимаемого с потенциометра R_2 на 0,2—0,3 в, тиратрон T_1 поизи-

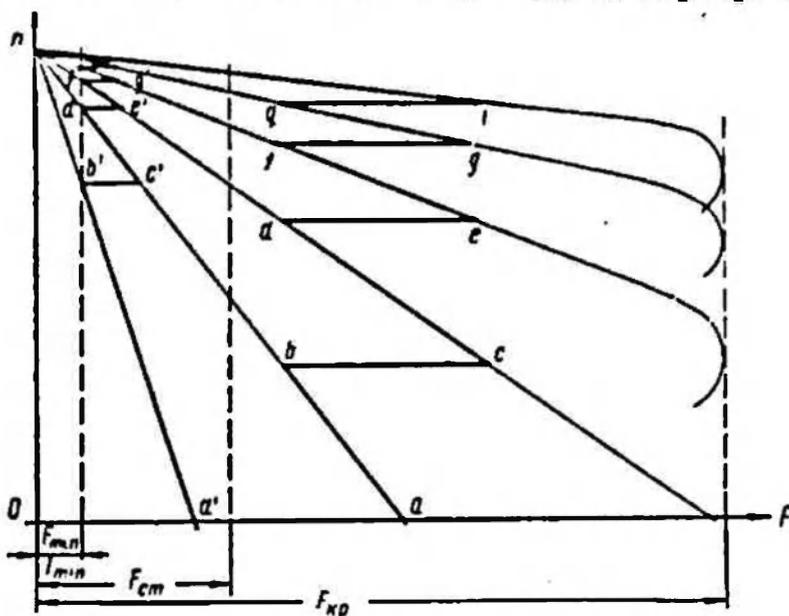


Рис. 59. Механические характеристики асинхронного двигателя

руется и контактор $2K$ выведет вторую секцию роторного реостата и т. д.

Цепь управления по току при данной нагрузке не будет оказывать воздействие на схему управления, так как отрицательный потенциал, создаваемый индикатором тока, будет значительным.

Если отрицательная нагрузка будет такова, что окажется выполненным условие (719), автоматически выключится обратная связь по ускорению. В этом случае отрицательный потенциал, пропорциональный току двигателя, по абсолютному значению станет меньше напряжения, снимаемого с потенциометра R_7 . Включится обратная связь по току и пуск двигателя будет осуществляться по току (рис. 59).

Как известно, при пуске по ускорению с уменьшенной нагрузки среднее ускорение уменьшается. При использовании данной схемы можно сохранить величину среднего ускорения при пуске, повышая уставку срабатывания по ускорению при понижении нагрузки, сделать ее независимой от нагрузки, введя специально подобранное сопротивление R_{10} (показано пунктиром на рис. 58).

Чтобы исключить возможность одновременной поизации двух тиратронов, а следовательно, и одновременного срабатывания

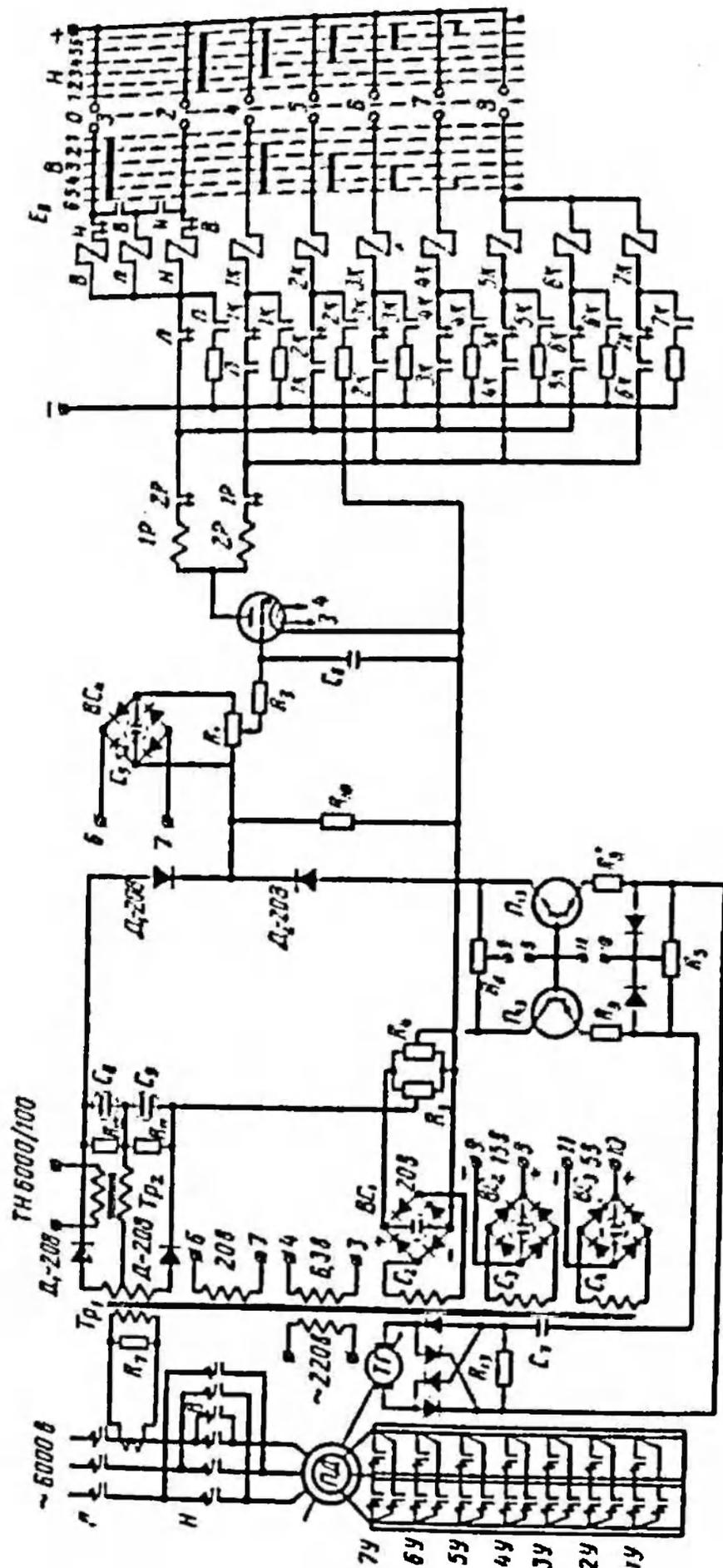


Рис. 60. Схема устройства скимпов подъемной установки шахты № 123 комбината Карагандауголь, осуществляющего отпуск по углу рессор и току

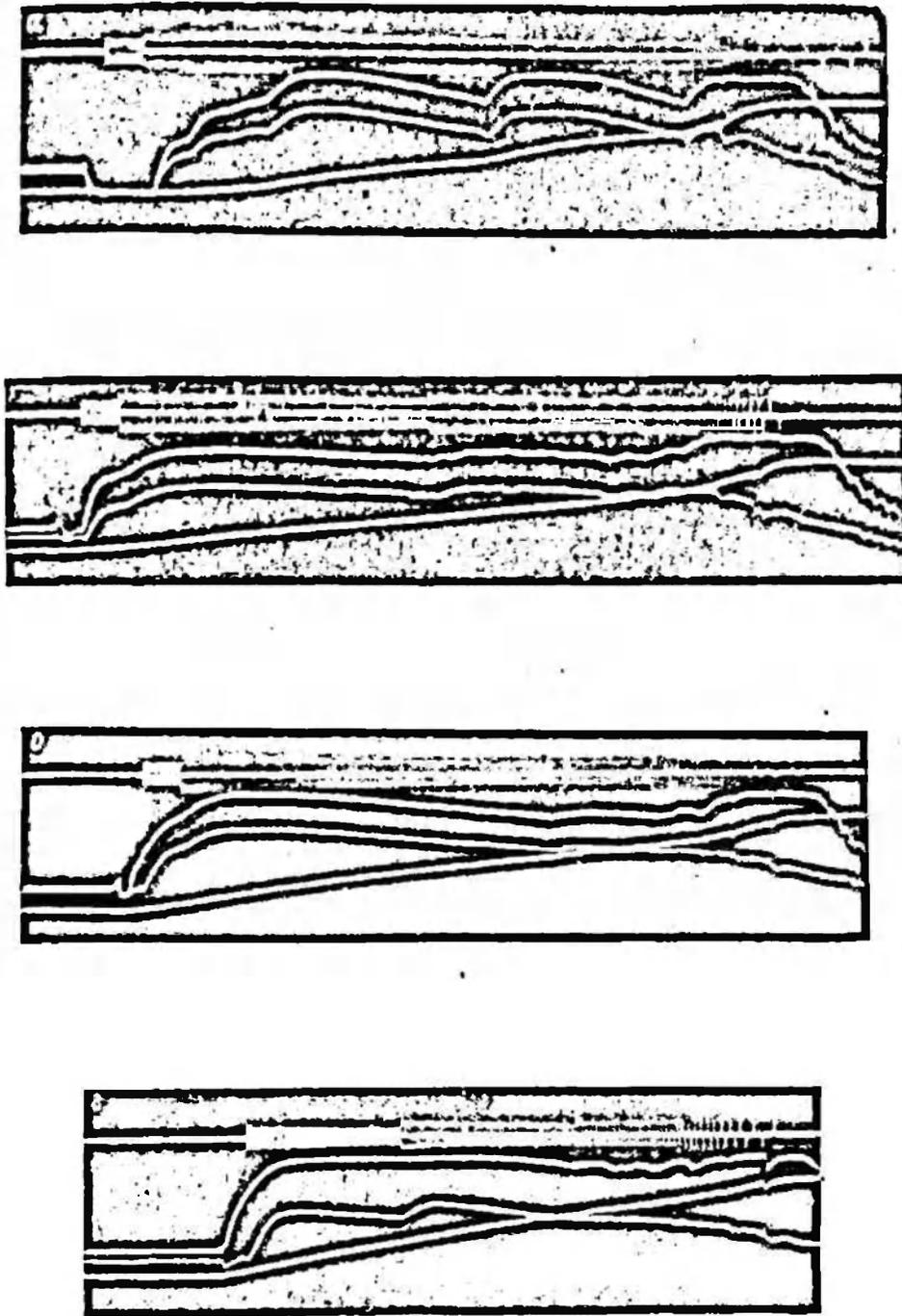


Рис. 01. Осциллограммы процесса запуска по току и ускорению:
 а — $F_{ст} = F_{II}$; б — $F_{ст} = 0$; в — $F_{ст} = -0,25 F_{II}$; г — $F_{ст} = -0,7 F_{II}$

нескольких контакторов, в цепь катодов тириатронов надо также ввести сопротивление. Постоянная времени цепи R_2C_1 должна быть такой, чтобы длительность времени разряда конденсатора превышала время переходных процессов в цепях индикаторов ускорения и тока.

Недостаток рассмотренной схемы пуска — использование в ней в качестве управляющего сигнала при работе схемы по току общего тока, протекающего по статорной обмотке двигателя.

Ввиду того что реактивный ток в асинхронном двигателе значителен, такой индикатор тока при малых крутящих моментах и скольжениях не может достаточно точно определять действительную нагрузку подъемного двигателя.

На рис. 60 показана схема пуска по току и ускорению, лишенная этого недостатка. В этой схеме фазочувствительный выпрямитель, построенный на элементах Tr_1 , $Д_1$, R_{12} , R_{11} , C_1 , C_2 , Tr_2 представляет собой индикатор активного тока.

Питанию трансформатора Tr_1 осуществляется от трансформатора тока, а трансформатора Tr_2 — от трансформатора напряжения.

Параметры схемы обработаны В. В. Rogozовым под руководством автора.

На рис. 61 показаны осциллограммы, описывающие процесс пуска подъемных двигателей скиповой подъемной машины шахты № 122 комбината Карагандауголь по току и ускорению.

Рассмотренная выше схема пуска по ускорению и току обеспечивает наилучшее использование двигателя при расчетной нагрузке механической части подъемной машины, что позволяет рекомендовать ее к применению во всех схемах автоматизированного управления асинхронным двигателем рудничной подъемной машины.

§ 2. Расчет трансформатора акселерометра

В схеме, приведенной на рис. 58, в качестве индикатора ускорения был взят трансформатор.

Э. д. с. e_2 , индуцированная во вторичной обмотке трансформатора, с той или иной степенью точности пропорциональна изменению тока в первичной обмотке.

Трансформатор можно включить двумя способами. По первому способу первичную обмотку трансформатора включают непосредственно на зажимы якоря тахогенератора. При этом способе включения завышаются размеры трансформатора, что объясняется тем, что сечение железа трансформатора необходимо рассчитывать на магнитодвижущую силу, соответствующую току, пропорциональному действительной скорости.

По второму способу, который будет описан в следующей главе, первичную обмотку трансформатора включают последовательно в цепь якорей тахогенератора и генератора управления. В этом случае по первичной обмотке трансформатора протекает ток, пропорцио-

нальный отклонению действительной скорости от заданной, а размеры трансформатора будут значительно меньше.

Преимущество такого трансформатора (акселерометра) заключается в том, что его показания можно регистрировать обычными техническими приборами, а постоянную времени реагирующая — сделать сколь угодно малой соответствующим подбором параметров индикатора.

Трансформатор указателя ускорения представляет собой две магнитно связанные электрические цепи, уравнения которых

$$R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = e_1; \quad (758)$$

$$R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = 0, \quad (759)$$

где i_1 — мгновенное значение тока в первичной обмотке трансформатора;

L_1 — индуктивность цепи первичной обмотки трансформатора;

M — взаимоподдуктивность трансформатора;

e_1 — мгновенное значение разности э. д. с. тахогенератора и генератора управления;

R_2 — активное сопротивление цепи вторичной обмотки трансформатора;

i_2 — мгновенное значение тока во вторичной обмотке трансформатора;

L_2 — индуктивность цепи вторичной обмотки трансформатора;

R_1 — активное сопротивление цепи первичной обмотки трансформатора,

$$R_1 = 2r_n + r_1 + R; \quad (760)$$

r_n — активное сопротивление обмотки якоря тахогенератора или генератора управления;

r_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора;

R — сопротивление цепи сравнения.

Э. д. с. e_1 пропорциональна отклонению действительной скорости от заданной

$$e_1 = k(u - v) = \frac{E}{V}(u - v). \quad (761)$$

Примем при дифференцировании, что мгновенное значение заданной скорости v постоянно. Кроме того, в момент дифференцирования по времени

$$\frac{du}{dt} = j,$$

где j — заданное ускорение.

Поэтому можно написать

$$e_1 = \Delta E = kjt,$$

где ΔE — мгновенное значение разности э. д. с. тахогенератора и генератора управления, не превосходящее величины, соответствующей принятому отклонению действительной скорости от заданной Δu_d .

Уравнения цепей трансформатора будут

$$R_1 \frac{di_1}{dt} + L_1 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + M \frac{d^2 i_2}{dt^2} = kI; \quad (762)$$

$$R_2 \frac{di_2}{dt} + L_2 \frac{d^2 i_2}{dt^2} + M \frac{d^2 i_1}{dt^2} = 0. \quad (763)$$

Для решения этих уравнений относительно i_2 умножим первое уравнение на M , а второе на L_1 , возьмем затем разность уравнений (762) и (763) и после преобразований получим

$$\left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}\right) \frac{d^2 i_2}{dt^2} + \left(\frac{R_1}{L_1} + \frac{R_2}{L_2}\right) \frac{di_2}{dt} + \frac{R_1}{L_1} \cdot \frac{R_2}{L_2} i_2 + \frac{kjM}{L_1 L_2} = 0. \quad (764)$$

Согласно принятым обозначениям

$$1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} = \sigma, \quad (765)$$

где σ — коэффициент рассеяния.

Рассеянием в первом приближении можно пренебречь, тогда $\sigma = 0$.

После преобразований уравнение (764) примет вид

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{R_1 R_2}{L_1 R_2 + L_2 R_1} i_2 + \frac{kjM}{L_1 R_2 + L_2 R_1} = 0, \quad (766)$$

т. е. будет обыкновенным линейным дифференциальным уравнением первого порядка.

После интегрирования и определения произвольной постоянной из начальных условий (при $t = 0$ и $i_2 = 0$) уравнение тока i_2 в функции времени будет

$$i_2 = \frac{kjM}{R_1 R_2} \left(e^{-\frac{t}{T_1 + T_2}} - 1 \right). \quad (767)$$

Как видно из формулы (767), ток i_2 состоит из двух слагающих: постоянной $\frac{kjM}{R_1 R_2}$ и переменной $\frac{kjM}{R_1 R_2} e^{-\frac{t}{T_1 + T_2}}$.

Переменная слагающая оказывает влияние на результирующий ток только в первый период неустановившегося режима и характеризует быстроту реагирования указателя ускорения. В установившемся период эта слагающая близка к нулю и ею можно пренебречь.

Таким образом, трансформатор характеризуется двумя величинами по данным вторичной обмотки: установившимся значением тока i_2 и временем отставания показаний, т. е. временем действия второй слагающей.

Для установившегося значения тока

$$i_2 = \frac{kjM}{R_1 R_2} \quad (768)$$

Зная необходимое время реагирования, обусловленное параметрами схемы управления (временем срабатывания реле во вторичной цепи трансформатора и т. п.), и необходимое значение конечной величины переменной слагающей (выраженное в долях от единицы Δ), которой она должна достичь по истечении времени T , можно написать

$$\Delta = e^{-\frac{T}{T_1 + T_2}} \quad (769)$$

С другой стороны,

$$e_2 = M \frac{di_1}{dt} \quad (770)$$

В случае использования в качестве тахогенератора и генератора управления униполярной динамо-машины, индуктивность якорной цепи которой ничтожна, выведенные формулы дают при расчетах большую точность.

При обычных машинах постоянного тока, индуктивность якорей которых значительна, может потребоваться учет поля рассеяния трансформатора, так как в данном случае нельзя считать равной нулю.

Интегрируя с учетом рассеяния, получим

$$i_2 = \frac{kjM}{R_1 R_2} \left[1 - \frac{r_2}{r_2 - r_1} e^{-r_1 t} - \left(1 - \frac{r_2}{r_2 - r_1} \right) e^{-r_2 t} \right], \quad (771)$$

где r_1 и r_2 — корни характеристического уравнения, определяемые из выражения

$$r = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1}{L_1 L_2 - M^2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{L_1 R_2 + L_2 R_1}{L_1 L_2 - M^2} \right)^2 - \frac{R_1 R_2}{L_1 L_2 - M^2}} \quad (772)$$

Из формулы (771) следует, что величина установившегося значения тока i_2 не зависит от значения коэффициента рассеяния. Последний оказывает влияние только на длительность действия свободного тока, т. е. определяет время реагирования указателя ускорения.

Как показывает анализ выражения (771), член $\left(1 - \frac{r_2}{r_2 - r_1} \right) \times e^{-r_2 t}$ для случая сравнимых значений L_2 и L_1 составляет доли процента по сравнению с членом $\frac{r_2}{r_2 - r_1} e^{-r_1 t}$. Поэтому членом с $e^{-r_2 t}$ вследствие его малости можно пренебречь.

Окончательно формула (771) примет вид

$$i_2 = \frac{kjM}{R_1 R_2} \left(1 - \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1 + \sqrt{(L_1 R_2 + L_2 R_1)^2 - 4R_1 R_2 (L_1 L_2 - M^2)} e^{-r_1 t}}{2 \sqrt{(L_1 R_2 + L_2 R_1)^2 - 4R_1 R_2 (L_1 L_2 - M^2)}} \right) \quad (773)$$

Исходя из предыдущего, напишем

$$\Delta = \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1 + \sqrt{(L_1 R_2 + L_2 R_1)^2 - 4 R_1 R_2 (L_1 L_2 - M^2)} e^{-\tau_{12} t}}{2 \sqrt{(L_1 R_2 + L_2 R_1)^2 - 4 R_1 R_2 (L_1 L_2 - M^2)}} \quad (774)$$

Подставив в формулу (774) значения параметров цепей трансформатора, полученные из формул (770) и (769), можно проверить допустимость этих значений с точки зрения быстроты реагирования указателя ускорения.

Для удовлетворительной работы трансформаторного акселерометра в процессе регулирования направление магнитного потока в сердечнике трансформатора должно непрерывно меняться, иначе железо сердечника окажется намагниченным и э. д. с., индуцируемая во вторичной обмотке, будет ничтожна. Направление магнитного потока можно изменять, изменяя направление тока в первичной обмотке трансформатора или вводя дополнительную намагничивающую обмотку.

В рассмотренных ниже схемах расчетная чувствительность трансформаторного акселерометра обеспечивается заданием разномасштабных пределов регулирования (от $-\frac{1}{2} \Delta u_2$ до $+\frac{1}{2} \Delta u_2$).

Пример. Рассчитать трансформатор указателя ускорения. Необходимое для управления статорными и роторными контакторами напряжение равно 230 в. Примем тиратрон ТГ1-0,1/1,3. Для сглаживания сеточного тока тиратрона берем $R_1 = 100 \text{ Ом}$ (из паспорта тиратрона). Из характеристики тиратрона следует, что его номинация при напряжении на входе, равном 230 в, происходит при снижении потенциалов на сетке тиратрона до $-2,3 \text{ в}$.

Примем э. д. с., индуцируемую во вторичной обмотке трансформатора, при заданном ускорении подъемной машины, равной $e_2 = 14 \text{ в}$. В качестве тахогенератора возьмем машину постоянного тока (1,8 квт, 230 в).

1. Ток в цепи якорей тахогенератора и генератора управления (в первичной обмотке трансформатора)

$$i_1 = \frac{\Delta E_2}{R_1},$$

где ΔE_2 — принятое наибольшее значение разности э. д. с. тахогенератора и генератора управления, соответствующее $\frac{1}{2} \Delta u_2$.

2. Определим значение изменения тока в первичной обмотке трансформатора. Имея в виду, что для момента интегрирования принято $c = \text{const}$, получим

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{E}{RT_n},$$

где T_n — длительность периода пуска, соответствующего наибольшему ускорению в заданной диаграмме хода.

Активное сопротивление якорной обмотки тахогенератора или генератора управления равно 3,12 ом. В связи с этим примем $R_1 = 20 \text{ ом}$.

Полагая время разгона двигателя равным 8 сек, получим

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{230}{20 \cdot 8} = 1,4 \text{ а/сек}$$

3. Коэффициент взаимной индукции, необходимый для получения э. д. с. на жимах вторичной обмотки трансформатора, равной 14 в,

$$M = \frac{e_2}{\left(\frac{di_1}{dt}\right)} = \frac{14}{1,4} = 10 \text{ вл.}$$

4. Принимая время, необходимое для снижения свободного тока до 5% максимального, равным 0,06 сек. определяем, пользуясь формулой (769), значение индуктивности первичной и вторичной обмоток

$$0,05 = e^{-\frac{T}{T_1 + T_2}},$$

откуда, логарифмируя, получим

$$\frac{1}{T_1 + T_2} \cdot 0,06 = 3 \text{ сек}$$

или

$$T_1 + T_2 = 0,02 \text{ сек.}$$

Наименьшая длительность переходного процесса будет при $T_1 = T_2$, поэтому

$$T_1 = T_2 = 0,01 \text{ сек};$$

$$L_1 = 0,01 \cdot 20 = 0,2 \text{ вл};$$

$$L_2 = 0,01 \cdot 10^3 = 1000 \text{ вл.}$$

Проверяя значение M , имеем

$$M = \sqrt{L_1 L_2} = \sqrt{0,2 \cdot 1000} = 14 \text{ вл.}$$

Полученное значение индуктивности первичной обмотки трансформатора $L = 0,2 \text{ вл}$ сравнимо со значением индуктивности обмоток якорей цепи сравнения, которая для данного случая равна 0,05 вл.

При проверке по формуле (762) легко установить, что при учете самоиндукции обмоток якорей генераторов время достижения переменной слагающей значения $\Delta = 0,05$ будет равно 0,08 сек, что также допустимо, исходя из требования быстродействия, предъявляемого к регулятору.

Время регулирования указателя ускорения значительно уменьшается, если взять в качестве тахогенератора и генератора управления униполярную динамо-машину с напряжением на щетках 2—3 в.

5. Кривую первоначального намагничивания железа разобьем на три участка: участок, на котором магнитная индукция B возрастает почти прямо пропорционально напряженности поля $\frac{i\omega}{l}$; участок, называемый коленом кривой намагничивания, на котором рост магнитной индукции замедляется, и, наконец, участок, где зависимость B от $\frac{i\omega}{l}$ становится почти прямолинейной, но уже с небольшим углом наклона к оси абсцисс ($\mu = 1$). Значения магнитной индукции в железе трансформатора указателя ускорения при работе подъемной машины должны находиться в пределах первого участка кривой намагничивания.

Чтобы сохранить прямо пропорциональную зависимость между B и $\frac{i\omega}{l}$ в пределах, обусловленных Правилами эксплуатации, примем максимально возможное значение

$$\frac{i\omega}{l} = 3. \quad (775)$$

В данном случае значение $\frac{i\omega}{I}$ будет максимальным при наибольшем отклонении действительной скорости от заданной.

Пусть $V = 6$ м/сек и $\Delta u_{\tau} = 0,5$ м/сек. Тогда

$$\Delta E_{\tau} = \frac{E \Delta u_{\tau}}{2V} = 10 \text{ в},$$

откуда

$$i_1 = \frac{\Delta E}{R_1} = \frac{10}{20} = 0,5 \text{ а.}$$

В связи с этим

$$0,5 \frac{\omega}{I} = 3,$$

откуда

$$\frac{\omega}{I} = 6. \quad (776)$$

6. С другой стороны

$$L_1 = \frac{0,4 \pi \omega_1^2 \mu S \cdot 10^{-8}}{l} \text{ гн.} \quad (777)$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора;
 ω_1 — число витков первичной обмотки трансформатора;
 S — площадь поперечного сечения сердечника трансформатора;
 l — длина сердечника трансформатора;
 μ — магнитная проницаемость железа на первом участке кривой первоначального намагничивания.

Примем $\mu = 2000$; $S = 6,4$ см²; $l = 35$ см.

Подставив формулу (776) в уравнение (777), получим

$$L_1 = 0,4 \pi \omega_1 \mu S \cdot 6 \cdot 10^{-8},$$

откуда

$$\omega_1 = \frac{L_1 \cdot 10^8}{0,4 \pi \mu S}. \quad (778)$$

Подставляя значение величины в формулу (778), получим $\omega_1 = 210$ витков.

7. Из выражения (776) выедем

$$l = \frac{\omega_1}{6} = 35 \text{ см.}$$

Аналогично формуле (777) выедем

$$L_2 = \frac{0,4 \pi \omega_2^2 \mu S \cdot 10^{-8}}{l},$$

откуда

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{L_2 l \cdot 10^8}{0,4 \pi \mu S}} = 12000 \text{ витков.}$$

Выбор обмоточного провода первичной обмотки трансформатора производится по нагреву обычным путем.

РЕЛЕЙНО-СТУПЕНЧАТОЕ МНОГОПОЗИЦИОННОЕ АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПОДЪЕМНЫМИ МАШИНАМИ

§ 1. Общие сведения

Релейно-ступенчатым многопозиционным автоматическим управлением подъемных машин будем называть такое управление статорными и роторными контакторами асинхронного подъемного двигателя, при котором система управления автоматически выбирает сопротивление цепи ротора, обеспечивающее установленный расчетом процесс выполнения заданной тахограммы хода с заданной точностью управления. Системы, осуществляющие указанный принцип управления, называются системами релейно-ступенчатого многопозиционного автоматического управления.

В этих системах используют регуляторы прерывного действия. К таким регуляторам относят, в частности, релейные регуляторы, исполнительный орган которых может иметь только несколько устойчивых положений, зависящих в основном от величины и знака регулируемого параметра.

В дальнейшем будем рассматривать релейные регуляторы, обладающие зоной нечувствительности, по величине достаточно большой, чтобы поведение системы регулирования можно было оценивать переходными процессами в ее линейной части. В линейную часть релейно-ступенчатой системы автоматического управления входят все ее звенья, за исключением релейного элемента.

Релейный регулятор хода воздействует на схему управления подъемным двигателем только в момент перехода со ступени на ступень. В этот момент скачкообразно изменяется крутящий момент привода. В течение более или менее значительного промежутка времени между переключениями в статорной или роторной цепи двигателя и подъемная машина не управляются. Таким образом, релейно-ступенчатое многопозиционное автоматическое управление представляет собой одну из разновидностей прерывного регулирования.

Преимущества релейных регуляторов — простота конструкции и надежность работы. Кроме того, при их использовании можно при помощи простых средств получить весьма высокие коэффициенты усиления по мощности. При непрерывном управлении для этой же цели в схеме надо вводить значительно более сложные усилительные устройства.

Преимущества релейных регуляторов особенно заметны при управлении системами, обладающими значительными приведенными массами и не требующими высокой точности управления. Рудничные подъемные установки безусловно следует отнести к таким системам.

Часто при помощи релейных регуляторов можно получить быстрое действие и качество переходного процесса, недостижимые при системах непрерывного регулирования. В обычных релейных системах регулирования при переходе управляющего сигнала (входной величины релейного элемента) через пороговые значения управляющее воздействие (выходная величина), изменяясь скачком, достигает своего максимального значения; в зоне нечувствительности оно равно нулю.

В отличие от релейных систем в системах релейно-ступенчатого управления переход управляющего сигнала через одно пороговое значение вызывает последовательное срабатывание контакторов управления, а переход управляющего сигнала через второе пороговое значение — их последовательное обесточивание. При этом срабатывание и обесточивание контакторов происходят с выдержками, равными постоянной времени срабатывания системы.

Идея построения схем при релейно-ступенчатом автоматическом управлении была предложена и разработана автором¹ настоящей работы в 1944 г.

При релейно-ступенчатом многопозиционном управлении предполагается, что пределы отклонения действительной скорости от заданной заданы

$$\Delta u = u - v. \quad (779)$$

Пусть верхний заданный предел отклонения действительной скорости от заданной будет равен $\Delta u_{\text{в}}$, а нижний $\Delta u_{\text{н}}$.

Очевидно, в данном случае, как и при непрерывном регулировании, мгновенное значение отклонения действительной скорости от заданной может быть определено из выражения

$$\Delta u = \Delta u_{\text{с}} + \Delta u_{\text{д}}. \quad (780)$$

Для наибольших заданных пределов регулирования можно написать

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_{\text{в}} &= \Delta u_{\text{св}} + \Delta u_{\text{дв}}; \\ \Delta u_{\text{н}} &= \Delta u_{\text{сн}} + \Delta u_{\text{дн}}. \end{aligned} \right\} \quad (781)$$

При этом

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_{\text{д}} &= \Delta u_{\text{дв}} - \Delta u_{\text{дн}}; \\ \Delta u_{\text{с}} &= \Delta u_{\text{св}} - \Delta u_{\text{сн}}. \end{aligned} \right\} \quad (782)$$

Кроме того

$$\Delta u_{\text{д}} = v_0 - v_1 = \Delta u_{\text{с}} + \Delta u_{\text{д}}, \quad (783)$$

где v_0 — допустимое значение скорости подъема на уровне приемной площадки, обеспечивающее необходимую точность остановки

¹ Авторское свидетельство № 74244.

подъемных сосудов при срабатывании рабочего тормоза и достаточно мягкую посадку сосудов на брусья или педали;

v_1 — пикный предел скорости дотягивания.

Скорость v_0 не должна превышать 0,5—0,6 м/сек. Для исключения возможности снижения производительности подъема за счет малой скорости дотягивания следует выбирать $v_1 > 0,1$ м/сек.

Можно рекомендовать следующие, обоснованные опытом, пределы регулирования: $v_0 = 0,45$ м/сек и $v_1 = 0,15$ м/сек.

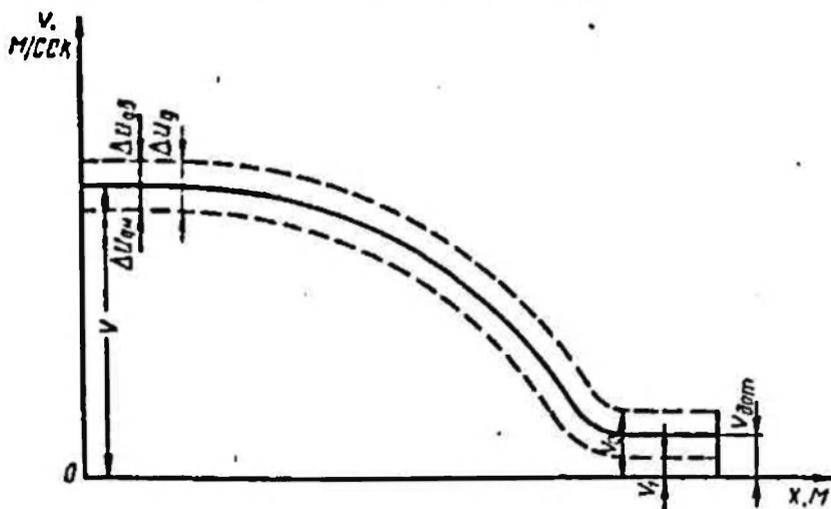


Рис. 62. Типовая заданная тахограмма в период замедленного движения

При использовании астатического регулятора хода, когда в процессе выполнения тахограммы заданные пороги срабатывания регулятора остаются неизменными,

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_s &= 0; \\ \Delta u_{св} &= \Delta u_{сн} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (784)$$

Как правило, можно принять

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_{дв} &= +\frac{1}{2} \Delta u_{д}; \\ \Delta u_{дп} &= -\frac{1}{2} \Delta u_{д}. \end{aligned} \right\} \quad (785)$$

Обычно заданная тахограмма (в функции времени) в период замедления имеет форму прямой. Но в связи с тем, что регулирование по времени не обеспечивает подхода скипа к уровню разгрузки с необходимой скоростью, следует выражать заданную скорость как функцию перемещения. Именно поэтому практически звено, фиксирующее заданную скорость, связывают с указателем глубины, а не с часовым механизмом.

Заданную тахограмму в период замедленного движения, изображенную на рис. 62, будем называть типовой. Она имеет два участка. Первый участок описывает закон перехода от полной скорости

подъема к скорости дотягивания, соответствующий следующему уравнению:

$$v = \sqrt{V^2 - 2Jx}, \quad (786)$$

где V — полная скорость подъема;

x — путь;

J — значение заданного замедления.

Это уравнение описывает движение подъемной машины с постоянным замедлением J , или

$$v = V - Jt. \quad (787)$$

Второй участок заданной тахограммы характеризуется уравнением

$$v = v_{\text{дог}}, \quad (788)$$

где $v_{\text{дог}}$ — значение заданной скорости дотягивания; обычно $v_{\text{дог}} = 0,5 \text{ м/сек.}$

Заданная тахограмма может иметь и более сложный вид.

§ 2. Принцип действия тиратронного релейного регулятора хода, используемого в системах релейно-ступенчатого многопозиционного управления

В период пуска регулятор хода должен вывести подъемные сосуды из зон загрузки и разгрузки со скоростью и по диаграмме, установленной правилами эксплуатации, и затем обеспечить дальнейший разгон подъемной машины с максимально допустимым ускорением. В период равномерного хода нет необходимости в управлении подъемной машиной ввиду достаточной жесткости естественной характеристики асинхронного двигателя при скорости близкой к синхронной.

В период замедления и движения со скоростью дотягивания регулятор скорости должен обеспечить выполнение заданной тахограммы хода с точностью, исключающей возможность входа в разгрузочные зоны с недопустимо большой скоростью и обеспечивающей остановку подъемных сосудов с отклонениями от установленного уровня, не превышающими $\pm 150-200 \text{ мм.}$

На рис. 63 показана принципиальная схема астатического релейного тиратронного регулятора хода без корректирующих (стабилизирующих) звеньев. Рассматриваемое устройство является двухпозиционным, с гистерезисным регулятором хода.

Задание диаграммы скорости осуществляется потенциометром ИЭС, рукоятка которого перемещается при помощи кулака на диске индикатора глубины в функции пути.

Величина заданной скорости v пропорциональна напряжению u_c , снимаемому с выходных зажимов потенциометра заданной ско-

тиратрон T_2 понижается при

$$u - v = +\Delta u_1,$$

где Δu_1 — сигнал рассогласования, соответствующий пороговому отклонению действительной скорости от заданной. (790)

Для возможности настройки понижения тирантропов по условиям (789) и (790) в схеме предусмотрены вспомогательные источники напряжений смещения $e_{см}$ и $e'_{см}$, величина которых устанавливается потенциометрами R_2 и R'_2 .

Величина напряжений смещения выбирается в соответствии с сеточными потенциалами зажигания тирантропов e_2 и e'_2 :

для тирантрона T_1

$$e_{см} + \frac{E}{V} \left| \frac{\Delta u_1}{2} \right| = e_2;$$

для тирантрона T_2

$$e'_{см} + \frac{E}{V} \left| \frac{\Delta u_1}{2} \right| = e'_2,$$

где E — э. д. с. тахогенератора при полной скорости подъема V .

Если отклонение действительной скорости от заданной не будет выходить за пределы $\pm \Delta u_1$, тирантроны будут заперты. При достижении величины рассогласования порогового значения один из тирантропов понижается, что обусловит включение или выключение контакторов управления.

При этом тирантрон T_1 оказывает регулирующее воздействие в сторону увеличения, а тирантрон T_2 — в сторону уменьшения скорости движения подъемных сосудов.

Сопротивления R_2 и R'_2 предназначены для ограничения сеточных токов тирантропов, а емкости C_1 и C'_1 — для рассеивания зарядов несобственных носителей тока в промежутке сетка — катод.

В случае использования тирантропов малой мощности в цепь анодов тирантропов вводятся промежуточные реле $1P$, $2P$, $3P$, и $4P$, предназначенные для включения и выключения контактора управления.

При тирантронах, рассчитанных на ток втягивания контакторов, необходимость в этих реле отпадает, но они могут быть использованы в качестве средства, исключающего возможность одновременного срабатывания или обесточивания двух и более контакторов.

Обозначим время срабатывания системы управления через T_0 ,

тогда

$$T_0 = T_{01} + T_{02}, \quad (791)$$

где

$$T_{01} = t_1 + t_2 + t_3; \quad (792)$$

t_1 — время срабатывания тирантрона (можно пренебречь);

t_2 — время срабатывания реле $1P - 4P$ (при использовании мощных тирантропов им можно пренебречь);

t_3 — время срабатывания контактора;

T_{02} — время приведения регулятора хода в исходное положение для работы.

Как будет показано ниже, аstatический релейный регулятор хода при релейно-ступенчатом многопозиционном управлении не обеспечивает удовлетворительное качество управления подъемной машиной.

Для получения необходимого качества управления в схему регулятора должны быть введены специальные корректирующие звенья.

§ 3. Схема автоматического управления подъемной машиной при релейно-ступенчатом многопозиционном управлении

Ознакомимся с одной из схем релейно-ступенчатого автоматического управления.

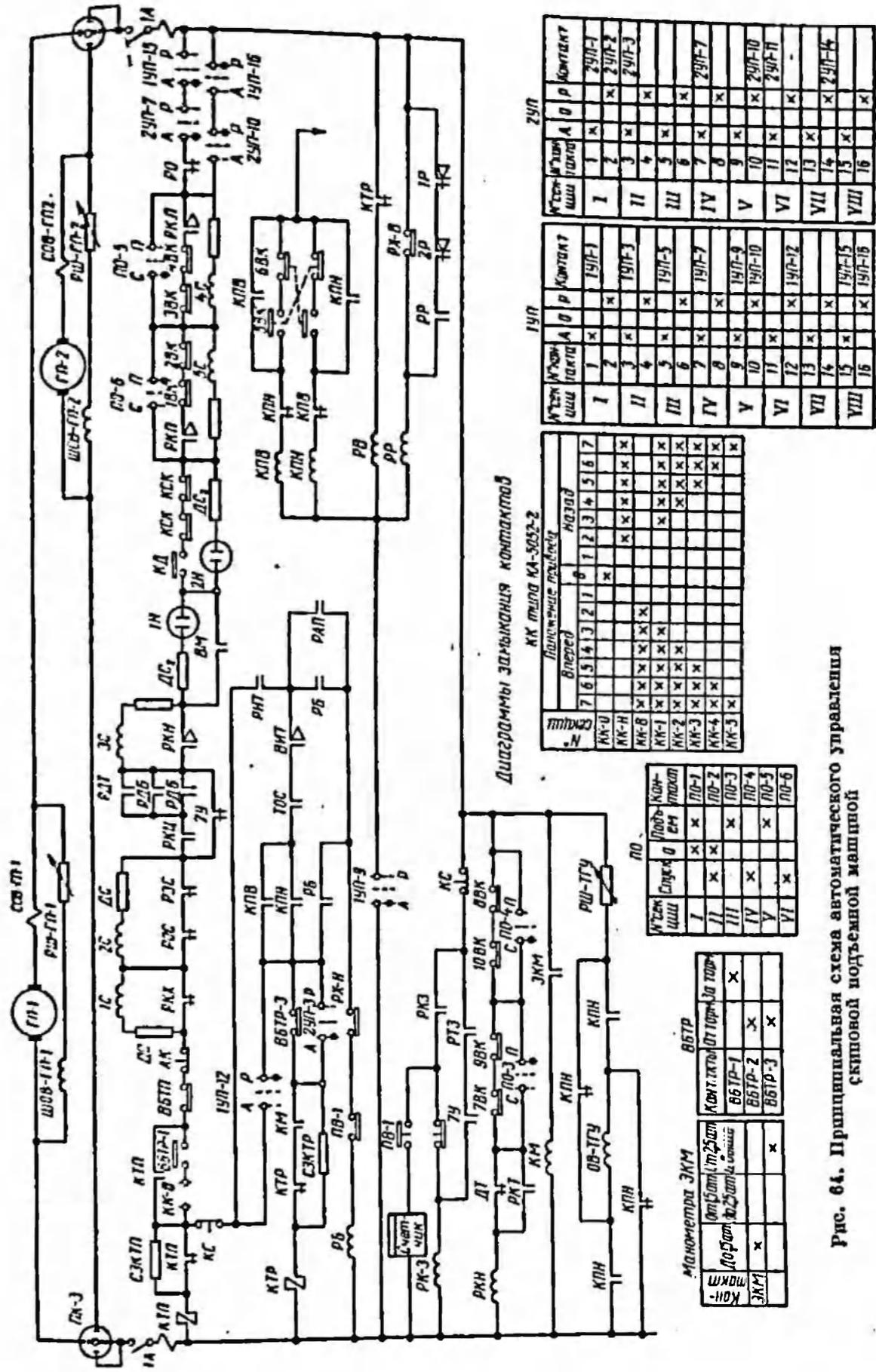
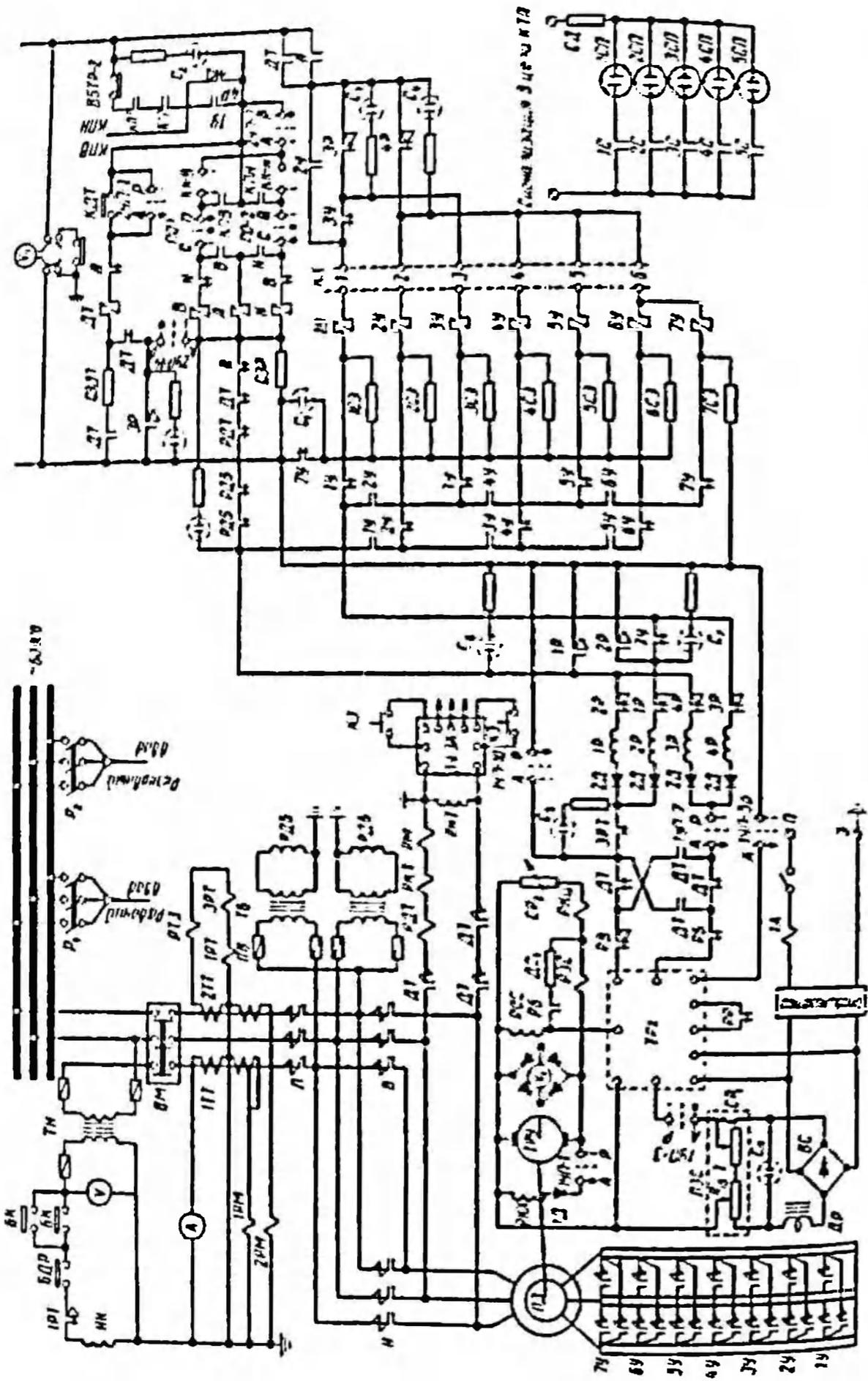
В настоящее время по этой схеме автоматизированы скиповые подъемные машины шахт комбината Карагандауголь — № 70, 23, 35, 107, 120, 121, 2, 4, 6/7 и 9, шахт комбината Кузбассуголь — «Тайбиская» (два подъема), № 13, им. Вахрушева (два подъема), № 7, подъем с опрокидными клетями шахты № 13 треста Узловскуголь комбината Тулауголь и скиповой подъем шахты «Кок-Янгак» комбината Средазуголь.

В качестве примера рассмотрим принципиальную схему автоматического управления скиповой подъемной машиной, приведенную на рис. 64.

При работе по этой схеме в качестве рабочего используется наиболее целесообразное при автоматическом управлении динамическое торможение с окончательным стопорением машины на малой скорости механическим тормозом. Вспомогательные агрегаты (двигатель-генераторные группы, двигатели маслонасосов и т. д.) запускает дежурный слесарь в здании подъемной машины.

Универсальные переключатели *УП* и *ПР* устанавливают в положении «Автоматическая работа», рукоятку командоконтроллера *КК* — в нулевое положение, а рукоятку рабочего тормоза — в положение «Заторможено». Далее производится зарядка предохранительного тормоза, рукоятку последнего перемещают в положение «Отторможено». Замыкается контакт *ВБТП* в цепи катушки контактора предохранительного тормоза *КТП*. Контакт *КТП* сработает и включит тормозной электромагнит *МТП* (рис. 65), благодаря чему произойдет оттормаживание подъемной машины предохранительным тормозом.

Чтобы осуществить первый пуск подъемной машины, необходимо рукоятку рабочего тормоза поставить в положение «Отторможено», (что вызовет замыкание контактов *ВБТР-2* (см. рис. 64), *ВБТР-3* и размыкание контакта *ВБТР-1*), а рукоятку управления переместить в одно из крайних положений, благодаря чему разомкнется



Диаграммы замыкания контактов

КК типа КК-5052-2

№	Положение рукоятки						
	Вперед	Назад					
7	6	5	4	3	2	1	0
КК-0	x	x	x	x	x	x	x
КК-1	x	x	x	x	x	x	x
КК-2	x	x	x	x	x	x	x
КК-3	x	x	x	x	x	x	x
КК-4	x	x	x	x	x	x	x
КК-5	x	x	x	x	x	x	x

№	Положение рукоятки					
	Вперед	Назад				
7	6	5	4	3	2	1
КК-0	x	x	x	x	x	x
КК-1	x	x	x	x	x	x
КК-2	x	x	x	x	x	x
КК-3	x	x	x	x	x	x
КК-4	x	x	x	x	x	x
КК-5	x	x	x	x	x	x

Контакт	ВБТР		
	Контакт от 100-1 до 100-3	ВБТР-1	ВБТР-2
Контакт	x	x	x
ЗКМ	x	x	x

№	140			240		
	Контакт	А	В	Контакт	А	В
I	x	x	x	x	x	x
II	x	x	x	x	x	x
III	x	x	x	x	x	x
IV	x	x	x	x	x	x
V	x	x	x	x	x	x
VI	x	x	x	x	x	x
VII	x	x	x	x	x	x
VIII	x	x	x	x	x	x

Рис. 64. Принципиальная схема автоматического управления скиповой подъемной машиной

контакт командоконтроллера *КК-0* в цепи катушки контактора предохранительного тормоза *КТП*, замкнется контакт *КК-В* или *КК-И* в цепи катушек контакторов переключателя и контакты

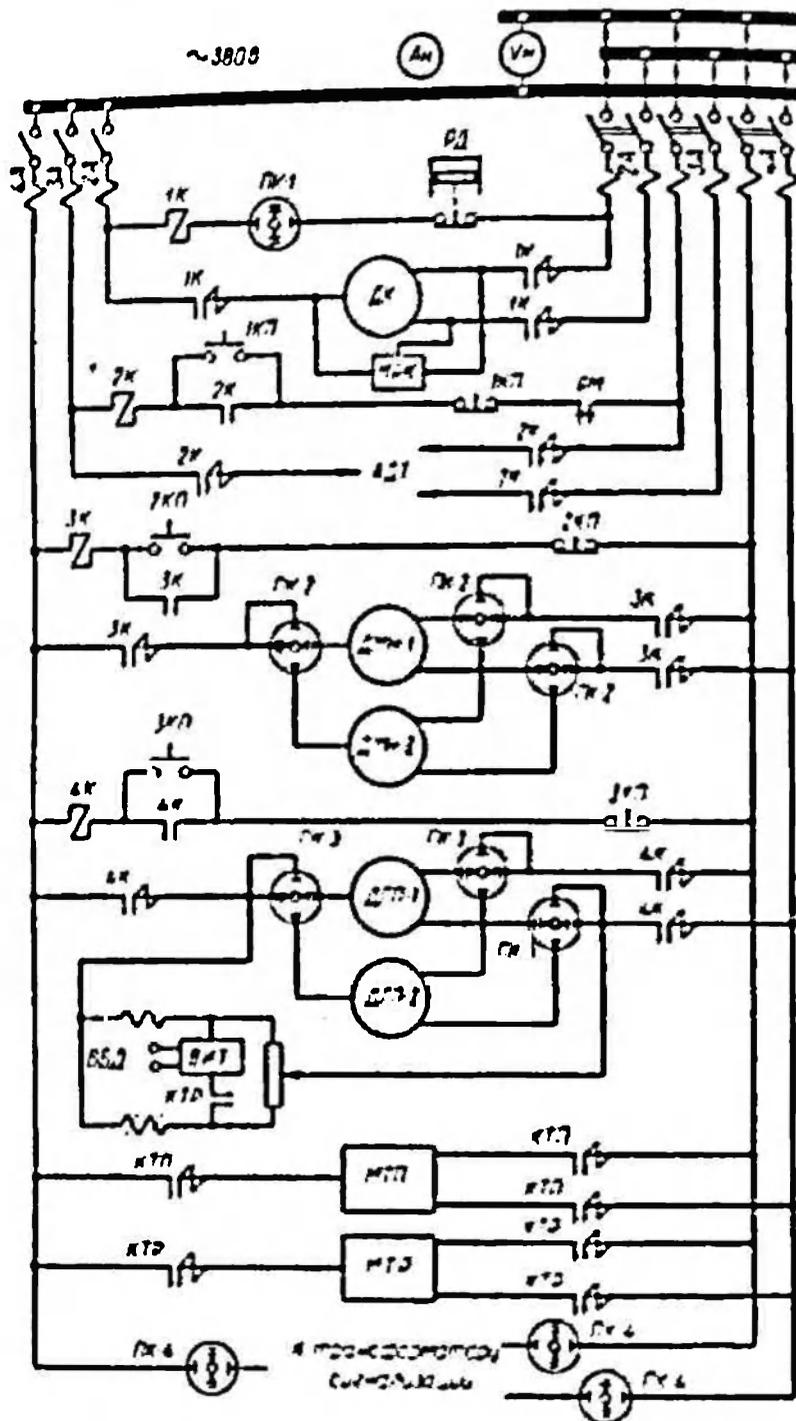


Рис. 63. Схема питания вспомогательных приводов

КК-1—КК-6 в цепях роторных контакторов). Если последний, поднятый при ручном управлении скли был загружен нормально, произойдет автоматический пуск подъемного двигателя, в противном случае автоматический пуск окажется невозможным. В этом случае необходимо переключатель *ПР* в положение «Дистанционное управление» и кнопкой *КП* произвести пуск машины. Затем пере-

кнопка *ПР* снова переводится в положение «Автоматическое управление». Это может осуществляться диспетчером.

Автоматический пуск подъемного двигателя осуществляется при помощи реле автоматического пуска *РАП*. В цепи катушки реле *РАП* включены контакты реле, контролирующих режим работы подъемной установки: положения затворов дозаторов *КПД*, положения контргрузов дозаторов *КПК*, нижнего уровня угля в загрузочном бункере *КИУ*, верхнего уровня угля в приемном бункере *КПБ*, начала разгрузки *РКР*, загрузки скипа *РКЗ*, контакт исполнительного реле *ВНТ*, задающего выдержку времени между подъемами и осуществляющего пуск машины, а также п. з. контакт контактора *КТР*.

При закрытом втором затворе дозатора, достаточном уровне угля в загрузочном бункере и наличии свободной емкости в приемном бункере цепь реле *РАП* окажется замкнутой. Реле *РАП* сработает и включит реле *РБ*. При исправности цепи защиты реле *РБ* сработает и замкнет свой н. о. контакт в цепи контактора *КТР*. Машина отормаживается рабочим тормозом. Одновременно реле *РБ* на время пуска разрывает анодную цепь тиристора, снижающего скорость, и снижает чувствительность реле *РЗС*. Контактор *КТР*, замыкая свои блок-контакты, включает один из контакторов выбора направления вращения *КПВ* или *КПП* и подготавливает к включению контакторы статорного переключателя.

Кроме того, контактор *КТР* разрывает цепь реле *РАП* и реле выбора пускателя *РВ*. Последнее через некоторое время замыкает свой контакт в анодной цепи тиристора, воздействующего на схему управления контакторами так, что скорость подъема увеличивается. Одновременно контактор *КПВ* (или *КПП*) замыкает свой контакт в цепи реле положения скипов *РПС*.

По истечении выдержки времени в 1—2 сек реле времени *РВ* замыкает свой контакт в анодной цепи тиристора T_1 , включающего статорные и роторные контакторы в период ускорения. Выдержка времени необходима для устранения возможного пускателя каната, который мог появиться вследствие посадки нижнего скипа на брусья. При загрузке и разгрузке подъемных сосудов на весу выдержка реле *РВ* должна быть равна нулю.

Включенный контактор выбора направления вращения (*КПВ* или *КПП*) обеспечивает включение в анодную цепь тиристора T_1 необходимых контакторов статорного переключателя *В* (или *И*) и *Л*.

При неподвижном подъемном двигателе в начале периода движения

$$u - v \leq -\frac{1}{2} \Delta u_d, \quad (793)$$

вследствие чего тиристор T_1 ионизируется и по контакторной катушке *В* или *И* и реле *ЛР* пойдет ток. Сопротивление катушки

реле $1P$ велико, поэтому контактор статорного переключателя не сработает. Сработав, реле $1P$ замкнет свой контакт, обеспечивающий питание катушек статорного переключателя и, помимо регулятора хода, обусловит срабатывание контакторов B (или $И$) и $Л$. Статор подъемного двигателя окажется включенным в сеть.

Контактор $Л$, замкнув п. о. блок-контакт, создаст обособленную цепь питания для своей катушки, а разомкнув п. з. блок-контакт, разомкнет анодную цепь тиратрона T_1 и обесточит реле $1P$.

Примем, что подъемный двигатель после включения не будет вращаться. Очевидно, поскольку неравенство (793) не нарушилось, тиратрон T_1 снова понижруется; сработает реле $2P$ и затем контактор $1У$. Контактор $1У$ замыкает первую секцию роторного реостата.

Примем также, что подъемный двигатель после этого начнет вращаться с ускорением, превышающим уставку срабатывания. В связи с этим дальнейшее выведение роторных сопротивлений на некоторое время прекратится. По мере разгона двигателя ускорение будет уменьшаться и, когда оно уменьшится до заданного значения, тиратрон T_1 снова понижается и т. д.

Контактор $7У$ сработав, разомкнет свой контакт и обесточит катушки контакторов $1У$ — $6У$. Останутся включенными контакторы статорного переключателя B (или $И$) и $Л$ и роторный контактор $7У$.

В конце периода ускоренного движения движок потенциометра $ПЗС$ воздействует на конечный выключатель $РХ-II$, который обесточит реле $РБ$.

Реле $РБ$ переключает питание контактора $КТР$ на цепь контакторов $КИВ$, $КИИ$, $ТОС$, $ВИТ$ и т. д. и замыкает свой контакт в анодной цепи тиратрона T_2 .

В период равномерного хода двигатель работает на естественной характеристике. В случае превышения скорости на 15%, что возможно при спуске груза, срабатывает реле тиратронного ограничителя скорости $ТОС$, обесточивающее контактор $КТР$ и затормаживающее машину рабочим тормозом, или реле $РОС$, обесточивающее контактор $КТП$, и затормаживающее машину предохранительным тормозом.

Период замедления

В период замедления схема работает следующим образом. От индикатора глубины при помощи кулака на его ретардирующем диске начинает перемещаться движок потенциометра $ПЗС$ (см. рис. 64), уменьшая заданное напряжение. Когда действительная скорость превысит заданную на величину, равную $\frac{1}{2} \Delta u_d$, понижается тиратрон T_2 , сработает реле $4P$ и разомкнет свой контакт в цепи питания роторных и статорных контакторов. Двигатель отключается от сети, начинается период замедленного движения.

Если рассогласование будет находиться в заданных пределах, замедление машины будет происходить в режиме выбега. При

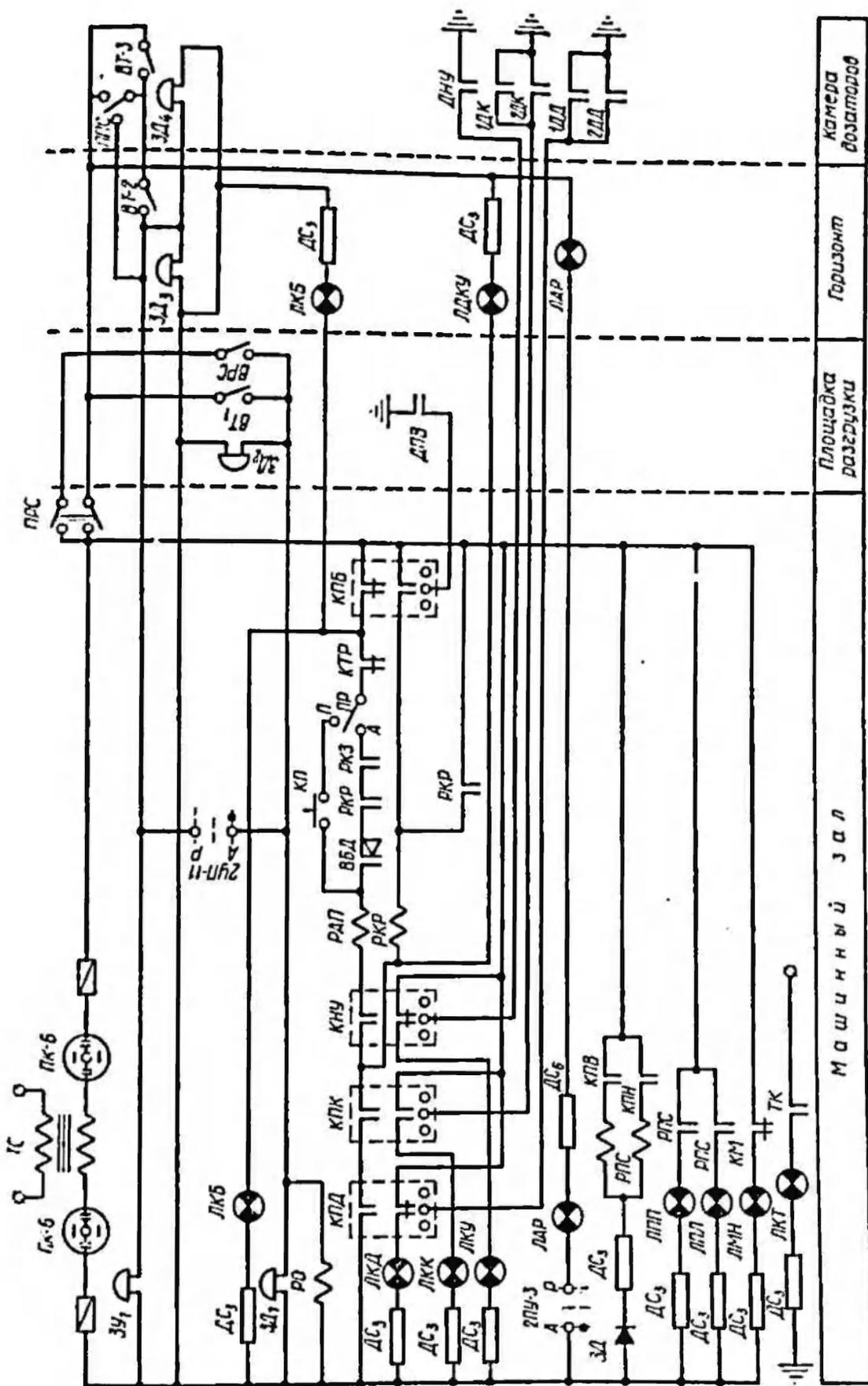


Рис. 6. Схема сигнализации

недогруженном или порожнем скипе в некоторый момент времени действительная скорость превысит заданную по величине, превышающую заданное рассогласование. Тогда снова понижается тиратрон T_2 и реле $2P$ включает контактор динамического торможения DT . В статорную обмотку подъемного двигателя будет подаан постоянный ток. Одновременно при помощи контактов контактора DT происходит переключение анодных цепей тиратронов T_1 и T_2 . Если тормозной момент окажется недостаточным, снова понижается тиратрон T_1 , сработает реле $2P$ и контактор $1U$. Если в дальнейшем действительная скорость станет меньше заданной по величине, превышающую заданное значение, понижается тиратрон T_1 , сработает реле $1P$ и контактор $1U$ обесточится.

Таким последовательным включением и выключением контакторов управления осуществляется выполнение заданной тахограммы хода в период замедления и дотягивания.

Реле дуговой блокировки $РДБ$ обеспечивает выдержку времени между переключениями в статорной цепи подъемного двигателя, чем исключается возможность короткого замыкания через дугу.

При достижении скипом уровня разгрузки срабатывает индукционный выключатель $ВИТ$. Последний размыкает свой контакт в цепи контактора $КТР$. Двигатель отключается от сети, а машина затормаживается рабочим тормозом. В необходимых случаях машина может быть остановлена в любой момент кнопкой $КС$.

Следующий пуск подъемного двигателя осуществляется при помощи реле $ВИТ$, которое выполняет функции реле индукционного выключателя, и реле времени, устанавливающего длительность паузы между подъемами.

Для перевода машины на полуавтоматический режим работы необходимо переключатель $ПР$ перевести в положение «Полуавтоматическое управление». В этом режиме пуск машины осуществляется кнопкой $КП$.

Ручное управление осуществляется командоконтроллером и рабочим тормозом при переводе универсальных переключателей в положение «Ручное управление». При ручном управлении перевод двигателя в режим динамического торможения осуществляется кнопкой $КДТ$.

Схема сигнализации показана на рис. 66.

§ 4. Изменение скорости подъемной машины, управляемой релейным регулятором, в переходных режимах

Переходные режимы наблюдаются в системах управления рудничной подъемной машиной при изменении ускорения заданной тахограммы.

Резкое изменение заданного замедления может вызвать значительные колебания скорости в процессе управления, недопустимые при эксплуатации подъемных машин.

В переходных режимах возможны значительные отклонения действительной скорости от заданной. При этом величина указанных отклонений в общем случае пропорциональна постоянной времени срабатывания системы регулирования и значению изменения заданного замедления.

Устранение возможности перерегулирования путем задания тахограммы с плавным изменением заданного замедления не всегда приемлемо, так как это всегда вызывает увеличение длительности периода замедленного движения, а следовательно, и снижение производительности подъемной установки. Особенно существенно снижается производительность при медленно действующих регуляторах, обладающих большой постоянной времени срабатывания. Однако для некоторых реальных систем автоматического управления это может оказаться несущественным.

Важно найти необходимые условия, выполнение которых обеспечивает принятую точность управления при минимальном количестве срабатываний контакторов.

В результате исследований переходных процессов при помощи формул, выведенных в данном параграфе, выбраны наиболее рациональный метод стабилизации и схема регулятора хода при релейно-ступенчатом управлении.

Как известно, уравнение движения подъемной машины может быть представлено в виде

$$F - F_{ст} = -M V \frac{ds}{dt}, \quad (794)$$

- где F — движущее усилие, развиваемое подъемным двигателем;
 $F_{ст}$ — статическая нагрузка;
 M — приведенная к ободу органа навивки масса всех движущихся частей подъемной машины;
 V — максимальная скорость подъема;
 s — скольжение.

Статическую нагрузку в течение переходного процесса с достаточной для практики точностью будем считать неизменной.

Принимая во внимание, что в исследуемых ниже переходных процессах при устойчивом регулировании движущее усилие, развиваемое подъемным двигателем, не будет превышать $1,5 F_{ном}$, с достаточной точностью можно написать

$$F = \frac{2F_{ном} \gamma}{R} s, \quad (795)$$

- где x и R — соответственно индуктивное и активное сопротивления цепи ротора;
 γ — отношение критического движущего усилия к номинальному.

Решая совместно уравнения (794) и (795), получим

$$\frac{ds}{dt} + \frac{C}{MVR} s = \frac{F_{ст}}{M V}. \quad (796)$$

Величина сопротивления цепи ротора R между отдельными срабатывающими регулятора остается неизменной.

Общий интеграл уравнения (796) без правой части будет

$$s = C_1 e^{-\frac{c}{\Sigma VR} t}. \quad (797)$$

Заменяя C_1 неизвестной функцией u , находим:

$$s = ue^{-\frac{c}{\Sigma VR} t}; \quad (798)$$

$$\frac{ds}{dt} = e^{-\frac{c}{\Sigma VR} t} \left(\frac{du}{dt} - \frac{c}{\Sigma VR} u \right). \quad (799)$$

Подставляя значения выражений (798) и (799) в уравнение (796), получим

$$u = \frac{F_{cy} R}{c} + C_2 e^{-\frac{c}{\Sigma VR} t}.$$

Поэтому

$$s = \frac{F_{cy} R}{c} + C_2 e^{-\frac{c}{\Sigma VR} t}. \quad (800)$$

Произвольную постоянную интегрирования C_2 найдем из начальных условий.

При $t = 0$ для N_k $s = s_{k-1}$ (где s_{k-1} — значение скольжения в конце предыдущего переходного процесса при сопротивлении цепи ротора N_{k-1}). Откуда

$$C_2 = s_{k-1} - \frac{F_{cy} R_k}{c}.$$

Окончательно

$$s_k = \frac{F_{cy} R_k}{c} + \left[s_{k-1} - \frac{F_{cy} R_k}{c} \right] e^{-\frac{c}{\Sigma VR N_k} t}. \quad (801)$$

Пользуясь формулой (801), можно легко от степени k ступени исследовать переходные процессы подъемной машины в период регулирования. При этом время при новых начальных условиях (новом значении s_1) надо отсчитывать от нуля.

В наиболее неблагоприятном случае при переходе к скорости дотягивания замедление подъемной машины изменится от максимального значения до нуля.

Пусть нижний предел заданного скольжения будет s_0 . Подача импульса, необходимого для срабатывания регулятора хода, принятого в одной из схем КИИУИ и схеме Карагандагипрошахта, происходит при следующих условиях

$$\left. \begin{aligned} u - v + k \frac{d(u-v)}{dt} &\geq \frac{1}{2} \Delta u_x; \\ u - v + k \frac{d(u-v)}{dt} &< -\frac{1}{2} \Delta u_x. \end{aligned} \right\} \quad (802)$$

Первое переключение в главной цепи происходит при отклонении действительной скорости от заданной, равном $-\frac{1}{2} \Delta u_d$ (что соответствует скольжению s_0).

В связи с этим значение скольжения в момент второго срабатывания регулятора хода

$$s_1 = \frac{F_{ст} R_1}{C} + \left(s_0 - \frac{F_{ст} R_1}{C} \right) e^{-\frac{C}{\mathfrak{M} v R_1} T_0}. \quad (803)$$

Поэтому в момент третьего срабатывания регулятора хода

$$s_2 = \frac{F_{ст} R_2}{C} + \left(s_1 - \frac{F_{ст} R_2}{C} \right) e^{-\frac{C}{\mathfrak{M} v R_2} T_0}. \quad (804)$$

и т. д.

Непрерывные переключения в главной цепи в сторону увеличения крутящего момента прекращаются при выполнении условия

$$u - v + k \frac{d(u - v)}{dt} > -\frac{1}{2} \Delta u_d. \quad (805)$$

Дальнейшее изменение скорости подъемной машины происходит при постоянном значении сопротивления цепи ротора в соответствии с уравнением

$$s_k = \frac{F_{ст} R_k}{C} + \left(s_{k-1} - \frac{F_{ст} R_k}{C} \right) e^{-\frac{C}{\mathfrak{M} v R_k} t}. \quad (806)$$

В случае, когда отклонение действительной скорости от заданной не превышает величины $\frac{1}{2} \Delta u_d$, время t может быть значительно больше величины постоянной времени срабатывания регулятора T_0 . При построении по точкам кривой изменения скорости подъемной машины можно найти ту точку, в которой произойдет следующее срабатывание регулятора хода.

Дальнейшее построение кривой переходного процесса производится в соответствии с изложенной выше методикой.

Продифференцировав выражение (806), получим

$$\frac{ds_k}{dt} = \frac{C}{\mathfrak{M} v R_k} \left(s_{k-1} - \frac{F_{ст} R_k}{C} \right) e^{-\frac{C}{\mathfrak{M} v R_k} t}. \quad (807)$$

В режиме выбега (при отключенном подъемном двигателе) кривая, выражающая процесс изменения скольжения в функции времени, описывается следующим уравнением:

$$s_k = s_{k-1} + \frac{F_{ст}}{\mathfrak{M} v} t. \quad (808)$$

Исследование процесса выполнения заданной скорости дотягивания с успехом можно выполнить при помощи выведенных выше формул. Однако при изучении процесса слежения в период

замедленного движения более удобно рассматривать скорость как функцию пути.

Чтобы получить зависимость действительной скорости от пути, проинтегрируем уравнение (806).

После преобразования получим

$$u_k = V - \frac{F_{CT} R_k V}{2F_{H^2} \gamma} - \left(V - u_{k-1} - \frac{F_{CT} R_k V}{2F_{H^2} \gamma} \right) e^{-\frac{2F_{H^2} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t}. \quad (809)$$

Разложив $e^{-\frac{2F_{H^2} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t}$ в ряд Маклорена, имеем

$$e^{-\frac{2F_{H^2} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t} = 1 - \frac{2F_{H^2} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t + \left(\frac{2F_{H^2} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} \right)^2 \frac{t^2}{2!} - \dots$$

Для промышленных подъемных установок при работе двигателя с введенным в цепь ротора реостатом третий член ряда составляет доли процента от разности двух первых членов. В связи с этим для получения более простых зависимостей последующими членами ряда, начиная с третьего, пренебрегаем.

Окончательно можно написать

$$e^{-\frac{2F_{H^2} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t} = 1 - \frac{2F_{H^2} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t. \quad (810)$$

Интегрируем уравнение (809) для начальных условий при $t = 0$ и $x = 0$ и подставляя значение равенства (810) в полученное выражение, имеем

$$t = \frac{x}{u_{k-1}} = \frac{x}{V(1-s_{k-1})}. \quad (811)$$

Следовательно, для двигательного режима

$$s_k = \frac{F_{CT} R_k}{2F_{H^2} \gamma} + \left(s_{k-1} - \frac{F_{CT} R_k}{2F_{H^2} \gamma} \right) e^{-\frac{2F_{H^2} \gamma x}{\mathfrak{M} R_k V^2 (1-s_{k-1})}}; \quad (812)$$

$$\frac{ds_k}{dt} = \frac{2F_{H^2} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} \left(s_{k-1} - \frac{F_{CT} R_k}{2F_{H^2} \gamma} \right) e^{-\frac{2F_{H^2} \gamma x}{\mathfrak{M} R_k V^2 (1-s_{k-1})}},$$

а для движения подъемной машины при выбеге

$$s_k = s_{k-1} + \frac{F_{CT} x}{\mathfrak{M} V^2 (1-s_{k-1})}. \quad (813)$$

Приняв допущения, приведенные в начале параграфа, для тормозного момента в режиме динамического торможения асинхронной машины можно написать

$$M_T = \frac{C_2' s_1}{r_2}, \quad (814)$$

где

$$C_2' = \frac{m_1 r_2 I_1^2}{9.81 W_0}; \quad (815)$$

$$s_1 = \frac{u}{v};$$

m_1 — число фаз обмотки статора;

r_2 — индуктивное сопротивление намагничивания;

I_1 — значение эквивалентного переменного тока (одинакового во всех трех фазах), который обеспечивает то же значение м. д. с., что и постоянный ток I_0 , в действительности протекающий по обмотке;

r_2' — приведенное к обмотке статора активное сопротивление цепи ротора;

$\omega_0 = \frac{\pi n_c}{30}$ — угловая частота;

n_c — синхронная скорость вращения двигателя.

Соотношение между I_1 и I_0 для случая, когда две фазные обмотки включаются последовательно, а третья остается разомкнутой, что обеспечивает наибольшую простоту схемы управления, имеет вид $I_1 = 0,82 I_0$.

Таким образом, можно написать

$$F_T = \frac{C_2}{r_2'} \frac{u}{V}, \quad (816)$$

где

$$C_2 = \frac{2C_2'}{D_0}; \quad (817)$$

D_0 — диаметр органа навивки подъемной машины.
Уравнение движения будет

$$F_{CT} = \mathfrak{M} \frac{du}{dt} - \frac{C_2 u}{r_2' V}. \quad (818)$$

Интегрируя, подобно предыдущему при прежних начальных условиях получим

$$\left. \begin{aligned} u_k &= \frac{F_{CT} r_2' V}{C_2} + \left(u_{k-1} - \frac{F_{CT} r_2' V}{C_2} \right) e^{-\frac{C_2}{\mathfrak{M} r_2' V} t}; \\ \frac{du_k}{dt} &= -\frac{C_2}{\mathfrak{M} r_2' V} \left(u_{k-1} - \frac{F_{CT} r_2' V}{C_2} \right) e^{-\frac{C_2}{\mathfrak{M} r_2' V} t}; \end{aligned} \right\} \quad (819)$$

$$\text{при } t = \frac{x}{u_{k-1}}.$$

Для режима противовключения соответственно имеем

$$\left. \begin{aligned} u_k &= V - \frac{F_{сг} R_k V}{2F_{пз} \gamma} - \left[V - u_{k-1} - \frac{F_{сг} R_k V}{2F_{пз} \gamma} \right] e^{-\frac{2F_{пз} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t}; \\ \frac{du_k}{dt} &= \frac{2F_{пз} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} \left(V - u_{k-1} - \frac{F_{сг} R_k V}{2F_{пз} \gamma} \right) e^{-\frac{2F_{пз} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t} \\ \text{при } t &= \frac{x}{u_{k-1}}. \end{aligned} \right\} (820)$$

Выведенные выше формулы, при помощи которых определяются действительные значения скорости и ускорения в функции пути, будут в наиболее неблагоприятных случаях (малое сопротивление цепи ротора, значительная выдержка времени между переключениями и т. д.) давать ошибку, достигающую 10%. При исследовании качества переходных процессов эта ошибка не может оказать существенное влияние на конечный результат.

Если в процессе исследований требуется большая точность в определении абсолютных значений скорости, необходимо ограничиться тремя членами ряда разложения функции

$$e^{-\frac{2F_{пз} \gamma}{\mathfrak{M} R_k V} t}$$

Однако в этом случае функциональная зависимость между t и x будет иметь более сложный вид. В частности, для двигательного режима и режима противовключения

$$\begin{aligned} t &= \frac{\mathfrak{M} R_k V u_{k-1}}{2F_{пз} \gamma \left(V - u_{k-1} - \frac{F_{сг} R_k V}{2F_{пз} \gamma} \right)} \times \\ &\times \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{2F_{пз} \gamma \left(V - u_{k-1} - \frac{F_{сг} R_k V}{2F_{пз} \gamma} \right)}{\mathfrak{M} R_k V u_{k-1}^2} x} \right]. \end{aligned} \quad (821)$$

Отклонение действительной скорости от заданной в функции пути можно определить из выражения

$$\Delta u_k = u_k - v_k. \quad (822)$$

При этом

$$v_k = \sqrt{V^2 - 2j x_k},$$

где

$$x_{k-1} = \sqrt{V^2 - 2j} (x_{k-1} + x_{k-2} + \dots + x_0).$$

Поэтому

$$v_k = \sqrt{V^2 - 2j} (x_{k-1} + x_{k-2} + \dots + x_0 + x).$$

Очевидно,

$$\frac{dv_k}{dt} = -j \frac{u_k}{v_k}, \quad (823)$$

откуда

$$\frac{d \Delta u_k}{dt} = \frac{du_k}{dt} + j \frac{u_k}{v_k}. \quad (824)$$

§ 5. Устойчивость движения подъемной машины, управляемой астатическим релейным регулятором с индикатором скорости

Астатическим релейным регулятором будем называть такой регулятор с индикатором скорости, у которого в процессе выполнения заданной диаграммы скорости пороги срабатывания неизменны.

Построим кривую, описывающую процесс изменения действительной скорости подъемной машины, управляемой астатическим релейным регулятором, и исследуем движение машины в период дотягивания при постоянном значении заданной скорости.

Пусть постоянная времени срабатывания системы регулирования (равная отрезку времени между моментом достижения регулируемой величиной порога срабатывания и моментом переключения в силовой цепи) будет $T_0 = 0,2$ сек.

По условию в начале переходного процесса заданное замедление изменяется скачком от j до нуля. При этом пусть j по величине будет таким, что для обеспечения движения подъемной машины в сторону ликвидации рассогласования скорости достаточно одного срабатывания контактора.

Для исследования возьмем подъемную установку, оборудованную скипами, шахты № 70 комбината Карагандауголь.

Ее характеристика: $P = 420$ квт; $\gamma = \frac{F_{кр}}{F_H} = 2,1$; $R_3 = 0,435$ ом;

$\mathfrak{M} = 3200$ кг·сек²/м; $R_{рот} = 0,0135$ ом; $R_4 = 0,284$ ом; $F_H = 4250$ кг;

$x_{рот} = 0,12$ ом; $\bar{H}_5 = 0,177$ ом; $s_H = 0,0265$; $V = 6$ м/сек; $P_6 = 0,077$ ом

$R_1 = 1,465$ ом; $R_7 = 0,044$ ом; $R_2 = 0,696$ ом; $R_8 = 0,0135$ ом.

Примем $F_{ст} = 4000$ кг.

Пусть заданная скорость дотягивания $v = 0,48$ м/сек, а $\Delta u_d = 0,24$ м/сек.

В связи с этим установленные пределы регулирования $v_B = 0,6$ и $v_K = 0,36$ м/сек, что соответствует при максимальной скорости подъема, равной 6 м/сек, пределам регулирования по скольжению $s_B = 0,9$ и $s_K = 0,94$.

Условия срабатывания (далее называемые законом регулирования) астатического релейного регулятора (рис. 67) с индикатором скорости можно записать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} s &\geq s_{н+} \\ s &< s_{н-} \end{aligned} \right\} \quad (725)$$

Пользуясь формулами (806), (808) и (825), построим кривую переходного процесса (рис. 68).

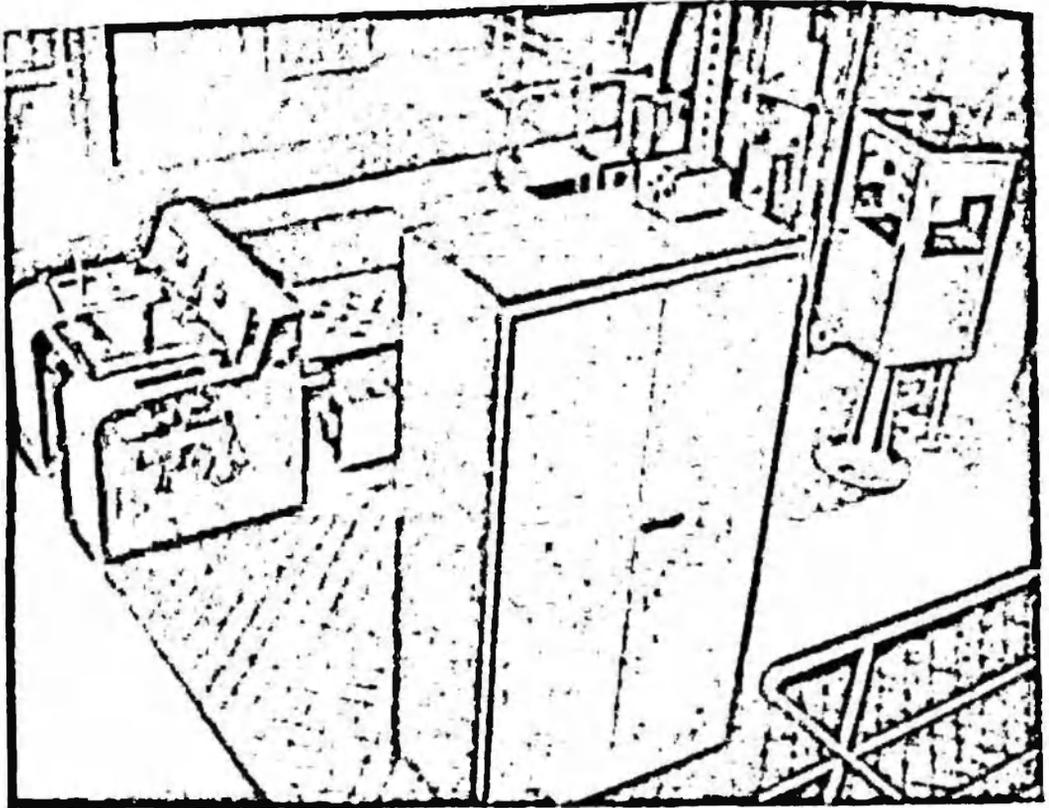


Рис. 67. Размещение релейного блока у нуля управления в здании подстанции

Результаты расчетов

$t, \text{сек}$. . .	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8
$U, \text{ом}$. . .	0.696	0.696	0.435	0.234	0.177	0.234	0.435	0.696	1.465	
s	0.91	0.958	0.95	0.919	0.878	0.834	0.833	0.85	0.88	0.92

Как видно из рис. 68, с течением времени амплитуда размахов скорости увеличивается. В связи с этим делаем вывод, что процесс релейно-ступенчатого автоматического управления при использовании астатического релейного регулятора с индикатором скорости будет неустойчив.

Введение запаздывания в процесс подготовки регулятора к приему следующего сигнала несколько стабилизирует процесс регулирования, но и в этом случае последний не будет устойчив.

Кривая, изображенная на рис. 69, описывает процесс регулирования при использовании прежнего астатического релейного регулятора хода, но с запаздыванием, равным 0,1 сек.

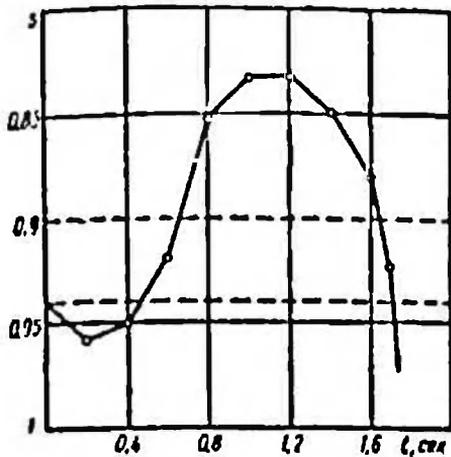


Рис. 68. Диаграмма, описывающая процесс изменения скорости подъемной машины, управляемой астатическим релейным регулятором хода, без учета запаздывания

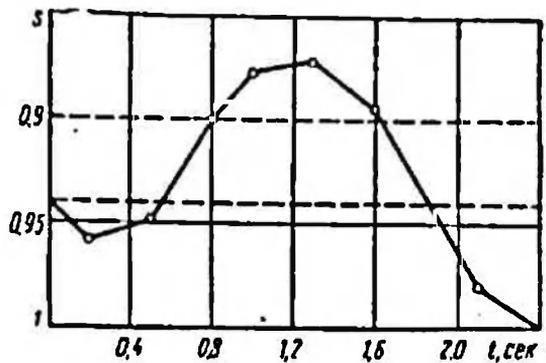


Рис. 69. Диаграмма, описывающая процесс изменения скорости подъемной машины, управляемой астатическим релейным регулятором хода, с учетом времени приведения регулятора хода в исходное положение (запаздывания)

Результаты расчетов таковы:

$t, \text{сек}$	0	0,2	0,5	0,8	1,0	1,3	1,6	2,1
$R, \text{ом}$	0,696	0,696	0,435	0,284	0,284	0,435	0,696	1,465
s	0,94	0,958	0,948	0,9	0,877	0,873	0,896	0,98

§ 6. Применение разностных уравнений для исследования изменения скорости подъемной машины с асинхронным приводом при релейно-ступенчатом многопозиционном управлении

Примем, что при переключении роторного рэостата со ступени на ступень движущий или тормозной момент изменится на величину равную F_0 . Будем пренебрегать саморегулированием привода. Очевидно, что в этом случае система регулирования будет поставлена в более тяжелые условия работы. Упрощенные механические характеристики асинхронного двигателя приведены на рис. 70.

Величину изменения ускорения при переключении роторного рэостата со ступени на ступень можно определить из выражения

$$j_0 = \frac{F_0}{\overline{M}}, \quad (826)$$

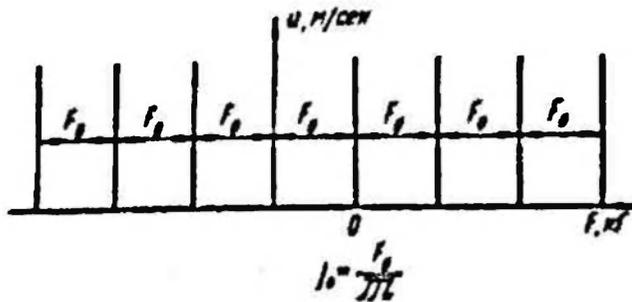
где \overline{M} — масса движущихся частей подъемной установки, приведенная к ободу органа навивки.

Уравнение движения машины будет

$$F = F_{ст} + M \frac{du}{dt}, \quad (827)$$

где F — движущее усилие, развиваемое подъемным двигателем;
 $F_{ст}$ — статическая нагрузка;
 u — действительная скорость подъема.

Обозначив величину усилия, развиваемую двигателем на l -той характеристике, F_l , будем иметь



$$\frac{du}{dt} = \frac{F_l - F_{ст}}{M}, \quad (828)$$

где

$$F_l = \frac{2F_n R_l x \lambda s}{R_l^2 + x^2 s^2}; \quad (829)$$

$$\lambda = \frac{F_{вр}}{F_n};$$

Рис. 70. Упрощенные механические характеристики асинхронного двигателя

F_n — номинальное движущее усилие, развиваемое подъемным двигателем;
 R_l и X — активное и индуктивное сопротивление обмотки ротора;
 s — скольжение.

На рабочей части характеристик

$$R_l^2 \gg x^2 s^2.$$

Поэтому с достаточной для практических расчетов точностью можно написать

$$F_l = \frac{2F_n x \lambda s}{R_l} = Q_l s, \quad (830)$$

где

$$Q_l = \frac{2F_n x \lambda}{R_l}.$$

В соответствии с принятыми выше упрощениями в течение переходного процесса будем считать в формуле (830) $s_l = \text{const}$. Этим самым пренебрегаем в формуле (820) незначительными изменениями скольжения по сравнению с резкими скачкообразными изменениями величины сопротивления цепи ротора.

Принимая во внимание, что движущее усилие изменяется дискретно, можно написать

$$F_l - F_{ст} = r_l F_0, \quad (831)$$

где r_l — количество контакторов, которые должны быть выключены или включены, чтобы ускорение подъемной машины стало равным нулю.

Рассмотрим наиболее тяжелый случай работы — процесс перехода от замедленного движения к дотягиванию.

Подставив выражение (831) в уравнение (828), получим

$$\frac{du}{dt} = r_1 \frac{F_0}{\Sigma R} = r_1 j_0. \quad (832)$$

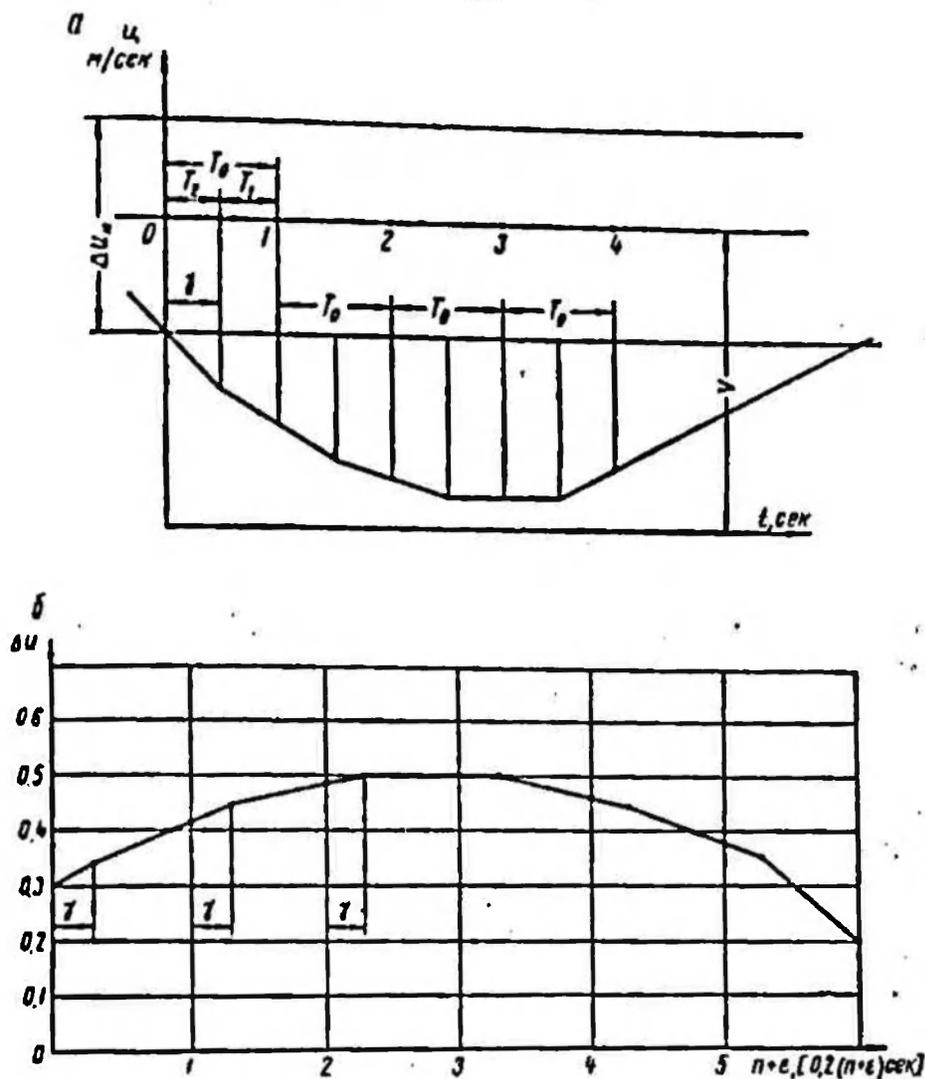


Рис. 71. Кривые переходного процесса

Примерная кривая переходного процесса приведена на рис. 71, а. В течение интервала

$$nT_0 \leq t \leq (n + \gamma) T_0 \quad \left(\text{где } \gamma = \frac{T_{01}}{T_0} \right) \quad (833)$$

один из тиристоров инвертирован и пропускает ток. В это время происходит срабатывание системы управления (срабатывание или обесточивание реле и срабатывание контактора). В течение времени T_{01} скорость подъемной машины определяется механической характеристикой, на которой работал двигатель до инвертизации тиристора.

В конце интервала T_{01} и в начале интервала T_{02} происходит срабатывание или обесточивание очередного контактора управления,

скачкообразное изменение сопротивления цепи ротора, а следовательно, переход двигателя на новую механическую характеристику.

В течение интервала $(n + \gamma) T_0 < t < (n + 1) T_0$ двигатель будет работать на новой механической характеристике.

Введем новую переменную — относительное время \bar{t}

$$\bar{t} = \frac{t}{T_0}, \quad (834)$$

откуда

$$t = \bar{t} T_0$$

или

$$dt = T_0 d\bar{t}. \quad (835)$$

Подставив выражение (835) в формулу (832), получим

$$\frac{1}{T_0} \cdot \frac{du}{d\bar{t}} = r_1 j_0 \quad (836)$$

или

$$\frac{1}{r_1 T_0 j_0} \cdot \frac{du}{d\bar{t}} = \bar{i}. \quad (837)$$

Уравнение движения машины в интервале $n T_0 < t < (n + \gamma) T_0$ будет иметь вид

$$\frac{1}{r_1 T_0 j_0} \cdot \frac{du}{d\bar{t}} = \bar{i}. \quad (838)$$

Уравнение движения машины в интервале $(n + \gamma) T_0 < t < (n + 1) T_0$ имеет вид

$$\frac{1}{r_1 T_0 j_0} \cdot \frac{du}{d\bar{t}} = \bar{i}. \quad (839)$$

Однако

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= r, \\ r_2 &= r - 1. \end{aligned} \right\} \quad (840)$$

Обозначим

$$j_0 T_0 = v_0. \quad (841)$$

Тогда

$$\frac{1}{v_0} \cdot \frac{du}{d\bar{t}} = r \quad \text{при} \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma \quad (842)$$

$$\frac{1}{v_0} \cdot \frac{du}{d\bar{t}} = r - 1 \quad \text{при} \quad n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1 \quad (843)$$

Кроме того,

$$\Delta u = u - v.$$

Исследуем процесс перехода к скорости дотягивания. Для этого случая $v = \text{const}$. Поэтому

$$\frac{d \Delta u}{d\bar{t}} = \frac{du}{d\bar{t}}. \quad (844)$$

Подставив выражение (844) в уравнения (842) и (843), получим

$$\frac{1}{v_0} \cdot \frac{d \Delta u}{d \bar{t}} = r \quad \text{при } n \leq \bar{t} \leq n + \gamma \quad (845)$$

$$\frac{1}{v_0} \cdot \frac{d \Delta u}{d \bar{t}} = r - 1 \quad \text{при } n + \gamma \leq \bar{t} < n + 1. \quad (846)$$

Интегрируя уравнение (845), имеем

$$\Delta u(\bar{t}) = v_0 \cdot r (\bar{t} - n) + C \quad (847)$$

При $\bar{t} = n + \gamma$

$$\Delta u(\bar{t}) = \Delta u(n + \gamma). \quad (848)$$

При $\bar{t} = n$, т. е. при $\gamma = 0$, имеем $\Delta u(\bar{t}) = \Delta u(n)$.

Для $\bar{t} = n$ выражение (847) примет вид

$$\Delta u(n) = C. \quad (849)$$

Тогда

$$\Delta u(\bar{t}) = v_0 \cdot r (\bar{t} - n) + \Delta u(n) \quad (850)$$

при

$$n \leq \bar{t} \leq n + \gamma.$$

Решение уравнения (846) имеет вид

$$\Delta u(\bar{t}) = v_0 (r - 1) (\bar{t} - n - \gamma) + C_2 \quad (851)$$

при

$$(n + \gamma) \leq \bar{t} \leq (n + 1).$$

Из уравнения (850) для $\bar{t} = (n + \gamma)$ получим

$$\Delta u(\bar{t}) = \Delta u(n + \gamma) = v_0 r \gamma + \Delta u(n). \quad (852)$$

Подставив значения $\Delta u(\bar{t})$ для $\bar{t} = (n + \gamma)$ в уравнение (852), получим

$$\Delta u(\bar{t}) = \Delta u(n + \gamma) = v_0 r \gamma + \Delta u(n) = C_2,$$

откуда

$$C_2 = v_0 r \gamma + \Delta u(n). \quad (853)$$

Заменяя значение C_2 в решении уравнения (846) его значением из выражения (853), имеем

$$\Delta u(\bar{t}) = v_0 (r - 1) (\bar{t} - n - \gamma) + v_0 r \gamma + \Delta u(n) \quad (854)$$

при $n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1$.

Однако

$$r = r_0 - n, \quad (855)$$

где r_0 — количество контакторов, которые должны быть включены или обесточены, чтобы было получено заданное изменение ускорения.

Имея это в виду, а также полагая $\bar{t} = n + 1$ и вводя обозначения решетчатой функции $\Delta u [n] = \Delta u (n)$, получим после преобразований неоднородное разностное уравнение

$$\Delta u [n + 1] - \Delta u [n] = v_0 (r_0 - 1 + \gamma) - v_0 n. \quad (856)$$

Обозначим

$$R = v_0 (r_0 - 1 + \gamma). \quad (857)$$

Примем, что при $n = 0$

$$\Delta u [0] = \Delta u_n,$$

где Δu_n — значение отклонения действительной скорости от заданной на пороге регулирования.

Обозначая

$$D \{ \Delta u [n] \} = \Delta u^* (q), \quad (858)$$

на основании теоремы сдвига имеем

$$D \{ \Delta u [n + 1] \} = e^{\bar{t}} \Delta u^* (q) - e^{\bar{t}} \Delta u_n. \quad (859)$$

Подвергая дискретному преобразованию Лапласа уравнение (859), имеем

$$D [n] = \frac{e^{\bar{t}}}{(e^{\bar{t}} - 1)^2}; \quad (860)$$

$$D \{ \delta \Delta u [n] \} = D [R] - v D [n]. \quad (861)$$

В свою очередь,

$$\left. \begin{aligned} D \{ \delta \Delta u [n] \} &= (e^{\bar{t}} - 1) \Delta u^* (q) - e^{\bar{t}} \Delta u_n; \\ D [1] &= \frac{e^{\bar{t}}}{e^{\bar{t}} - 1}. \end{aligned} \right\} \quad (862)$$

Подставляя выражения (862) в равенство (861), после преобразований получим

$$\Delta u^* (q) = \frac{e^{\bar{t}}}{e^{\bar{t}} - 1} \Delta u_n - \frac{r_0 e^{\bar{t}}}{(e^{\bar{t}} - 1)^2} + \frac{R e^{\bar{t}}}{(e^{\bar{t}} - 1)^2}. \quad (863)$$

Переходя к оригиналу, пользуясь формулами дискретного преобразования Лапласа, имеем

$$\Delta u [n] = \Delta u_n + v_0 [r_0 - 1 + \gamma] n - \frac{r_0 v_0 (n - 1)}{2}. \quad (864)$$

Подставив значение $\Delta u [n]$ из уравнения (864) в уравнения (850) и (851), получим

$$\Delta u (\bar{t}) = v_0 (r_0 - n) (\bar{t} - n) + \Delta u_n + v_0 [r_0 - 1 + \gamma] n - \frac{r_0 v_0 (n - 1)}{2} \quad (865)$$

при $n \leq \bar{t} \leq +\gamma$;

$$\Delta u(\bar{t}) = v_0(r_0 - n - 1)(\bar{t} - n - \gamma) + v_0(r_0 - n)\gamma + \Delta u_n + \\ + v_0(r_0 - 1 + \gamma)n - \frac{v_0 \cdot n(n-1)}{2} \quad (866)$$

при $n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1$.

Полагая здесь $\bar{t} = n + \varepsilon$ (где n — целое число, а $\varepsilon \leq 1$), запишем уравнения, выражающие закон изменения скорости подъемного двигателя, через смещенные решетчатые функции:

$$\Delta u[n + \varepsilon] = \Delta u[n, \varepsilon] = \Delta u_n + v_0(r_0 - n)\varepsilon + \\ + v_0(r_0 - 1 + \gamma)n - \frac{v_0 n(n-1)}{2} \quad (867)$$

при $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$;

$$\Delta u[n, \varepsilon] = \Delta u_n + v_0(r_0 - n - 1)(\varepsilon - \gamma) + v_0(r_0 - n)\gamma + \\ + v_0(r_0 - 1 + \gamma)n - \frac{v_0 n(n-1)}{2} \quad (868)$$

при $\gamma \leq \varepsilon \leq 1$.

Выражения (867) и (868) являются основными уравнениями, описывающими переходные процессы в системах релейно-ступенчатого многопозиционного регулирования.

После преобразований получим

$$\Delta u[n, \varepsilon] = \Delta u_n + v_0 \left\{ r_0 \varepsilon + \frac{\varepsilon}{2} [2(r_0 + \gamma - \varepsilon) - 1 - n] \right\} \quad (869)$$

при $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$;

$$\Delta u[n, \varepsilon] = \Delta u_n + v_0 \left\{ r_0 \varepsilon + \gamma - \varepsilon + \frac{\varepsilon}{2} [2(r_0 + \gamma - \varepsilon) - 1 - n] \right\} \quad (870)$$

при $\gamma \leq \varepsilon \leq 1$.

Производная от отклонения действительной скорости от заданной представляет собой первую разность решетчатой функции.

Для первой разности уравнение (869) можно написать

$$\delta \Delta u[n] = \frac{\Delta u[n, \gamma] - \Delta u[n, 0]}{\gamma} = v_0(r_0 - n). \quad (871)$$

Первая разность решетчатой функции оказывает решающее влияние на поведение системы управления при использовании релейных регуляторов скорости с дополнительным воздействием по производной. Она входит в выражение, описывающее закон регулирования, и знание ее величины необходимо для осуществления оптимальной настройки регулятора скорости.

Момент поппзации тиратронов определяется уравнением (869) для $e = 0$. Момент переключения в главной силовой цепи определяется уравнением (870) для $e = \gamma$.

Максимальное отклонение действительной скорости от заданной будет при равенстве нулю первой разности.

В связи с этим из уравнения (869) для максимального отклонения имеем $n = r_0$.

Подставив значение n из формулы (866) в выражение (867) для $e = 0$ получим

$$\Delta u_{\max} = \Delta u_n + v_0 r_0 \left[\frac{r_0}{2} + \gamma - \frac{1}{2} \right].$$

Максимальное отклонение действительной скорости от порога управления можно определить из выражения

$$\delta U_{\max} = v_0 r_0 \left[\frac{r_0}{2} + \gamma - \frac{1}{2} \right]. \quad (872)$$

В связи с этим максимальное превышение напряжения тахогенератора над его пороговым значением будет

$$\delta u_{\max} = \frac{E_0 r_0}{1} \left[\frac{r_0}{2} + \gamma + \frac{1}{2} \right], \quad (873)$$

где E_0 — э. д. с. тахогенератора при полной скорости подъема V .

Для обеспечения апериодического переходного процесса напряжение стабилизации \bar{U}_m не должно быть меньше δU_{\max} .

В связи с этим условием апериодического переходного процесса будет неравенство

$$U_m \geq \delta U_{\max}. \quad (874)$$

В статическом регуляторе хода стабилизирующее смещение порога управления будет происходить при каждом срабатывании контактов.

Стабилизирующее напряжение U_0 , подаваемое на сетку тиратрона после каждого срабатывания систем управления, можно определить по формуле

$$U_0 \geq \frac{\delta U_{\max}}{r_0}. \quad (875)$$

Введением воздействия по производной или по ускорению можно повысить точность управления.

Для исключения отклонения скорости подъема за установленные пороги управления индикатор ускорения при движении подъемной машины с ускорением f_0 должен индуцировать э. д. с., по величине равную U_0 .

Построим кривую переходного процесса для следующих данных: $r_0 = 5$; $\Delta u = 0,3$ м/сек; $f_0 = 0,25$ м/сек²; $T_0 = 0,2$ сек; $\gamma = 0,3$ и $r_0 = f_0 T_0 = 0,05$ м/сек.

Результаты расчетов, выполненных с помощью формул (869) и (870), следующие:

$n + \gamma$. . .	0,0	0,3	1,0	1,3	2	2,3	3	3,3	4	4,3	5	5,3	6
Понижение	0,3		0,115		0,48		0,495		0,46		0,375		0,24
Переключе- ние . . .		0,345		0,445		0,495		0,495		0,445		0,345	

Понижение тиратрона и срабатывание релейного регулятора скорости при $n + \gamma = 6$ невозможны в связи с тем, что отклонение действительной скорости от заданной, равное $\Delta u = 0,24$, лежит внутри порогов регулирования. Кривая переходного процесса изображена на рис. 71, б.

Следует обратить внимание на то, что в случае $\gamma \geq 0,5$ при $n + \gamma = 6$ произойдет понижение тиратрона и срабатывание системы регулирования.

Таким образом, при $\gamma > 0,5$ движение подъемной машины будет неустойчивым, так как размахи скорости с течением времени будут увеличиваться. При $\gamma < 0,5$ размахи скорости будут сохранять свою величину и возникнут автоколебания.

Исследования показывают, что при наиболее неблагоприятных начальных условиях для обеспечения возникновения автоколебаний необходимо выполнить соотношение $\gamma = \frac{1}{3}$.

Полученные уравнения позволяют весьма просто исследовать на устойчивость подъемную машину, управляемую регуляторами с различными методами стабилизации.

§ 7. Применение фазовой плоскости для исследования систем управления

Исследование динамики системы автоматического управления при помощи фазовой плоскости можно свести к решению топологической (геометрической) задачи.

Этот метод позволяет с высокой точностью без сложных расчетов в наглядной графической форме изучить переходные процессы в нелинейных системах релейно-ступенчатого управления, которые можно описать, как правило, дифференциальными уравнениями первого порядка.

Под фазовой плоскостью понимается изображение переходного процесса в системе координат $\Delta u, \frac{d \Delta u}{dt}$.

В отдельных случаях без ущерба можно рассматривать в качестве исследуемых координат u и $\frac{du}{dt}$. В частности, ими удобно пользоваться при исследовании процесса перехода скорости машины от замедленного движения к скорости дотягивания.

Уравнения машины и двигателя имеют вид

$$F = F_{ст} + \mathfrak{M} \frac{du}{dt}; \quad (876)$$

$$F = \frac{C}{R} - \frac{C}{RV} u, \quad (877)$$

где $C = 2F_n \times \gamma$.

Из уравнений (876) и (877) после преобразований, получим

$$u = C_0 - \bar{T} \frac{du}{dt}, \quad (878)$$

где

$$C_0 = V - \frac{F_{ст}RV}{C}; \quad (879)$$

$$\bar{T} = \frac{\mathfrak{M}RV}{C}. \quad (880)$$

Обозначив $y = \frac{du}{dt}$, получим

$$u = C_0 - Ty. \quad (881)$$

Выражение (881) представляет собой семейство прямых, расположение которых определяют коэффициенты C_0 и T . Эти прямые — механические характеристики асинхронного двигателя.

Коэффициент T будем называть постоянной времени машины-привода, а C_0 — показателем скорости. Отношение $\frac{C}{R}$ определяет значение движущего усилия, развиваемого двигателем, при скольжении $s = 1$.

Осью ординат фазовой плоскости в рассматриваемом случае является прямая, находящаяся от оси скольжений на расстоянии, соответствующем статической нагрузке подъемной машины, а ось абсцисс — ось усилий.

На рис. 72 показана фазовая траектория, описывающая процесс перехода скорости подъемной машины от замедленного движения к скорости дотягивания.

На рисунке приняты следующие обозначения:

v_0 — заданная скорость дотягивания;

$\pm 1/2 \Delta u_d$ — заданные пределы отклонения действительной скорости от заданной, при которых происходит срабатывание регулятора хода;

R_1 и \bar{R}_2 — сопротивление цепи ротора подъемного двигателя.

Пусть замедлению подъемной машины соответствует фазовая траектория, которую определяет механическая характеристика, соответствующая сопротивлению цепи ротора R_2 . Уравнение прямой будет

$$u = V - \frac{F_{ст}R_1V}{C} - \frac{\mathfrak{M}VR_1}{C} y. \quad (882)$$

времени приведения регулятора хода в исходное положение для работы, чтобы

$$|y_1| T_{01} < y_2 T'_{02}$$

Имея в виду, что

$$|y_1| + y_2 = J_0,$$

где J_0 — значение ускорения при срабатывании одного контактора, можно написать

$$T'_{02} > \frac{(J_0 - y_2) T_{01}}{y_2}. \quad (884)$$

При $y_2 = J_0$, $T'_{02} = 0$,
при $y_2 \rightarrow 0$ $T'_{02} \rightarrow \infty$.

Таким образом, условие (884) для автоколебательного процесса на двух характеристиках не может быть выполнено при действии всех возможных нагрузок.

Для обеспечения автоколебаний на трех характеристиках должны быть выполнены условия:

$$|y_1| T_{01} < y_2 (T_{01} + T^*_{02}) + y_2 T^*_{02};$$

$$y_2 T_{01} < -y_2 (T_{01} + T^*_{02}) + |y_1| T^*_{02}.$$

Имея в виду, что

$$y_2 = J_0 + y_1;$$

$$y_1 = y_2 - J_0.$$

получим

$$(J_0 - y_2) T_{01} < y_2 (T_{01} + T^*_{02}) + (J_0 + y_2) T^*_{02}; \quad (885)$$

$$(J_0 - y_2) T_{01} < -y_2 (T_{01} + T^*_{02}) + (J_0 - y_2) T^*_{02}. \quad (886)$$

Из выражения (886) имеем

$$T^*_{02} > \frac{(J_0 + 2y_2) T_{01}}{(J_0 - 2y_2)}. \quad (887)$$

При $y_2 = 0$ $T^*_{02} > T_{01}$,

при $y_2 = \frac{1}{2} J_0$ $T^*_{02} = \infty$.

Кривые $T^*_{02} = f(y_2)$ и $T'_{02} = f(y_2)$ пересекаются в точке, соответствующей равенству $T'_{02} = T^*_{02}$.

Приравняв выражения (884) и (887), имеем для точки пересечения

$$y_2 = \frac{1}{4} J_0.$$

Подставив найденное значение y_2 в формулу (887), получим условие устойчивости процесса регулирования

$$T_{02} > 3T_{01}. \quad (888)$$

проводниковый дном V_1 и сопротивление R_2 при постоянном напряжении, равном падению напряжения на сопротивлении R_2 , происходит зарядка конденсатора C_1 .

После обесточивания анодной цепи тиристора конденсатор C_1 разряжается на сопротивление R_2 . Падение напряжения на сопротивлении R_2 в виде отрицательного потенциала подается на сеть тиристоров.

Очевидно, значение э. д. с. на обкладках конденсатора в конце периода зарядки пропорционально времени протекания тока по анодной цепи тиристора, а следовательно, и количеству последовательно незамедлительно сработавших контакторов. Используя это обстоятельство, можно выбрать такие параметры стабилизирующей связи, при которых будут выполнены все основные требования, предъявляемые к системе в отношении качества процесса регулирования.

Выбранные параметры обратной связи R_2 , R_1 , R_0 и C_1 должны обеспечить получение необходимых по величине и длительности отрицательных импульсов, надежно стабилизирующих процесс регулирования. Таким образом, на первом этапе расчета надо выбрать необходимые размеры и формы стабилизирующих импульсов.

Рассмотрим наименее благоприятный случай, который возможен при переходе машины от замедленного движения к дотягиванию. Примем, что в точке заданной тахограммы, соответствующей этому случаю, ускорение изменяется скачком от $3j_0$ до 0. Будем считать, что j_0 — такое наибольшее возможное ускорение при замедлении, которое будет сообщено подъемной машине, находящейся в неподвижном устойчивом состоянии, при срабатывании или обесточивании одного контактора. При исследовании движения машины в режиме противовключения значение j_0 надо брать соответственно большим.

Признаком, характеризующим устойчивость движения подъемной машины, управляемой регулятором хода, может служить ускорение подъемной машины в моменты отклонения скорости за установленные пределы регулирования и входа в них.

Очевидно, если абсолютное значение ускорения подъемной машины в момент выхода скорости за установленный порог срабатывания регулятора хода будет превышать на определенную величину абсолютное значение ускорения в момент входа, движение будет устойчиво.

Можно указать и более простой критерий. Если за пределами регулирования число срабатываний контакторов управления до момента перехода ускорения через заданное значение (в данном случае нуль) будет превышать число срабатываний контакторов после него, движение будет устойчиво. В рассматриваемой системе первый размах скорости начинается с ускорением $3j_0$. Поэтому движение будет устойчиво только тогда, когда абсолютное значение ускорения в начале второго размаха скорости не будет превышать $2j_0$, а в начале третьего — j_0 .

Наиболее совершенное и качественное регулирование будет соответствовать такому переходному процессу, у которого второй размах рения первого размаха.

Пусть наибольшее отклонение действительной скорости от ее значения на пороге срабатывания равно δu_{II} . В связи с этим наибольшее отклонение точного напряжения, снимаемого с сопротивления R_1 , от его значения на пороге срабатывания можно определить из выражения

$$\delta U_{II} = \frac{E \delta u_{II}}{V}. \quad (889)$$

Значение отклонения скорости от заданного предела регулирования при незамедлительном срабатывании n контакторов можно определить из выражения.

$$\delta u_{II} = nj_0 T_0 + (n-1)j_0 T_0 + \dots + j_0 T_0 = \frac{(n+1)n}{2} j_0 T_0. \quad (890)$$

Поэтому

$$\delta U_{II} = \frac{E(n+1)n j_0 T_0}{2V}. \quad (891)$$

По условию стабилизирующий импульс ΔU_{II} должен быть равен δU_{II} .

Величина стабилизирующего импульса при срабатывании одного контактора определяется по формуле

$$U_1 = \frac{U_{II}}{n+1} = \frac{\delta U_{II}}{n+1} = \frac{E n j_0 T_0}{2V}. \quad (892)$$

При движении подъемной машины с ускорением j_0 ускорение достигнутого уровня рассогласования скорости δU_{II} произойдет за время

$$T_{II} = \frac{\delta u_{II}}{j_0} = \frac{(n+1)n T_0}{2}. \quad (893)$$

Величина постоянной времени разрядного контура $\tau = R_0 C_1$, исключая возможность последующего после точки e (рис. 74) срабатывания контакторов в сторону устранения рассогласования, должна быть взята равной времени T_{II} .

Таким образом,

$$\tau = T_{II} = R_0 C_1 = \frac{(n+1)n}{2} T_0. \quad (894)$$

Очевидно, длительность переходного процесса изотропной связи не должна превышать значения времени, необходимого для перехода скорости подъема от одного предела регулирования к другому с ускорением, равным j_0 . В связи с этим можно написать

$$\tau \leq \frac{\Delta u_{II}}{3j_0}. \quad (895)$$

Выполнение условия (895) обеспечивает своевременное приведение стабилизирующей связи в исходное состояние.

Для схемы с двумя стабилизирующими контурами

$$\tau < \frac{2\Delta u_d}{3j_0} \quad (896)$$

Переходный процесс напряжения стабилизации, вызванный разрядкой конденсатора C_1 , можно выразить формулой

$$U = U_{\text{пр}} e^{-\frac{t}{R_2 C_1}} \quad (897)$$

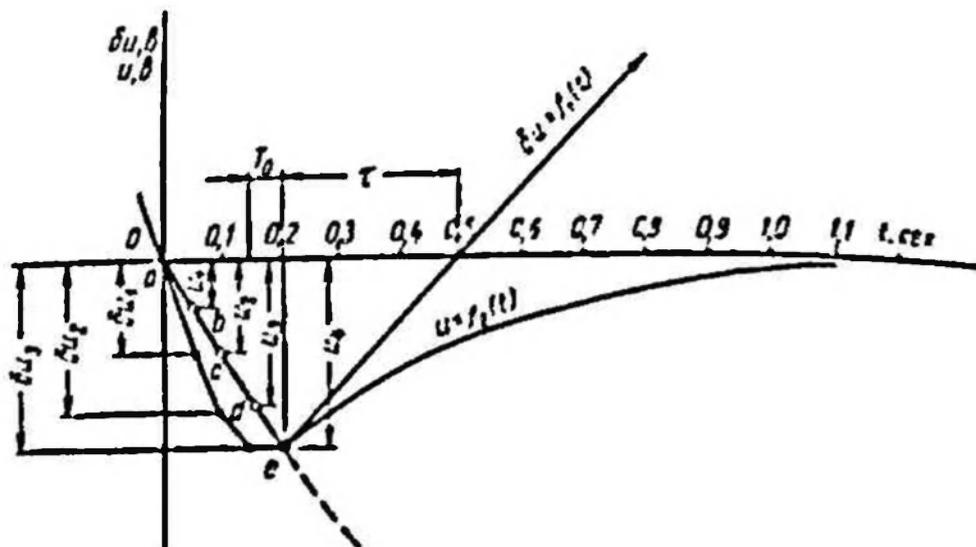


Рис. 74. Диаграмма, описывающая процесс изменения скорости подъемной машины, управляемой изотропным регулятором хода при ускорении, равном 3 м/сек^2 на порог срабатывания

Постоянная времени зарядного контура $\tau = R_2 C_1$ определится из зависимости

$$U_{\text{н}} = U_m \left(1 - e^{-\frac{(n+1)T_0}{R_2 C_1}} \right) \quad (898)$$

Качество стабилизации процесса регулирования будет зависеть от величины U_m .

Необходимо стремиться к прямо пропорциональной зависимости между U и t , но управление при особо больших значениях U_m обладает рядом серьезных недостатков.

Можно рекомендовать проверенное на практике соотношение:

$$U_m = 5U_{\text{н}} \quad (899)$$

откуда

$$\tau_2 = R_2 C_1 = 4,55 (n+1) T_0 \quad (900)$$

П р и м е р. Рассчитать изотропный регулятор для управления скоростью подъемной машины шахты № 70.

Данные для расчета: $T_0 = 0,05 \text{ сек}$; $j_0 = 0,2 \text{ м/сек}^2$; $E = 220 \text{ в}$; $v = 6 \text{ м/сек}$; $\Delta u_d = 0,18 \text{ м/сек}$.

Примем, что при переходе заданной скорости от замедленного движения к скорости дотягивания необходимо незамедлительное срабатывание трех такторов.

1. Наибольшее отклонение действительной скорости от порога срабатывания

$$\delta u = \frac{(n+1)n}{2} j_0 T_0 = \frac{4 \cdot 3 \cdot 0,2 \cdot 0,05}{2} = 0,06 \text{ м/сек.}$$

2. Величина стабилизирующего импульса при срабатывании трех контактов

$$U_3 = \frac{E(n+1)nj_0T_0}{2V} = \frac{220 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 0.2 \cdot 0.05}{2 \cdot 6} = 2.2 \text{ в.}$$

3. Определим постоянные времени разрядного и зарядного контуров

$$\tau = T_0 = \frac{(n+1)n}{2} T_0 = \frac{4 \cdot 3 \cdot 0.05}{2} = 0.3 \text{ сек.}$$

с другой стороны,

$$\tau \leq \frac{\Delta u_{\text{н}}}{3j_0} = \frac{0.18}{3 \cdot 0.2} = 0.3 \text{ сек.}$$

Примем:

$$\tau = R_0 C_1 = 0.3 \text{ сек.}$$

$$\tau_2 = R_0 C_1 = 4.55(n+1)T_0 = 4.55 \cdot 4 \cdot 0.05 = 0.91 \text{ сек.}$$

4. Найдем значение U_m

$$U_m = 5U_{\text{н}} = 5 \cdot 2.2 = 11 \text{ в.}$$

В качестве допустимых пределов регулирования при настройке системы с зоной чувствительности, равной $\Delta u_{\text{д}}$, принимаются следующие два значения:

$$\frac{1}{2} \Delta u_{\text{д}} + \delta u \quad \text{и} \quad -\frac{1}{2} \Delta u_{\text{д}} - \delta u. \quad (901)$$

Расчитанный переходный процесс изображен на рис. 74. Если в действительности ускорение подъемной машины в момент выхода скорости за порог срабатывания будет меньше расчетного $3j_0$, управление останется устойчивым, но отклонение скорости $\delta u_{\text{н}}$ будет соответственно меньше. Процесс изменения действительной скорости подъема при значении ускорения на пороге срабатывания $2j_0$ и j_0 изображен на рис. 75 и 76.

На рис. 77 приведена осциллограмма, описывающая процесс выполнения заданной тахограммы при использовании для управления подъемной машиной педального регулятора хода с контакторной гибкой связью.

Выведенная зависимость (890) неточно описывает переходный процесс, поэтому последующие полученные из нее формулы будут давать некоторые ошибки. При учете времени T_{02} , в течение которого анодная цепь тиристора обесточена, формула (890) изменится так

$$\begin{aligned} \delta u_{\text{н}} = & nj_0 T_0 + (n-1)j_0(T_{01} + T_{02}) + \dots + 2j_0(T_{01} + T_{02}) + \\ & + j_0(T_{01} + T_{02}) = nj_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right], \end{aligned} \quad (902)$$

где T_{02} — постоянная времени срабатывания контактора.

Величину стабилизирующего потенциала, подаваемого дополнительно на сетку тиристора при срабатывании одного контактора, определим из выражения

$$U_1 = \frac{U_{\text{н}}}{n+1} = \frac{\delta U_{\text{н}}}{n+1} = \frac{Enj_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]}{(n+1)V}. \quad (903)$$

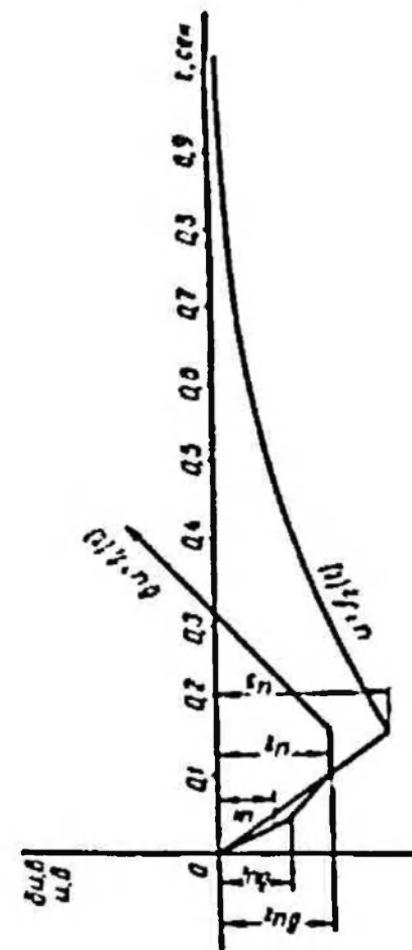


Рис. 75. Диаграмма, описывающая процесс изменения скорости подъемной машины, управляемой электрическим регулятором хода при ускорении, равном $\frac{2}{3} a_n$, на пороге срабатывания

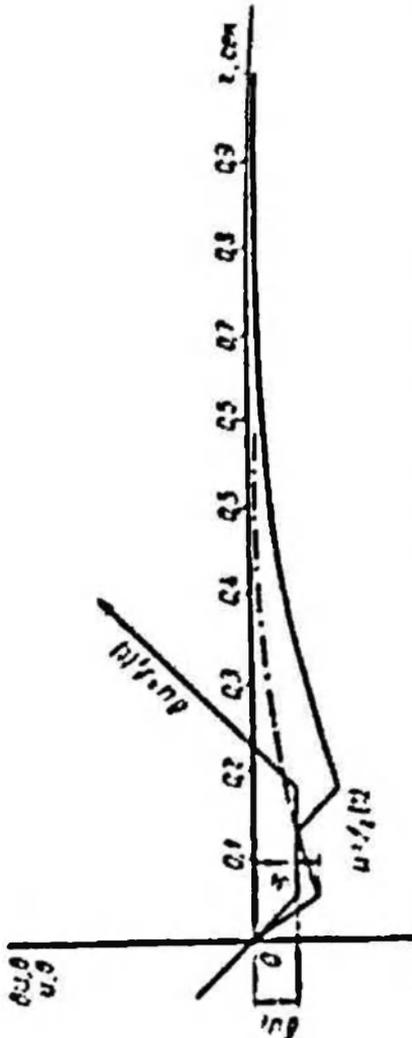


Рис. 76. Диаграмма, описывающая процесс изменения скорости подъемной машины, управляемой электрическим регулятором хода при ускорении, равном $\frac{2}{3} a_n$, на пороге срабатывания

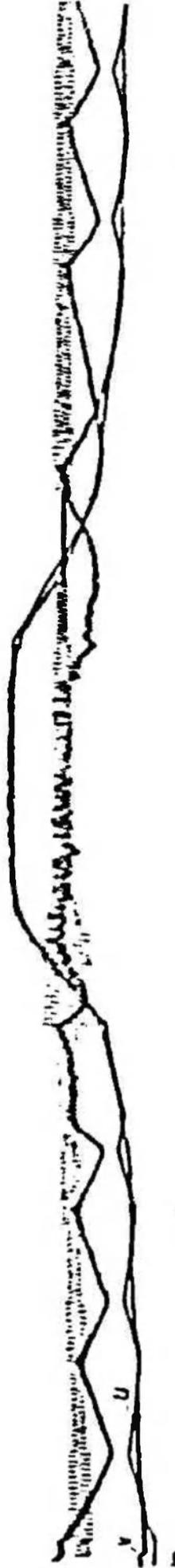


Рис. 77. Осциллограмма, описывающая процесс выпадения поданной тахограммы при управлении подъемной машины электрическим регулятором хода

Значение постоянной времени разрядного контура изодромного регулятора можно найти по формуле

$$\bar{\tau} = T_{\text{п}} = R_0 C_1 = \frac{\delta u_{\text{п}}}{I_0} = n \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]. \quad (904)$$

Постоянную времени зарядного контура регулятора можно определить следующим образом. В течение времени прохождения тока через тиристор конденсатор C_1 (рис. 78) заряжается, а при обесточивании анодной цепи — разряжается.

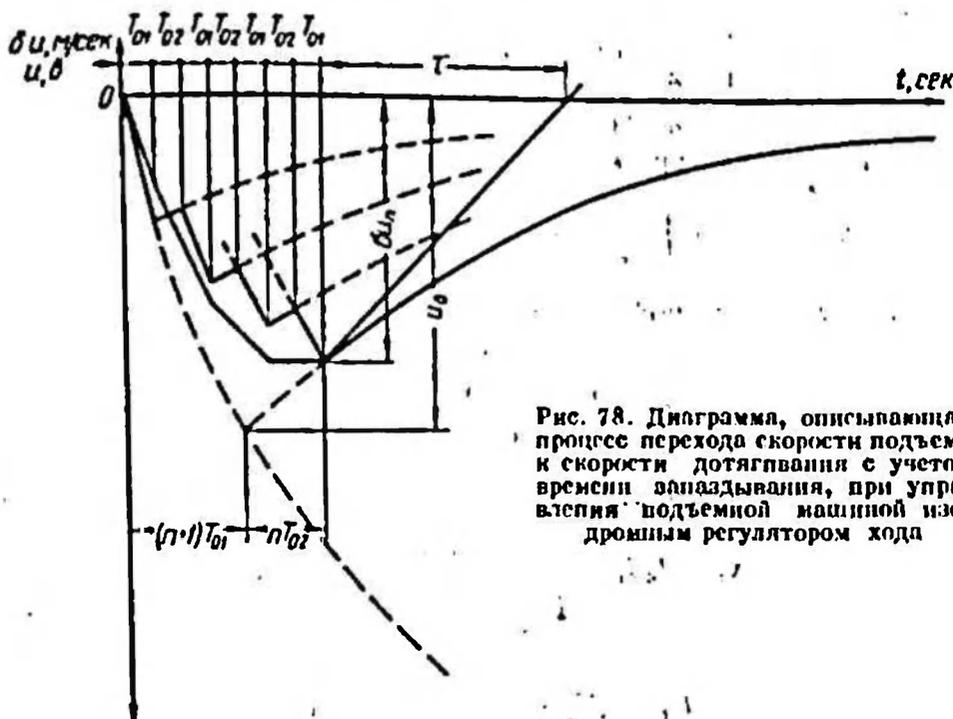


Рис. 78. Диаграмма, описывающая процесс перехода скорости подъема к скорости дотягивания с учетом времени запаздывания, при управлении подъемной машиной изодромным регулятором хода

Постоянную времени зарядного контура регулятора $R_0 C_1$ можно выбрать в результате построения и анализа истинной кривой возрастания напряжения на обкладках конденсатора, но это требует громоздких вычислений. Не делая большой ошибки, допустим, что в течение времени $(n+1) T_{01}$ конденсатор C_1 непрерывно заряжается, а затем, в течение времени $n T_{02}$ — непрерывно разряжается. Напряжение в конце периода разрядки, равного $n T_{02}$, известно и равно $\frac{E \delta u_{\text{п}}}{V}$.

В связи с этим весьма просто найти и необходимое напряжение U_0 в начале периода разрядки (в конце периода зарядки) конденсатора C_1

$$U_0 = \frac{E \delta u_{\text{п}} e^{\frac{n T_{02}}{R_0 C_1}}}{V}. \quad (905)$$

Теперь можно определить постоянную времени зарядного контура регулятора по параметрам кривой, описывающей зарядку конденсатора,

$$U_0 = U_m \left(1 - e^{-\frac{(n+1) T_{01}}{R_0 C_1}} \right),$$

откуда имеем

$$\tau_2 = \bar{R}_2 \bar{C}_1 = \frac{(n+1) T_{01}}{\ln \frac{U_m}{U_m U_0}} \quad (306)$$

Пример. Рассчитать параметры издромной связи регулятора хода для переходного процесса, учитывающего периоды размыкания аподной цепи тиратрона.

Пусть $T_{01} = T_{02} = 0,05$ сек.

1. Наибольшее отклонение действительной скорости от заданного порога срабатывания

$$\Delta u_n = n / s \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right] = 0,09 \text{ м/сек.}$$

2. Пользуясь формулой (306), находим необходимую величину постоянной времени разрядного контура издромной связи

$$\tau = R_2 C_1 = n \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right] = 0,45 \text{ сек.}$$

3. По формуле (305) определяем значение напряжения

$$U_0 = \frac{E \Delta u_n e^{\frac{n T_{01}}{R_2 C_1}}}{\gamma} = 4,62 \text{ в.}$$

4. Постоянная времени разрядного контура издромного регулятора

$$\tau_0 = R_0 C_1 = \frac{(n+1) T_{01}}{\ln \frac{U_m}{U_m - U_0}} = 0,61 \text{ сек.}$$

1.10

$$U_m = \mathcal{E}'_n = \frac{5 E \Delta u_n}{\gamma} = 1,67 \text{ в.}$$

Особым преимуществом рассмотренного выше регулятора является весьма малая постоянная времени срабатывания системы, которая в идеальном случае может быть равна постоянной времени срабатывания контактора. При этом необходимо иметь в виду, что неустойчивость постоянной времени срабатывания контакторов не нарушает процесс стабилизации.

На рис. 79 приведена схема астатического издромного релейного регулятора хода с силовой гибкой обратной связью. В регуляторе стабилизирующие импульсы напряжения, подаваемого на сетки тиратронов, пропорциональны броскам тока в силовой цепи статора подъемного двигателя. Стабилизирующая гибкая связь регулятора, представленная сопротивлениями R_1 , R_2 и \bar{R}_2 , конденсатором C_1 и полупроводниковыми вентилями V_1 , V_2 и \bar{V}_1 , работает следующим образом.

При установившемся значении тока в цепи статора падение напряжения на сопротивлении R_1 равно нулю. При переключении в статорной или роторной цепи броски тока в силовой цепи будут тем больше, чем будут больше броски крутящего момента, которые вызывают переключения. Очевидно, что в первый момент после

срабатывания соответствующего контактора падение напряжения на сопротивлении R_2 , а также отрицательный стабилизирующий импульс на сетке будут максимальными. По мере зарядки конденсатора C_1 через сопротивление R_2 падение напряжения на сопротивлении R_2 будет уменьшаться и через некоторое время станет практически равным нулю. Подбором соответствующего коэффициента трансформации трансформатора тока TT и величины сопротивления R_2 можно обеспечить надежную стабилизацию процесса регулирования. Стабилизация управления по тириatronу T_2 осуществляется за счет разрядки конденсатора C_1 на сопротивление R_4 .

На рис. 80 приведены кривые, описывающие процессы изменения действительной скорости подъема и напряжения стабилизации при управлении подъемной машиной пзодромным регулятором хода с силовой связью. Из кривых следует, что в момент срабатывания контактора напряжение стабилизации практически мгновенно достигает своего максимального значения, пропорционального броску крутящего момента двигателя, и затем по мере зарядки конденсатора C_1 постепенно уменьшается.

В течение времени, равного постоянной времени срабатывания контактора T_0 , напряжение стабилизации уменьшится от \bar{U}_1 до U_{10} . Обозначим

$$\eta = \frac{U_1}{U_{10}} = \frac{U_{п1}}{u_{п0}} \quad (907)$$

С учетом снижения напряжения формулу (891) для изодромного регулятора с силовой связью надо переписать так

$$U_{п} = \eta \delta U_{т} = \frac{\eta E (n+1) n I_0 T_0}{2V} \quad (908)$$

Некоторое время после срабатывания контактора, в период действия переходных процессов в обмотках статора подъемного двигателя и пзодромной связи, возможны ложные срабатывания регулятора хода.

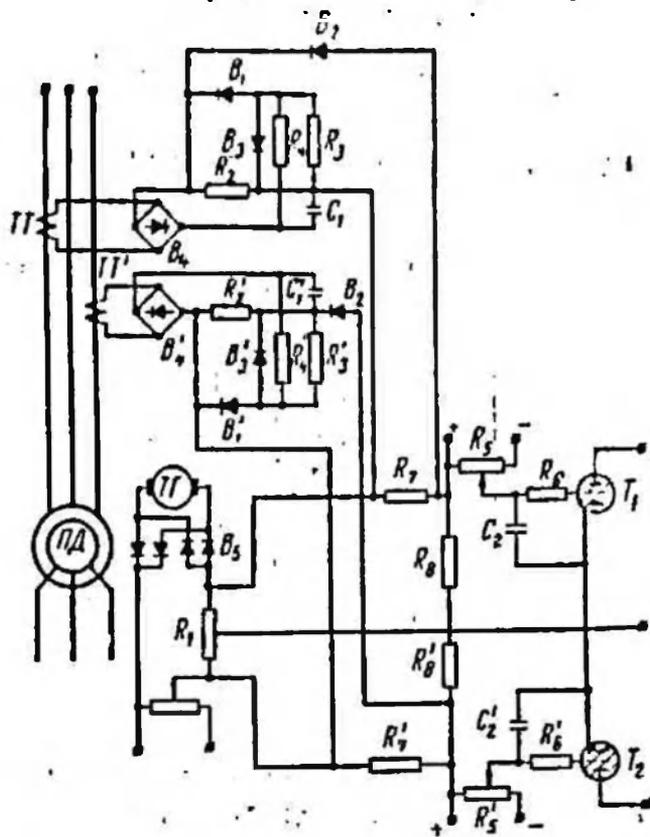


Рис. 79. Схема изодромного тириatronного релейного регулятора хода с силовой гибкой обратной связью

Для предотвращения этого на время действия свободного тока в электрических цепях стабилизации отключаются анодные цепи регулятора хода или на сетки тиратронов подается отрицательный запирающий потенциал.

С учетом выдержки времени T_{02} формула (908) примет вид

$$U_n = \eta \frac{E}{V} [I_0(T_{01} + T_{02}) + 2I_0(T_{01} + T_{02}) + \dots + nI_0(T_{01} + T_{02}) - nI_0 T_{02}] = \eta \frac{E}{V} nI_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right], \quad (909)$$

где T_{01} — время срабатывания контактора.

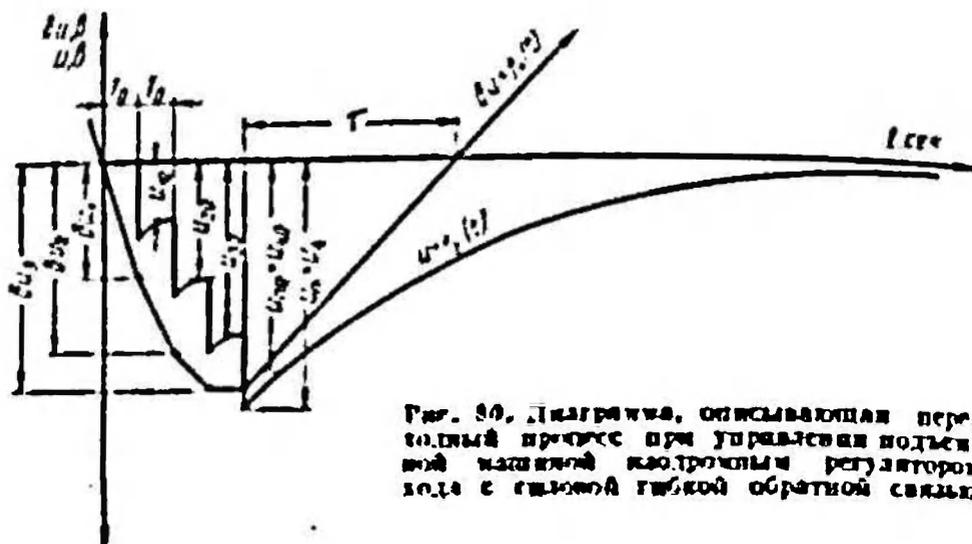


Рис. 80. Диаграмма, описывающая переходный процесс при управлении подъемной машиной контрольным регулятором хода с гибкой обратной связью

Сравнивая два описанных выше основных типа издромных регуляторов хода, следует отдать предпочтение регулятору с контакторной гибкой связью, обладающему меньшей постоянной времени срабатывания и более простым устройством. При наличии силовой гибкой связи надо ввести некоторую выдержку времени после срабатывания контактора, превышающую длительность переходных процессов в ней.

§ 9. Астатический релейный регулятор хода с жесткой обратной связью

Астатический релейный регулятор хода с индикатором скорости и жесткой обратной связью будем называть статическим релейным регулятором хода. Жесткая обратная связь в общем случае может быть контакторной или силовой.

На рис. 81 приведена принципиальная схема статического релейного регулятора хода с контакторной жесткой обратной связью. Устойчивость подъемной машины в данном случае обеспечивается различным порогом срабатывания тиратронов (реле) на каждой ступени регулирования.

Так, после ионизации тиратрона T_1 срабатывает очередной контактор управления, который обесточит анодную цепь тиратрона и включит свою катушку через сопротивление R_4 . Падение напряжения на сопротивлении R_4 в связи с этим увеличится, что расширяет порог срабатывания регулятора хода по тиратрону T_1 .

Минус источника питания катушек контакторов подключен к зажиму 8. При срабатывании контакторы переключают питание своих катушек с зажима 6 на зажим 7.

То же происходит и при ионизации тиратрона T_2 . В этом случае цепь катушки очередного контактора обесточивается и падение напряжения на сопротивлении R_4 уменьшается, что расширяет порог срабатывания по тиратрону T_2 .

Величину падения напряжения на сопротивлении R_4 при обтекании током катушки одного контактора необходимо приять

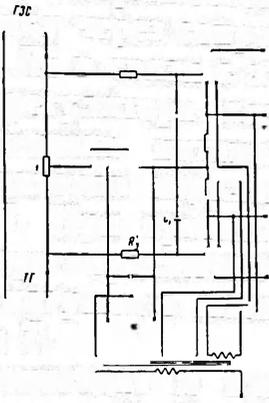


Рис. 81. Схема статического тиратронного релейного регулятора хода с контакторной ленточной обратной связью

(910)

где T_{01} — время срабатывания контактора;
 T_{02} — величина задержки в подаче напряжения на аноды тиратронов после срабатывания контактора.

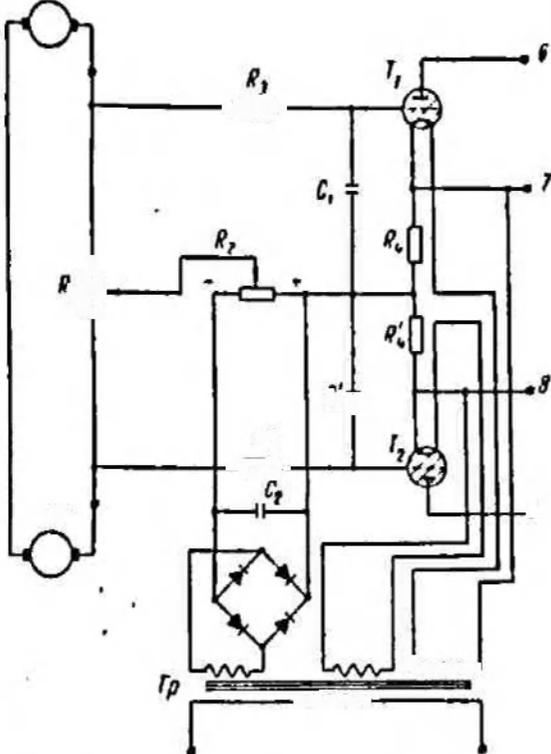
Время выключения контактора T'_{01} может оказаться неравным. В этом случае падение напряжения на сопротивлении R_4 определяется по формуле

$$e = \frac{Enj_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]}{V(n+1)} \quad (911)$$

Значения сопротивлений R_4 и R'_4 могут быть определены из выражения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{e}{I_y} \\ \frac{e'}{I_y} \end{aligned} \right\} \quad (912)$$

где I_y — значение тока удерживания контактора.



261

$$= \frac{Enj_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]}{V(n+1)},$$

T'_{01}

$$\left. \begin{aligned} R_4 &= \frac{e}{I_y}; \\ R'_4 &= \frac{e'}{I_y}, \end{aligned} \right\}$$

Падение напряжения на сопротивлениях R_4 и R'_4 при срабатывании последнего контактора

$$E_m = (R_4 + R'_4) [I_T(r-1) + I_0], \quad (913)$$

где r — количество контакторов, срабатывающих последовательно;
 I_0 — ток срабатывания контактора.

Падение напряжения E_m может иногда препятствовать срабатыванию последнего контактора. В этом случае расчет следует вести,

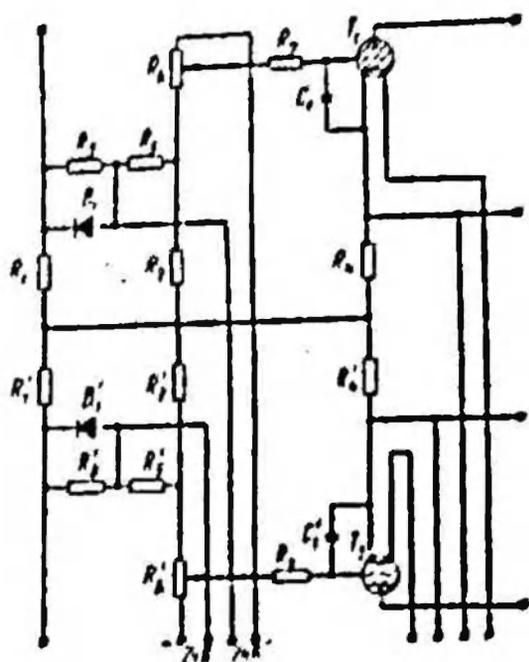


Рис. 82. Схема статического тиратронного регулятора скорости с контакторной жесткой обратной связью и отсечкой потенциала, пропорционального отклонению действительной скорости от заданной

исходя из допустимой величины падения напряжения E_2 , обеспечивающей надежную работу схемы управления. Зная запас E_2 , можно определить величину сопротивлений R_4 и R'_4 по формуле

$$R_4 + R'_4 = \frac{E_2}{I_T(r-1) + I_0}. \quad (914)$$

Очевидно, при $T_{01} = T_{22}$ следует принимать $R_4 = R'_4$. В связи с этим падение напряжения на сопротивлении после срабатывания одного контактора будет

$$e_2 = \frac{E_2 I_T}{2[I_T(r-1) + I_0]}. \quad (915)$$

В общем случае [см. формулу (810)] $e_2 < e$; $e_2 < e'$.

Для обеспечения устойчивого регулирования при выходе скорости подъема за установленные пределы

управления регулятор должен отсекал часть потенциала, подзаемного на сетку тиратрона и пропорциональному отклонению действительной скорости от заданной.

Схема такого статического тиратронного регулятора приведена на рис. 82.

Выбор сопротивлений отсечки R_2 и R_3 производится по формуле

$$e_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} e = ke,$$

где k — коэффициент отсечки.

Если известно R_1 , можно определить R_2 из выражения

$$R_2 = R_1 \left(\frac{e}{e_2} - 1 \right). \quad (916)$$

Ток срабатывания контактора I_0 обычно в 6—8 раз больше тока удержания I_T . Поэтому в момент срабатывания контактора падение напряжения на сопротивлениях R_4 и R'_4 будет значительно.

Если в двигательном режиме подъемного двигателя падение напряжения на сопротивлении R_4 отрицательно, то падение напряжения на сопротивлении R'_4 будет смещать потенциал сетки тиратрона T_2 в положительную сторону. Для исключения возможности понижения тиратрона T_2 при протекании тока втягивания контактора через тиратрон T_1 (или, наоборот, в режиме динамического торможения) необходимо дополнительно выполнить условие

$$I_0 R'_4 < \frac{E \Delta u_d}{V}, \quad (917)$$

На рис. 83 приведена принципиальная схема статического регулятора хода с контакторной связью, которая обеспечивает надежную работу контакторов управления без отсечки части потенциала, пропорционального отклонению скорости. Для этого регулятора обязательно выполнение условия (917).

Диаграмма, описывающая процесс выполнения заданной тахограммы при переходе к скорости дотягивания, изображена на рис. 84.

Пределы регулирования при использовании статического регулятора хода можно определить из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_B &= \frac{1}{2} \Delta u_d + \Delta u_{c.B}; \\ \Delta u_H &= -\frac{1}{2} \Delta u_n - \Delta u_{c.H}; \end{aligned} \right\} \quad (918)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_{c.B} &= \frac{V u_B}{E} r_B; \\ \Delta u_{c.H} &= \frac{V u_H}{E} r_H; \end{aligned} \right\} \quad (919)$$

где r_B и r_H — наибольшее число контакторов, которые могут сработать соответственно в режиме торможения и в двигательном режиме;

u_B и u_H — величина стабилизирующего сдвига порога регулирования при срабатывании или обесточивании одного контактора соответственно по тиратрону T_1 и T_2 .

Поэтому разность пределов регулирования

$$\Delta u_0 = \Delta u_B - \Delta u_H = \Delta u_d + \frac{V}{E} (u_B r_B + u_H r_H). \quad (920)$$

На рис. 85 приведена осциллограмма, описывающая процесс выполнения заданной тахограммы при управлении подъемной машиной статическим регулятором хода.

На рис. 86 приведена принципиальная схема статического релейного регулятора хода с силовой жесткой обратной связью. В этом регуляторе стабилизирующий импульс поступает на сетки тиратронов после срабатывания соответствующего контактора. При этом величина импульса достигает своего максимального установившегося

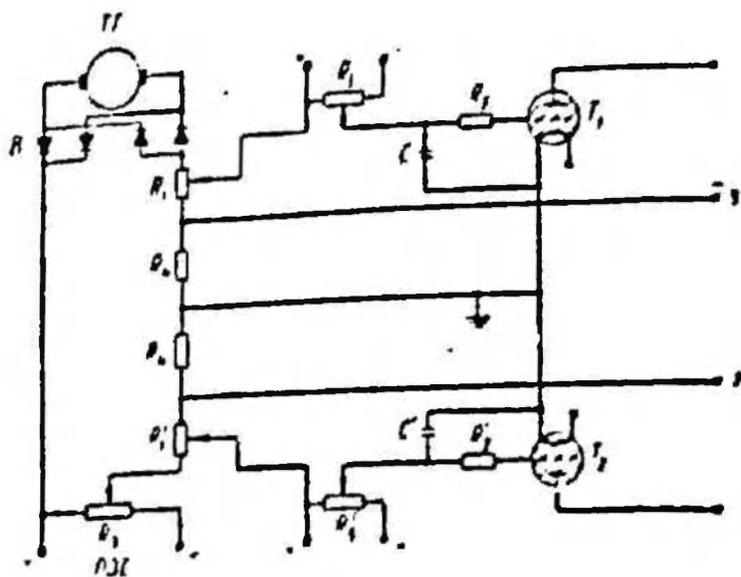


Рис. 83. Схема статического тиристорного релейного регулятора хода с контактной жесткой обратной связью

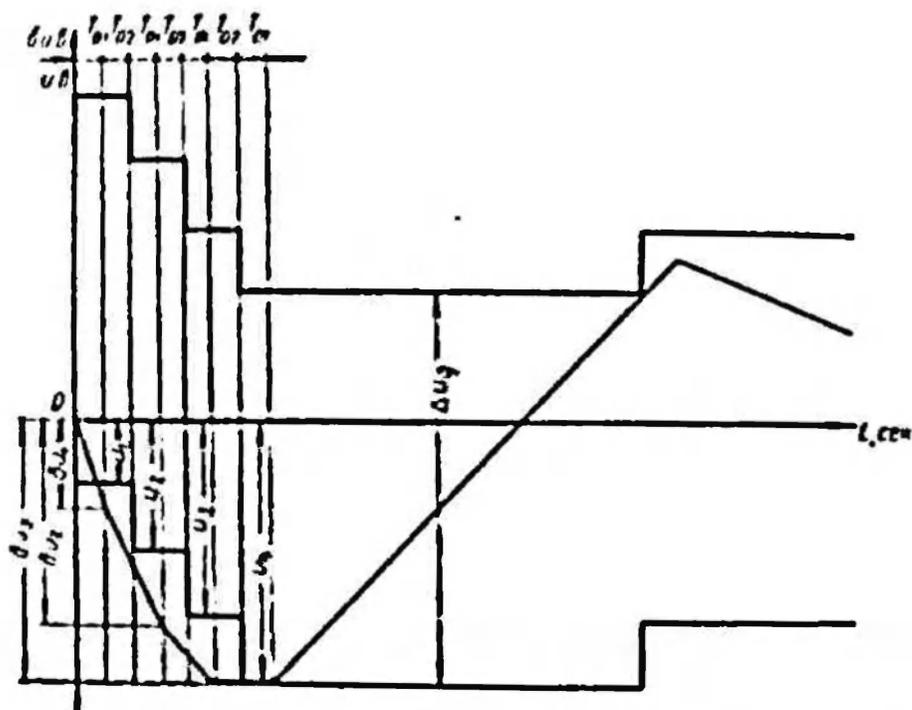


Рис. 84. Диаграмма, описывающая процесс перехода скорости подъема и скорости достижения при управлении подъемной машиной статическим регулятором хода с контактной жесткой связью

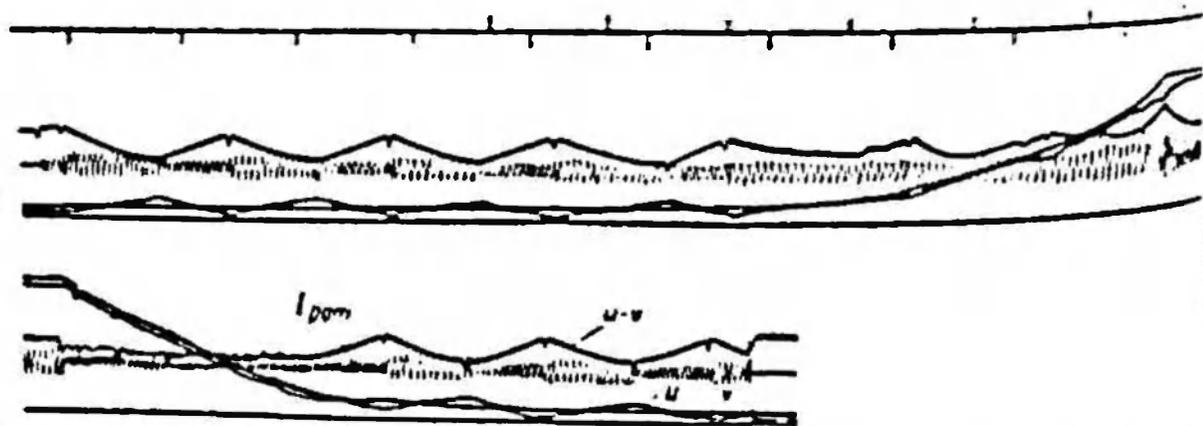


Рис. 85. Осциллограмма, описывающая процесс выполнения заданной тахограммы при управлении подъемной машиной статическим релейным регулятором хода

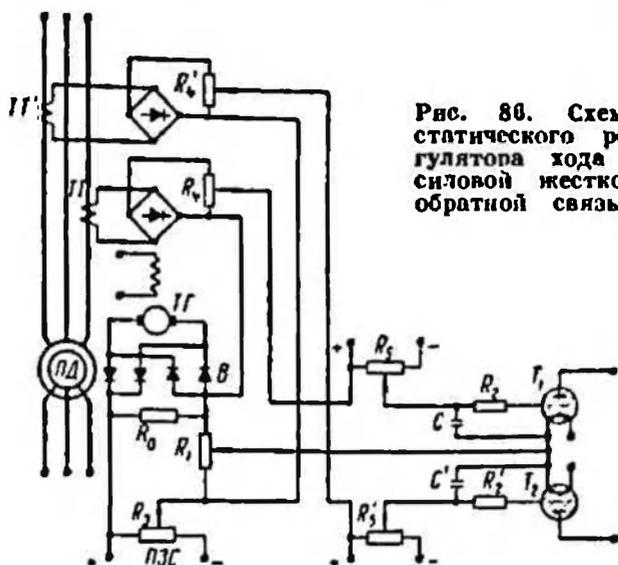
значения через отрезок времени, равный длительности переходных процессов в обмотках подъемного двигателя и цепи обратной связи. Для предотвращения ложных срабатываний регулятора хода тиристоры на это время должны запираются. Последнее проще всего осуществить при помощи реле, включенных в анодные цепи тиристоров.

Постоянная времени срабатывания системы регулирования с таким регулятором хода

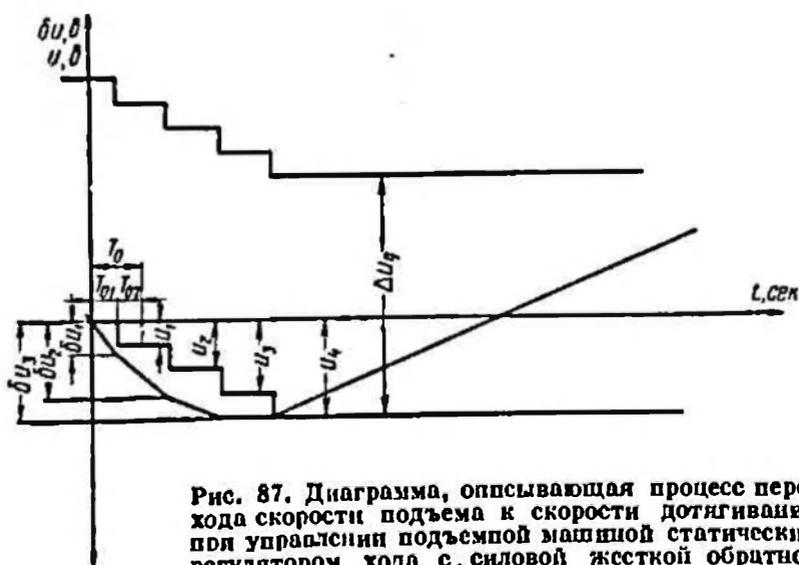
$$T_0 = T_{01} + T_{02}, \quad (921)$$

где T_{01} — постоянная времени срабатывания контактора;

T_{02} — длительность переходных процессов в обмотках подъемного двигателя и цепи обратной связи.



Процесс выполнения заданной тахограммы при использовании статического релейного регулятора хода с силовой жесткой обратной связью и при условии пренебрежения зависимостью тока подъемного двигателя от скорости подъема характеризуют кривые, приведенные на рис. 87.



Из анализа рассмотренных выше некоторых свойств статических регуляторов хода очевидно преимущество регуляторов с контакторной жесткой связью, обладающих не только значительно меньшей постоянной времени срабатывания, но и большей надежностью

в работе. Кроме того, затруднительно применять регуляторы с силовой связью в системах с асинхронной машиной, работающей в режиме динамического торможения.

Общий недостаток различных типов статических регуляторов хода — относительно невысокую точность регулирования — можно в значительной степени уменьшить, если ввести в схему регулятора дополнительно издромную связь или воздействие по производной.

Следует обратить внимание на то, что несколько повышенную точность регулирования статического регулятора хода компенсирует во всех случаях меньшая, чем у издромного регулятора, колебательность переходных процессов.

Пример. Рассчитать параметры схемы, осуществляющей отсечку по скорости.

Данные для расчета: $T_{01} \approx 0,05$ сек; $T_{02} \approx 0,05$ сек; $I_2 = \frac{1}{3}$ м/сек²; $E = 220$ в; $V = 6$ м/сек; $\Delta u_2 \approx 0,3$ м/сек; $I_0 = 7$ а; $I_T = 0,7$ а; $E_2 = 15$ в; $n = 3$.

Одновременно могут быть включены девять контакторов.

1. Сопротивление, включенное в цепь катодов тиристоров,

$$2R_1 = \frac{E_2}{I_T(r-1) + I_0} = \frac{15}{0,7 \cdot 8 + 7} = 1,2 \text{ ом};$$

$$R_1 = 0,6 \text{ ом}.$$

2. Падение напряжения на сопротивлении при одном включенном контакторе

$$e_2 = R_1 I_T = 0,6 \cdot 0,7 = 0,42 \text{ в}.$$

3. Падение напряжения e на сопротивлении R_2 по формуле (310)

$$e = 1,35 \text{ в}.$$

4. Заданы значение сопротивления $R_2 = 20$ ком (см. рис. 82), найдем сопротивление R_1 по формуле (317)

$$R_2 = R_1 \left(\frac{e}{e_2} - 1 \right) = 15 \text{ ком}.$$

§ 10. Астатический релейный регулятор с зависимой коррекцией по производной

При релейно-ступенчатом регулировании возможны четыре модификации структурных схем астатического регулятора хода с зависимой коррекцией по производной от регулируемого параметра во времени (рис. 88—91). В качестве индикатора производной в схеме применен трансформатор, первичная обмотка которого включена в цепь сравнения. Для этого может быть также использована емкость.

На рис. 88 изображена принципиальная схема тиристорного регулятора хода, который можно рекомендовать для применения в следящих системах автоматического регулирования с относительно медленно изменяющимися заданными скоростью и ускорением.

Условия понижения регулятора хода с такой структурной схемой

$$\Delta u + \tau_1 \frac{d\Delta u}{dt} < -\frac{1}{2} \Delta u_x, \quad \Delta u + \tau_2 \frac{d\Delta u}{dt} \geq \frac{1}{2} \Delta u_x. \quad (922)$$

Достоинство регуляторов хода с зависимой коррекцией по производной — возможность настройки, при которой действительная скорость находится в строго установленных узких пределах регулирования. Настройка регулятора хода сводится к подбору соответствующих значений коэффициентов τ_1 и τ_2 при производной. Коэффициенты τ_1 и τ_2 имеют размерность времени.

Постоянная времени системы релейно-ступенчатого многопозиционного регулирования при дополнительном воздействии по производной

$$T_0 = T_{01} + T_{02}, \quad (923)$$

где T_{01} — постоянная времени срабатывания контактора;

T_{02} — время, на которое производится стабилизирующий разрыв анодной цепи тиратрона после срабатывания контактора.

Для предотвращения ложных срабатываний регулятора хода время T_{02} должно превышать длительность переходных процессов в обмотках трансформатора акселерометра. При n сработавших контакторах величина отклонения действительной скорости подъема от порога понижения

$$\begin{aligned} \delta u &= j_0 (T_{01} + T_{02}) + 2j_0 (T_{01} + T_{02}) + \dots + nj_0 (T_{01} + T_{02}) - \\ &- nj_0 T_{02} = \frac{n(n+1)}{2} j_0 (T_{01} + T_{02}) - nj_0 T_{02} = \\ &= nj_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]. \end{aligned} \quad (924)$$

Если потребовать, чтобы действительная скорость в процессе регулирования не выходила за пределы $\pm \frac{1}{2} \Delta U_x$, необходимо удовлетворить равенство

$$\delta u = \tau \frac{d\Delta u}{dt}. \quad (925)$$

Выражения (922) и (925) будут справедливы только в случае выполнения следующих условий:

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= \frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02}; \\ \tau_2 &= \frac{n+1}{2} (T'_{01} + T'_{02}) - T'_{02}; \end{aligned} \right\} \quad (926)$$

так как $j = nj_0$.

Таким образом, в случае равенства численных значений коэффициентов пропорциональности при производных постоянным, определяющимся равенством (921), во всех случаях незаметительного срабатывания некоторого числа контакторов, не превышающего n , значение действительной скорости не будет выходить за установленные расчетом пределы регулирования $\pm \frac{1}{2} \Delta U_d$.

Для упрощения принято, что ускорение в течение рассматриваемого периода между срабатываниями контакторов постоянно. В действительности же оно уменьшается. Поэтому порог срабатывания регулятора будет несколько меньше, а точность регулирования увеличится.

В некоторых случаях для исключения возможности получения значительных отклонений скорости в переходных режимах необходимо применять диаграммы с плавным изменением заданной скорости.

В моменты изменения ускорения заданной тахограммы возможно последовательное срабатывание нескольких контакторов с выдержками времени, равными постоянной времени системы регулирования. В этом случае можно нарушить установленную ПБ заданную точность регулирования.

Семи- и пятипериодная тахограммы имеют две точки перехода: начало периода замедленного движения и точку перехода к скорости дотягивания. В первом случае нарушение заданной точности управления будет происходить на значительном расстоянии от уровня приемной площадки, поэтому оно не опасно, во втором случае величина действительной скорости может оказаться отрицательной.

Выполнение заданной тахограммы с заданной точностью регулирования — главное требование, предъявляемое к регулятору хода. Необходимое значение постоянной времени срабатывания релейно-контакторной системы T_{01} , обеспечивающее получение заданной точности релейно-ступенчатого многопозиционного регулирования, можно найти из выражения [924].

В результате преобразований получим

$$T_{01} = \frac{2\delta u - n(n-1)j_0 T_{02}}{n(n+1)j_0} \quad (927)$$

Таким образом, для определения времени срабатывания системы регулирования необходимо знать длительность переходных процессов в цепи обратной связи, осуществляющей воздействие по производной и значение δu , которое можно выбрать, исходя из величины заданных порогов срабатывания, определяемых из выражения

$$\Delta u = \pm \frac{1}{2} \Delta u_n \mp \delta u, \quad (928)$$

откуда

$$\delta u = \frac{1}{2} \Delta u_d - \Delta u. \quad (929)$$

Если принять $\Delta u_1 = 0,5 \text{ м/сек}$, $\Delta u_2 = 0,1 \text{ м/сек}$; $n = 3$; $1/s = 0,2 \text{ м/сек}^2$ и $T_{01} = 0,1 \text{ сек}$, при помощи формул (929) и (927) получим $T_{01} = 0,075 \text{ сек}$.

Приведенный расчет показывает, что система регулирования должна обладать достаточно большим быстродействием.

В общем случае рекомендуемую выше настройку регулятора хода можно выполнять для обычно заданной тахограммы только при достаточно малом времени срабатывания системы регулирования, не превышающем 0,1 сек.

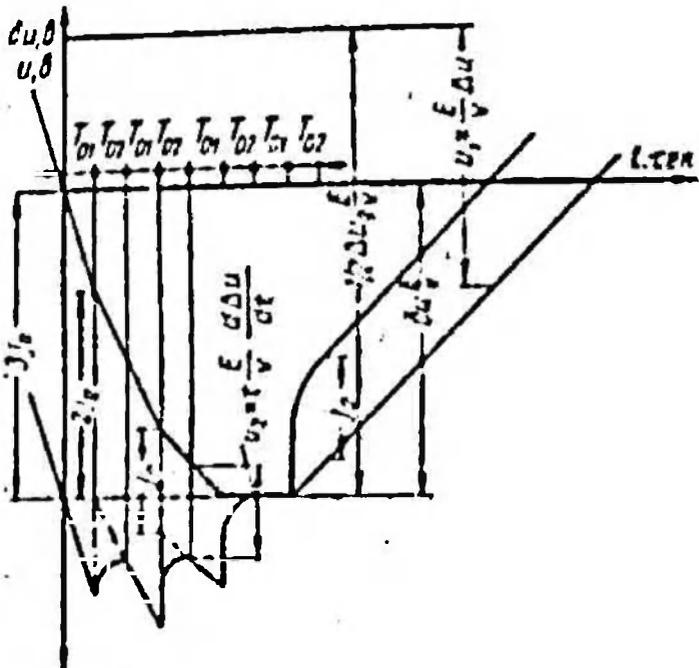


Рис. 92. Диаграмма, отображающая процесс перехода скорости подъема в скорость движения при использовании регулятора хода с автоматической коррекцией по производной

В некоторых случаях, чтобы исключить значительные отклонения скорости в переходных режимах необходимо применять диаграммы с плавным изменением заданной скорости.

На рис. 92 показан переходный процесс, характеризующий изменение скорости подъема и стабилизирующего напряжения пропорционального производной от отклонения действительной скорости от заданной по времени. Из кривых следует, что при

параметрах обратной связи, определенных по приведенным выше формулам, изменение знака производной $\frac{d \Delta u}{dt}$ обеспечивает надежное запирающее тиратрона, а следовательно, эффективную стабилизацию процесса регулирования.

Основной недостаток регулятора хода, изображенного на рис. 93, — необходимость весьма точной настройки величины воздействия по производной. Плохая настройка приводит к перерегулированию, возникновению затухающих колебаний в системе регулирования и к излишним срабатываниям контакторов.

В тиратронном регуляторе хода КИИУИ изменение знака производной регулируемого параметра используется для запирающего тиратронов.

Теоретический анализ и экспериментальные исследования показывают, что при использовании в качестве тахогенератора и генератора заданной скорости обычных машин постоянного тока и включения конденсаторов между сетками и катодами тиратронов для

предотвращения попадания на сетки тиристорных значительных амплитудных значений напряжений, вызванного коммутацией на коллекторе машин постоянного тока, практически невозможно получить время затухания свободного тока менее 0,1—0,15 сек.

В первых схемах регулятора хода, чтобы исключить возможность ложных срабатываний контакторов в цепи анодов тиристорных включали четыре реле времени, которые снимали напряжение с анодов тиристорных во время действия свободного тока, т. е. на 0,1—0,15 сек. Недостатки такого метода дополнительной стабилизации очевидны. В течение указанного времени регулятор бездействует, а подъемная машина не управляется. В связи с этим в моменты, когда ускорение заданной тахограммы изменяется, возможно переуправление и появление колебаний скорости в процессе регулирования.

Указанные трудности можно преодолеть, выбрав такую тахограмму, при которой заданное ускорение изменяется весьма плавно. Однако при этом несколько увеличится длительность периода замедленного движения, т. е. снизится производительность подъема. Вследствие этого внедрение такой системы управления неприемлемо.

В последней схеме тиристорного регулятора хода КНИУИ на время действия свободного тока введена дополнительная стабилизация, обеспечивающая возможность воздействия регулятора хода на схему управления и в этот период.

В интервале времени, в течение которого регулятор хода должен осуществить выбор между «да» или «нет» (между необходимостью понижения и отсутствием такой необходимости), скорость подъемной машины практически можно считать неизменяющейся. В связи с этим единственным фактором определяющим указанный выбор — э. д. с., индуцированная во вторичной обмотке трансформатора акселерометра.

Изменение этой э. д. с. после срабатывания или обесточивания одного из контакторов управления характеризует кривая, изображенная на рис. 93. При этом начало координат перенесено по оси ординат в точку кривой, соответствующую э. д. с., индуцированной во вторичной обмотке трансформатора в момент срабатывания контактора. Из кривой следует, что указанная э. д. с. достигает своего значения, определяющего ускорение или производную от отклонения действительной скорости от заданной, только через интервал времени T_{02} , равный длительности существования свободного тока, т. е. длительности переходного процесса в регуляторе.

От точки *a* до точки *b* кривой э. д. с. изменяется по показательной функции. Используя разряд конденсатора, можно вместо

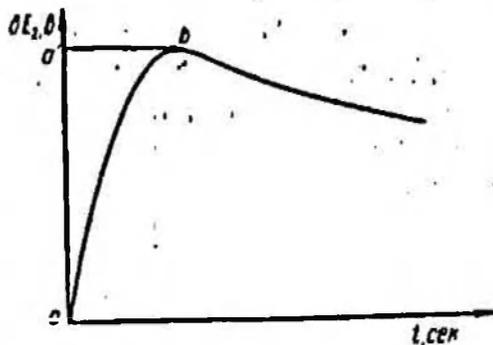


Рис. 93. Диаграмма изменения э. д. с. индуцированной во вторичной обмотке трансформатора акселерометра

участка кривой ab для данного значения ΔE_1 получить диаграмму изменения э. д. с. во времени, соответствующую кривой $a'b$.

Схема емкостного стабилизатора, примененного для получения такой диаграммы, приведена на рис. 90.

В момент поизации тиратрона T_1 начинается зарядка конденсатора C_1 при напряжении U_0 , равном падению напряжения на зарядном сопротивлении R_2 . Анодный ток будет существовать в течение времени, необходимого для срабатывания контактора. Этого времени вполне достаточно для зарядки конденсатора C_1 .

После срабатывания контактора анодная цепь тиратрона окажется разорванной, на сетку тиратронов будет подан дополнительный отрицательный потенциал, по величине равный U_0 .

Величину емкости конденсатора C_1 и значение разрядного сопротивления R_1 следует подобрать такими, чтобы в течение времени T_{01} э. д. с. на обкладках конденсатора снизлась до величины $U = \Delta U_0 = 0,05 U_0$. Тогда, если $U_0 = \Delta E_1$, будет выполнено поставленное выше условие изменения суммарной э. д. с. по кривой $a'b$ (см. рис. 93).

Напряжение U_0 можно определить по формуле

$$U_0 = \frac{Enj_0}{V} \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]. \quad (930)$$

Выдержку времени T_{01} можно выбрать равной длительности переходных процессов в цепи, осуществляющей воздействие по производной.

Таким образом, введением специальной стабилизации в период переходных процессов в регуляторе можно полностью устранить перерегулирование и нарушение принятого качества регулирования.

Необходимая величина зарядного сопротивления

$$R_2 = \frac{U_0}{I_0}. \quad (931)$$

где I_0 — ток, обтекающий катушку контактора при его срабатывании.

Разрядное сопротивление R_1 следует принять максимально возможным. В этом случае будет получена наименьшая емкость конденсатора C_1 .

Для электрической цепи, в которой происходит разряд конденсатора, можно написать

$$\frac{dQ}{dt} R_1 + \frac{Q}{C_1} = 0, \quad (932)$$

где Q — заряд конденсатора.

Интегрируя, для начальных условий при $t = 0$ и $Q = Q_0$ имеем

$$Q = Q_0 e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}. \quad (933)$$

Разделив на C_2 левую и правую части выражения (933) и приняв во внимание, что

$$U = \frac{Q}{C_2} \quad \text{и} \quad U_0 = \frac{Q_0}{C_2},$$

получим

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{R_4 C_2}},$$

при $t = T_{02}$ $\bar{U} = \Delta U_0$ поэтому

$$\Delta = e^{-\frac{T_{02}}{R_4 C_2}}. \quad (934)$$

Решив выражение (934) относительно $R_4 C_2$, получим

$$R_4 C_2 = \frac{T_{02}}{\ln\left(\frac{1}{\Delta}\right)}. \quad (935)$$

Принимая $\Delta = 0,05$, имеем

$$R_4 C_2 = \frac{T_{02}}{3}. \quad (936)$$

Пр и м е р. Рассчитать параметры емкостного разрядного стабилизатора.

Данные для расчета: $T_{01} = T_{02} = 0,1$ сек; $R_1 = 10^4$ ом; $I_0 = 7$ а; $E = 220$ в; $n = 3$; $f_0 = 0,2$ м/сек²; $V = 6$ м/сек.

1. Для длительности переходного процесса в цепях трансформатора акселерометра, равной 0,1 сек, и принятой величины разрядного сопротивления необходимое значение емкости конденсатора

$$C_2 = \frac{T_{02}}{3R_4} = 3,3 \text{ мкф.}$$

2. Падение напряжения U_0 на зарядном сопротивлении R_2

$$U_0 = \frac{Enj_0}{V} \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right] = 6,6 \text{ в.}$$

3. Величина зарядного сопротивления

$$R_2 = \frac{U_0}{I_0} = 0,95 \text{ ом.}$$

Построим кривые переходного процесса для подъемной машины шахты № 70 комбината Карагандауголь, используя следующий закон регулирования:

$$\left. \begin{aligned} s + (T_{01} + T_{02}) \frac{ds}{dt} &\geq s_m; \\ s + (T_{01} + T_{02}) \frac{ds}{dt} &\leq s_n, \end{aligned} \right\} \quad (937)$$

где s — скольжение.

Примем, кроме того, $s_m = 0,9$ и $s_n = 0,95$, что соответствует порогам срабатывания по скорости $v_m = 0,6$ м/сек и $v_n = 0,3$ м/сек, а также $T_{01} + T_{02} = 0,2$ сек.

Результаты подсчетов, выполненных при помощи формул (866) и (807) следующие:

$t, \text{сек}$	0	0,2	0,2	0,4	0,4	0,6	0,6
$H, \text{ом}$	1,465	1,465	0,696	0,696	0,435	0,435	0,284
s	0,95	0,978	0,978	0,987	0,987	0,978	0,973
$T = \frac{ds}{dt}$	0,0270	0,0265	0,0107	0,01035	-0,0083	-0,0083	-0,0054

Продолжение

$t, \text{сек}$	0,8	1,1	1,1	1,3	1,3	2,1
$H, \text{ом}$	0,284	0,284	0,435	0,435	0,696	0,696
s	0,945	0,9	0,9	0,9	0,896	0,896
$T = \frac{ds}{dt}$	-0,0328	-0,0203	-0,0043	-0,0041	-	-

Кривые, описывающие процесс перехода скорости подъема к скорости дотягивания, изображены на рис. 94.

В результате изучения кривых переходного процесса можно сделать следующие выводы.

1. С уменьшением постоянной времени релейного регулятора хода точность регулирования увеличивается.

2. Для обеспечения необходимой точности и качества выполнения реальных заданных тахограмм в период замедленного движения полное время срабатывания системы регулирования T_0 не должно превышать 0,1 сек.

3. При полном времени срабатывания системы регулирования, превышающем 0,1 сек. для обеспечения удовлетворительного качества регулирования надо принять заданную

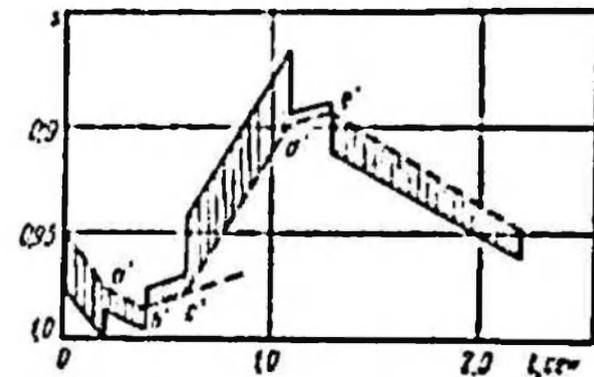


Рис. 94. Диаграмма, описывающая процесс перехода скорости подъема и скорости дотягивания для подъемной машины шахты № 70

тахограмму с плавным изменением заданного замедления в период замедленного движения повышенной длительности. Это повлечет за собой тем большее снижение производительности подъемной установки, чем выше будет полное время срабатывания системы регулирования.

4. Принятый произвольно коэффициент τ при производной не обеспечивает качественного регулирования, так как в этом случае возникают условия для получения переходного процесса с перерегулированием, с излишними срабатываниями контакторов.

Действительно, нельзя считать удовлетворительным процесс регулирования, при котором возможны срабатывания контакторов после изменения знака производной на участке кривой переходной действительной скорости от заданной. Это вызывает необходимость весьма тщательной [по формуле (926)] настройки дифференцирующего звена.

Как показал опыт, используемые сейчас индикаторы скорости и ускорения нельзя надежно и точно настроить при достаточно малой постоянной времени системы. Пульсации тока, вызванные коммутацией на коллекторах электрических машин постоянного тока, используемых в качестве основных элементов индикаторов скорости

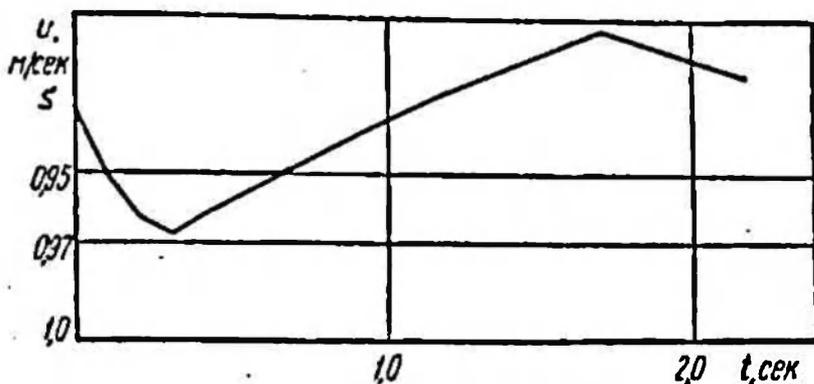


Рис. 95. Диаграмма, описывающая процесс перехода скорости подъема к скорости dotогливания при точной настройке для подъемной машины шахты № 70

и производной, обуславливают введение фильтров, которые в значительной степени увеличивают постоянную времени системы.

На рис. 95 показан процесс перехода скорости подъема к скорости dotогливания для скиповой подъемной машины шахты № 70 при настройке регулятора хода на закон регулирования, описываемый формулами (922) и (926).

Для переходного процесса приняты близкие к опытным значениям величины: $T_0 = T_{01} + T_{02} = 0,2 \text{ сек}$; $s_m = 0,9$; $s_n = 0,97$.

Регуляторы хода без особой настройки дифференцирующего звена, исключая возможность срабатывания контакторов в сторону более резкой ликвидации рассогласования, после перехода производной $\frac{d(\Delta v)}{dt}$ через нуль, обеспечивают более устойчивое и качественное регулирование. Регуляторы хода, изображенные на рис. 89, 90 и 91, обладают указанным выше свойством.

В регуляторе, показанном на рис. 89, тиратроны практически не ионизируются при изменении знака производной по времени от отклонения действительной скорости от заданной в сторону устранения ошибки регулирования, выходящей за пределы настройки по скорости. Это обеспечивается отсечкой сигнала, пропорционального отклонению скорости после выхода его за установленные пороги срабатывания регулятора хода.

При этой схеме регулятора условия понижения тиратронов T_1 и T_2 соответственно будут:

$$\left. \begin{aligned} u-v + \tau_1 \frac{d(u-v)}{dt} &< -\frac{1}{2} \Delta u_x; \\ u-v \approx -\frac{1}{2} \Delta u_x \quad \text{при } u-v &< -\frac{1}{2} \Delta u_x; \end{aligned} \right\} \quad (90)$$

$$\left. \begin{aligned} u-v + \tau_2 \frac{d(u-v)}{dt} &\geq \frac{1}{2} \Delta u_x; \\ u-v \approx \frac{1}{2} \Delta u_x \quad \text{при } u-v &\geq \frac{1}{2} \Delta u_x. \end{aligned} \right\} \quad (91)$$

т. е. за порогами регулирования потенциал, снимаемый с сопротивлений R_4 и R'_4 и действующий в цепях сопротивлений R_6 и R'_6 , равен $-\frac{\Delta u_x E}{2V}$.

Рассматриваемый регулятор хода будем называть астатическим релейным регулятором при дополнительном регулировании по производной с отсечкой по отклонению скорости.

К недостаткам регулятора следует отнести необходимость ограничения э. д. с., снимаемой с подкатера производной, для исключения возможности преждевременного отпирания тиратронов.

Этого недостатка лишен астатический релейный регулятор хода с отсечкой по производной (см. рис. 90), у которого стабилизирующий запирающий потенциал, пропорциональный производной, может быть сколь угодно большим.

Астатический релейный регулятор хода с отсечками по отклонению скорости и его производной приведен на рис. 91.

У этого регулятора одна релейная группа срабатывает при выполнении условий

$$\left. \begin{aligned} k_1 \Delta u + k_2 \tau \frac{d\Delta u}{dt} &< -\frac{1}{2} \Delta u_x; \\ \text{при } \Delta u > -\frac{1}{2} \Delta u_x \quad k_1 &\approx 1, \quad \text{при } \Delta u < -\frac{1}{2} \Delta u_x \quad k_1 = \frac{R_4}{R_4 + R_7}; \\ \text{при } \frac{d\Delta u}{dt} > 0 \quad k_2 &= 1, \quad \text{при } \frac{d\Delta u}{dt} < 0 \quad k_2 = \frac{R_6}{R_6 + R_9}, \end{aligned} \right\} \quad (910)$$

а другая — при выполнении условий

$$\left. \begin{aligned} k'_1 \Delta u + k'_2 \tau \frac{d\Delta u}{dt} &\geq \frac{1}{2} \Delta u_x \\ \text{при } \Delta u < \frac{1}{2} \Delta u_x \quad k'_1 &= 1, \quad \text{при } \Delta u > \frac{1}{2} \Delta u_x \quad k'_1 = \frac{R'_4}{R'_4 + R'_7}; \\ \text{при } \frac{d\Delta u}{dt} < 0 \quad k'_2 &= 1, \quad \text{при } \frac{d\Delta u}{dt} > 0 \quad k'_2 = \frac{R'_6}{R'_6 + R'_9}. \end{aligned} \right\} \quad (911)$$

Предполагается, что

$$R_4 R_7; R_8 R_9 R_6 \ll R_1. \quad (942)$$

Регулятор хода работает следующим образом. Потенциалы: снимаемый с сопротивления, последовательно включенного в цепь сравнения, пропорциональный отклонению действительной скорости от заданной, и пропорциональный производной от этого отклонения, равный э. д. с., индуктированной во вторичной обмотке трансформатора акселерометра, подаются на сетки тиратронов через дподы. Последние включены таким образом, что через них практически полностью проходят только отрицательные стабилизирующие потенциалы, положительные же, отпирающие тиратроны, потенциалы проходят только частично.

Таким образом, если после срабатывания какого-либо контактора отклонение скорости и производная от этого отклонения будут положительны, потенциал на сетке тиратрона \bar{T}_1 по абсолютному значению будет больше напряжения зажигания и поэтому тиратрон не ионизируется. По мере разгона двигателя производная от отклонения скорости уменьшается, а отклонение скорости будет увеличиваться до тех пор, пока производная от отклонения не снизится до нуля. Затем начнет уменьшаться и отклонение действительной скорости от заданной. Когда оно станет равным $-\frac{1}{2} \Delta u_d$, потенциал на сетке тиратрона уменьшится до значения напряжения смещения, тиратрон ионизируется и сработает следующий контактор. Ионизация тиратрона \bar{T}_2 , выключающего контакторы, происходит при достижении отклонения действительной скорости от заданной $+\frac{1}{2} \Delta u_d$.

Подбором соответствующих величин сопротивлений R_9 и R_6 можно сохранить цепное свойство регулятора хода с дополнительным регулированием по производной, обеспечивающее переключения в силовой цепи при неизменных пределах настройки.

На рис. 96 приведена осциллограмма, описывающая процесс выполнения заданной тахограммы подъемной машиной шахты № 23 комбината Карагандауголь, управляемой тиратронным релейным регулятором хода с дифференцирующей обратной связью.

Необходимая э. д. с. тахогенератора E при полной скорости подъема V может быть определена из выражения

$$E = \frac{2e_e}{e_v} V, \quad (943)$$

где e_e — разброс в ионизации тиратрона по потенциалу на сетке (находится из температурных характеристик зажигания), в;
 e_v — допустимая погрешность срабатывания регулятора хода по скорости подъема, м/сек.

Пример. Рассчитать тиратронный регулятор хода с дополнительным регулированием по производной для управления скиповой подъемной машиной шахты № 25 комбината Карагандауголь.

Принята подъемная машина НМЗ-2 $\times 4 \times 1,7$; диаметр барабана $D_6 = 4$ м; скорость подъема $V = 7,25$ м/сек; высота подъема $H = 380$ м; емкость секса (полезная нагрузка) $Q = 9$ т; вес скипа 6 т.

Машина имеет два подъемных двигателя ДА 1525-170/29-16 мощностью 500 л.с. каждый.

1. Нарядом заданное значение скорости дотягивания $v = 0,3$ м/сек.
2. Ограничим величину допускаемого отклонения действительной скорости от заданной пределами $\pm \frac{1}{2} \Delta u_d = 0,15$ м/сек. В связи с этим $\frac{1}{2} \Delta u_d = 0,3$ м/сек.

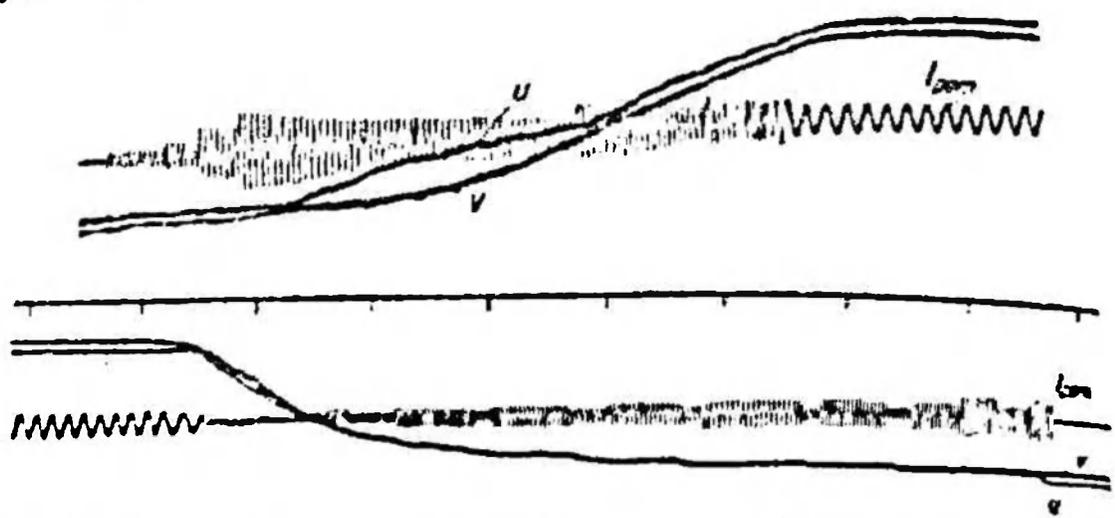


Рис. 98. Осциллограмма процесса выполнения заданной тахограммы подъемной машиной тавты № 22, управляемой автоматическим тиристорным режымным регулятором хода при дополнительном регулировании по производной

3. Верхнее и нижнее значения скорости дотягивания будут

$$v_{\text{в}} = v + \frac{1}{2} \Delta u_d = 0,15 \text{ м/сек};$$

$$v_{\text{н}} = v - \frac{1}{2} \Delta u_d = 0,15 \text{ м/сек}.$$

4. Ток, протекающий по катушке контактора в момент втягивания, равен 7 а. Принимая во внимание, что ток срабатывания контакторов проходит через анодную цепь тириستоров, выберем для регулятора хода тиристор ТГ1-5/3.

5. Максимально допустимое отклонение э. д. с. тахогенератора от э. д. с. генератора заданной скорости может быть определено из выражения

$$\epsilon_d = \frac{1}{2} \frac{E}{V} \Delta u_d.$$

Величина ϵ_d определяется из условия обеспечения заданной чувствительности (точности) срабатывания регулятора хода.

Пусть правила эксплуатации требуют, чтобы погрешность в срабатывании регулятора хода по скорости не превышала $\epsilon_v = 0,02$ м/сек.

Максимальный разброс в попозиция тиристоров ТГ1-5/3 по потенциалу на сетке, взятый из температурных характеристик зажигания, составляет $\epsilon_s = 0,5$ в.

Находим э. д. с. тахогенератора E при полной скорости подъема V , обеспечивающую заданную чувствительность срабатывания регулятора,

$$E = \frac{2\epsilon_v}{\epsilon_s} V = 217 \text{ в}.$$

Припускаем $E = 230$ в.
 Таким образом,

$$e_d = \frac{1}{2} \frac{E}{V} \Delta u_d = 4,6 \text{ в.}$$

6. При выборе величины сопротивления R_1 следует иметь в виду необходимость получения максимально возможного тока в цепи первичной обмотки трансформатора акселерометра при использовании регулятора хода с дополнительным регулированием по производной.

В этом случае изменения тока в первичной обмотке, а следовательно, и э. д. с., индуцированной во вторичной обмотке трансформатора акселерометра, будут максимальными. Нижний предел величины сопротивления R_1 ограничивается требованием предотвращения влияния изменения переходного сопротивления на щетках генераторов на работу схемы управления. Как показали экспериментальные исследования работы регулятора хода при сопротивлении в цепи якорей, равном примерно 10 ом, это влияние ничтожно.

Примем $R_1 = 10$ ом.

При использовании статического или пьезоэлектрического регулятора величина этого сопротивления может достигать десятков тысяч ом. В таком случае в качестве индикатора скорости может быть выбрана электрическая машина самой малой мощности.

7. Определим значение тока i_d в цепи сравнения при максимально допустимом отклонении действительной скорости от заданной, равном $\frac{1}{2} \Delta u_d$,

$$i_d = \frac{e_d}{R} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{V} \cdot \frac{\Delta u_d}{R_1 + 2R_H + R_T} = \frac{1}{2} \cdot \frac{230}{7,25} \cdot \frac{0,3}{16,5} = 0,29 \text{ а.}$$

8. Найдём изменение тока в первичной обмотке трансформатора при принятых параметрах цепи якорей, считая длительность периода замедленного движения равной 9 сек,

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{Rt} = \frac{230}{16,5 \cdot 9} = 1,5 \text{ а/сек.}$$

Для получения данных должен быть рассчитан трансформатор акселерометра.

9. Величина потенциала поляризации на сетках тиратронов различных типов находится в пределах от -6 до -10 в.

Кроме того, для компенсации отклонения действительной э. д. с. от заданной, которая в данном случае равна $e_n = 4,6$ в, значение смещения должно быть принято большим на эту величину. Поэтому напряжение специальных источников постоянного тока, предназначенных для создания потенциала смещения на сетках тиратронов, должно быть не меньше

$$U_{см} = U_c + e_d = 10 + 4,6 \approx 15 \text{ в.}$$

В цепь сеток тиратронов для ограничения сеточных токов включены сопротивления величиной 70 000 ом. Поэтому в качестве источников смещения могут быть взяты полупроводниковые выпрямители самых малых типоразмеров.

10. В случае использования регулятора хода, представленного на рис. 91, в качестве вентилей следует принять германиевые диоды ДГ-Ц27, рассчитанные на напряжение до 300 в.

11. При использовании регуляторов хода, изображенных на рис. 88 и 89, следует определить необходимое значение э. д. с., индуцированной во вторичной обмотке трансформатора, по формуле (924).

Примем $T_{01} = 0,05$ сек; $T_{02} = 0,1$ сек; $n = 3f_0 = 0,25$ м/сек².

Тогда

$$e_2 = \delta U = \frac{Enf_0}{V} \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right] = 4,75 \text{ в}$$

Эта э. д. с. должна индуктироваться во вторичной обмотке трансформатора акселерометра при отклонении действительного ускорения от заданного на $0,75 \text{ ж/сек}^2$.

12. Найдем значение коэффициента пропорциональности τ при проводной

$$\tau = \frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} = 0,2 \text{ сек.}$$

§ 11. Астатический релейный регулятор хода с зависимой коррекцией по ускорению

Регуляторы с дополнительным регулированием по ускорению (рис. 97) можно отнести к самостоятельному классу релейных регуляторов скорости. У такого регулятора стабилизирующий потенциал, пропорциональный ускорению, снимается со вторичных обмоток трансформатора акселерометра, первичная обмотка которого включена непосредственно на зажимы якоря тахогенератора ТГ.

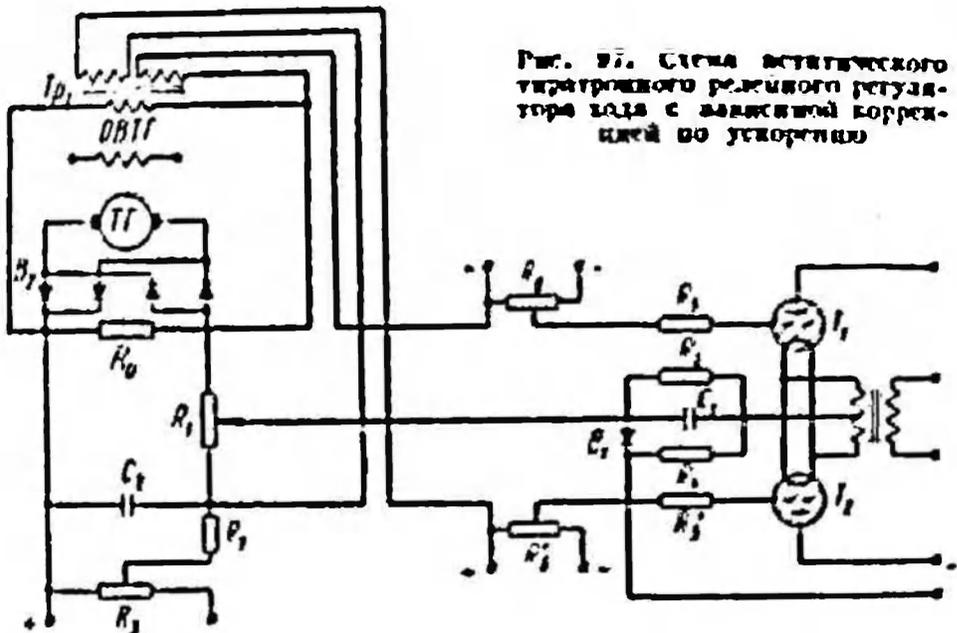


Рис. 97. Схема астатического релейного регулятора хода с зависимой коррекцией по ускорению

В остальном рассматриваемый регулятор аналогичен регулятору хода с дополнительным воздействием по производной от отклонения действительной скорости от заданной.

Один из существенных недостатков включения первичной обмотки трансформатора последовательно в цепь сравнения — необходимость снижения сопротивления последней до минимума, так как изменение тока во времени в первичной обмотке трансформатора должно быть наибольшим. Другим путем без введения дополнительных устройств практически невозможно преодолеть все трудности по созданию быстродействующих дифференцирующих устройств, обладающих малыми размерами. Указанный недостаток препятствует при использовании контактных потенциометров с ограниченным числом ступеней получить плавно изменяющееся напряжение.

пропорциональное заданному значению скорости. Это обстоятельство практически может лишить тириатроны преимущества как быстродействующих релейных элементов с высокой точностью срабатывания.

Однако указанные трудности можно преодолеть. Если в регулятор хода ввести электронный усилитель сигнала, пропорционального производной, можно повысить быстродействие системы регулирования. Но в этом случае требуется значительно усложнить схему.

При использовании тириатронов в регуляторе хода КНИУИ удалось снизить постоянную времени регулятора до 0,3 сек, но и это значение чрезмерно велико. Оно также не обеспечивает достаточной точности регулирования при заданной тахограмме нормального профиля.

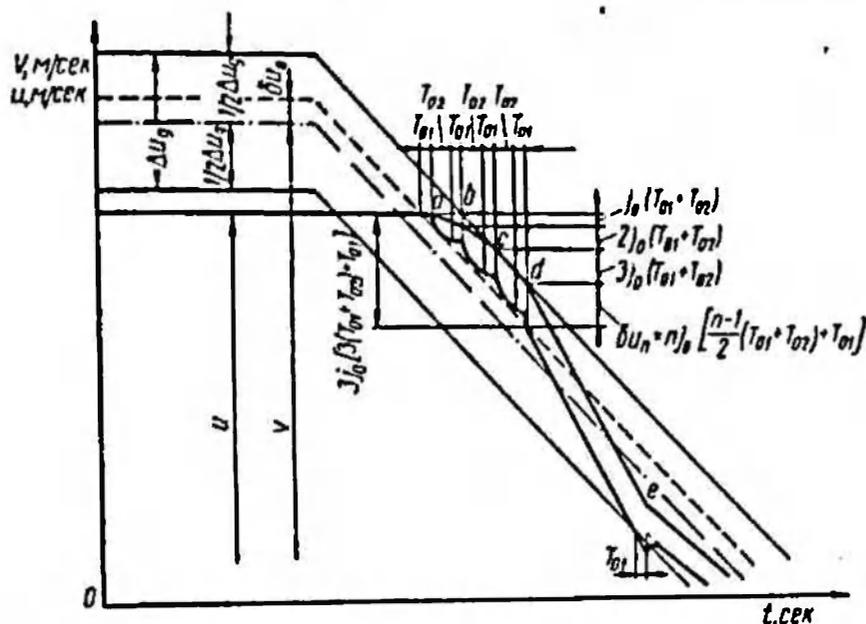


Рис. 98. Диаграмма, описывающая процесс выполнения заданной тахограммы подъемной машиной, управляемой статическим тириatronным регулятором хода с зависимой коррекцией по ускорению

На рис. 98 показана диаграмма, описывающая процесс выполнения заданной тахограммы при использовании регулятора хода, изображенного на рис. 97.

На рис. 97 и 98 δu_0 — уставка срабатывания регулятора хода по верхнему пределу отклонения скорости.

Отклонение скорости от уставки срабатывания можно определить по формуле

$$\begin{aligned} \delta u_n &= n j_0 [(n-1)(T_{01} + T_{02}) + T_{01}] - \frac{n(n-1)}{2} (T_{01} + T_{02}) = \\ &= n j_0 \left[\frac{n-1}{2} (T_{01} + T_{02}) + T_{01} \right]. \end{aligned} \quad (944)$$

Значение отрицательного стабилизирующего потенциала, подаваемого дополнительно на сетку тириатрона, после срабатывания одного контактора

$$U_1 = \frac{\delta U_n}{n} = \frac{E j_0}{V} \left[\frac{n-1}{2} (T_{01} + T_{02}) + T_{01} \right]. \quad (945)$$

Работу астатического регулятора хода с зависимой коррекцией по ускорению определяют следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} u - v + \tau \frac{du}{dt} &\geq \delta u_0; \\ u - v + \tau \frac{du}{dt} &< -\frac{1}{2} \Delta u_{\Delta}. \end{aligned} \right\} \quad (916)$$

При этом на выражения (915) имеем

$$\tau = \frac{n-1}{2} (T_{01} + T_{02}) + T_{01}. \quad (917)$$

При паладке системы регулирования следует иметь в виду, что в процессе выполнения заданной тахограммы не может быть допущено срабатывание более чем n контакторов.

Если по условиям эксплуатации на большой скорости подъема может быть допущено отклонение, превышающее $\frac{1}{2} \Delta u_{\Delta}$, то верхней уставкой срабатывания следует взять величину $\frac{1}{2} \Delta u_{\Delta}$.

Общим недостатком регулирования хода с зависимой коррекцией по ускорению или производной является невозможность получения достаточно малого полного времени срабатывания системы регулирования, равного или незначительно отличающегося от времени срабатывания контактора. В этом отношении такие регуляторы значительно уступают регуляторам хода с контакторной гибкой или жесткой обратной связью.

§ 12. Астатический регулятор хода с независимой коррекцией по ускорению

Отличительной особенностью тиратропного релейного регулятора хода с независимой стабилизацией по ускорению (рис. 99) является то, что величина стабилизирующего (запирающего тиратропы) потенциала на сетках y такого регулятора хода определяется исключительно величиной ускорения. Это обуславливает получение апериодического переходного процесса.

Релейный регулятор хода с независимой стабилизацией по ускорению осуществляет в схеме программного управления следующий закон управления.

Условия срабатывания релейного регулятора хода по верхнему порогу управления:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u &> \Delta u_{\Delta}; \\ \frac{du}{dt} &\geq /_{\Delta}. \end{aligned} \right\} \quad (918)$$

Условия срабатывания релейного регулятора хода по нижнему порогу управления:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u &< \Delta u_{н}; \\ \frac{du}{dt} &< \dot{i}_{н}, \end{aligned} \right\} \quad (949)$$

где u — действительная скорость подъемной машины;
 $\Delta u = u - v$ — отклонение действительной скорости от заданной;
 $\Delta u_{н}$ и $\Delta u_{в}$ — нижнее и верхнее заданные пороговые значения действительной скорости от заданной;
 $\dot{i}_{н}$ и $\dot{i}_{в}$ — нижнее и верхнее заданные пороговые значения ускорения.

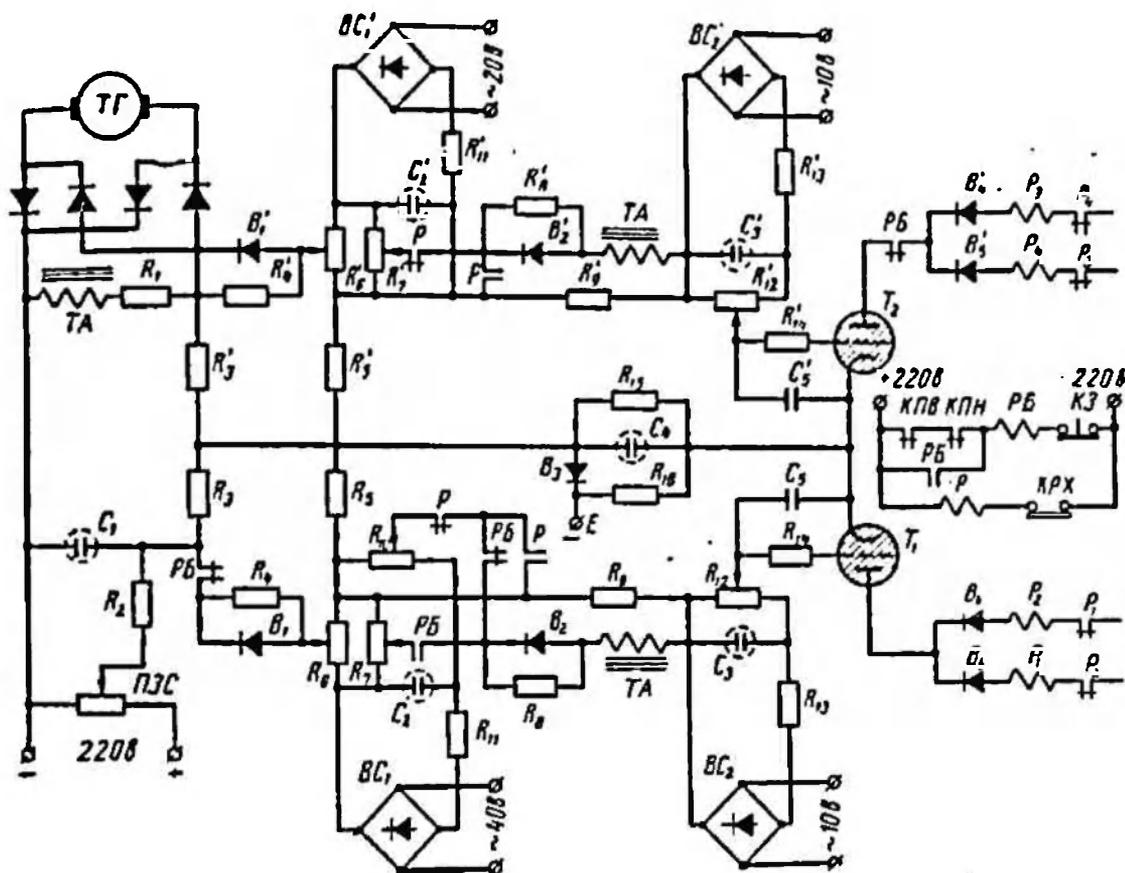


Рис. 99. Схема трехфазного регулятора с независимой стабилизацией по ускорению.

Таким образом, срабатывание регулятора хода с независимой стабилизацией по ускорению происходит только в том случае, если одновременно выполняются два условия: отклонение действительной скорости от заданной превышает пороговое значение, а ускорение обуславливает нарастание этого отклонения.

В схеме регулятора хода эта зависимость выполнена следующим образом. Величина пороговых значений по скорости устанавливается потенциометрами $\bar{R}_в$ и $R'_в$.

При этом напряжения, снимаемые с сопротивления сравнения $R_в$ (или $R'_в$) и потенциометра $R_н$ (или $R'_н$), направлены встречно.

Пока напряжение U_0 , снимаемое с потенциометра R_0 (или R'_0), превышает напряжение U_2 , снимаемое с сопротивления сравнения R_2 (или R'_2), значение падения напряжения U_0 на сопротивлении R_2 (или R'_2) равно разности между напряжениями U_0 и U_2 и в виде запирающего потенциала подается дополнительно на сетку тиратрона T_1 (или T_2). Если же $U_2 < U_0$, падение напряжения U_0 будет равно нулю. Это обеспечивается соответствующим включением диода V_1 (или V'_1) при $R_4 \gg R_3$ (или $R'_4 \gg R'_3$).

Таким же способом подается на сетки тиратронов и сигнал, пропорциональный ускорению.

Величина падения напряжения U_0 (или U'_0), отрицательная по отношению сетки тиратрона, равна разности напряжений $U_{\text{т.р.}}$ пропорционального ускорению, и U_7 (или U'_7), снимаемого с зажимов потенциометра R_7 (или R'_7). В частном случае при $U_{\text{т.р.}} \gg U_7$ падение напряжения U_0 (или U'_0) равно нулю.

Релейный регулятор хода с независимой стабилизацией по ускорению требует программирования не только скорости, но и ускорения.

В период замедленного движения $J_n \neq J_0$. При этом $J_0 < J_n$ и $J_n > J_0$. Только в частном случае в период дотягивания подъемных сосудов $J_0 = J_n = 0$.

Ниже указаны рациональные значения сопротивлений и емкостей и величины напряжений вспомогательных источников тока, необходимых для надежной работы регулятора: $R_1 = 1 \text{ ком}$; $R_2 = 2 \text{ ком}$; $R_3 = R'_3 = 2 \text{ ком}$; $R_4 = R'_4 = 200 \text{ ком}$; $R_5 = R'_5 = 10 \text{ ком}$; $R_6 = R'_6 = 3,3 \text{ ком}$; $R_7 = R'_7 = 3,3 \text{ ком}$; $R_8 = R'_8 = 39 \text{ мком}$; $R_9 = R'_9 = 200 \text{ ком}$; $R_{10} = 15 \text{ ком}$; $R_{11} = R'_{11} = 300 \text{ ом}$; $R_{12} = R'_{12} = 3,3 \text{ ком}$; $R_{13} = R'_{13} = 300 \text{ ом}$; $R_{14} = R'_{14} = 1 \text{ Мом}$; $R_{15} = 10 \text{ ком}$; $R_{16} = 100 \text{ ом}$; $C_1 = 40 \text{ мкф, } 450 \text{ в}$; $C_2 = C'_2 = 50 \text{ мкф, } 50 \text{ в}$; $C_3 = C'_3 = 50 \text{ мкф, } 50 \text{ в}$; $C_4 = C'_4 = 0,07 \text{ мкф}$.

Регулятор обеспечивает выполнение следующих режимов работы электропривода подъемной установки: пуска, равномерного хода, замедления и дотягивания. Переход с одного режима на другой происходит автоматически и осуществляется электрической системой сравнения заданной и действительной скоростей и при помощи реле P и $PБ$, которые управляются двумя путевыми кнопками $KЗ$ и $KРХ$.

В период пуска кнопка $KЗ$ замкнута, а катушка реле $PБ$ находится под током; разомкнуты контакты реле $PБ$, расположенные в анодной цепи тиратрона T_2 и в цепи сопротивления сравнения R_2 . Поэтому в период разгона тиратрон T_2 будет отключен от схемы управления, а сеточная цепь тиратрона T_1 отсоединена от элемента сравнения скоростей (сопротивления R_3 и R'_3). Положение контактов реле P не влияет на работу регулятора в период пуска.

Пуск двигателя осуществляется по ускорению. В произвольный момент времени периода пуска потенциал на сетке тиратрона T_1

равен сумме напряжения $U_{см}$, снимаемого с потенциометра R_{12} и подаваемого минусом на сетку тиратрона, и напряжения, снимаемого с сопротивления R_9 , равного сумме напряжения отсечки $U_{от}$, снимаемого с потенциометра R_7 , и напряжения $U_{тр}$ на зажимах вторичной обмотки дифференцирующего трансформатора. Напряжение, равное $U_{тр} + U_{от}$, приложено минусом к сетке тиратрона. Обмотка дифференцирующего трансформатора включена таким образом, что при разгоне двигателя напряжение $U_{тр}$ приложено минусом к сетке тиратрона.

При настройке регулятора потенциометром \bar{R}_{12} устанавливается напряжение $U_{см}$, несколько большее, чем потенциал ионизации тиратрона. В рассматриваемом регуляторе хода цепи тиратрона ТГ1-0,1/1,3, имеющие потенциал ионизации $\bar{U}_и$ примерно равный 12 в при анодном напряжении 220 в.

Пусть срабатывание контактов при пуске происходит при заданном ускорении i . Устанавливаем настройкой $U_{см} = -1,5$ в. В связи с этим тиратрон T_1 будет ионизироваться всякий раз при выполнении неравенства $U_{тр} + U_{от} \geq 0,5$ в. При $U_{тр} + U_{от} < 0,5$ в тиратрон T_1 будет заперт.

Пусть в начальный момент машина неподвижна и ускорение равно нулю. При этом напряжение $U_{тр} + U_{от}$, подведенное к сетке тиратрона, будет также равно нулю ($U_{тр} = 0$, вентиль \bar{B}_2 заперт). Потенциал на сетке тиратрона $U_{см} = -1,5$ в. Тиратрон ионизируется и произойдет включение одного из контактов статорного переключателя. Одновременно сработает реле P_1 , которое разомкнет контакт в цепи реле P_2 , включенный в цепь контакта K_1 (на рис. 99 не показан). Поэтому после срабатывания контакта переключателя, включенного в цепь реле P_1 , и его самоблокировки анодная цепь тиратрона T_1 разорвется. Только с некоторой выдержкой времени, равной времени отпущения реле P_1 , анодная цепь тиратрона T_1 восстановится.

В связи с тем, что ускорение и отклонение действительной скорости от заданной не изменились, произойдет следующая ионизация тиратрона T_1 , срабатывание реле P_2 и контакта K_1 (описание работы схемы релейно-ступенчатого управления приведено выше). Последующая незамедлительно повторяющаяся ионизация тиратрона T_1 будет происходить до тех пор, пока ускорение подъемной машины не превысит заданное значение i . В этот момент будет выполнено неравенство $U_{тр} + U_{от} < \bar{U}_и - U_{см}$, что обусловит появление на сетке тиратрона T_1 запирающего потенциала.

Дальнейшее включение контактов прекратится, двигатель будет разгоняться по характеристике, соответствующей включенному контактору, до тех пор пока $U_{тр} + U_{от}$ не станет равным $\bar{U}_и - U_{см}$, после чего схема управления переведет двигатель на другую характеристику и т. д.

В реальном дифференцирующем трансформаторе выходной сигнал, пропорциональный ускорению двигателя, появляется с запаздыванием, пропорциональным постоянной времени дифферен-

цирующей цепи. Для стабилизации управления в схему введена зарядно-разрядная цепочка R_{13}, R_{14}, C_1 , которая служит для задержки тиратронов на время переходных процессов в дифференцирующих цепях. При помощи потенциометра R_7 производится настройка величины $\bar{U}_{тр} + U_{от}$, обеспечивающей получение желаемого ускорения в период пуска. Качество выполнения заданного процесса пуска подъемного двигателя по ускорению во многом зависит от правильного выбора параметров дифференцирующего трансформатора.

Если необходимо получить постоянное ускорение в период разгона, при конструировании трансформатора следует выполнить условие $\frac{i_m}{I} < 3$, где $\frac{i_m}{I}$ — максимальная магнитодвижущая сила (м. д. с.) на 1 см, которая возможна при максимальной скорости подъема.

Увеличивая м. д. с. на 1 см длины сердечника, можно получить диаграмму действительной скорости с плавным изменением ускорения и достиганием максимального ускорения в конце периода разгона. Вводя дополнительную размагничивающую обмотку в трансформаторе, можно получить практически постоянное ускорение при наименьших размерах дифференцирующего трансформатора.

В опытном экземпляре регулятора хода использован трансформаторный акселерометр со следующими данными: сечение железа $S_m = 7,2 \text{ см}^2$; длина магнитопровода $l_m = 40 \text{ см}$; число витков первичной обмотки $w_1 = 1250$ и вторичной обмотки $w_2 = 17500$; соответственно индуктивности первичной и вторичной обмоток (при $i_1 = 60 \text{ ма}$) $L_1 = 16 \text{ мГ}$ и $L_2 = 1000 \text{ мГ}$; активное сопротивление первичной обмотки $R_1 = 1500 \text{ ом}$.

Качество дифференцирования в значительной степени зависит от постоянной времени дифференцирующего трансформатора. Снижения постоянной времени дифференцирующего трансформатора, а также уменьшения его размеров можно достичь, применив усилитель с высоким входным сопротивлением. Одна из возможных схем электронного усилителя, отработанная М. В. Ланге, показана на рис. 100. Такой усилитель испытывался и показал высокие эксплуатационные качества.

После окончания пуска подъемного двигателя скорость подъема становится постоянной, а напряжение подаваемое на сетку тиратрона $U_{тр} + U_{от} = 0$. Когда подъемный сосуд достигнет середины ствола, размыкается кнопка КЗ (см. рис. 99), переводящая регулятор хода в режим выполнения тахограммы хода в период замедления. При этом тиратрон T_2 не запирается, а контакторы не отключаются, так как в связи с достаточно большим превышением заданной скорости над действительной не будет выполнено первое из равенств условия (948). Путевая кнопка КРХ будет замкнута только в период дотягивания.

Параметры настройки регулятора хода на режим выполнения заданной диаграммы скорости в период замедленного движения определяют следующим образом.

Пусть при движении подъемной машины с замедлением, равным заданному j , э. д. с., индуцированная во вторичной обмотке трансформатора тахоакселерометра, будет равна E_j . Условимся, что жеп запирается при напряжении $U_j + \Delta U_j$, а тиратрон T_1 , осуществляющий управление по нижнему порогу, — при напряжении $U_j - \Delta U_j$ (где $U_j = U_2$ — напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора акселерометра при движении машины с заданным ускорением; ΔU_j — напряжение, пропорциональное заданному отклонению действительного ускорения от заданного).

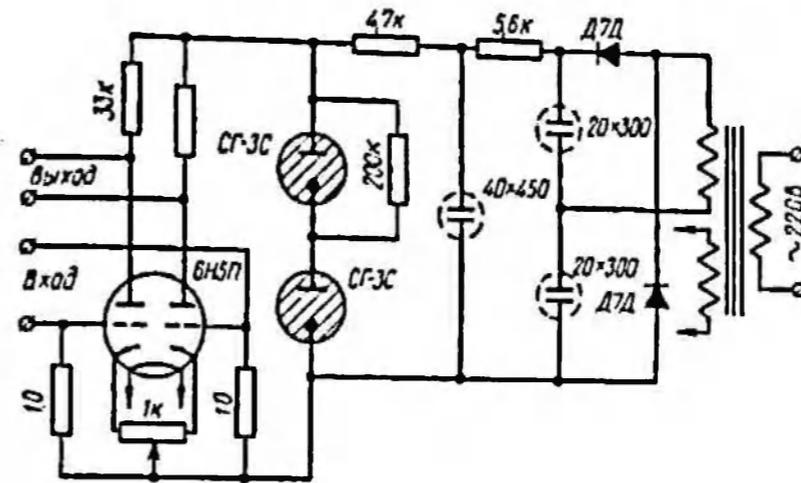


Рис. 100. Электронный усилитель

Напряжение настройки \bar{U}'_7 , снимаемое с зажимов потенциометра R_7 , для замедленного движения определяется из выражения

$$U_7^1 = -U_j - \Delta U_j. \quad (950)$$

Для тиратрона T_1 напряжение настройки на замедленное движение U_{10} , снимаемое с зажимов потенциометра R_{10} , можно определить по формуле

$$U_{10} = U_j - \Delta U_j. \quad (951)$$

Следует иметь в виду, что в формуле (950) U_j и ΔU_j отрицательны, а в формуле (951) — положительны. Полярность напряжений U_j и ΔU_j соответствует их знаку на сетках тиратрона.

В конце пути замедления замыкается путевая кнопка КРХ и регулятор хода осуществляет дотягивание подъемных сосудов до уровня загрузки и разгрузки.

На рис. 101 приведена осциллограмма полного цикла подъема, выполненного регулятором хода с независимой стабилизацией по ускорению. Кривая 1 соответствует сигналу, снимаемому с потенциометра заданной скорости, кривая 2 — сигналу тахогенератора, кривая 3 — напряжению на обкладках конденсатора c_4 , кривая 4 — роторному току подъемного двигателя.

Релейный регулятор хода с независимой стабилизацией по производной отклонения действительной скорости от заданной отличается от описанного выше регулятора хода тем, что у него первичная обмотка дифференцирующего трансформатора включена последовательно в цепь сравнения и обтекает током, пропорциональным отклонению действительной скорости от заданной.

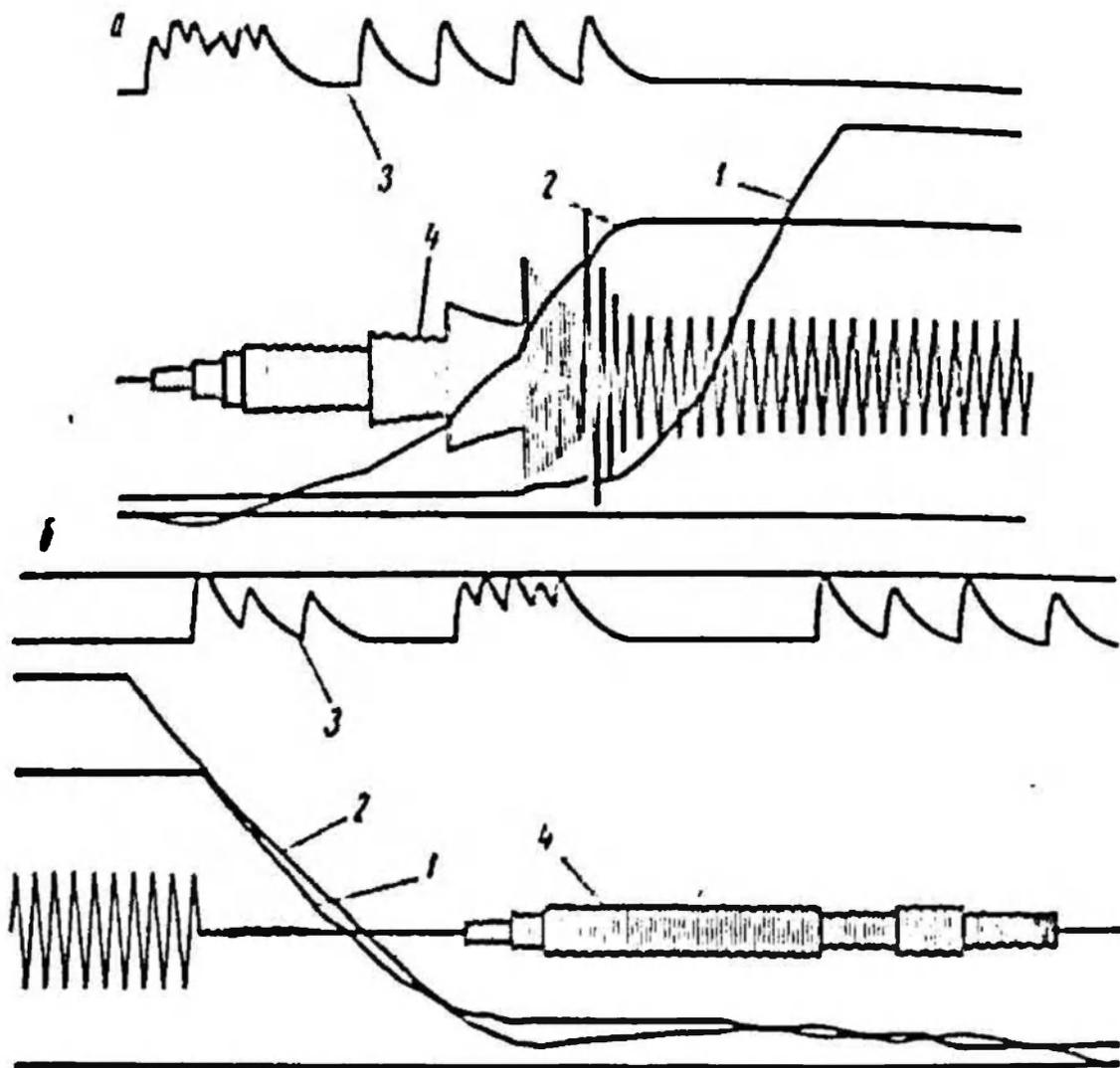


Рис. 101. Осциллограмма цикла подъема:
 а — период разгона; б — период замедления и доотсывания

Схема релейного регулятора хода с независимой стабилизацией по производной несколько проще, так как она требует программирования производной.

Релейный регулятор хода с зависимой стабилизацией по производной представляет собой общезвестный и широко применяющийся в различных отраслях промышленности регулятор, у которого сигнал, управляющий реле, равен сумме сигналов, пропорциональных отклонению действительной скорости от заданной и производной от этого отклонения.

Применительно к автоматизации рудничных подъемных машин с асинхронным приводом система управления при использовании релейного регулятора хода с зависимой стабилизацией по производной в процессе выполнения заданной диаграммы скорости в период замедленного движения при малых скоростях дает значительную колебательность переходного процесса. Это обуславливает необходимость применения заданных тахограмм с плавным переходом от замедленного движения к дотягиванию.

Указанных недостатков лишен регулятор хода с зависимой стабилизацией по ускорению, примененный в одной из схем КИСУИ.

При сравнении рассмотренных выше двух основных типов регуляторов хода следует отдать предпочтение регуляторам хода с независимой стабилизацией, обеспечивающим более высокое качество управления.

§ 13. Релейный регулятор хода с отрицательной жесткой контакторной и положительной интегрирующей связями

Уже было указано, что основное преимущество регуляторов, имеющих отрицательную жесткую стабилизирующую связь, быстрое действие, обусловлено тем, что время приведения регулятора хода в исходное для работы положение T_{02} может быть взято сколь угодно малым.

Но статически регуляторы хода имеют большой недостаток — зависимость установившейся скорости подъема от нагрузки, т. е. от сопротивления цепи ротора. Если же в схему регулятора хода с отрицательной жесткой связью ввести интегрирующее звено, то этот недостаток можно устранить.

Изменение скорости подъемной машины, вызывающее ликвидацию рассогласования после первого перерегулирования, должно происходить с ускорением, равным j_0 .

При этом условии длительность процесса приведения действительной скорости к ее заданному значению можно определить из выражения

$$T_{ур} = \frac{\delta u_m + \frac{1}{2} \Delta u_d}{j_0}, \quad (952)$$

где δu_m — максимальное отклонение скорости подъема от порога регулирования (значение максимального перерегулирования);

$T_{ур}$ — длительность процесса уменьшения величины рассогласования от первого максимального перерегулирования до нуля.

В течение периода уменьшения рассогласования $T_{ур}$ отклонение пути увеличится на

$$\Delta x_{ур} = \frac{\delta u_{н} + \frac{1}{2} \Delta u_{д}}{2} T_{ур} \quad (953)$$

Превращение отклонения пути в течение времени t можно определить из выражения

$$\Delta x_{у} = \frac{\delta u_{н} + \frac{1}{2} \Delta u_{д} + \delta u_{н} + \frac{1}{2} \Delta u_{д} + j_0 t}{2} t = \frac{2\delta u_{н} + \Delta u_{д} - j_0 t}{2} t. \quad (954)$$

В начале периода уменьшения рассогласования стабилизирующей отрицательный сдвиг порога регулирования, образованный жесткой и интегрирующей связями, будет равен $\delta u_{н} + \delta u_{с}$, где $\delta u_{с}$ — дополнительный сдвиг порога регулирования, вызванный отрицательной жесткой связью, исключающий возможность пересечения кривой, описываемой уравнением (953) с кривой действительной скорости.

Поэтому величину порога регулирования можно определить по формуле

$$\Delta u_{п} = \delta u_{н} + \frac{1}{2} \Delta u_{д} + \delta u_{с} - \alpha \Delta x_{у}. \quad (955)$$

Уравнению кривой действительной скорости в этот период будет иметь вид

$$\Delta u = \delta u_{н} + \frac{1}{2} \Delta u_{д} - j_0 t. \quad (956)$$

В точке пересечения кривых, описанных уравнениями (955) и (956) $\Delta u_{п} = \Delta u$.

Для этого случая имеем

$$\delta u_{с} - \alpha \Delta x_{у} = -j_0 t. \quad (957)$$

Подставив значение отклонения пути из выражения (954) в равенство (957), получим

$$j_0 t - \frac{\alpha \Delta u_{д} + 2\alpha \delta u_{н} - 2j_0 t}{\alpha j_0} t + \frac{2\delta u_{с}}{\alpha j_0} = 0,$$

откуда

$$t = \frac{\alpha \Delta u_{д} + 2\alpha \delta u_{н} - 2j_0 t}{2\alpha j_0} = \sqrt{\left(\frac{\alpha \Delta u_{д} + 2\alpha \delta u_{н} - 2j_0 t}{2\alpha j_0} \right)^2 - \frac{2\delta u_{с}}{\alpha j_0}}. \quad (958)$$

Пересечение произойдет в одной точке только при равенстве нулю подкоренного выражения

$$\left(\frac{\alpha \Delta u_{д} + 2\alpha \delta u_{н} - 2j_0 t}{2\alpha j_0} \right)^2 - \frac{2\delta u_{с}}{\alpha j_0} = 0.$$

Решая это выражение относительно δu_c , получим условие пересечения кривых в одной точке

$$\delta u_c = \frac{(\alpha \Delta u_d + 2\alpha \delta u_m - 2j_0)^2}{8\alpha j_0}. \quad (959)$$

Очевидно, для того чтобы кривые не пересекались, что исключает возможность ненужных срабатываний контакторов, необходимо выполнить условие

$$\delta u_c > \frac{(\alpha \Delta u_d + 2\alpha \delta u_m - 2j_0)^2}{8\alpha j_0} + \epsilon, \quad (960)$$

где ϵ — возможный разброс сигнала на сетке тиратрона, выраженный в единицах скорости, при котором происходит понижение тиратрона.

Наибольшее перерегулирование

$$\delta u_m = \frac{n j_0 (n+1)}{2} \left[T_{01} + \frac{n-1}{n+1} T_{02} \right]. \quad (961)$$

Сигнал по пути, полученный в период уменьшения рассогласования скорости, можно определить по формуле

$$\delta u_m + \delta u_c = \alpha \Delta x_{ур}. \quad (962)$$

Подставив значения $\Delta x_{ур}$ из выражения (953) и $T_{ур}$ из формулы (952) в равенство (962), получим

$$\delta u_c = \alpha \frac{\left(\delta u_m + \frac{1}{2} \Delta u_d \right)^2}{2j_0} - \delta u_m. \quad (963)$$

Приравняв правые части выражений (963) и (959), после преобразований имеем

$$\alpha = \frac{j_0}{\Delta u_d}. \quad (964)$$

Отклонение в пути за время нарастания рассогласования и затем за время движения с максимальным рассогласованием скорости равно площади, ограниченной с одной стороны прямой пулевого рассогласования и с другой — кривой переходного процесса до момента начала уменьшения рассогласования. Это отклонение в пути обозначим через Δx_m . Оно может быть определено без затруднений в каждом конкретном случае по формуле

$$\Delta x_m = \Delta x_1 + \Delta x_2 + \Delta x_3 + \dots + \Delta x_{n+2}, \quad (965)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta x_1 &= \frac{\Delta u_x^2}{2n/a}; \\ \Delta x_2 &= \frac{(\Delta u_x + n/a T_{01}) T_{01}}{2}; \\ \Delta x_3 &= \frac{[\Delta u_x + 2n/a T_{01} + (n-1)/a (T_{01} + T_{02})] (T_{01} + T_{02})}{2}; \\ \Delta x_4 &= \frac{[\Delta u_x + 2n/a T_{01} + 2(n-1)/a (T_{01} + T_{02}) + (n-2)/a (T_{01} + T_{03})] (T_{01} + T_{03})}{2}; \\ \Delta x_5 &= \frac{[\Delta u_x + 2n/a T_{01} + 2(n-1)/a (T_{01} + T_{02}) + 2(n-2)/a (T_{01} + T_{03}) + (n-3)/a (T_{01} + T_{04})] (T_{01} + T_{04})}{2}; \\ &\dots \\ \Delta x_{n+1} &= \frac{[\Delta u_x + 2n/a T_{01} + 2(n-1)/a (T_{01} + T_{02}) + \dots + 2/a (T_{01} + T_{0n})] (T_{01} + T_{0n})}{2}. \end{aligned} \quad (966)$$

Управляющий сигнал по отклонению пути, возникший в течение этого периода, может быть определен из выражения

$$\Delta u_x = a \Delta x_m. \quad (967)$$

Общий сигнал, создаваемый жесткой обратной связью к моменту начала снижения рассогласования, можно определить по формуле

$$u_{ж} = \delta u_m + \Delta u_x + \delta u_c - \delta u_m + a \Delta x_m + \delta u_c. \quad (968)$$

И, наконец, некий сдвиг порога регулирования по скорости при срабатывании одного контактора можно найти по формуле

$$u_0 = \frac{u_{ж}}{n+1} = \frac{\delta u_m + a \Delta x_m + \delta u_c}{n+1}. \quad (969)$$

На рис. 102, а изображен процесс изменения величины воздействия жесткой связи $u_{ж}$ и интегрирующей связи, Δu_x , а также процесс изменения величины порога регулирования. На рис. 102, б показан процесс перехода скорости подъема от замедленного движения к скорости достигивания.

На рис. 103 дана принципиальная схема тиратронного релейного регулятора хода с отрицательной жесткой контакторной и положительной интегрирующей связями.

Регулятор работает следующим образом. Питание регулятора подведено к зажиму 2. При понижении тиратрона T_1 ток идет от зажима 2 к зажиму 1. После срабатывания контакторы подключаются на постоянное питание к зажиму 3. Количество включенных контакторов определяет падение напряжения на сопротивлении жесткой связи R_1 , которая уменьшается при отключении контакторов тира-

троном T_2 . Интегрирующая корректирующая цепь выполнена на сопротивлениях R_1, R_3, R_5 и емкости C_3 (или R'_1, R'_3, R'_5, C'_3). В первые напряжения на сопротивлениях R_1 падение напряжения на сопротивлении R_5 будет определять величину

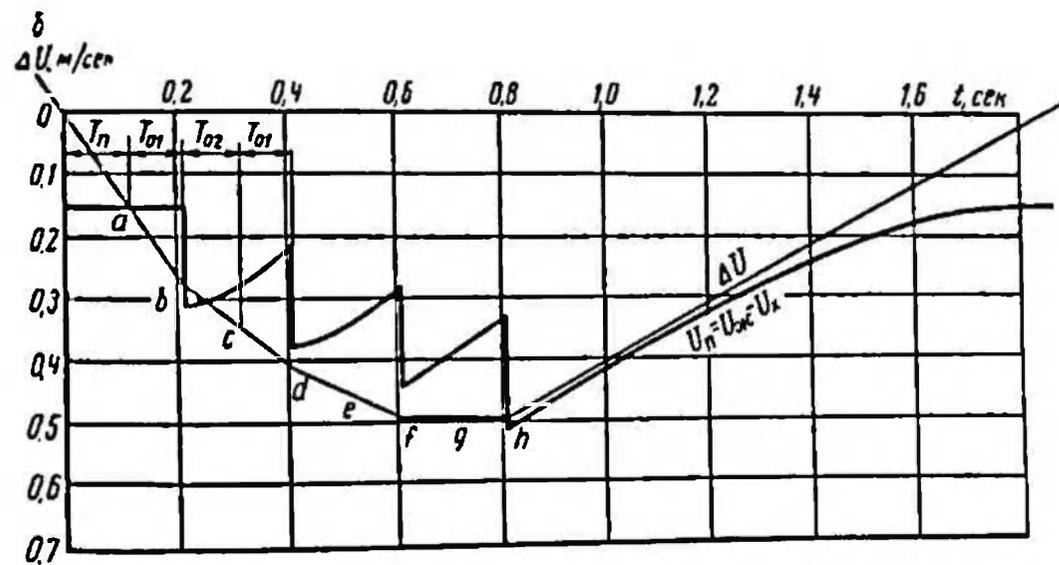
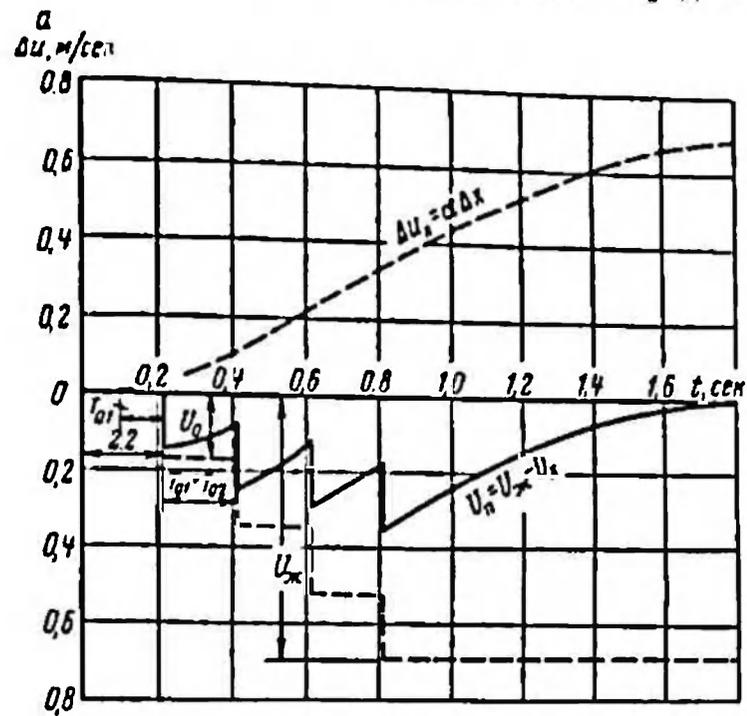


Рис. 102. Диаграммы, описывающие изменение отклонения действительной скорости от заданной и величину воздействия стабилизирующих связей:

а — изменение воздействия жесткой связи $u_{ж}$, интегрирующей связи Δu_x и изменению порога регулирования; б — процесс перехода скорости подъема от замедленного движения к скорости достигивания

отклонения действительной скорости от заданной, пропорционально которой потенциал и будет подан на сетку тиратрона. С течением времени конденсатор C_3 будет заряжаться и напряжение на его

обкладках будет увеличиваться. Это напряжение определяет величину отклонения в пути.

Напряжение на обкладках конденсатора C_2 , складываясь с напряжением на зажимах сопротивления R_2 , подается на сетку тиратрона.

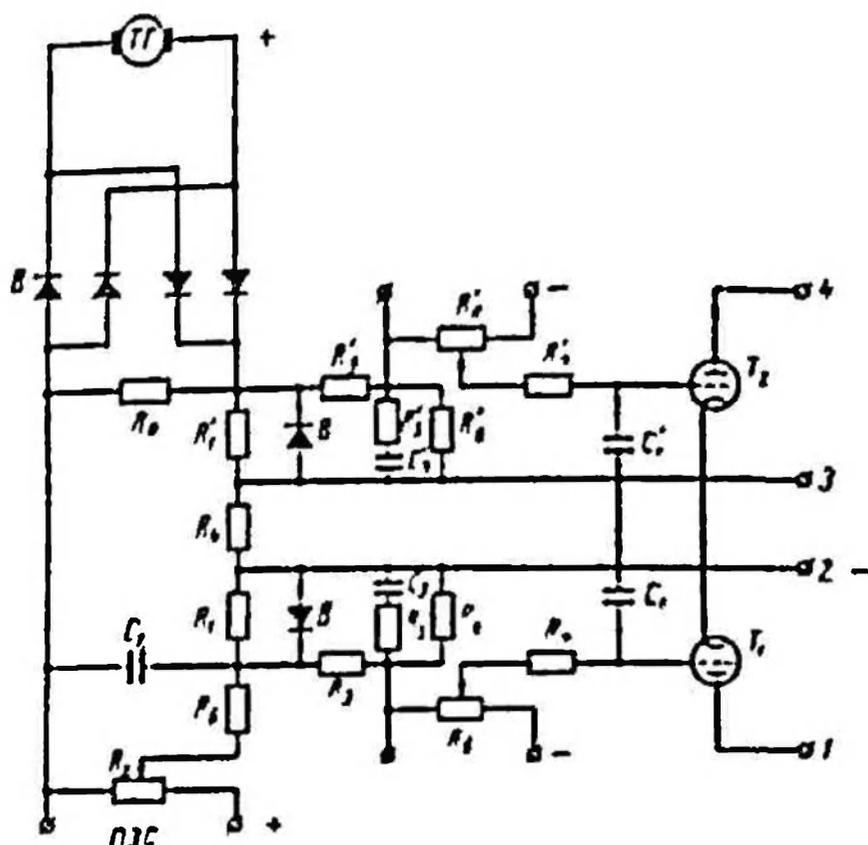


Рис. 102. Принципиальная схема тиратронного релейного регулятора скорости с отрицательной жесткой и положительной интегрирующей связями

Пр и м е р. Рассчитаем тиратронный релейный регулятор хода с отрицательной жесткой и положительной интегрирующей связями.

Условия задачи: заданные пороги регулирования $\pm \frac{1}{3} \Delta u_{\text{д}}$; время срабатывания системы регулирования $T_0 \approx T_{01} + T_{02} = 0,2 \text{ сек}$; время срабатывания контактора $T_{01} = 0,1 \text{ сек}$; время приведения регулятора в исходное положение для работы $T_{02} = 0,1 \text{ сек}$.

С помощью регулятора хода должен проходить процесс перехода скорости подъемной машины от замедленного движения с ускорением $3/a$ к скорости достижения. Принимаем $a = 0,3 \text{ м/сек}^2$.

1. Определяем значение максимального отклонения действительной скорости подъема от заданной скорости на пороге регулирования

$$\delta u_{\text{н}} = \frac{n(n+1)/a}{2} \left[T_{01} + \frac{n-1}{n+1} T_{02} \right] = \frac{3 \cdot 4 \cdot 0,3}{2} \left[0,1 + \frac{2}{4} \cdot 0,1 \right] = 0,27 \text{ м/сек.}$$

2. Определяем длительность процесса уменьшения величины расхождения по формуле (952)

$$T_{\text{ур}} = \frac{\delta u_{\text{н}} + \frac{1}{2} \Delta u_{\text{д}}}{a} = \frac{0,27 + 0,15}{0,3} = 1,4 \text{ сек.}$$

3. Находим значение коэффициента воздействия по пути. По формуле (964)

$$\alpha = \frac{f_0}{\Delta u_x} = \frac{0,3}{0,3} = 1 \text{ 1/сек.}$$

4. Определяем величину дополнительного стабилизирующего сдвига δu_c по формуле (963)

$$\delta u_c = \alpha \frac{\left(0,27 + \frac{1}{2} 0,3\right)^2}{2 \cdot 0,3} - 0,27 = 0,29 - 0,27 = 0,02 \text{ м/сек.}$$

5. Находим величину отклонения в пути, образующегося в течение времени, предшествующего началу уменьшения рассогласования, по формулам (965)

$$\Delta x_M = \Delta x_1 + \Delta x_2 + \Delta x_3 + \Delta x_4 + \Delta x_5 = 0,012 + 0,0195 + 0,06 + 0,078 + 0,084 = 0,254 \text{ м.}$$

6. Определим величину воздействия интегрирующей связи в момент начала уменьшения рассогласования по формуле (967)

$$\Delta u_x = \alpha \Delta x_M = 1 \cdot 0,254 = 0,254 \text{ м.}$$

7. Определяем полное воздействие жесткой связи при срабатывании четырех контакторов

$$u_{ж} = \delta u_M + \Delta u_x + \delta u_c = 0,27 + 0,254 + 0,02 = 0,544 \text{ м/сек.}$$

8. Величина стабилизирующего сдвига порога регулирования жесткой связью при срабатывании одного контактора определяется по формуле

$$u_0 = \frac{u_{ж}}{n+1} = \frac{0,544}{4} = 0,136 \text{ м/сек.}$$

§ 14. Комбинированный астатический релейный регулятор хода с жесткой и гибкой обратными связями

Комбинированные регуляторы хода с несколькими обратными связями обладают неоспоримыми преимуществами по сравнению с описанными выше регуляторами. Комбинируя различные обратные связи, можно значительно улучшить качество процесса регулирования, устранить недостатки простых регуляторов.

Введем параметр, характеризующий воздействие связей, который назовем коэффициентом воздействия связей.

Предположим, что воздействия связей в регуляторе хода складываются.

Для такого регулятора сумма коэффициентов воздействия связей

$$\sigma = \sigma_r + \sigma_{ж} + \sigma_y = 1, \quad (970)$$

где σ_r и $\sigma_{ж}$ — соответственно коэффициенты воздействия гибкой и жесткой связями;

σ_y — коэффициент воздействия по производной или ускорению.

Очевидно, при наличии в регуляторе только одной связи коэффициент воздействия ее будет равен единице.

Величина стабилизирующего потенциала, который должна создать на сетке тиратрона каждая из связей при срабатывании одного контактора, может быть определена из выражений:

$$\left. \begin{aligned} U_{1r} &= \sigma_r U_1 = \sigma_r \frac{\delta U_n}{n+1}; \\ U_{1m} &= \sigma_m U_1 = \sigma_m \frac{\delta U_n}{n+1}; \\ U_{1y} &= \sigma_y U_1 = \sigma_y \frac{\delta U_n}{n+1}. \end{aligned} \right\} (971)$$

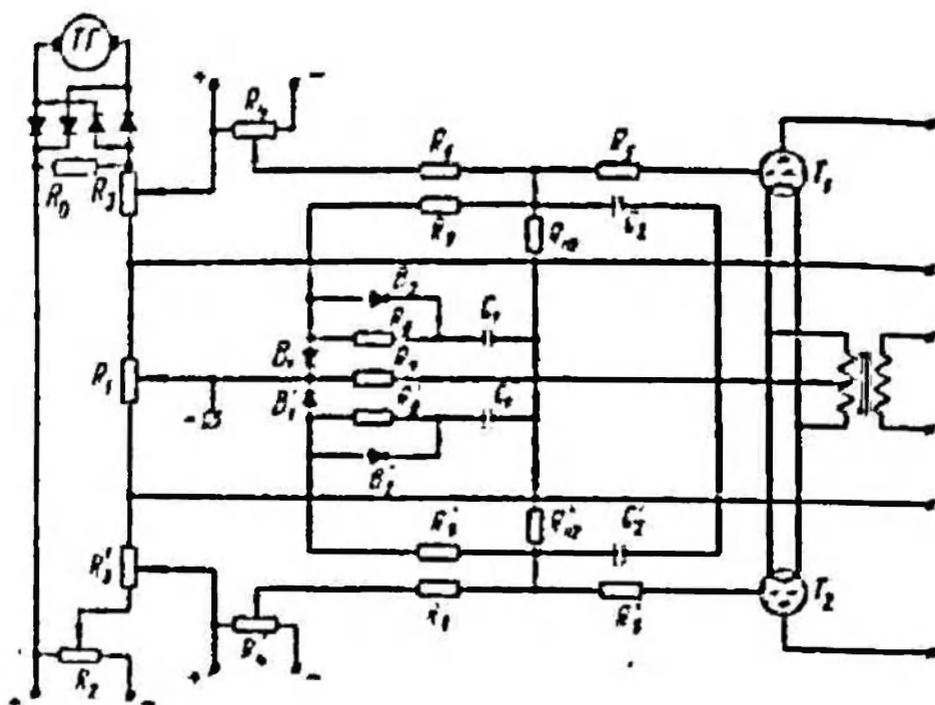


Рис. 104. Комбинированный тиратронный релейный регулятор хода с гибкой и жесткой обратными связями

При этом

$$U_{1r} + U_{1m} + U_{1y} = U_1 = \frac{\delta U_n}{n+1}. \quad (972)$$

Необходимая величина стабилизирующего потенциала зависит от типа регулятора и может быть определена из выражений (891), (909), (924) и 944.

Рассмотрим действие одного из комбинированных регуляторов — астатического тиратронного релейного регулятора хода с жесткой и гибкой обратными связями, воздействия от которых складываются (рис. 104).

Результирующий стабилизирующий потенциал

$$U = \frac{\frac{U_r}{R_9} + \frac{U_m}{R_8}}{\frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_9}}.$$

В схеме регулятора сопротивления R_2 предназначено для жесткой обратной связи, при падении напряжения на котором происходит сдвиг потенциала на сетках тиристора.

Гибкую связь осуществляют конденсаторы C_1 и C_1' . Процесс зарядки конденсаторов определяется сопротивлениями R_9 и R_9' , а процесс разрядки — сопротивлениями $R_9 + R_{10}$ и $R_9' + R_{10}'$. Сигналы, поступающие от гибкой и жесткой связей, суммируются на сопротивлениях R_{10} и R_{10}' .

Для дальнейших исследований примем, что половина стабилизирующего потенциала создается жесткой связью, а половина — гибкой. В связи с этим $\sigma_r = \sigma_{ж} = 0,5$.

Смещение жесткой связью порога поизации по скорости после срабатывания n контакторов можно определить по формуле

$$\sigma u_{п.ж} = \sigma_{ж} \delta u_{п} = \sigma_{ж} n f_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]. \quad (973)$$

Потенциал, подаваемый дополнительно на сетку тиристора жесткой связью в результате срабатывания одного контактора,

$$U_{ж1} = \frac{\sigma_{ж} E \delta u_{п}}{V(n+1)} = \frac{\sigma_{ж} E n f_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]}{V(n+1)}. \quad (974)$$

Действующее значение сигнала гибкой связи проще всего определять путем геометрического построения зарядно-разрядных кривых.

Параметры изодромной связи следует выбрать по методике, изложенной в § 8.

Сначала определяем необходимую величину сигнала изодромной связи, соответствующую наибольшему отклонению $\delta u_{п}$ действительной скорости от заданного порога срабатывания $\frac{1}{2} \Delta u_{д}$,

$$\delta u_{п.г} = \sigma_r \delta u_{п} = \sigma_r n f_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]. \quad (975)$$

Затем находим постоянную времени разрядного контура изодрома

$$\tau = (\bar{R}_9 + \bar{R}_{10}') C_1 = \frac{(1 - \sigma_{ж}) \delta u_{п}}{i_0}. \quad (976)$$

Чтобы определить постоянную времени зарядного контура изодрома, необходимо знать значение напряжения U_0 , которое можно определить по формуле

$$U_0 = \frac{E \sigma_r \delta u_{п} e^{\frac{n T_{02}}{(\bar{R}_9 + \bar{R}_{10}') C_1}}}{V}. \quad (977)$$

Наконец, получим

$$\tau_3 = \bar{R}_9 C_1 = \frac{(n+1) T_{01}}{\ln \frac{U_m}{U_m - U_0}}. \quad (978)$$

При этом для расчета можно принять

$$U_{\max} = 5\delta U_{п.г.}$$

(979)

Диаграмма, описывающая процесс перехода скорости подъема при движении подъемной машины с заданным замедлением к скорости дотягивания, приведена на рис. 105.

Анализируя процесс изменения скорости подъемной машины, управляемой комбинированным регулятором хода с гибкой и жесткой обратными связями, можно сделать следующие выводы.

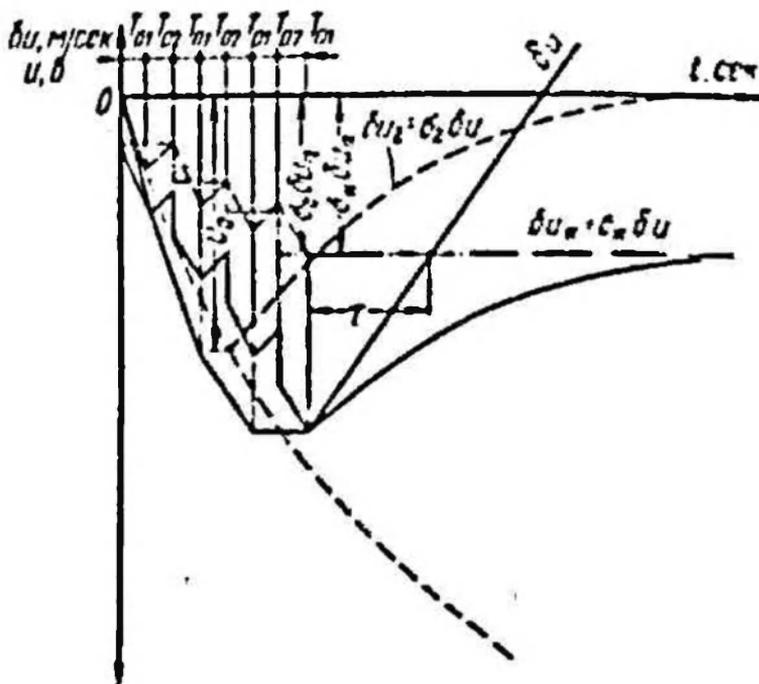


Рис. 105. Диаграмма, описывающая процесс перехода скорости подъема к скорости дотягивания при управлении подъемной машиной комбинированным тиристорным релейным регулятором хода с гибкой и жесткой обратными связями

1. Установившееся значение отклонения (статического) действительной скорости подъема от заданной при управлении подъемной машиной комбинированным регулятором будет меньше, чем при управлении статическим регулятором хода. Соответственно меньше будет и необходимое значение падения напряжения на сопротивлении, осуществляющем жесткую связь, поэтому необходимая величина этого сопротивления будет меньше.

2. Необходимое значение постоянной времени разрядного контура гибкой связи будет в $1 - \sigma_{ж}$ раз меньше, чем чисто изотропного регулятора хода. Таким образом, введенная жесткая связь может быть повышена быстродействие изотропного регулятора хода.

3. Введение жесткой связи в схему изотропного регулятора хода снижает в $1 - \sigma_{ж}$ раз необходимое значение потенциала, подаваемого на сетку тиристора изотропной связью, и поэтому соответственно снижает необходимую величину сопротивления изотропа R_{θ} , включаемого последовательно в цепь катодов тиристора.

§ 15. Комбинированный
астатический тиратронный
релейный регулятор хода
с жесткой и дифференцирующей
обратными связями

Замечательным свойством астатического релейного регулятора хода с дополнительным воздействием по ускорению или по производной является способность подачи сигнала на срабатывание системы с опережением во времени, пропорциональным ускорению или производной от регулируемого параметра. Это свойство обеспечивает такой закон регулирования, при котором действительная скорость может не выходить за установленные настройкой пределы отклонения скорости.

К недостаткам этого регулятора хода относится то, что он удовлетворительно выполняет заданную диаграмму скорости только при достаточно малой постоянной времени дифференцирующей связи.

Трудность получения приемлемой по качеству производной при малой постоянной времени дифференцирующей связи может быть устранена введением в схему регулятора хода жесткой или гибкой связи.

На рис. 106 приведена схема комбинированного астатического релейного регулятора хода с дифференцирующей и жесткой связями, а на рис. 107 — диаграмма, описывающая процесс выполнения заданной тахограммы на участке перехода скорости подъема к скорости dotyagивания.

Рассматриваемый регулятор осуществляет следующий закон регулирования:

$$\left. \begin{aligned} u - v + \tau \sigma_y \frac{d(u-v)}{dt} - (r_0 + r_1) \sigma_{ж} \frac{\delta u}{n} &\leq -\frac{1}{2} \Delta u_{д}; \\ u - v + \tau \sigma_y \frac{d(u-v)}{dt} - (r_0 + r_1) \sigma_{ж} \frac{\delta u}{n} &\geq \frac{1}{2} \Delta u_{д}, \end{aligned} \right\} \quad (980)$$

где r_0 — число сработавших контакторов к моменту выхода скорости к порогу срабатывания;

r_1 — число контакторов, сработавших после выхода скорости подъема за порог срабатывания (на пороге срабатывания r_1 равно нулю).

Величина отклонения скорости подъема от ее значения в момент первой поизации тиратрона после достижения скоростью подъема порога срабатывания может быть определена из выражения

$$\begin{aligned} \delta u_{п} &= n j_0 T_{01} + (n-1) j_0 (T_{01} + T_{02}) + \dots + 2 j_0 (T_{01} + T_{02}) + \\ &+ j_0 (T_{01} + T_{02}) = n j_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]. \end{aligned} \quad (981)$$

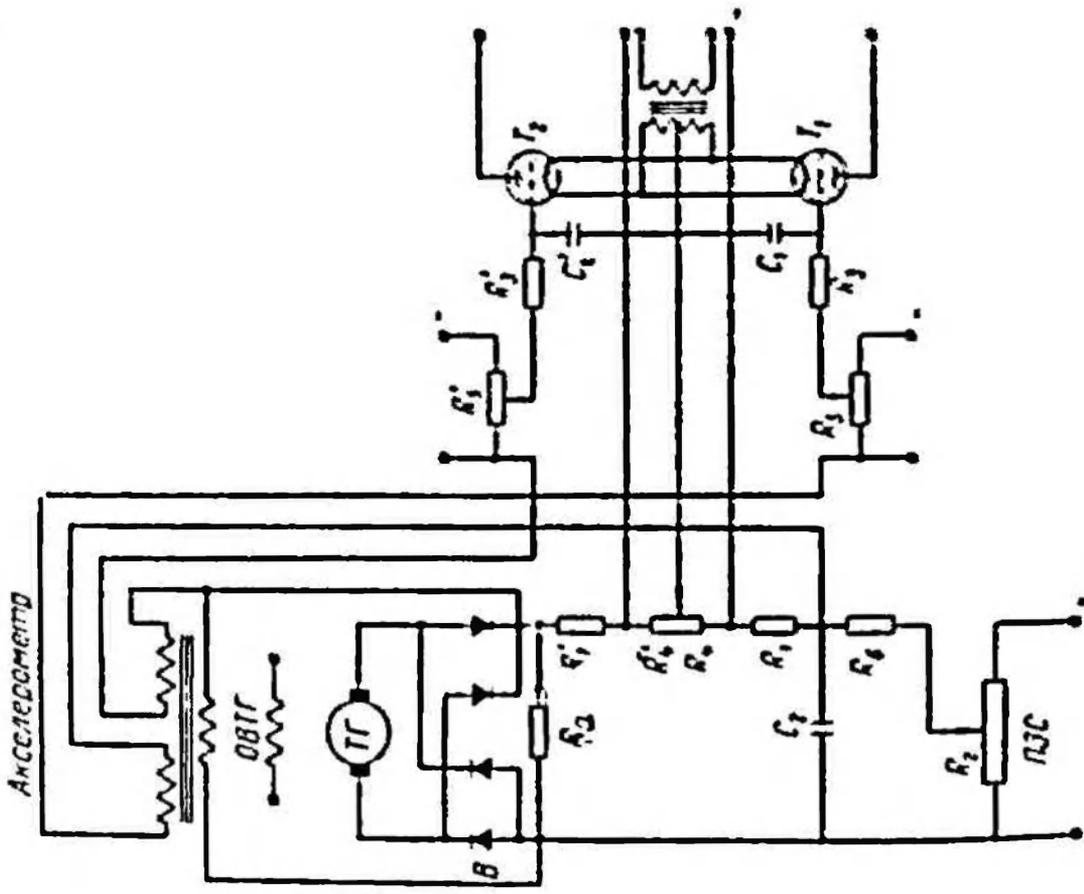


Рис. 100. Схема комбинированного тиристорного регулируемого двигателя с дифференциальной и жесткой обратной связью

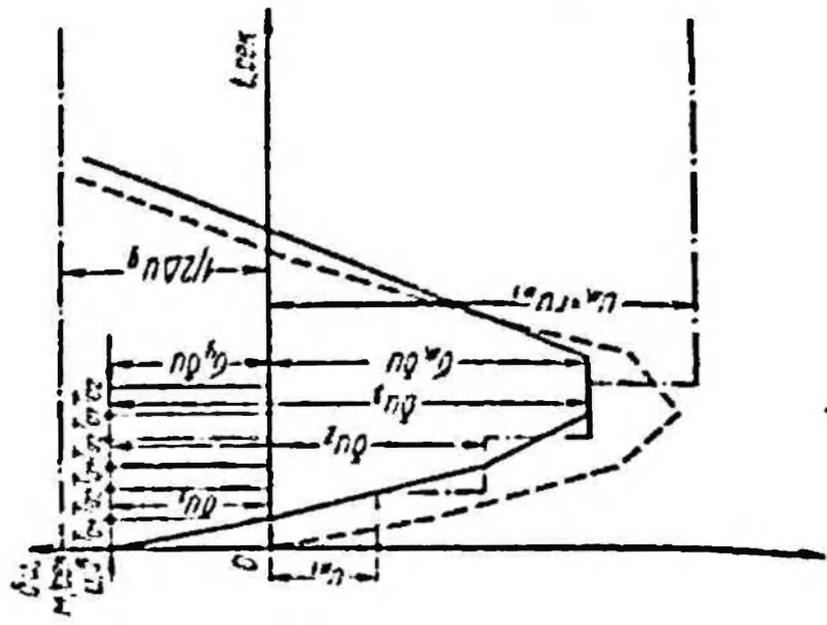


Рис. 107. Диаграмма, описывающая процесс перехода скорости подъема и скорости движения по грузам машины. Угловой скоростью комбинированным тиристорным регулируемым двигателем хода с дифференциальной и жесткой обратной связью

поэтому

$$\tau = \frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02}. \quad (982)$$

Значение стабилизирующего потенциала, подаваемого дополнительно на сетку тиристора в результате срабатывания одного контактора, находится по формуле

$$U_i = \frac{E \delta u_n}{Vn} = \frac{E}{V} j_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right]. \quad (983)$$

Для исключения нежелательных явлений в процессе регулирования постоянная времени дифференцирующей обратной связи не должна превосходить величины

$$T_y < \frac{\Delta u_n - 2\tau\sigma_y j_0}{3j_0}, \quad (984)$$

т. е. она должна быть, как минимум, в три раза меньше времени, необходимого для перехода скорости подъема от одного порога срабатывания к другому.

При построении кривых, описывающих переходный процесс, приняты следующие данные: $T_{01} = 0,1$ сек; $T_{02} = 0,1$ сек; $\sigma_y = \frac{1}{3}$; $\sigma_m = \frac{2}{3}$; $j_0 = 0,2$; $n = 3$; $r_0 = 0$; $E = 220$ в; $V = 6$ м/сек.

Рассчитывая по формулам (981)—(984), получим: $\tau = 0,3$ сек; $\delta u_n = 0,18$ м/сек; $U = 2,2$ в; $T_y = 0,3$ сек.

В результате анализа полученного процесса можно сделать следующие выводы.

1. При введении жесткой или гибкой обратной связи в схему астатического регулятора с воздействием по производной величина необходимого опережения по скорости уменьшается в $1 - \sigma_{жк}$ или в $1 - \sigma_r$ раз.

2. В быстродействующем статическом релейном регуляторе с дифференцирующей и жесткой обратными связями в качестве стабилизирующей может быть взята жесткая обратная связь. Тогда дифференцирующая связь, служащая для обеспечения подачи опережающего сигнала, может иметь значительную постоянную времени, но оказывающую влияния на качество процесса регулирования.

3. Введение жесткой связи снижает точность регулирования астатического регулятора хода с дифференцирующей связью.

4. Введение издромной связи повышает колебательность переходного процесса машины, управляемой астатическим регулятором хода с дифференцирующей обратной связью.

Таким образом, релейный регулятор хода с дифференцирующей, издромной и жесткой обратными связями весьма совершенен.

ный стабилизирующий потенциал подается гибкой связью на сетку тиратрона только в период горения последнего, в период бездействующего потенциала по показательной функции.

Регулятор работает следующим образом. Пусть отрицательное отклонение действительной скорости от заданной по абсолютному значению будет увеличиваться. В связи с этим положительный потенциал, снимаемый с сопротивления R_1 индуктора скорости и подаваемый через делитель напряжения (R_{11}, R_{12}) на сетку тиратрона T_1 , увеличится, э. д. с., индуцированная во вторичной обмотке трансформатора акселерометра, дополнительно подается в цепь сетки тиратрона. Параметры трансформатора акселерометра подбираются так, чтобы при э. д. с., индуцированной во вторичной обмотке трансформатора акселерометра, скорость подъема не отклонялась за заданные пределы регулирования.

Когда потенциал на сетке тиратрона достигнет порога ионизации, сработает очередной контактор управления. При прохождении тока через тиратроны напряжение на обкладках конденсатора C_1 станет равно падению напряжения на сопротивлении R_5 , включенном в цепь катода тиратрона. После переключений в силовой цепи анодная цепь тиратрона разорвется. Конденсатор C_1 практически мгновенно разрядится через сопротивление R_2 до напряжения записывающего диода V_2 , равного разности между падением напряжения на сопротивлении R_1 и напряжением, снимаемым с потенциометра R_8 .

Напряжение, снимаемое с потенциометра R_8 , принимается равным по величине и противоположным по направлению падению напряжения на сопротивлении R_1 , соответствующем порогу регулирования.

Таким образом, после потухания тиратрона на его сетку дополнительно будет подаваться запирающий потенциал, равный падению напряжения на сопротивлении R_3 , снимаемый с обкладок конденсатора C_1 . Этот потенциал несколько больше (благодаря наличию делителя напряжения R_{11}, R_{12}) превышает падение на пороге регулирования положительного потенциала, снимаемого с сопротивления R_{11} . При отсутствии дополнительного воздействия по производной или по ускорению эта зависимость будет условием устойчивого регулирования.

В период бездействия регулятора конденсатор C_1 медленно разряжается на сопротивление R_3 .

Если ввести дополнительное воздействие по ускорению, необходимый стабилизирующий потенциал, снимаемый с обратной связи по отклонению регулируемого параметра, можно соответственно уменьшить.

Управление тиратроном T_2 , который отключает контакторы при достижении регулируемого параметра верхнего порога регулирования, аналогично управлению тиратроном T_1 .

Если сопротивление R_3 будет весьма большим, характеристика регулятора приближается к статической. В этом случае верхний

предел постоянной времени цепи R_1-C_1 ограничивается максимально возможным сопротивлением цепи сети, при котором еще обеспечивается надежная управляемость тириатрона. При некоторой небольшой постоянной времени разрядного контура стабилизирующую обратную связь по отклонению регулируемого параметра можно приравнять к изодромной гибкой связи.

Если в цепь вентиля V_1 , через который заряжается конденсатор C_1 , включить сопротивление R_4 , большее по величине, чем сопротивление R_2 , в цепь которого включен разрядный вентиль V_2 , то в каждый момент периода горения тириатрона стабилизирующий потенциал будет равен разности между падением напряжения на сопротивлении R_1 и напряжением, снимаемым с потенциометра R_3 .

Практически сопротивление R_2 можно принять равным 100 ком.

Сопротивление R_4 невелико и введено для ограничения зарядного тока конденсатора C_1 . Конденсатор C_2 и сопротивление R_5 сглаживают броски напряжения, которые возникают при переводе потенциометра ПЗС со ступени на ступень.

Напряжение выпрямителя на зажимах потенциометра R_3 составляет около 10 в, а на сопротивлении R_7 около 20 в.

Величина сопротивления R_1 определяется из следующих соображений. Пусть заданная тахограмма и возможное наибольшее изменение статической нагрузки будут таковы, что в процессе регулирования возможно срабатывание или отключение n контакторов. Если принять, что при переключении роторного реостата подъемного двигателя со ступени на ступень ускорение подъемной машины изменится на j_0 , то для отклонения скорости за порог регулирования при незамедлительном срабатывании n контакторов можно написать

$$\delta u = j_0 [nT_{01} + (n-1)(T_{01} + T_{02}) + \dots + (T_{01} + T_{02})] =$$

$$= nj_0 \left[\frac{n+1}{2} (T_{01} + T_{02}) - T_{02} \right],$$

где T_{01} — постоянная времени срабатывания или обесточивания контакторов;

T_{02} — длительность времени запаздывания в восстановлении действия регулятора (анодной цепи тириатронов).

Поэтому превышение напряжения над порогом регулирования

$$\delta U = \frac{\delta u E}{V},$$

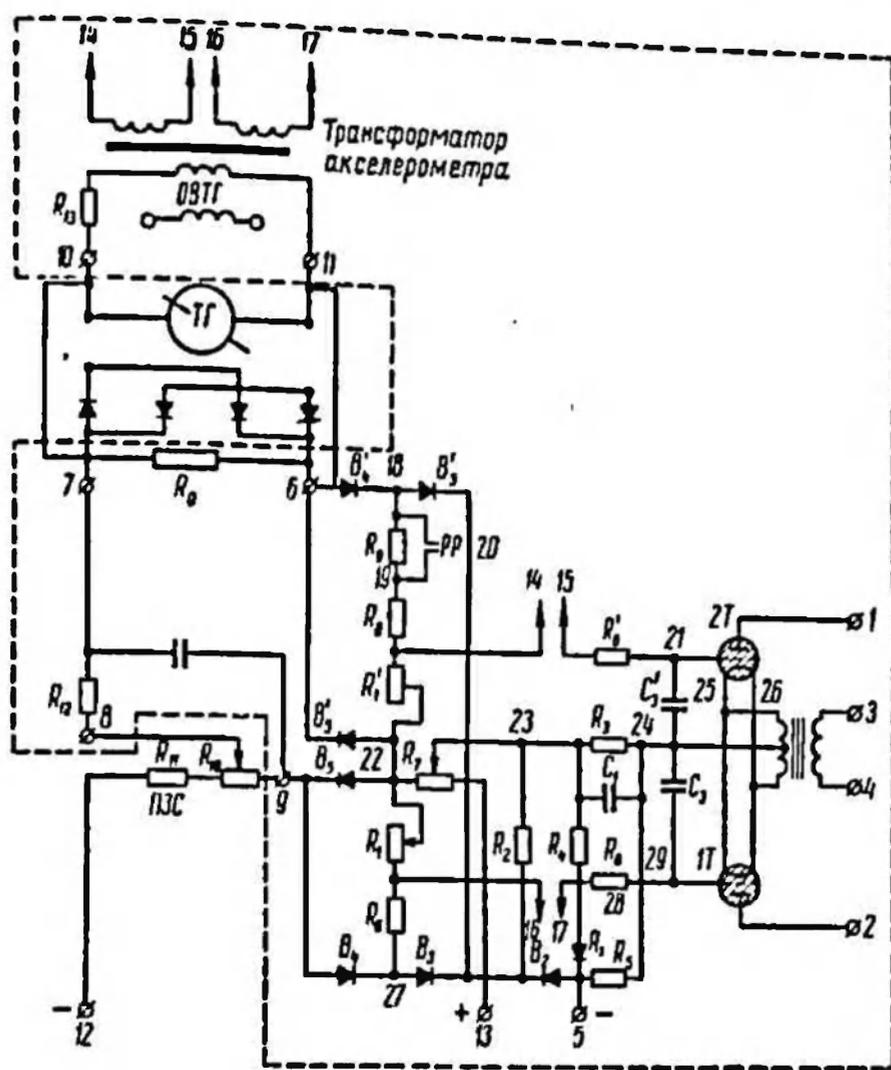
где E — э. д. с. тахогенератора при полной скорости подъема V .

При устойчивом управлении стабилизирующий потенциал u_s , равный падению напряжения на сопротивлении R_3 , по абсолютному значению должен быть больше δU , т. е. $U_s > \delta U$.

Отсюда можно определить величину сопротивления

$$R_3 = \lambda \frac{\delta U}{i_0},$$

где I_0 — ток включения контактора;
 λ — коэффициент запаса стабилизирующей связи (обычно $\lambda = 1,2$).



- $R_1 = R'_1 = 10 \text{ ком}$ $R_6 = R'_6 = 50 \text{ ком}$ $R_{11} = 0,3 \text{ ком}$
- $R_2 = 10 \text{ ком}$ $R_7 = 0,4 \text{ ком}$ $R_{12} = 1 \text{ ком}$
- $R_3 = 100 \text{ ком}$ $R_8 = R'_8 = 10 \text{ ком}$ $R_{13} = 2 \text{ ком}$
- $R_4 = 1 \text{ ком}$ $R_9 = 2 \text{ ком}$
- $R_5 = 2 \text{ ом}$ $R_{10} = 2,5 \text{ ком}$

Рис. 109. Схема регулятора скорости, не требующая дополнительных источников постоянного тока для создания смещения на сетках тиристоров

В комбинированном регуляторе с дополнительным воздействием по ускорению (см. рис. 108) может быть взята меньшая величина сопротивления R_5 .

На рис. 109 изображена схема регулятора скорости, который не требует дополнительных источников постоянного тока. В этом регуляторе напряжение смещения снимается с потенциометра, включенного последовательно с потенциометром заданной скорости ПЗС. Простота устройства выгодно отличает этот регулятор

скорости от других типов релейных регуляторов. Но стабилизирующий потенциал при непрерывных односторонних пезамедлительных срабатываниях парастает более интенсивно, чем превышенные скорости над ее значением на пороге регулирования. Конечно, регулятор скорости может хорошо работать и без индикатора ускорения, но в переходных режимах он будет обеспечивать соответственно меньшую точность регулирования.

Испытания регуляторов, проведенные в КИИУИ, показали их быстроедействие, обеспечивающее высокую точность регулирования в процессе выполнения заданной диаграммы скорости при резких и значительных изменениях нагрузки.

Регулятор скорости с отрицательной связью по отклонению регулируемого параметра и с дополнительным регулированием по производным или по ускорению широко применяется в схемах автоматизированного управления рудничными подъемными машинами, разработанных КИИУИ.

§ 17. Точность автоматизированного управления при переключениях в цепи статора подъемного двигателя

Для предотвращения возникновения короткого замыкания через дугу в схему управления вводят реле дуговой блокировки (РДБ), которое не позволяет производить быстрые переключения в цепи статора подъемного двигателя. Выдержка времени реле достигает 1 сек. Очевидно, при такой выдержке времени реле в случае резких изменений нагрузки, например в разгрузочных кривых при подъеме полезного ископаемого опрокидными сосудами, будет возникать недопустимое при эксплуатации отклонение действительной скорости от заданной. Подъемный сосуд в связи с этим может подойти к уровню приемной площадки с недопустимо большой скоростью.

Этот недостаток присущ всем системам регулирования, в которых знак момента двигателя изменяется при переключениях в цепи статора.

Как показали экспериментальные исследования, время гашения электрической дуги обратно пропорционально числу контактов, разрывающих электрическую цепь. Время гашения дуги двумя контакторами *Л* и *В* (или *И*) в цепи высокого напряжения равно 0,2—0,3 сек, что не всегда допустимо. Особо неблагоприятен процесс разрыва дуги в цепи постоянного тока, используемого для динамического торможения. Но и в этом случае время гашения дуги можно снизить, увеличив число контактов, разрывающих цепь. Применяя контакторы специального типа с малым временем гашения дуги (с магнитным дутьем и т. д.), можно получить достаточно малое время переключения.

Необходимо в первую очередь отказаться от реле дуговой блокировки, используя для этой цели специальные реле напряжения и тока. На рис. 110 показана схема включения реле, обеспечивающих дуговую блокировку.

Реле напряжения *1РП* и *2РП*, контролирующее наличие перемещения тока в цепи статора, имеют свои п. з. контакты в цепи катушки контактора динамического торможения, а реле тока *3РП* — в цепи катушек контакторов *В*, *И* и *Л*. При таком включении исключается возможность дугового короткого замыкания при минимальном времени переключения.

Если в качестве источника тока динамического торможения использована силовая сеть путем включения вентиля параллельно контактам статорного переключателя, как это выполнено в схеме, изображенной на рис. 13, время переключений в цепи статора подъемного двигателя при переходе его в режим динамического торможения будет находиться в пределах времени срабатывания контактора.

При такой схеме подачи тока динамического торможения можно получить весьма высокое быстродействие системы управления. Поэтому ее можно использовать в установках, предназначенных для выполнения сложных диаграмм скорости при резких изменениях величины нагрузки в процессе работы.

§ 18. Условие устойчивости систем релейно-ступенчатого автоматизированного регулирования

При $T_{02} > T_{01}$ система релейно-ступенчатого регулирования может совершать незатухающие колебания с постоянной амплитудой.

Поэтому можно принять четным число контакторов, сработавших или обесточившихся за порогом срабатывания. Пусть это число будет равно $2n$. Найдем условия, при выполнении которых процесс регулирования будет затухающим. В связи с тем, что крутящий или тормозной момент подъемного двигателя при контакторном релейно-ступенчатом регулировании изменяются дискретно, процесс регулирования будет затухающим. Следовательно, управление двигателем будет устойчивым только тогда, когда каждый последующий размах регулируемого параметра будет начинаться с ускорением, уменьшившимся на дискретную величину, равную j_0 . Для этого необходимо, чтобы за порогом регулирования сработало не более $2n-1$ контакторов.

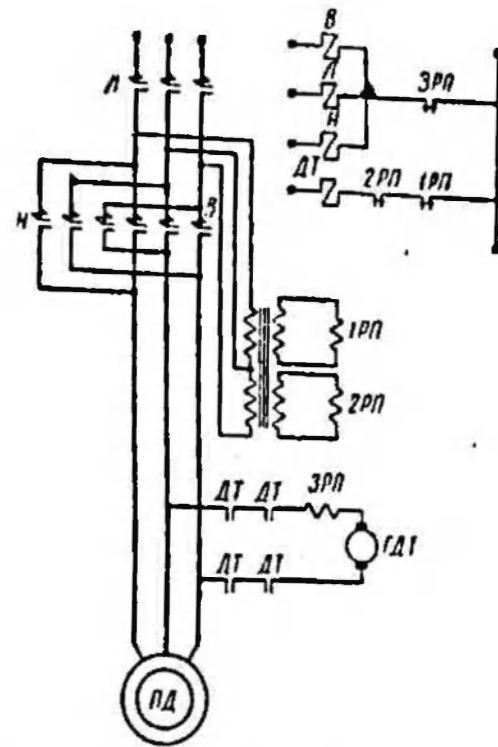


Рис. 110. Схема включения реле, обеспечивающих дуговую блокировку

Из условия симметричности переходного процесса за порогом регулирования можно вывести критерий устойчивости. Таким критерием является потенциал, запирающий тиристор после срабатывания контактора $2n-1$.

Запирающий потенциал, подаваемый на сетку тиристора после срабатывания $2n-1$ контакторов и равный $(2n-1)U_1$, должен быть больше падения напряжения на сопротивлении R_1 цепи сравнения в момент срабатывания контактора $2n$.

Можно написать

$$(2n-1)U_1 > [n]_0 T_{01} + (n-1)I_0 T_{01} \frac{E}{V},$$

или окончательно

$$U_1 > I_0 T_{01} \frac{E}{V}. \quad (985)$$

Неравенство (985) представляет собой условие устойчивости систем релейно-ступенчатого регулирования.

Аналогично получено условие аperiodической устойчивости в следующем виде:

$$U_2 > \frac{I_0 E}{V} \left[\frac{n+1}{2} (T_{c1} + T_{c2}) - T_{c2} \right]. \quad (986)$$

Очевидно, $U_2 > U_1$.

§ 19. Дальнейшее совершенствование контактных схем релейно-ступенчатого управления

Наличие в анодных цепях тиристорных реле, предназначенных для стабилизации переходных процессов, делает схему управления медленнодействующей.

Если использовать дифференцирующие связи как стабилизирующие, наличие реле в анодных цепях может быть оправдано, так как в этом случае они предназначены для разрыва анодных цепей тиристоров на время действия переходных процессов в дифференцирующих связях. Длительность свободного тока в неиспользуемых на практике дифференцирующих связях равна 0,2—0,3 сек. В связи с этим время срабатывания системы управления при наличии реле в анодных цепях тиристоров составляет 0,3—0,4 сек.

На рис. 111 показана схема автоматизированного релейно-ступенчатого управления при отсутствии реле в анодных цепях. Время срабатывания такой системы управления равно 0,1—0,15 сек. В этой схеме два тиристора включают контакторы, а два — отключают. При этом исключается возможность ложного одновременного срабатывания двух контакторов.

Контакторы включаются после погашения тиристоров T_1 и T_2 , когда скорость подъема достигнет пикового порога управления. При этом ток включения контакторов проходит через анодные цепи

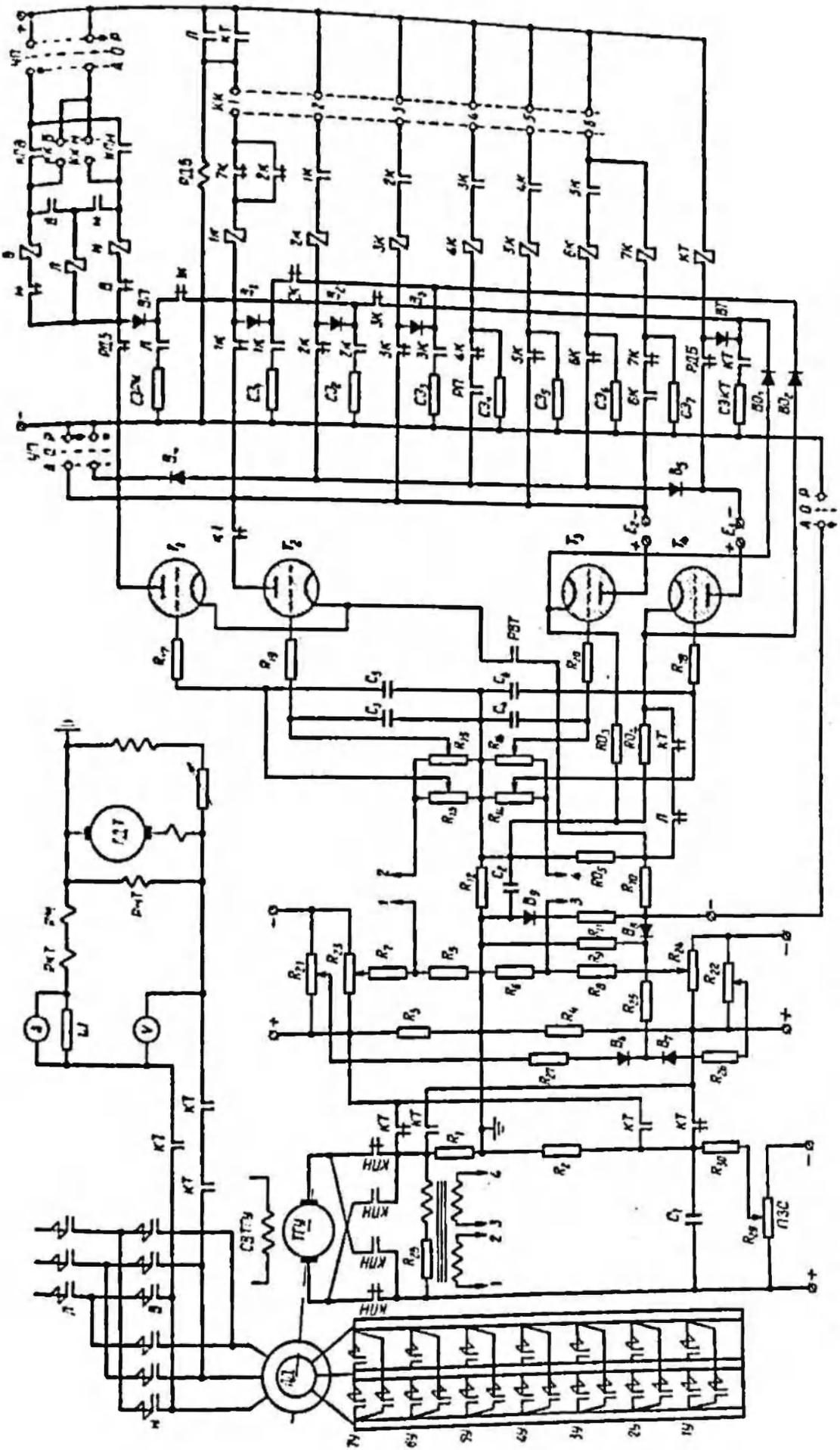


Рис. 111. Схема автоматизированного многопозиционного управления подъемной машиной при отсутствии реле в анодных цепях тиристоров

тиратронов и сопротивление R_{10} . Конденсатор C_2 практически мгновенно заряжается до напряжения, равного падению напряжения на сопротивлении R_{10} .

Таким образом, в момент понижения одного из тиратронов (T_1 или T_2) на зажимы сопротивления R_{12} будет подано напряжение, равное падению напряжения на сопротивлении R_{10} . Это напряжение, которое создает значительный отрицательный запирающий потенциал на сетках тиратронов, исключает возможность понижения какого-либо из запертых тиратронов до погасания понижированного, а следовательно, до срабатывания очередного контактора.

Сопротивление R_{12} значительно, поэтому в расчетах можно принять время разряда конденсатора C_2 через сопротивление R_{12} равным бесконечности.

После погасания тиратрона произойдет разряд конденсатора C_2 через сопротивление R_2 до напряжения, равного по величине напряжению, снимаемому с сопротивлений сравнения и подаваемого через вентили V_2 и V_3 на зажимы сопротивления R_2 . При этом напряжении вентиль V_2 будет заперт и дальнейший разряд конденсатора C_2 невозможен.

Время разряда конденсатора C_2 можно регулировать изменением величины сопротивления R_2 .

Потенциометры R_{13} и R_{10} , R_{13} и R_{10} предназначены для приведения к одному значению потенциалов понижения тиратронов T_1 и T_2 , а также T_3 и T_4 , имеющих естественный разброс значений собственных потенциалов зажигания.

Контакторы отключаются следующим образом. Пусть контактор $3K$ будет включен. В связи с этим контактор $4K$ окажется подготовленным к включению, так как в цепи его катушки будет замкнут н. о. блок-контакт контактора $3K$.

При достижении скоростью подъема верхнего порога управления значение отрицательного потенциала на сетках тиратронов T_3 и T_4 падает до значения потенциала понижения. Один из тиратронов понижается, а именно тот, анодная цепь которого включена на катушку контактора, подготовленного к включению. Таким тиратроном будет тиратрон T_4 .

Величина падения напряжения на сопротивлениях R_{04} и R_{05} благодаря наличию в анодной цепи тиратрона добавочного источника тока E_2 будет больше напряжений питания контакторных катушек. В связи с этим вентиль V_2 окажется запертым, а катушка контактора $3K$ — обесточенной.

Следует обратить внимание на то, что тиратроны T_3 и T_4 обтекаются в режиме отключения меньшим током, чем тиратроны T_1 и T_2 при включении контакторов.

Для сохранения величины напряжения заряда конденсатора C_2 , которое имеет место при включении контакторов, в цепь катодов тиратронов T_3 и T_4 введено дополнительно сопротивление R_{03} .

В качестве стабилизирующих звеньев в таком устройстве могут быть использованы гибкие или жесткие обратные связи, а также

связь по отклонению регулируемого параметра. В этом случае значение времени T_0 , можно принять равным нулю. Обратную непригодной для стабилизации быстродействующих управляющих устройств.

Как показал опыт работы автоматизированных подъемных установок, при существующих индикаторах скорости и ускорения трудно получить длительность переходных процессов в дифференцирующих звеньях менее 0,2—0,3 сек, а поэтому трудно получить и $T_{02} < 0,2—0,3$ сек.

Применением тахогенераторов переменного тока и электронных усилителей можно снизить постоянную времени дифференцирующих контуров, но простыми средствами этого достичь нельзя.

Поэтому следует использовать способность дифференцирующих связей, подавать упреждающие во времени сигналы на срабатывание только для повышения точности управления. В качестве стабилизирующих звеньев следует выбирать связи другого типа.

Уравнение переходного процесса подъемной машины, управляемой тиристорным релейным регулятором хода без запаздывания, можно получить, положив в формуле (52) $\gamma = 1$. Прделав это, получим

$$\Delta u [n, \varepsilon] = \Delta u_n + v_0 \left\{ r_0 \varepsilon + \frac{n}{2} [2(r_0 + 1 - \varepsilon) - 1 - n] \right\}, \quad (987)$$

где Δu_n — начальное значение отклонения действительной скорости от заданной;

$$v_0 = j_0 T_0;$$

r_0 — количество контакторов, которые должны сработать, чтобы компенсировать возмущение в системе;

n — любое число, соответствующее данному периоду решетчатой функции (1, 2, 3 и т. д.).

Схему, изображенную на рис. 111, можно упростить, уменьшив вдвое количество управляющих тиристоров. Такая упрощенная схема показана на рис. 112.

Количество управляющих тиристоров в этой схеме сокращено за счет введения дополнительно тиристорного реле переключения режима работы схемы.

В схеме тиристорного реле использованы маломощный тиристор T_2 и высокоомное электромагнитное реле P .

В случае обтекания катушки реле P током схема управления находится в режиме включения контакторов, а при обесточивании реле P — в режиме отключения контакторов. Реле P не оказывает влияния на быстродействие схемы управления, так как осуществляет переключение режима работы схемы только при близком к нулю отклонении действительной скорости от заданной.

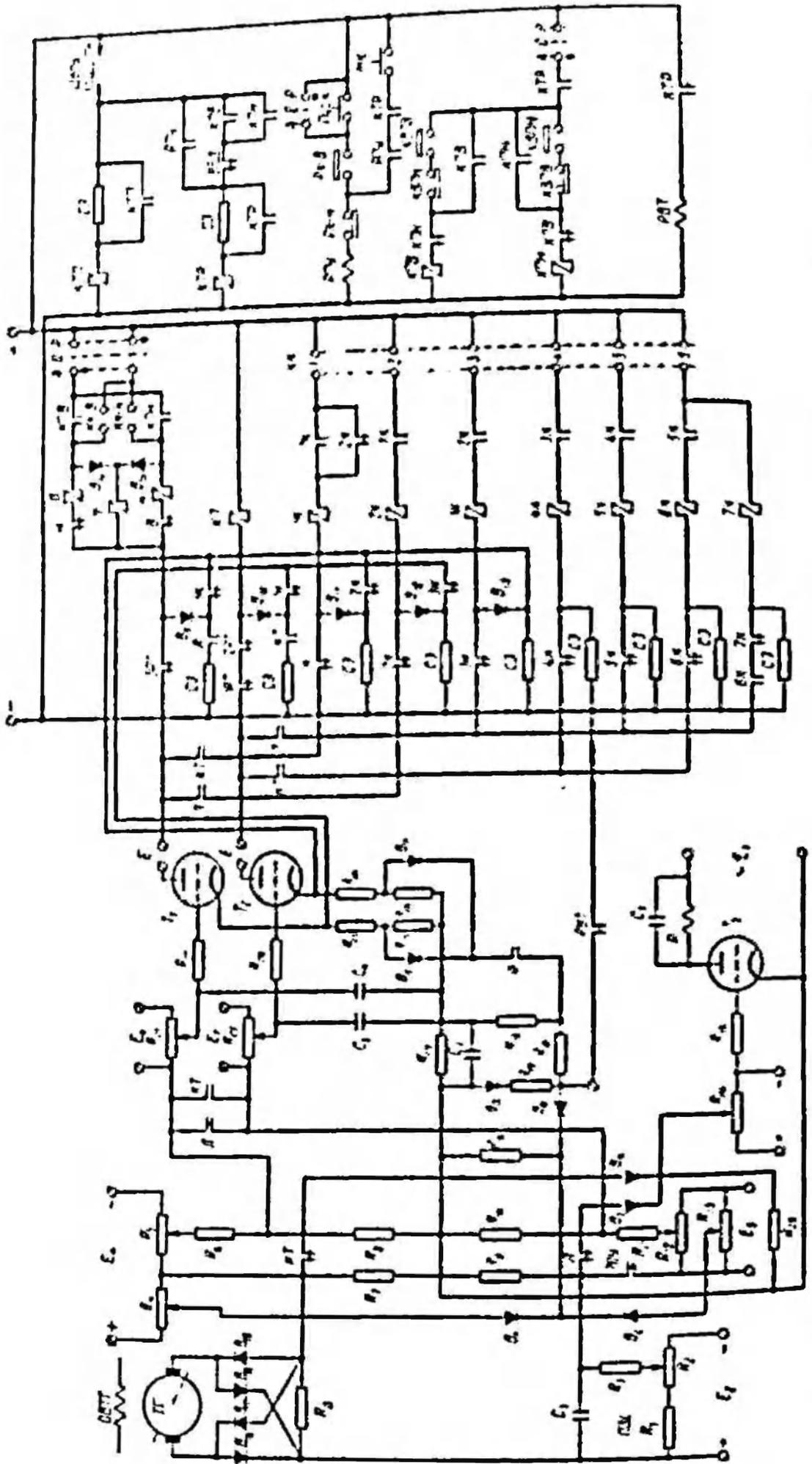


Рис. 112. Упрощенная схема автоматизированного режима запуска двигателя (многочисленные контакты упрощены) при отсутствии реле в электрической цепи управления

§ 20. Быстродействующая система релейно-ступенчатого автоматизированного управления рудничными подъемными машинами с асинхронным приводом

Опыт внедрения и эксплуатации системы релейно-ступенчатого автоматизированного управления на скиповых подъемных машинах с асинхронным приводом в Карагандинском угольном бассейне показал перспективность дискретных методов автоматического управления скоростью подъемных машин.

Схемы управления обладают высокой надежностью.

Вместе с тем при эксплуатации были выявлены принципиальные недостатки, присущие первым разработанным шаговым схемам управления. Всесторонние теоретические исследования подтвердили наличие этих недостатков. Вследствии этого после перевода на автоматизированное управление в первый период эксплуатации практически было получено незначительное повышение производительности и экономичности работы подъемных машин по сравнению с ручным управлением. В действительности было достигнуто только освобождение машинистов от тяжелого физического труда и сокращение обслуживающего персонала. Все это можно объяснить несовершенством и неэффективностью схемы пуска, принятой в первых проектах, и значительной длительностью переходных процессов, что вызывало применение заданных тахограмм повышенной длительности с плавным изменением ускорения в период замедленного движения.

Наоборот, при настройке системы на подъем груза одной величины можно получить значительное сокращение длительности периода замедления движения.

Рассмотренные выше системы релейно-ступенчатого управления следует отнести к классу медленнодействующих с запаздыванием систем управления. К таким системам, в частности, относится и система управления, разработанная институтом Карагандагипроуглемонтаж, полное время срабатывания которой T_0 достигает 0,7 сек.

В таких системах управления управляющий импульс на срабатывание или обесточивание следующего контактора управления подается только после срабатывания или обесточивания предыдущего контактора.

Кроме того, рассматриваемые устройства построены таким образом, что после срабатывания или обесточивания очередного контактора необходимо некоторое время для приведения регуляторов скорости в исходное положение для работы. Как правило, время запаздывания в восстановлении непрерывности цепей управления превышает время срабатывания контактора.

В связи с этим такие медленнодействующие с запаздыванием управляющие устройства можно применять только на подъемных установках, при работе которых во время подъема не бывает значительных или резких изменений нагрузки.

На рис. 113 показана схема быстродействующей системы автоматизированного управления, обеспечивающая подачу управляющего сигнала на срабатывание не одного контактора, как у медленнодействующих систем, а такого их количества, которое осуществляет полную компенсацию возмущения. Эта схема не имеет управляющих или стабилизирующих электромагнитных реле.

Единственное электромагнитное реле P , которое включено на выход вспомогательного тириatronного реле, переводит тириatron на режимы включения контакторов в режиме отключения, и наоборот. Реле P срабатывает при близком к нулю значении падения напряжения на сопротивлении сравнения, поэтому оно не может нарушить быстродействия системы управления.

На сетку тириatronа PT тириatronного реле переключением почти сравнения через резисторы B_2 и B_4 подается только положительный потенциал, независимо от того, с какого плеча сопротивления сравнения он снимается. В цепь резистивей B_2 и B_4 включены блок-контакты линейного контактора T и контактора дивергенсного торможения KT для обеспечения правильного выбора включения реле P на необходимый режим работы схемы (выключения или отключения контактора). Статорные и роторные контакторы включаются через анодные цепи тириatronов при зашунтированных контактах реле P катодных сопротивлений N_2, N_3, N_4, N_5 .

Контакторы отключаются при заперении резистивей $B_{21}, B_{22}, B_{23}, B_{24}$ и B_{25} напряжением, снимаемым с сопротивлений K_{21}, K_{22}, K_{23} и K_{24} . В режиме отключения контакторов отключающие цепи (катодные сопротивления) питаются от источника тока повышенной напряженности, что обеспечивает надежное заперение резистивей B_{21}, B_{22}, B_{23} и B_{24} , питающих катушки контакторов через анодные цепи сопротивлений.

В описываемой схеме каждый из контакторов, участвующих в выполнении заданной тахограммы хода в период замедления, управляется отдельным тириatronом.

Автоматизация периода пуска производится по ускорению и току. При всех положительных нагрузках схема осуществит автоматизацию периода пуска по ускорению, а при действия значительных отрицательных нагрузок — по току с уставкой тока, примерно равной 10% номинального тока двигателя.

Описываемая схема работает следующим образом. Пуск подъемного двигателя осуществляется по ускорению и току. В период пуска контактом реле PB в цепи сравнения разомкнут, в результате чего отключение действительной скорости от заданной не влияет на звенья схемы, управляющие подтеми двигателя в период разгона. Другой контактом реле PB в цепи резистивей B_{21} и B_{22} замкнут. Этот контакт создает цепь, через которую на сетку тириatronов подается управляющий сигнал, зависящий от ускорения подъемной машины и тока в цепи статора подъемного двигателя.

Чтобы воздействие на схему пуска индукторов ускорения и тока было независимым, напряжение снимаемое с потенциометра

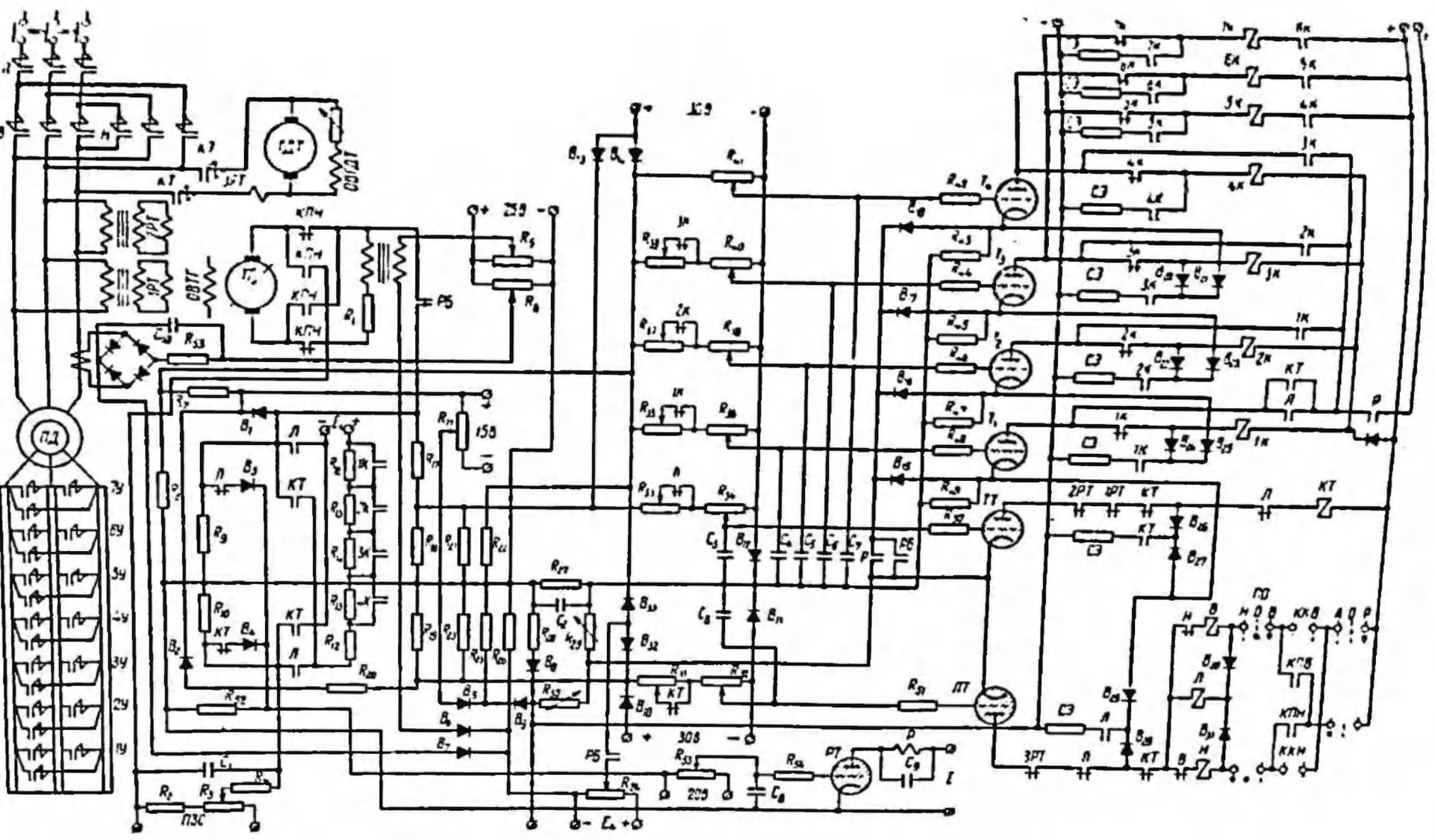


Рис. 113. Схема быстродействующей системы автоматизированного управления при наличии жесткой обратной связи по срабатыванию контакторов

R_{24} должно быть таким, чтобы тиратроны пониживались только при незначительном (в пределах 1 в) положительном падении напряжения на сопротивлении R_{24} .

Третий контакт реле $PВ$ в период пуска шунтирует контакт реле P , расположенный в цепи катодов тиратронов.

При подходе сосуда к положению, соответствующему началу замедленного движения, кулак на диске подкататора глубины начинает перемещать движок потенциометра заданной скорости ПЭС, уменьшая в цепи индикатора скорости напряжение, пропорциональное заданной скорости. Падение напряжения на сопротивлениях R_9 и R_{10} будет увеличиваться.

При этом тиратрон PT будет заперт и реле P обесточено. Схема находится в режиме отключения контакторов.

При некотором превышении действительной скорости пад заданной отрицательный потенциал на сетке тиратрона T_4 станет равным значению потенциала зажигания. Тиратрон T_4 ионизируется. Контакт AK обесточивается, отключая от сети контакторы $5K$, $6K$ и $7K$, после чего окажутся введенными в цепь ротора четыре секции роторного реостата.

По мере увеличения отклонения действительной скорости от заданной последовательно будут ионизироваться тиратроны T_3 , T_2 и т. д. Последовательно будут отключаться и контакторы $3K$, $2K$ и т. д.

В процессе ионизации тиратронов будет увеличиваться стабилизирующий потенциал на сопротивлении R_{27} и по мере отпадания контакторов — стабилизирующий потенциал на сопротивлении сравнения R_3 , создаваемый источником напряжения E_3 .

В медленнодействующих системах управления, внедренных на скиповых подъемных машинах шахт комбината Карагандауголь, с первым импульсом на срабатывание в цепь ротора вводится все секции роторного реостата, а подъемный двигатель отключается.

Видимо, и в быстродействующих системах управления можно применить такой способ перехода к замедленному движению.

Контакторы реверсора и контакторы $1K$, $2K$, $3K$ и $4K$ включаются от отдельных тиратронов. Для включения контакторов $5K$, $6K$ и $7K$ использованы тиратроны T_3 и T_4 , которые работают поочередно.

Введением в цепь сравнения воздействия по ускорению или по производной можно повысить точность регулирования. При этом следует предпочитать воздействие по ускорению, так как производная от регулируемого параметра (отклонения Δu действительной скорости от заданной) зависит от отношения действительной скорости к заданной и при малых скоростях подъема вызывает значительную колебательность переходного процесса.

Как известно,

$$\frac{d \Delta u}{dt} = \frac{du}{dt} + J_3 \frac{u}{v}, \quad (988)$$

где u — действительная скорость;

v — заданная скорость подъема;
 j_3 — значение замедления заданной тахограммы скорости.

Поэтому отношение $\frac{u}{v}$ при малом v может иметь значительную величину.

При понижении тиратропов конденсатор C_2 практически мгновенно заряжается до напряжения, равного падению напряжения на сопротивлениях R_{30} и R_{29} . Сопротивление R_{27} значительно, поэтому время разряда конденсатора C_2 на сопротивление R_{27} при практических расчетах можно считать равным бесконечности.

Возможность разряда конденсатора через сопротивление R_{25} зависит от напряжения, снимаемого с сопротивлений сравнения и подаваемого через вентиль B_5 на зажимы сопротивления R_{25} . При этом запирается или отпирается вентиль B_5 . Величина этого напряжения должна быть такой, чтобы вентиль B_5 был заперт при любом возможном значении падения напряжения на сопротивлениях R_{30} и R_{29} , если скорость подъема отклоняется от порога управления.

Очевидно, в процессе перехода скорости подъема от одного порога управления к другому конденсатор C_2 полностью разрядится через сопротивление R_{25} .

Необходимая последовательность в понижении тиратропов обеспечивается сдвигом потенциала, осуществляемым при помощи потенциометров R_{31} , R_{34} , R_{38} , R_{40} и R_{41} и сопротивлений R_{33} , R_{35} , R_{37} и R_{39} . При этом нарастание отрицательного смещения при включении контакторов происходит в направлении от тиратропов $ЛТ$ и $ТТ$ к тиратрону $4Т$, а при отключении контакторов — от тиратрона $4Т$ к тиратрону $ЛТ$ и т. д.

Пусть заданная скорость постоянна. Кроме того, примем, что подъемная машина движется с ускорением j_0 .

В момент понижения тиратрона отклонение действительной скорости от заданной будет равно пороговому значению $\frac{1}{2} \Delta u_d$.

Через время T_0 , равное времени срабатывания контактора, действительная скорость превысит пороговую $\Delta u_c = j_0 T_0$. Поэтому стабилизирующий потенциал по понижению при понижении одного тиратрона можно определить из выражения

$$\Delta U_c = \frac{E j_0 T_0}{V}, \quad (980)$$

где E — э. д. с. тахогенератора при полной скорости подъема V .

Сопротивление R_{30} , через которое питаются катушки контакторов при включении, определяется по формуле

$$R_{30} = \frac{\Delta U_c}{I_0}, \quad (990)$$

где I_0 — ток втягивания контактора.

Значение сопротивления R_{20} определяется током I_K , протекающим по катодной нагрузке тириатрона в режиме отключения контакторов,

$$R_{20} = \frac{\Delta U_c}{I_K} \quad (991)$$

Известно, что

$$I_K = \frac{U_1 + U_2}{R_K + R_T} \quad (992)$$

где R_T и R_K — соответственно внутреннее сопротивление анодной цепи тириатрона и сопротивление катодной нагрузки тириатрона.

Для надежного запирапия вентилей B_{20} , B_{21} , B_{22} и B_{23} в режиме отключения контакторов необходимо выполнить условие

$$U_2 \gg U_T$$

где U_T — падение напряжения в тириатроне;

U_2 — напряжение добавочного источника тока, вводимого в цепь анодов тириатронов при помощи реле P в режиме отключения контакторов.

Можно рекомендовать, как проверенное на опыте, $U_2 = 50$ в.

Очевидно, при отклонении скорости подъема от порога управления с ускорением j_0 ионизируются два тириатрона и сработают или обесточатся два контактора. В результате таких переключений подъемная машина будет двигаться с ускорением $-j_0$.

При движении подъемной машины с ускорением, меньшим j_0 , ионизируется один тириатрон и сработает или отключится один контактор.

При движении подъемной машины с ускорением $2j_0$ ионизируются три тириатрона и сработают или обесточатся три контактора. В результате переключений машина будет двигаться с ускорением $-j_0$ (уменьшая рассогласование).

Следует обратить внимание на то, что при стабилизации только по ионизации при движении подъемной машины с ускорением Kj_0 ионизируется столько тириатронов, что последующее движение машины будет происходить с ускорением $-(K-1)j_0$.

Таким образом, при стабилизации только по ионизации тириатронов управление подъемной машиной будет устойчивым, но переходный процесс будет колебательным с критическим затуханием.

Чтобы получить аперодический переходный процесс, введена жесткая контакторная связь, которая подает дополнительно на сетки тириатронов стабилизирующий потенциал при срабатывании контакторов.

Жесткая контакторная связь состоит из сопротивлений R_{10} , R_{11} , R_{12} и R_{13} , включенных в цепь сопротивлений сравнения последовательно со специальным источником тока E_2 .

Эта связь, которую будем называть жесткой стабилизирующей связью по срабатыванию контакторов, осуществляет подачу допол-

нительного стабилизирующего потенциала в момент замыкания главных контактов контакторов. При этом длительность переходного процесса не будет превышать $2T_0$, т. е. удвоенного времени срабатывания контактора.

На рис. 114 показан процесс перехода действительной скорости подъемной машины к скорости дотягивания при начальном ускорении $-3j_0$.

Ионизация первого, второго, третьего и четвертого тириатронов происходит последовательно в точках a , b , c и d , срабатывание контакторов (соответственно через время, равное T_0) в точках d , e , f и g .

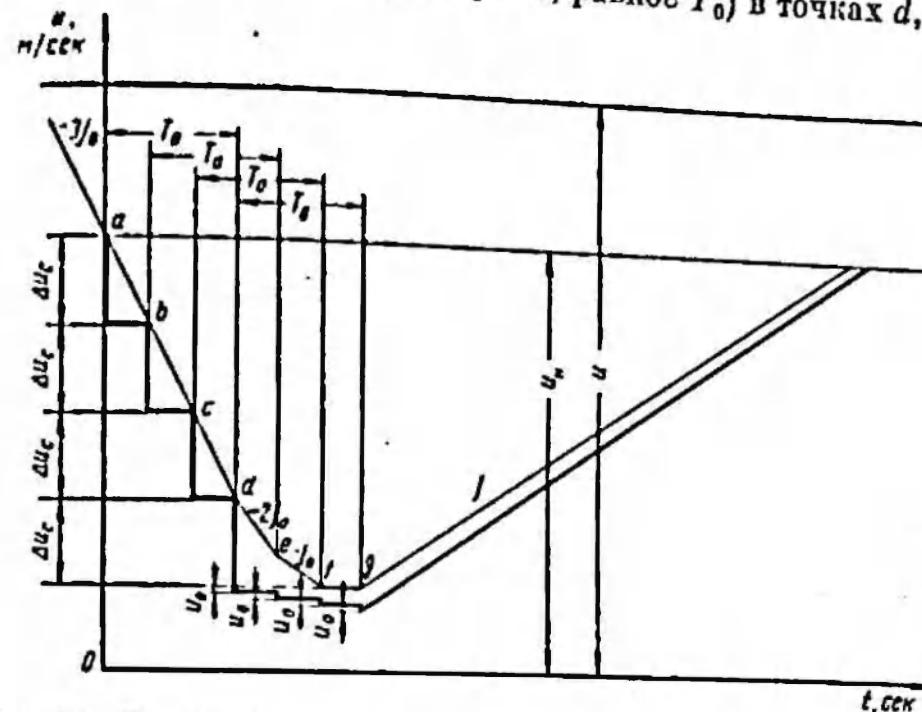


Рис. 114. Диаграмма, описывающая процесс перехода действительной скорости подъемной машины к скорости дотягивания подъемной машины, управляемой быстродействующей системой управления

Максимальное отклонение действительной скорости от значения последней на заданном пороге регулирования при мгновенном увеличении нагрузки

$$\Delta F = r_0 j_0 \bar{\omega} l, \quad (993)$$

где r_0 — количество контакторов, которые должны сработать, чтобы компенсировать изменение нагрузки при ускорении заданной диаграммы скорости.

Количество контакторов определяют из выражения

$$\begin{aligned} \delta u &= r_0 j_0 T_0 + (r_0 - 1) j_0 \frac{T_0}{r_0} + (r_0 - 2) j_0 \frac{T_0}{r_0} + \dots + j_0 \frac{T_0}{r_0} = \\ &= r_0 j_0 T_0 + \frac{(r_0 - 1)}{2} j_0 T_0 = \frac{3r_0 - 1}{2} j_0 T_0. \end{aligned} \quad (994)$$

В реальной системе автоматического управления точность управления можно повысить, если ввести воздействие по ускорению

или по производной от отклонения действительной скорости от заданной. При этом, что особенно важно, в данном случае постоянная времени контуров, осуществляющих воздействие по ускорению или по производной, может быть значительной, так как дифференцирующие связи в этом случае только дают упреждающий во времени сигнал на срабатывание, а стабилизацию управления осуществляют другие звенья.

Подбором соответствующих параметров дифференцирующих связей можно вообще исключить возможность выхода действительной скорости за заданные пределы.

Чтобы получить аperiodический переходный процесс в течение времени T_0 , должны последовательно понизиться $r_0 + 1$ тиратронов. В результате понижения $r_0 + 1$ тиратронов результирующий стабилизирующий сдвиг порога регулирования по скорости будет

$$(r_0 + 1)j_0 T_0 \quad (995)$$

Кроме того, после срабатывания $r_0 + 1$ контакторов вследствие действия жесткой контакторной связи порог регулирования сдвинется в ту же сторону еще на величину

$$(r_0 - 1)u_0 \quad (996)$$

где u_0 — величина стабилизирующего сдвига порога понижения по скорости при срабатывании одного контактора (обуславливается падением напряжения на сопротивлениях R_9 и R_{10} от источника тока E_2).

В связи с этим суммарный стабилизирующий сигнал по скорости после срабатывания $r_0 - 1$ контакторов будет

$$(r_0 + 1)j_0 T_0 + (r_0 - 1)u_0 \quad (997)$$

Для обеспечения аperiodического переходного процесса в течение времени T_0 должно последовательно понизиться не более $r_0 + 1$ тиратронов. Поэтому, чтобы последующая понижения тиратронов была невозможна, что обусловит колебательный сходящийся переходный процесс, необходимо выполнить следующее условие:

$$(r_0 + 1)j_0 T_0 + (r_0 - 1)u_0 > \delta u \quad (998)$$

Подставив значение δu из выражения (991) в неравенство (998), получим

$$(r_0 + 1)j_0 T_0 + (r_0 - 1)u_0 > r_0 j_0 T_0 + \frac{r_0 - 1}{2} j_0 T_0 \quad (999)$$

или

$$j_0 T_0 + (r_0 - 1)u_0 > \frac{r_0 - 1}{2} j_0 T_0 \quad (1000)$$

откуда

$$u_0 > \frac{r_0 - 3}{2(r_0 - 1)} j_0 T_0 \quad (1001)$$

Из выражения (1001) следует, что дополнительная жесткая контакторная связь на сопротивлениях R_{12} , R_{13} , R_{14} , R_{15} и R_{16} (см. рис. 113) необходима только тогда, когда в процессе выполнения заданной диаграммы скорости возможны незамедлительные одно-сторонние срабатывания более двух контакторов.

В этом случае необходимо значение стабилизирующего падения напряжения на сопротивлении R_9 (или R_{10}) от источника тока E_2 при срабатывании одного контактора можно определить из неравенства

$$U_0 > \frac{E(r_0 - 3)}{2V(r_0 - 1)} j_0 T_0 \quad (1002)$$

Введем коэффициент запаса k . Тогда

$$U_0 = \frac{kE(r_0 - 3)}{2V(r_0 - 1)} j_0 T_0 \quad (1003)$$

Коэффициент k должен компенсировать возможный разброс в потенциалах понижения тиратронов одного и того же типа.

Следует обратить внимание на то, что увеличение значения U_0 только повышает надежность стабилизации управления.

Описанная быстродействующая схема автоматизированного управления может найти широкое применение для автоматизации подъемных установок, в особенности подъемных установок с опрокидными сосудами.

Быстродействие системы управления может быть еще более повышено, если в схему тиратронного регулятора скорости ввести электронное счетно-решающее устройство. Практически при этом можно снизить величину времени незамедлительного одностороннего срабатывания ряда контакторов до значения времени срабатывания одного контактора.

Пример расчета стабилизирующих связей быстродействующей системы автоматического управления для подъемной машины с опрокидными сосудами (см. рис. 113).

Пусть $i_a = 0,3$ м/сек²; $T_0 = 0,1$ сек; $E = 220$ в; $V = 6$ м/сек; $r_0 = 5$.

1. Определяем стабилизирующий сдвиг порога регулирования при понижении одного тиратрона

$$\Delta U_c = \frac{E j_0 T_0}{V} = \frac{220 \cdot 0,3 \cdot 0,1}{6} = 1,1 \text{ в.}$$

2. Определяем изменение стабилизирующего падения напряжения на сопротивлении R_9 (или R_{10}) при срабатывании одного контактора. Примем $k = 1,2$

$$U_0 = \frac{kE(r_0 - 3)}{2V(r_0 - 1)} j_0 T_0 = \frac{1,2 \cdot 220 \cdot 2}{2 \cdot 6 \cdot 4} \cdot 0,03 = 0,32 \text{ в.}$$

3. Определяем величину сопротивления R_{30} , падение напряжения на котором используется для заряда стабилизирующего конденсатора C_2 в режиме включения контакторов

$$R_{30} = \frac{\Delta U_c}{I_a}$$

где I_a — ток включения контактора.

Пусть $I_a = 7 \text{ а}$, тогда

$$R_m = \frac{1.1}{7} = 0.16 \text{ ом.}$$

4. Определяем величину сопротивления R_{20} , падение напряжения на котором используется для заряда стабилизирующего конденсатора C_2 в режиме отключения контакторов

$$R_{20} = \frac{\Delta u_c}{I_a}$$

где I_a — ток отключения контакторов.

Пусть отключающие сопротивления, включенные в цепь катодов тиратронов, и экономические сопротивления C_2 будут такими, что ток отключения будет $I_a = 1.1 \text{ а}$, тогда

$$R_{20} = \frac{1.1}{1.1} = 1 \text{ ом.}$$

В некоторых частных случаях, например в системах автоматического управления подъемными установками с опрокидными сосудами, в процессе выполнения заданной диаграммы скорости при наличии значительных возмущений будет необходимо увеличить ток динамического торможения. Такое управляемое динамическое торможение целесообразно осуществлять путем включения обмотки возбуждения генератора динамического торможения в цепь сравнения непосредственно или при помощи электромагнитного усилителя.

При управляемом токе динамического торможения включение и отключение контакторов следует производить в функции пути. При этом практически исключается возможность работы двигателя на неустойчивой части характеристики.

На рис. 115 показана схема быстродействующей системы автоматизированного управления, в которой использованы промежуточные реле в качестве релейных усилителей. Это позволило применить маломощные тиратроны ТГ1-0,1,0,3. Следует обратить внимание на то, что введение дополнительного каскада усиления незначительно повышает время срабатывания системы управления, т. е. практически не нарушает быстродействия системы. Это обстоятельство может иметь решающее значение при выборе типа системы управления, имея в виду, что при наличии маломощных управляющих элементов можно получить весьма высокую надежность работы схемы.

В этой схеме использована жесткая стабилизирующая связь по позициям тиратронов и жесткая стабилизирующая связь по срабатыванию контакторов (промежуточных реле $1P-7P$).

Жесткая стабилизирующая связь по позициям тиратронов осуществляется потенциометрами $R_{21}, R_{17}, R_{27}, R_{11}, R_{10}$ и т. д., которые сдвигают порог позиционирования следующего в порядке включения тиратрона на величину, определяемую формулой (98).

Жесткая стабилизирующая связь по срабатыванию контакторов обеспечивает аperiodический переходный процесс.

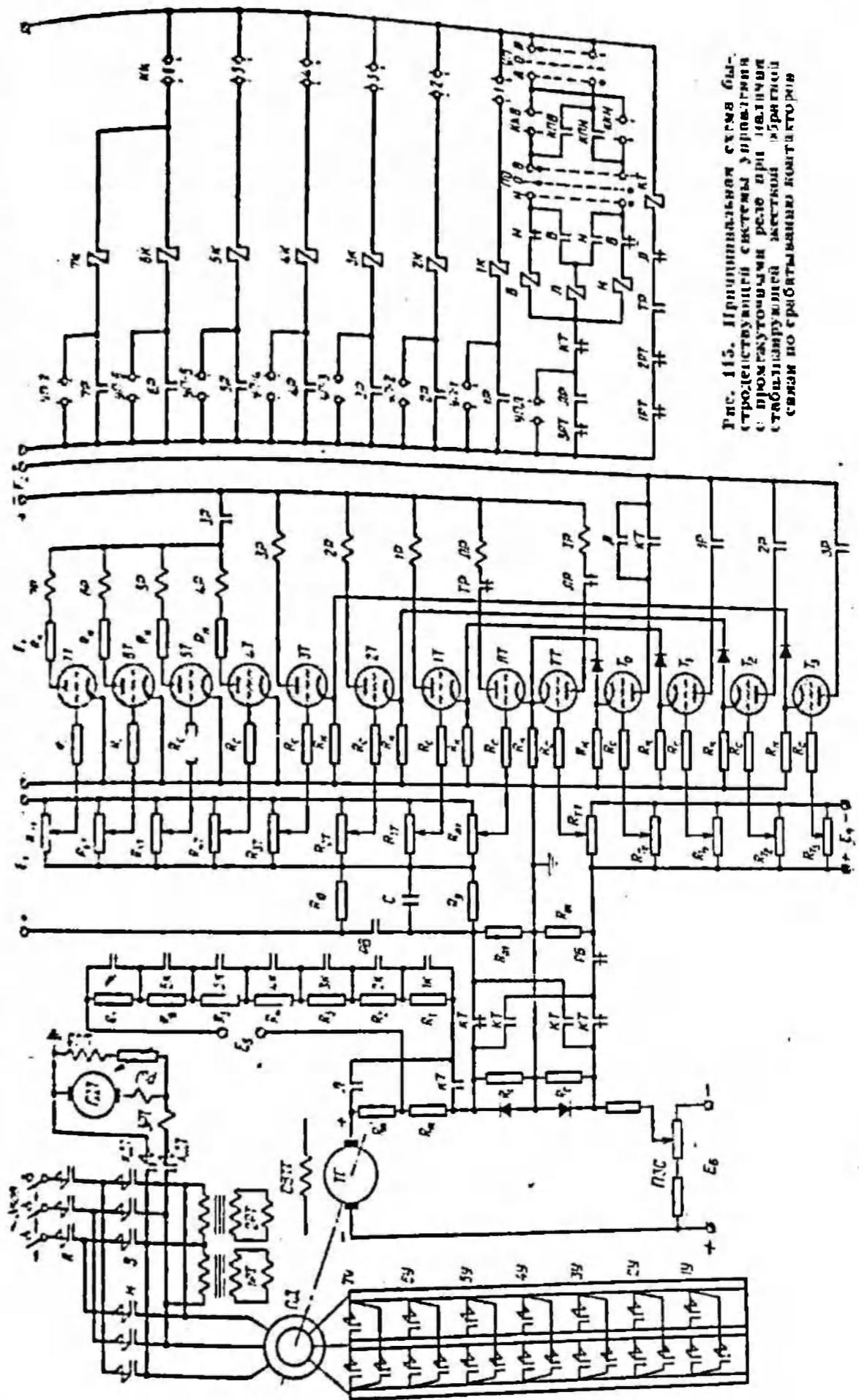


Рис. 115. Принципиальная схема быстродействующей системы управления с промежуточными реле при жесткой стабилизирующей жесткой связи по срабатыванию контакторов

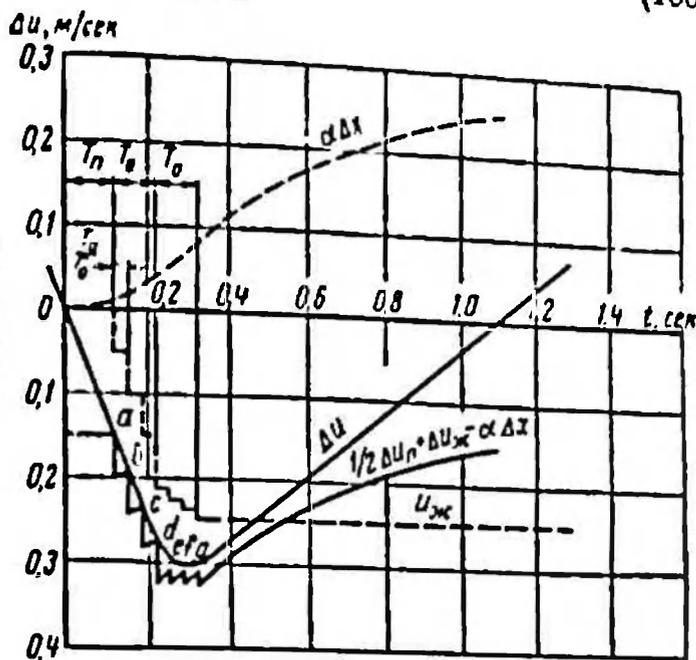
Для обеспечения аperiodического переходного процесса необходимо выполнить условие

$$\delta u < (r_0 + 1) u_0. \quad (1006)$$

Подставив значение отклонения скорости δu из выражения (1005) в неравенство (1006) получим условие аperiodичности переходного процесса в виде

$$u_0 > \frac{2r_0/nT_n}{r_0 + 3}. \quad (1007)$$

Рис. 117. Процесс перехода скорости двигателя подъемной машины, управляемой быстродействующим регулятором хода, изображенным на рис. 115, при наличии интегрирующего звена



Рассмотренные выше быстродействующие системы управления являются статическими, т. е. системами, установившаяся скорость которых зависит от нагрузки.

Введением интегрирующего звена установившуюся скорость движения можно сделать независимой от нагрузки. Применяя дифференцирующее звено можно исключить выход скорости подъема во время переходных режимов за пороги регулирования.

В частности, для системы управления, показанной на рис. 115, при наличии интегрирующего звена, полностью компенсирующего действие жесткой связи, переходный процесс будет получен в виде, приведенном на рис. 117.

§ 21. Результаты экспериментальных исследований быстродействующей системы управления

В быстродействующем регуляторе хода, принципиальная схема которого приведена на рис. 115, в качестве включающих и отключающих тириатронов применены тириатроны ТГ1-0,1/0,3. Релейный усилитель выполнен на реле РЭ-100 ($U = 220$ в; $R = 2000$ ом). В соответствии с параметрами примененных тириатронов и реле были

установлены следующие параметры цепей регулятора. Потенциометры установки предварительного смещения тиратронов имеют сопротивления $R = 22 \text{ ком.}$ Сопротивления припаяты следующей величины: $R_0 = 340 \text{ ом; } R_1 = 5,6 \text{ ком; } R_{01} = 1 \text{ ком; } R_{\text{ж}} = R'_{\text{ж}} = 200 \text{ ом,}$
 $R_{11} = 4 \text{ ком; } R_2 = 1,33 \text{ ком; } R_3 = 660 \text{ ом; } R_4 = 400 \text{ ом; } R_5 =$
 $= 280 \text{ ом; } R_6 = 180 \text{ ом; } R_7 = 140 \text{ м; } R_8 = 8 \text{ ком; } R_{10} = 2,4 \text{ ком;}$
 $R_{11} = 270 \text{ ом.}$ В качестве вентиля применены кремниевые диоды П-201. Источники постоянного напряжения: $E_1 = 220 \text{ в; } E_2 = 50 \text{ в;}$
 $E_3 = 80 \text{ в; } E_4 = 40 \text{ в; } E_5 = 40 \text{ в.}$

Настройка регулятора сводилась к установке необходимых порогов понижения включающих и отключающих тиратронов. Величины необходимых порогов определяются временем срабатывания силовых контакторов и промежуточных реле. Время переключения статорной обмотки двигателя из двигательного режима в режим динамического торможения, или наоборот, зависит в основном от времени действия реле дуговой блокировки, которое в реальных условиях составляет не менее $T_p = 0,6 \text{ сек.}$ В соответствии с этим величина сдвига порога понижения на включение или отключение статорного переключателя или контактора динамического торможения для перехода от замедленного движения к скорости дотягивания должна составить

$$\Delta U_p = T_p j \frac{U_{\text{ТГ max}}}{2V_{\text{max}}} = 0,6 \cdot 0,3 \frac{210}{2 \cdot 6} = 9,45 \text{ в.}$$

Время срабатывания системы при переключении роторных контакторов определяется суммарной величиной времени срабатывания промежуточных реле и собственного времени срабатывания контактора и на конкретной установке составляет $T_0 = 0,15 \text{ сек.}$ В связи с этим величина сдвига потенциалов понижения соседних тиратронов, переключающих роторную цепь двигателя, составила

$$\Delta U_0 = T_0 j_0 \frac{U_{\text{ТГ max}}}{2V_{\text{max}}} = 0,15 \cdot 0,3 \frac{210}{2 \cdot 6} = 1 \text{ в.}$$

Практически так же сдвиги на тиратронах ТГ1-0,1/0,3 получить затруднительно из-за низкой стабильности пусковых характеристик тиратронов и из-за паразитной связи тиратронов по сеточному току. Поэтому величина порогов ΔU_0 при настройке выбиралась равной 1,5 в. Однако даже в этом случае быстродействие системы получается сравнительно высоким. Так, например, если в случае перехода от замедления, равного $3 j_0$, к скорости дотягивания необходимо включить три контактора, время переходного процесса составит

$$T = \frac{3 \Delta U_0}{j_0 \frac{U_{\text{ТГ max}}}{2V_{\text{max}}}} = \frac{4,5}{3 \cdot 0,3 \frac{210}{2 \cdot 6}} = 0,28 \text{ сек,}$$

и то время как в обычной шаговой системе управления время переходного процесса при прочих равных условиях составит приблизи-

тельно не менее

$$T = T_0 n = 0,25 \cdot 3 = 0,75 \text{ сек.}$$

где $T_0 = 0,5 \text{ сек}$ — время срабатывания системы управления при переключении одного контактора;
 $n = 3$ — число переключившихся контакторов при ликвидации рассогласования.

Зона нечувствительного регулятора выбрана равной 10 в.

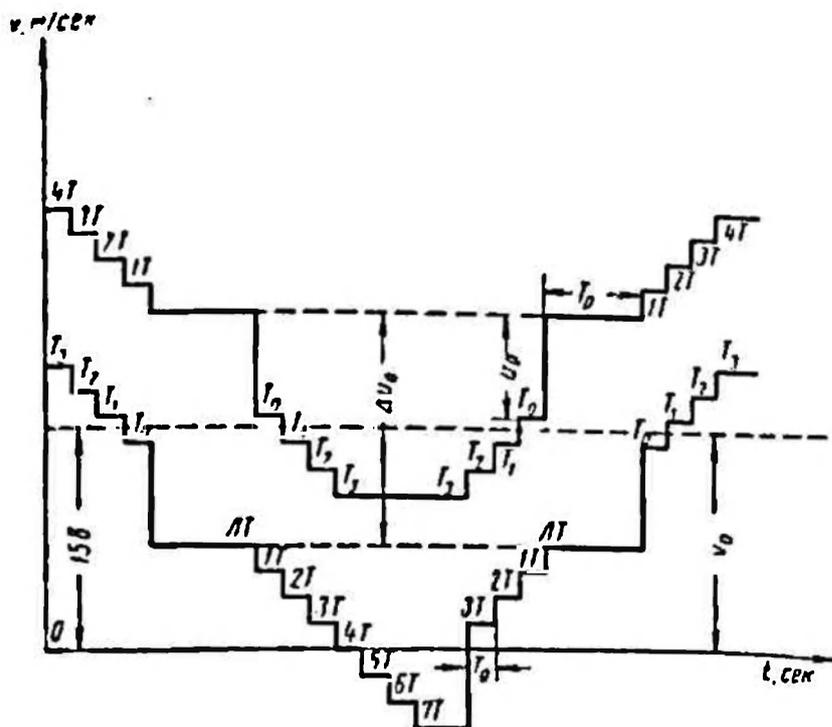


Рис. 118. Диаграмма пороговых значений потенциалов ионизации тиратронов

Пороговые значения потенциалов ионизации тиратронов приведены на рис. 118. Установка пороговых потенциалов осуществлялась следующим образом.

Движки потенциометров сеточного смещения всех тиратронов устанавливаются в крайнее правое положение (по схеме, приведенной на рис. 115). При этом контакт реле PB на время настройки размыкается. Производится настройка включающих тиратронов. Для этого к верхнему по схеме сопротивлению R_{01} подключается источник постоянного тока регулируемого напряжения с вольтметром на выходе. По вольтметру устанавливается напряжение на сопротивлении R_{01} , равное $\Delta U_p = 10 \text{ в}$, после чего при помощи потенциометра $R_{дт}$ отрицательное смещение тиратрона $ЛТ$ уменьшается до величины, соответствующей возникновению ионизации тиратрона $ЛТ$. В этом положении движок потенциометра $R_{дт}$ фиксируется. Затем на сопротивлении R_{01} устанавливается напряжение, равное 11,5 в, и уменьшенном сеточном смещении потенциометром $R_{дт}$ достигается ионизация тиратрона $1Т$.

Движок потенциометра P_1 фиксируется в достигнутом положении.

Подобно предыдущему осуществляется установка принятого сдвига потенциалов номинации последующих тиратронов (27, 37 и т. д.) на 1,5 в. Затем производится настройка отключающих тиратронов, для чего регулируется источник: подключается к шине по схеме сопротивлению $R_{от}$.

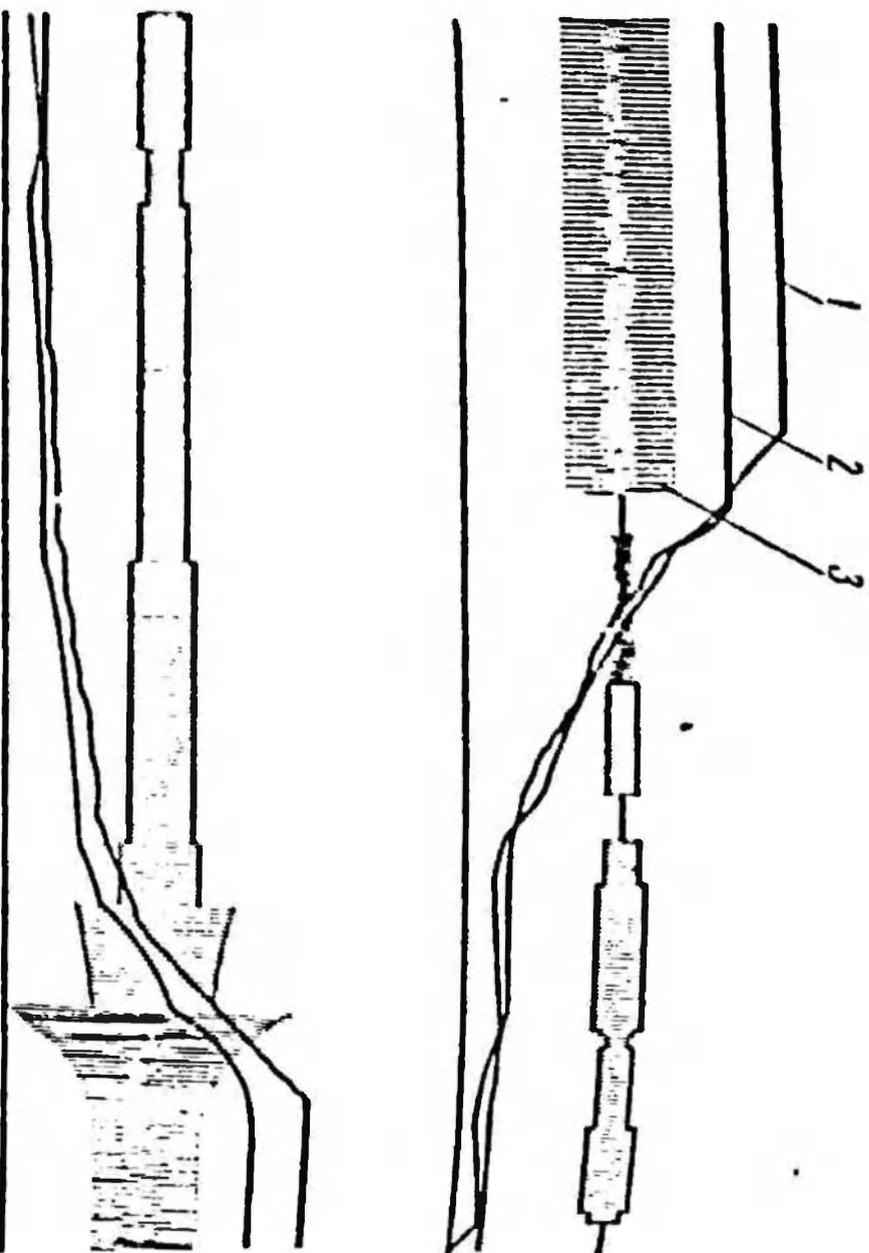


Рис. 119. Осциллограмма, снимаемая через управляемый при помощи быстродействующего регулятора хода

На рис. 119 приведена осциллограмма процесса управления быстродействующим регулятором хода. Кривая 1 изображает заданную скорость вращения двигателя, кривая 2 — действительную скорость, а кривая 3 — роторный ток. Как видно из осциллограммы, переход к заданной скорости происходит относительно быстро и в течение времени, не превышающего 0,2 сек. При этом точность управления получается сравнительно высокой. Недостатком указанного регулятора является зависимость поддерживаемой скорости от нагрузки на привод. Система, изображенная на рис. 116, лишена этого недостатка. Тем не менее при невысоких скоростях подъема и резких изменениях нагрузки указанная система автоматического управления обеспечивает лучшее управление по сравнению с астатическими, но медленнодействующими системами.

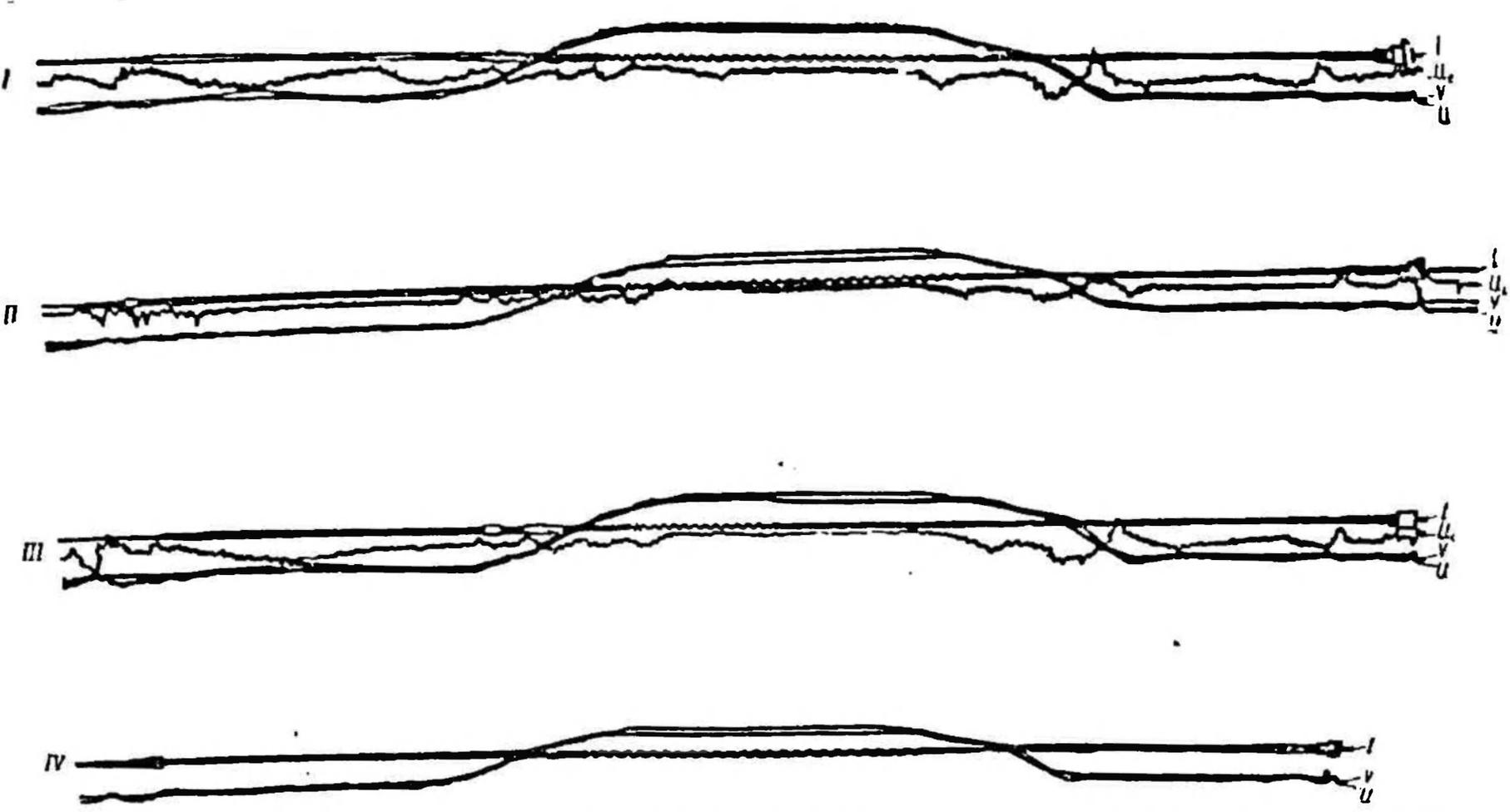


Рис. 120. Осциллограммы процесса выполнения заданной диаграммы скорости скиповой подъемной машины шахты № 70, управляемой тиратронным регулятором хода с дополнительным воздействием по ускорению и стабилизирующей по отклонению регулируемого параметра

§ 22. Опыт эксплуатации систем релейно-ступенчатого многопозиционного управления

В настоящее время на автоматизированное управление при использовании схем релейно-ступенчатого многопозиционного управления переведены все скиповые подъемные машины Карагандинского угольного бассейна и ряд скиповых подъемных машин и подъемных машин с опрокидными клетями в Кузнецком, Донецком и Подмосковном бассейнах.

Вся аппаратура управления вынесена из подвального помещения, где расположены роторный металлический реостат, роторные контакторы и вспомогательное оборудование подъемной машины, и размещена в релейном блоке, расположенном вблизи пульта управления.

Релейный блок размещен в легком металлическом шкафу, имеющем двусторонние герметизируемые дверцы с обеих сторон. В релейном блоке расположены все реле управления, защиты, блокировки и сигнализации.

На внешней стороне боковой стенки релейного блока размещается тиристорный релейный регулятор хода.

Кроме того, в релейном блоке расположены проходные клеммы, к которым подключены кабели, идущие из шахты от места разгрузки скипов и технологического комплекса. Это позволяет, не отходя от релейного блока, проверить исправность всей схемы управления в течение 10—15 мин, что особенно важно при возникновении каких-либо неполадок в цепях управления или сигнализации.

На пульте управления смонтированы все кнопки и ключи управления, переключатель ремонтной сигнализации, необходимые измерительные приборы, счетчик числа поднятых груженых скипов, технологическая сигнализация и т. д.

В проектах автоматизированных скиповых подъемных установок использован главным образом тиристорный релейный регулятор скорости с дополнительным воздействием по ускорению и стабилизации по отклонению регулируемого параметра.

Система управления, имеющая в своей основе такой регулятор хода, обладает малым временем срабатывания, лежащим в пределах 0,2—0,25 сек, что обуславливает высокое качество управления.

Это подтверждается осциллограммами, приведенными на рис. 120, описывающими процесс выполнения заданной тахограммы хода на промышленной скиповой подъемной установке шахты № 70. Осциллограммы показывают высокую динамическую точность управления.

Подъемная машина шахты № 70 работает с автоматизированным управлением с октября 1958 г.

Максимальную скорость дотягивания на скиповой подъемной машине шахты № 23 удалось снизить до 0,5 м/сек. Это обеспечило весьма мягкую посадку девитонного скипа на педаль и надежную, безаварийную работу разгрузочного устройства.

На рис. 85 приведены осциллограммы, описывающие процесс выполнения заданной тахограммы при использовании статического тиристорного регулятора хода с контакторной жесткой обратной связью. Следует обратить внимание на высокую точность и четкость срабатывания статического регулятора и ничтожную колебательность процесса регулирования. Не менее важна также возможность получения малой постоянной времени срабатывания системы регулирования.

На рис. 77 приведена осциллограмма скорости подъемной машины, управляемой изотропным тиристорным релейным регулятором хода с контакторной гибкой связью. В данном случае также получена весьма высокая четкость срабатывания регулятора хода. Колебательность процесса регулирования при использовании изотропного регулятора будет несколько выше, чем при управлении подъемной машиной статическим релейным регулятором. Быстродействие статического и изотропного регуляторов одинаково.

Статический релейный регулятор хода можно рекомендовать для широкого использования при автоматизированном управлении лебедками террикоников и подъемными машинами, скорость которых не превышает 5 м/сек. При скорости подъема, превышающей эту величину, следует применять комбинированные регуляторы хода.

Применяя комбинированные регуляторы хода или быстродействующие статические и изотропные регуляторы с контакторными связями, можно получить высокую точность выполнения заданной тахограммы, а следовательно, значительно повысить производительность и экономичность работы подъемной машины по сравнению с ручным управлением.

Исходя из вышесказанного, можно сделать следующие выводы.

1. Релейно-ступенчатое многопозиционное управление обеспечивает автоматизированное управление рудничной подъемной машиной в течение всего периода движения и надежное и точное выполнение заданной тахограммы, независимо от величины действующей нагрузки.

2. Релейно-ступенчатое регулирование решает задачу автоматизации управления мощными подъемными машинами при высокой скорости подъема.

3. К особым преимуществам релейно-ступенчатого регулирования следует отнести незначительную стоимость дополнительного оборудования и аппаратуры, необходимых для автоматизации. Этим преимуществом обладают только системы прерывного релейно-ступенчатого регулирования в отличие от систем непрерывного регулирования.

4. Предложенный принцип автоматизации в производственных условиях вполне себя оправдал — системы регулирования работают надежно и безотказно.

КОМБИНИРОВАННЫЕ САМОНАСТРАИВАЮЩИЕСЯ АНАЛОГО-ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

§ 1. Общие сведения

Простые системы управления с одним управляющим устройством обладают недостатками, присущими используемому способу управления, что ограничивает их возможности.

При использовании системы дроссельного управления необходимо применять индивидуально изготовленный дроссель насыщения, мощность которого не может быть меньше мощности подъемного двигателя. Мощность асинхронной машины должна быть завышена. Для получения тормозных режимов такой дроссель насыщения нельзя использовать. Системы, осуществляющие управление подъемным двигателем в режиме динамического торможения, нельзя применять при работе асинхронной машины в двигательном режиме.

Система управления двухдвигательным асинхронным приводом требует применения повышенных по мощности асинхронных машин.

Применение релейно-ступенчатого многопозиционного управления предполагает наличие определенной зоны нечувствительности. Чтобы повысить точность управления, необходимо уменьшить зону нечувствительности и увеличить количество и частоту срабатываний силовых контакторов управления.

Плавность регулирования можно увеличить только при увеличении количества силовых контакторов.

Автором предложен способ комбинированного управления, при котором удалось устранить в значительной степени недостатки простых систем управления. Комбинированная самонастраивающаяся система управления состоит из двух обособленных управляющих устройств.

Одно из управляющих устройств осуществляет плавное управление и обеспечивает точное выполнение заданной тахограммы хода. Второе управляющее устройство выполняет грубую настройку крутящего момента подъемного двигателя, изменяя его механическую характеристику путем переключений силовых контакторов. Мощность системы плавного управления в такой комбинированной самонастраивающейся системе автоматизированного управления не превосходит 25—30% мощности подъемного двигателя.

Ниже приведено описание некоторых комбинированных само-настраивающихся систем автоматизированного управления, разработанных под руководством автора в Карагандинском научно-исследовательском угольном институте.

§ 2. Автоматизированный самонастраивающийся двухдвигательный асинхронный привод рудничной подъемной машины

Автоматизированный самонастраивающийся двухдвигательный асинхронный привод рудничной подъемной машины состоит из двух работающих (в общем случае неравной мощности) на один вал асинхронных электрических машин (рис. 121). Обе машины в периоды ускоренного движения и равномерного хода работают в двигательном режиме.

Выполнение заданной диаграммы хода в период ускоренного движения осуществляется в функции ускорения подъемной машины и активного тока подъемных двигателей.

Принятый принцип автоматизации периода пуска обеспечивает надежное с допустимыми по правилам эксплуатации отклонениями выполнение заданной диаграммы хода в период ускоренного движения, независимо от величины и знака действующей нагрузки.

При положительных и небольших отрицательных нагрузках пуск будет осуществляться по ускорению, при значительных отрицательных нагрузках — по активному току, с уставкой, близкой к нулю. В период замедленного движения и дотягивания подъемных сосудов до уровня остановки асинхронный двигатель меньшей мощности ПД-2 работает в режиме динамического торможения, а асинхронный двигатель большей мощности ПД-1 — в зависимости от величины и знака действующей нагрузки в двигательном или тормозном режиме, обеспечивающем выполнение заданной диаграммы скорости. Если нагрузка такова, что для выполнения заданной диаграммы скорости необходим положительный момент времени, асинхронный двигатель большей мощности ПД-1 будет работать в двигательном режиме.

Ступенчатое изменение сопротивления в цепи ротора асинхронного двигателя ПД-1 и двигательном режиме автоматизировано при помощи замкнутой системы релейно-ступенчатого многопозиционного управления (или разомкнутой в менее важных случаях, когда не требуется особо высокая точность управления) по величине отклонения действительной скорости от заданной или по предельным значениям тока в цепи якоря генератора динамического торможения.

Для плавного управления напряжением генератора динамического торможения предназначена замкнутая система автоматизированного управления по отклонению действительной скорости от заданной.

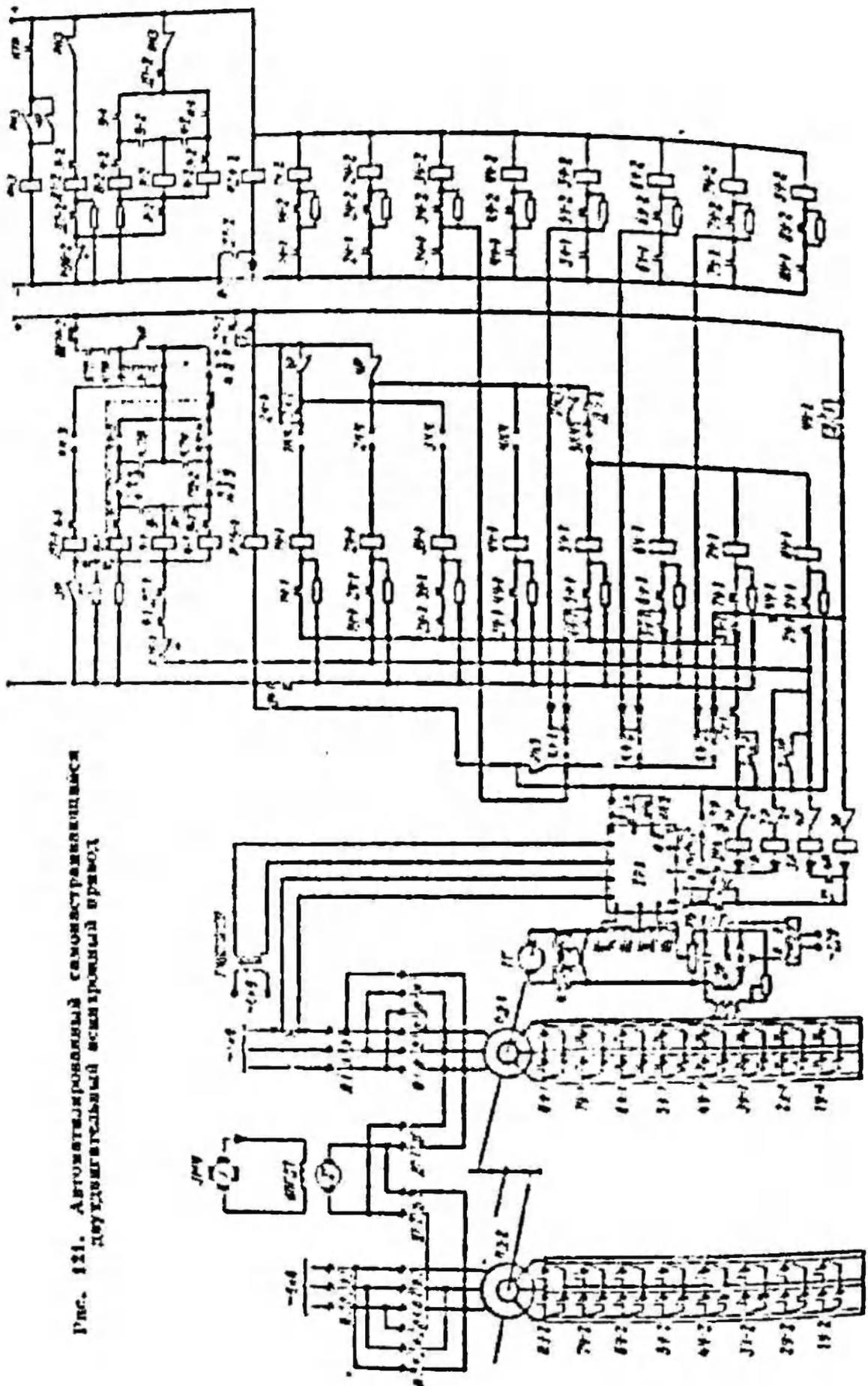


Рис. 121. Автоматизированный самоустраивающийся
двухканальный измерительный привод

В рассматриваемой системе привода грубая настройка необходимого движущего усилия выполняется релейно-ступенчатой системой электропозиционного управления, переключающей контакторы в цепи ротора и статора двигателя ПД-1. Точное значение движущего усилия устанавливается путем регулирования тормозного момента, развиваемого асинхронным двигателем ПД-2, за счет изменения напряжения генератора динамического торможения.

В связи с этим максимальное тормозное усилие, развиваемое асинхронным двигателем меньшей мощности, надо принять равным величине наибольшего изменения движущего усилия асинхронного двигателя большей мощности при переключении роторного реостата с одной ступени на другую.

Пусть при срабатывании одного роторного контактора наибольшее изменение движущего усилия, развиваемого асинхронным двигателем ПД-1, работающим в двигательном режиме, будет

$$F_0 = kF_0,$$

где F_0 — номинальное движущее усилие, развиваемое асинхронным двигателем ПД-1;

k — коэффициент пропорциональности.

Обозначим, через F_M номинальное тормозное усилие, развиваемое асинхронным двигателем ПД-2.

Тогда

$$F_M = F_0 = kF_0.$$

Пусть суммарное движущее усилие, развиваемое асинхронными двигателями ПД-1 и ПД-2 будет равно номинальному движущему усилию F_n однодвигательного привода, умноженному на коэффициент α

$$F_0 + F_M = F_0 + kF_0 = (1 + k)F_0 = \alpha F_n,$$

откуда

$$F_0 = \frac{\alpha F_n}{1 + k};$$

$$F_M = \frac{\alpha k F_n}{1 + k}. \quad (1008)$$

Как правило, на практике, наибольшее изменение движущего усилия асинхронного двигателя ПД-1 при срабатывании одного контактора равно $0,4 F_0$, а коэффициент $\alpha = 1$. В этом случае

$$F_0 = \frac{F_n}{1 + k} = \frac{F_n}{1,4} = 0,71 F_n;$$

$$F_M = \frac{k F_n}{1 + k} = 0,29 F_n.$$

Коэффициент α больше единицы, но не превышает 1,05 для уравновешенных систем подъема. В частном случае, при неуравновешенных системах $\alpha = 1$.

Обычно рудничный подъем предназначен для подъема преимущественно постоянного по величине груза.

Можно так рассчитывать ступени роторного реостата асинхронного двигателя ПД-1, чтобы при действии нормальной нагрузки тормозной момент, развиваемый асинхронным двигателем ПД-2, был минимальным. Двигатель ПД-2, выбранный для этого случая (с учетом действия других нагрузок) по нагреву и проверенный на перегрузочную способность, будет иметь мощность меньше значения, определяемого формулой (1008) по крайней мере на 15—30%.

Если при действии отрицательной нагрузки для выполнения заданной тахограммы в периоды замедленного движения и достижения потребуются приложить к валу подъемной машины отрицательное усилие, релейная система управления отключит двигатель ПД-1 от сети переменного тока или переведет его в режим динамического торможения.

Катушки роторных контакторов двигателей ПД-1 и ПД-2 в режиме динамического торможения включены в сеть параллельно через контакты вспомогательного командоконтроллера, ролик рукоятки которого перемещается по профилю заданной скорости пидактора глубины, что обеспечивает в режиме динамического торможения пропорциональность сопротивления в цепях роторов асинхронных двигателей скорости движения. Это предопределяет устойчивость управления и исключает возможность перегрузки электрических машин.

Величины ступеней роторных реостатов асинхронных двигателей ПД-1 и ПД-2 надо выбирать так, чтобы момент на валу подъемной машины распределялся между двигателями ПД-1 и ПД-2 пропорционально их номинальным моментам.

Имея в виду, что при использовании замкнутой системы управления током якоря генератора динамического торможения движение подъемной машины будет устойчивым и при работе асинхронных двигателей на так называемой «неустойчивой» части механических характеристик количество ступеней роторного реостата, достаточное для управления двигателями в режиме динамического торможения, не превышает трех-четырех.

Предлагаемый автоматизированный самоадаптирующийся двухдвигательный асинхронный привод может найти применение в качестве привода как неуравновешенных (при отсутствии хвостового каната), так и уравновешенных систем подъема.

Достоинства этого привода:

- 1) малая мощность, которая в важных для практики случаях не превышает мощности однодвигательного привода;
- 2) высокая точность управления, которая на подъемных машинах может быть достигнута только при применении систем плавного управления, требующих мощных и дорогих управляющих устройств;
- 3) высокая производительность подъема как следствие высокой точности управления. При осуществлении загрузки и разгрузки подъемных сосудов на весу период достигивания может отсутствовать;

4) высокая плавность управления в двигательном режиме, для достижения которой не требуется применения дополнительных мощных устройств (дресселей насыщения и т. п.);

5) высокая экономичность работы подъема как следствие высокой производительности;

6) надежное и точное выполнение заданной тахограммы хода, независимо от величины и знака действующей нагрузки;

7) малое число срабатываний (три-четыре) релейной системы управления в период замедленного движения и отсутствие срабатываний контакторов в период дотягивания;

8) возможность получения весьма жестких статических характеристик на всем диапазоне возможных нагрузок.

*Описание схемы управления*¹ **Период пуска.** Для данной системы автоматического управления принята схема автоматического пуска по ускорению и активному току, отвечающая требованиям эксплуатации, предъявляемым к подъемной машине в период ускоренного движения.

Схема пуска предполагает независимое воздействие на схему управления контакторами со стороны индикаторов активного тока и ускорения.

Схема устройства, осуществляющего запуск по ускорению и току, и схема тириatronного релейного регулятора хода приведены на рис. 122.

В качестве индикатора активной составляющей тока подъемного двигателя (или подъемных двигателей) применен фазочувствительный выпрямитель. Напряженно на выходе фазочувствительного выпрямителя пропорционально активному току двигателя.

Величина напряжения смещения, снимаемого с потенциометров $Н_{20}$ и $Н_{21}$, подобрана так, чтобы тириatron T_1 пониживался только при подаче через вентили D_1 или D_2 положительного потенциала E .

Выходной сигнал индикатора активного тока подается навстречу опорному напряжению, снимаемому с сопротивления R_{20} . При уменьшении активного тока до величины уставки $I_{min} = 0,1 I_{н. акт}$ величина потенциала, подаваемого через вентили D_1 и D_2 достигает E и тириatron T_1 сработает, включив очередной контактор.

При включении контактора произойдет бросок активного тока и потенциал, подаваемый через вентили D_1 и D_2 станет меньше E . После снижения активного тока до значения уставки тириatron T_1 пониживается и включит следующий контактор.

Аналогично включаются все контакторы ускорения в процессе разгона подъемного двигателя.

Следует заметить, что разгон по току будет происходить только при значительных отрицательных нагрузках, так как при действии иных нагрузок в процессе пуска активный ток $I_{акт} > 0,1 I_{н. акт}$ и диод D_1 заперт.

¹ В разработке схемы принимал участие инж. В. Л. Савченко.

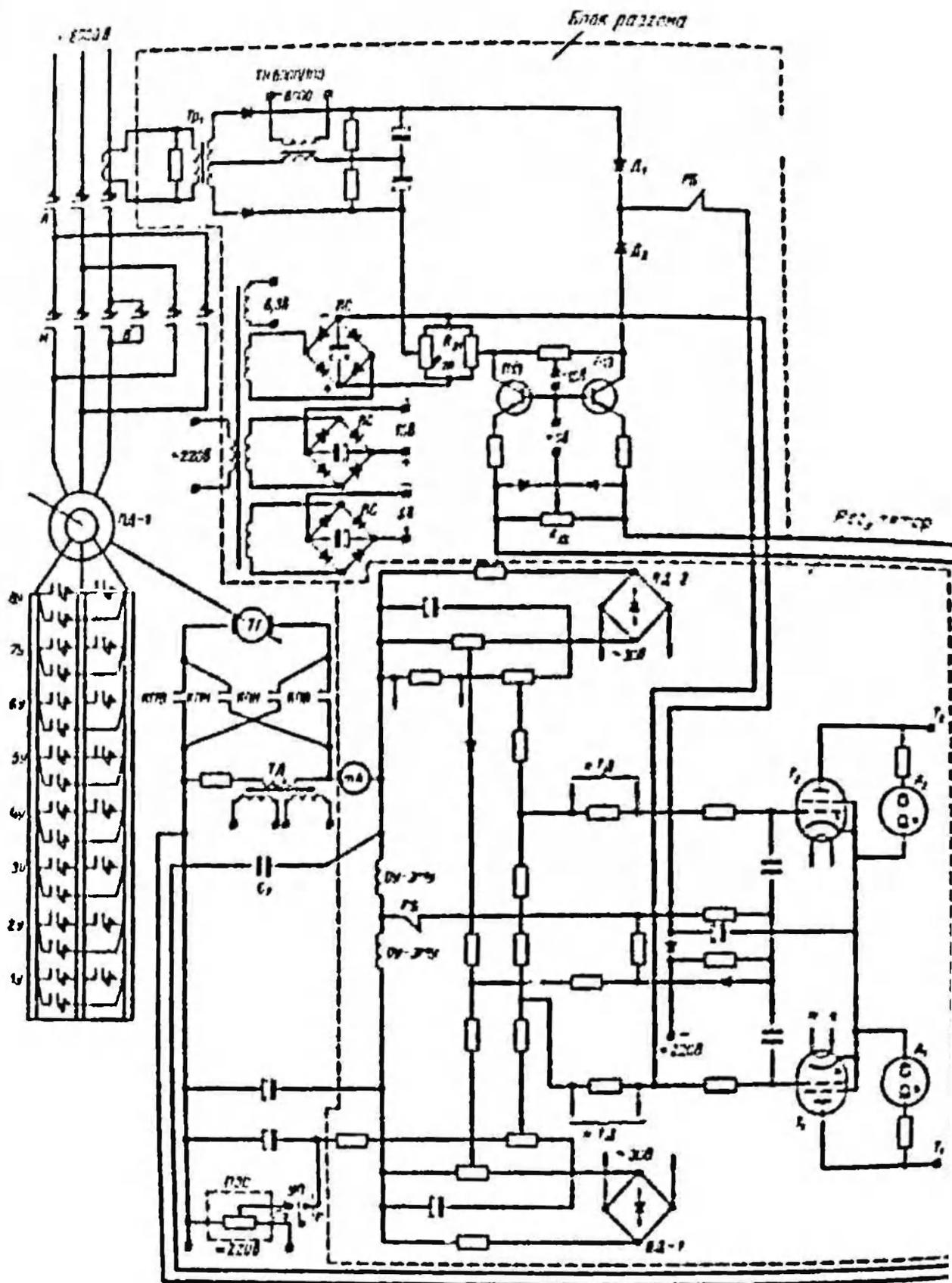


Рис. 122. Схема устройства, осуществляющего запуск по ускорению и току

При положительных и небольших отрицательных статических нагрузках разгон происходит по ускорению.

В качестве индикатора ускорения использована электрическая цепь, состоящая из конденсатора C_7 и сопротивления R_{25} . Эта цепь подключена к тахогенератору, напряжение которого пропорционально действительной скорости подъемного двигателя. На сопротивлении R_{23} получаем напряжение, пропорциональное ускорению. Ввиду небольшой амплитуды напряжения, пропорциональное ускорению, усиливается при помощи усилителя, выполненного на триодах.

Напряжения, снимаемые с потенциометра \bar{R}_{21} и с индикатора ускорения, включены встречно.

Если сигнал индикатора ускорения превышает сигнал, снимаемый с потенциометра \bar{R}_{21} , диод D_2 заперт и на сетку тиратрона T_1 не будет поступать положительный (отрицающий) сигнал.

Пуск подъемной машины по ускорению происходит следующим образом. В начале пуска скорость $u = 0$, ускорение отсутствует и, следовательно, выходное напряжение индикатора ускорения равно нулю.

Положительный потенциал, снимаемый с потенциометра R_{21} , через диод D_2 поступает на сетку тиратрона T_1 . Тиратрон понижается, включается один из контакторов статорного переключателя B или H и L , после чего анодная цепь тиратрона T_1 кратковременно разрывается.

Так как положительный сигнал будет продолжать поступать на сетку тиратрона T_1 , последний снова понижается и включается первый контактор ускорения. Аналогично включается и второй контактор ускорения.

Пусть после включения второго контактора подъемные двигатели начнут вращаться. Допустим, что ускорение в начале вращения превышает заданную уставку. В этом случае диод D_2 запирается напряжением, снимаемым с индикатора ускорения, настолько, что через него будет проходить положительный сигнал, недостаточный для открывания тиратрона T_1 .

Когда ускорение снизится до величины уставки, положительный потенциал, снимаемый с потенциометра \bar{R}_{21} и проходящий через диод D_2 , окажется достаточным для открывания тиратрона T_1 . Тиратрон T_1 понижается и включает очередной контактор.

Аналогично происходит включение остальных контакторов ускорения.

После окончания периода пуска контактами реле PB (включаемым путевым выключателем) отключается цепь разгона. Тиратронный регулятор хода подключается к цепи сравнения скоростей.

Период равномерного хода. В период равномерного хода двигатели работают на естественных характеристиках и пиках переключений в схеме не происходит.

Период замедления. В цепь сравнения, состоящую из потенциометра заданной скорости и тахогенератора, расположенного на валу

подъемного двигателя, включены обмотки управления электромашиного усилителя ЭМУ. На эти обмотки поступает сигнал, пропорциональный отклонению действительной скорости от заданной. В связи с этим и напряжением на зажимах якоря генератора динамического торможения будет также пропорционально отклонению. Сигнал, пропорциональный рассогласованию скоростей, снимается с обмоток управления ЭМУ и подается на зажимы релейного регулятора хода.

В начале периода замедления нарастающий сигнал рассогласования вызывает срабатывание замедляющего тиристора T_2 . Тиристор T_2 , понижаясь, включает реле $4P$, которое, размыкая свои нормально закрытые контакты, отключает контакторы ускорения обоих двигателей и контакторы статорного переключателя двигателя ПД-1.

Реле РИЗ п. о. контактом включает контактор динамического торможения ДТ-2. Обмотка статора двигателя ПД-2 подключается к якорю генератора динамического торможения.

В зависимости от величины приведенной массы системы, величины и знака статической нагрузки подъемный двигатель ПД-1 может работать в период замедления в режиме свободного выбега, в режиме динамического торможения или в двигательном режиме. Подъемный двигатель ПД-2 в период замедленного движения работает в режиме динамического торможения и создает тормозной момент, зависящий от величины положительного рассогласования скоростей $\Delta u = u - v$.

Допустим, что замедленно подъемной установки при свободном выбеге недостаточно и действительная скорость превышает заданную. Увеличение величины сигнала рассогласования в цепи сравнения вызывает увеличение напряжения на зажимах якоря генератора динамического торможения, а следовательно, и тормозного момента, создаваемого двигателем ПД-2. При определенном рассогласовании, соответствующем допустимому току в обмотке статора подъемного двигателя ПД-2, срабатывает тиристорный регулятор хода (релейного типа) и при помощи реле $3P$ включает контактор динамического торможения ДТ-1 двигателя ПД-1. После этого оба двигателя будут работать в режиме регулируемого динамического торможения.

Если в процессе замедления заданная скорость превысит действительную на величину, превышающую допустимое значение, сработает ускоряющий тиристор регулятора хода и отключит при помощи реле $4P$ контактор динамического торможения ДТ-1. Если этого будет недостаточно для ликвидации рассогласования, снова понижается тиристор T_1 , который при помощи реле $1P$ включает реверсор подъемного двигателя ПД-1. В случае необходимости тиристор T_1 еще раз понижается и при помощи реле $2P$ включает первый контактор ускорения $1Y-1$.

Подъемный двигатель ПД-2, работающий в режиме динамического торможения, компенсирует излишний крутящий момент, развиваемый двигателем ПД-1.

В рассмотренном примере разобраны процессы замедления при переходе от режима свободного выбега к режиму динамического торможения и от режима динамического торможения к двигательному режиму. Практически такого многообразия режимов работы подъемной установки в период замедления нет, и данный пример служит и ее возможностей.

В период замедления подъемные двигатели работают в режиме динамического торможения, если заданное замедление

$$|j_2| > \frac{F_{ст}}{M},$$

где $F_{ст}$ — действующее значение статической нагрузки;
 M — приведенная масса системы.

Если

$$|j_2| = \frac{F_{ст}}{M},$$

то двигатели работают в режиме свободного выбега, а если

$$|j_2| < \frac{F_{ст}}{M},$$

то двигатель большей мощности будет работать в двигательном режиме, а двигатель меньшей мощности — в режиме динамического торможения, развивая тормозной момент в пределах от нуля до F_0 .

Период дотягивания. После окончания периода замедления наступает период дотягивания сосудов с постоянной скоростью.

В начале этого периода двигатель большей мощности ПД-1 переходит из режима, в котором он осуществлял замедление, к двигательному режиму (за исключением случая спуска значительного груза, когда оба двигателя в период дотягивания работают в режиме динамического торможения).

В начале периода дотягивания рассогласование в цепи сравнения достигает предельно допустимой величины

$$u - v = -\Delta u_d,$$

при которой тормозной момент, развиваемый двигателем ПД-2, отсутствует (при $\Delta u < 0$ диод в цепи обмотки возбуждения заперт и возбуждение генератора динамического торможения отсутствует). При рассогласовании $u - v \leq -\Delta u_d$ срабатывает ускоряющий тиристор регулятора хода T_1 и при помощи распределительных реле $4P$, $1P$, $2P$ переводит двигатель ПД-1 из режима динамического торможения или из режима свободного выбега в двигательный режим. Далее отключается контактор динамического торможения ДТ-1 (если он был включен) и включается один из контакторов реверсора ($B-1$ или $II-1$).

В случае необходимости (если $u - v \leq -\Delta u_d$) включаются первый контактор ускорения $1Y-1$, второй $2Y-1$ и в некоторых случаях тре-

тнй ЗУ-1. Регулятор будет включать контакторы ускорения до тех пор, пока двигатель не разовьет усилие $F \geq F_{ст}$ при скорости дотягивания $v_{дот}$. Если при $F > F_{ст}$ скорость увеличится и превысит $v_{дот}$, появится положительное рассогласование, которое в конечном итоге вызовет появление напряжения на зажимах якоря генератора динамического торможения и тормозного момента на валу асинхронного двигателя ИД-2.

Тормозной момент, развиваемый двигателем ИД-2, будет таким, что обеспечит выполнение равенства

$$F - F_T = F_{ст}.$$

В период дотягивания за счет совмещенного режима работы двух двигателей обеспечивается высокая жесткость механических характеристик привода.

Для получения наилучших значений сопротивлений реостатов, расположенных в цепях роторов асинхронных машин, включение роторных контакторов в режиме динамического торможения должно осуществляться в функции заданной скорости специальным командоконтроллером КА, ролик рукоятки которого перемещается по задающему скорости кулаку индикатора глубины.

При этом, если двигатель ИД-1 в период замедления работает в двигательном режиме, его роторные и статорные контакторы могут включаться и отключаться только релейным регулятором хода, так как в этом режиме цепь включения контакторов двигателя ИД-1 при помощи командоконтроллера КА будет разорвана (разомкнуты контакты ДТ-1 и РИЗ).

§ 3. Автоматизированный самонастраивающийся дроссельный асинхронный электропривод

Более эффективным в условиях рудничного подъема следует считать включение дросселя намагничивания в цепь ротора. В этом случае дроссель будет иметь меньшую габаритную мощность.

При работе асинхронного двигателя в период замедления и дотягивания в двигательном режиме под реостатом ток в двигателе не будет превосходить номинальное значение.

Ток намагничивания асинхронного двигателя, протекающий по обмотке статора, достигает 30—35% номинального тока. Поэтому при прочих равных условиях габаритная мощность дросселя, выбранного для включения в цепь ротора, будет определено меньше габаритной мощности дросселя, предназначенного для работы в статорной цепи.

В самонастраиваемом дроссельном асинхронном электроприводе дроссель намагничивания предназначен для плавного изменения крутящего момента подъемного двигателя в зонах, расположенных между механическими характеристиками. Очевидно, чем больше

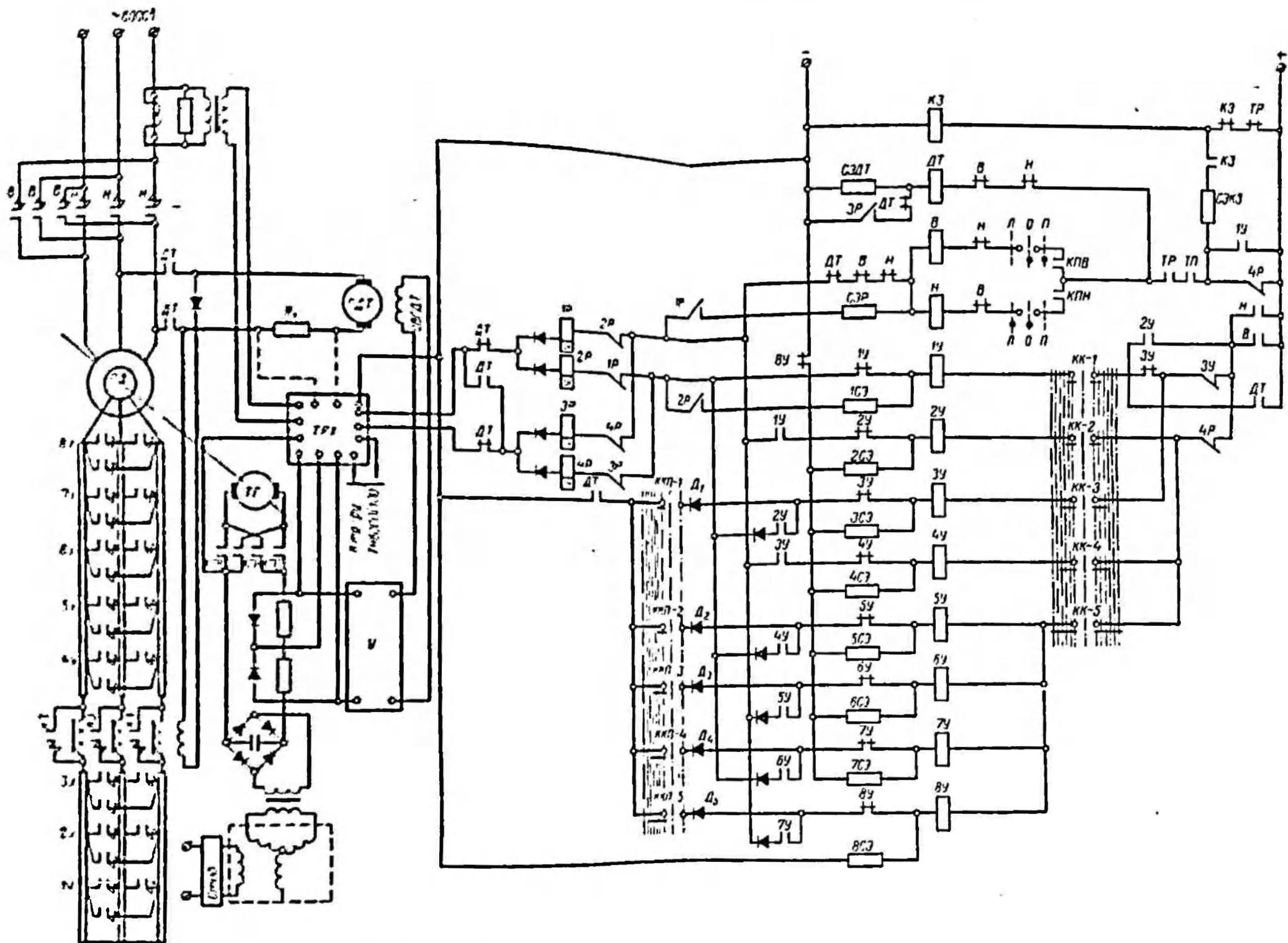


Рис. 123. Автоматизированный самоадаптирующийся дроссельный асинхронный электропривод

будет количество ступеней реостата, тем меньше будет мощность дросселя намагничивания. В общем случае габаритная мощность дросселя не будет превосходить 25—30% номинальной мощности подъемного двигателя.

Кроме того, следует иметь в виду, что напряжение на кольцах ротора асинхронных двигателей большой мощности, серийно выпускаемых промышленностью, не превосходит 500—800 в. Поэтому при включении дросселя в цепь ротора можно использовать в дросселем электроприводе серийно выпускаемые промышленностью дроссели насыщения.

Описание работы схемы управления¹

Схема, изображенная на рис. 123, работает следующим образом. В период пуска подъемный двигатель автоматизирован по ускорению и активному току в соответствии со схемой, описанной в предыдущем параграфе.

В период замедленного движения и дотягивания схема работает следующим образом. В начале периода замедления в связи с уменьшением заданной скорости отклонение действительной скорости от заданной будет увеличиваться. Когда оно достигнет порогового значения, сработает регулятор хода *ТРХ* и промежуточное реле *4Р* обесточит катушку включенного контактора статорного переключателя. Подъемный двигатель отключится от сети. Замедление подъемной машины будет происходить в режиме свободного выбега.

Если отклонение действительной скорости от заданной будет продолжать увеличиваться, снова сработает тиристорный регулятор хода, реле *3Р* включит контактор динамического торможения *ДТ* и переведет подъемный двигатель в режим динамического торможения. Одновременно в функции заданной скорости при помощи командоконтроллера *ККИ* произойдет включение необходимого количества роторных контакторов. Управление тормозным моментом асинхронного двигателя в режиме динамического торможения осуществляется замкнутой системой автоматического управления в функции отклонения действительной скорости от заданной путем изменения тока в обмотке возбуждения *ОВГДТ* генератора динамического торможения *ГДТ*.

В процессе выполнения диаграммы скорости на участке перехода к скорости дотягивания тиристорный регулятор хода переведет асинхронную машину в двигательный режим, включив то количество контакторов, при котором подъемный двигатель будет развивать крутящий момент, необходимый для грубого поддержания скорости дотягивания. Более точное управление крутящим моментом подъемного двигателя осуществляется замкнутой системой автоматического управления путем изменения тока намагничивания дросселя насыщения.

¹ В разработке схемы принимал участие инж. В. В. Рогозов.

При этом система управления настраивается так, чтобы до тех пор, пока скорость находится в заданных пределах регулирования, управление могло осуществляться только системой непрерывного управления. Срабатывание релейной системы управления происходит только на порогах регулирования. В связи с этим на порогах регулирования намагничивающий ток дросселя насыщения должен иметь предельные значения ($I_{\gamma} \approx 0$; $I_{\gamma} = I_{\gamma \max}$).

В периоды ускоренного движения и равномерного хода силовые обмотки дросселя насыщения зашунтированы контактами контактора КЗ, что обеспечивает возможность получения максимальных пусковых крутящих моментов.

ПРИЛОЖЕНИЕ

$\Gamma_x - \Phi_{\text{унк}}$

x	0,0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45
Γ	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0,0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0,5	0,134	0,165	0,176	0,184	0,192	0,199	0,207	0,215	0,223	0,231
1,0	0,310	0,391	0,340	0,356	0,371	0,386	0,401	0,417	0,432	0,447
1,5	0,449	0,469	0,494	0,516	0,533	0,560	0,591	0,603	0,617	0,636
2,0	0,572	0,597	0,628	0,655	0,683	0,709	0,731	0,761	0,756	0,819
2,5	0,674	0,705	0,797	0,833	0,867	0,833	0,839	0,891	0,923	0,943
3,0	0,755	0,790	0,828	0,863	0,896	0,923	0,953	0,987	1,013	1,038
3,5	0,783	0,853	0,892	0,928	0,963	0,991	1,021	1,059	1,071	1,095
4,0	0,857	0,896	0,928	0,974	1,008	1,039	1,080	1,090	1,107	1,121
4,5	0,883	0,923	0,960	0,997	1,021	1,057	1,080	1,100	1,115	1,129
5,0	0,896	0,936	0,978	1,012	1,042	1,067	1,087	1,103	1,112	1,117
5,5	0,900	0,940	0,986	1,019	1,046	1,067	1,083	1,093	1,105	1,097
6,0	0,904	0,943	0,982	1,013	1,037	1,054	1,065	1,070	1,088	1,092
6,5	0,904	0,942	0,980	1,009	1,030	1,043	1,050	1,049	1,043	1,033
7,0	0,904	0,941	0,979	1,006	1,024	1,035	1,037	1,033	1,023	1,009
7,5	0,907	0,945	0,980	1,006	1,019	1,025	1,025	1,017	1,005	0,989
8,0	0,910	0,951	0,985	1,009	1,020	1,021	1,021	1,012	0,995	0,981
8,5	0,918	0,956	0,989	1,010	1,021	1,022	1,018	1,007	0,992	0,977
9,0	0,924	0,965	0,997	1,016	1,025	1,025	1,018	1,006	0,992	0,978
9,5	0,932	0,972	1,004	1,022	1,029	1,027	1,019	1,006	0,993	0,982
10,0	0,939	0,978	1,009	1,025	1,031	1,027	1,019	1,006	0,993	0,987
10,5	0,944	0,985	1,013	1,029	1,033	1,029	1,017	1,005	0,993	0,991
11,0	0,947	0,988	1,015	1,029	1,031	1,025	1,011	1,002	0,993	0,991
11,5	0,949	0,988	1,016	1,027	1,028	1,021	1,010	0,999	0,991	0,989
12,0	0,950	0,989	1,015	1,025	1,024	1,015	1,004	0,994	0,983	0,987
12,5	0,950	0,989	1,013	1,022	1,019	1,010	0,999	0,990	0,986	0,986
13,0	0,950	0,989	1,012	1,019	1,015	1,005	0,994	0,986	0,985	0,987
13,5	0,950	0,990	1,011	1,017	1,011	1,000	0,990	0,983	0,981	0,988
14,0	0,952	0,989	1,011	1,016	1,009	0,997	0,988	0,983	0,985	0,991
14,5	0,954	0,990	1,012	1,015	1,008	0,996	0,987	0,985	0,988	0,996
15,0	0,956	0,993	1,012	1,014	1,007	0,995	0,989	0,987	0,991	1,000
15,5	0,959	0,995	1,014	1,014	1,006	0,995	0,989	0,988	0,993	1,001
16,0	0,961	0,997	1,015	1,014	1,006	0,995	0,991	0,992	0,998	1,007
16,5	0,964	0,999	1,016	1,014	1,005	0,995	0,993	0,995	1,002	1,009
17,0	0,965	1,001	1,016	1,013	1,005	0,995	0,994	0,997	1,005	1,010
17,5	0,966	1,002	1,015	1,012	1,003	0,995	0,994	0,998	1,006	1,010
18,0	0,966	1,002	1,015	1,011	1,002	0,995	0,995	1,001	1,009	1,010
18,5	0,966	1,001	1,015	1,009	1,001	0,994	0,995	1,001	1,007	1,009
19,0	0,967	1,000	1,015	1,008	0,998	0,992	0,995	1,001	1,006	1,006
19,5	0,967	1,000	1,014	1,006	0,996	0,991	0,995	1,001	1,005	1,004
20,0	0,967	1,000	1,013	1,005	0,995	0,991	0,995	1,001	1,005	1,002
20,5	0,968	1,002	1,012	1,004	0,994	0,991	0,996	1,002	1,004	1,001
21,0	0,968	1,002	1,011	1,003	0,994	0,992	0,997	1,003	1,004	1,001
21,5	0,969	1,002	1,011	1,003	0,995	0,992	0,999	1,004	1,004	1,000
22,0	0,971	1,002	1,011	1,002	0,995	0,993	1,000	1,005	1,004	0,999
22,5	0,973	1,002	1,011	1,002	0,996	0,995	1,002	1,006	1,004	0,999
23,0	0,974	1,005	1,011	1,002	0,996	0,996	1,004	1,007	1,003	0,998
23,5	0,975	1,005	1,010	1,002	0,996	0,998	1,004	1,008	1,003	0,998
24,0	0,975	1,005	1,010	1,001	0,996	0,999	1,005	1,007	1,002	0,997
24,5	0,975	1,005	1,009	1,000	0,995	0,999	1,005	1,006	1,001	0,997
25,0	0,975	1,005	1,008	1,000	0,995	0,999	1,005	1,004	1,000	0,996
25,5	0,975	1,005	1,008	0,999	0,995	0,999	1,004	1,003	0,998	0,996
26,0	0,975	1,005	1,007	0,999	0,995	0,999	1,004	1,002	0,997	0,996

$\Phi_{\text{унк}} - \Gamma_x$

x	0,50	0,55	0,60	0,65	0,70	0,75	0,80	0,85	0,90	0,95	1,00
Γ	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0,240	0,249	0,255	0,259	0,267	0,275	0,282	0,290	0,297	0,304	0,314	0,314
0,461	0,476	0,490	0,505	0,510	0,534	0,547	0,562	0,575	0,593	0,603	0,603
0,665	0,685	0,706	0,722	0,740	0,758	0,776	0,794	0,813	0,832	0,844	0,844
0,833	0,856	0,878	0,899	0,919	0,938	0,956	0,974	0,986	1,003	1,020	1,020
0,967	0,985	1,010	1,031	1,042	1,060	1,078	1,098	1,113	1,125	1,133	1,133
1,061	1,082	1,100	1,117	1,130	1,142	1,154	1,164	1,172	1,178	1,178	1,178
1,115	1,132	1,145	1,158	1,161	1,166	1,171	1,174	1,175	1,175	1,175	1,175
1,142	1,152	1,158	1,159	1,160	1,161	1,156	1,149	1,141	1,131	1,118	1,118
1,138	1,134	1,134	1,138	1,132	1,127	1,111	1,099	1,085	1,071	1,053	1,053
1,118	1,115	1,107	1,098	1,084	1,069	1,053	1,037	1,019	1,001	0,986	0,986
1,092	1,083	1,070	1,050	1,032	1,016	0,994	0,979	0,962	0,951	0,932	0,932
1,051	1,037	1,021	1,003	0,984	0,956	0,940	0,934	0,922	0,920	0,920	0,920
1,018	1,001	0,982	0,946	0,948	0,936	0,920	0,910	0,903	0,903	0,903	0,903
0,993	0,975	0,957	0,941	0,927	0,917	0,911	0,908	0,909	0,915	0,925	0,925
0,974	0,958	0,944	0,926	0,922	0,911	0,920	0,927	0,934	0,946	0,958	0,958
0,966	0,951	0,941	0,935	0,932	0,936	0,944	0,955	0,970	0,986	1,004	1,004
0,966	0,949	0,944	0,948	0,951	0,958	0,974	0,990	1,006	1,023	1,041	1,041
0,970	0,960	0,961	0,966	0,976	0,990	1,006	1,023	1,039	1,053	1,061	1,061
0,975	0,972	0,980	0,987	1,000	1,015	1,033	1,048	1,059	1,068	1,066	1,066
0,982	0,985	0,993	1,006	1,020	1,036	1,049	1,059	1,063	1,062	1,056	1,056
0,987	0,996	1,007	1,017	1,033	1,046	1,054	1,058	1,055	1,048	1,033	1,033
0,993	1,002	1,014	1,027	1,039	1,047	1,048	1,044	1,024	1,021	0,005	0,005
0,997	1,006	1,017	1,029	1,037	1,043	1,034	1,024	1,010	0,994	0,977	0,977
0,997	1,006	1,019	1,026	1,027	1,025	1,015	1,000	0,984	0,969	0,958	0,958
0,997	1,006	1,018	1,019	1,017	1,010	0,995	0,979	0,965	0,954	0,949	0,949
0,997	1,006	1,014	1,012	1,005	0,993	0,980	0,964	0,955	0,950	0,955	0,955
0,998	1,006	1,010	1,005	0,995	0,982	0,968	0,958	0,954	0,958	0,970	0,970
1,000	1,006	1,008	0,999	0,987	0,974	0,965	0,961	0,965	0,976	0,990	0,990
1,002	1,006	1,005	0,994	0,983	0,970	0,969	0,971	0,981	0,997	1,010	1,010
1,005	1,007	1,002	0,993	0,983	0,976	0,978	0,987	1,001	1,017	1,030	1,030
1,008	1,007	1,001	0,993	0,985	0,984	0,991	1,003	1,019	1,032	1,040	1,040
1,011	1,008	1,000	0,994	0,990	0,993	1,003	1,018	1,031	1,039	1,039	1,039
1,011	1,008	1,001	0,996	0,995	1,001	1,014	1,027	1,036	1,038	1,028	1,028
1,012	1,007	0,999	0,997	0,999	1,008	1,020	1,030	1,032	1,027	1,012	1,012
1,009	1,005	0,997	0,998	1,002	1,012	1,023	1,027	1,023	1,013	0,988	0,988
1,008	1,002	0,997	0,998	1,004	1,014	1,020	1,018	1,038	0,993	0,979	0,979
1,006	1,002	0,997	0,998	1,004	1,014	1,020	1,018	1,038	0,993	0,978	0,978
1,001	0,999	0,995	0,998	1,003	1,012	1,014	1,007	0,993	0,978	0,969	0,969
0,998	0,995	0,993	0,997	1,004	1,009	1,006	1,007	0,981	0,969	0,956	0,956
0,998	0,992	0,992	0,996	1,003	1,005	0,998	0,985	0,973	0,967	0,973	0,973
0,996	0,991	0,992	0,995	1,003	1,001	0,991	0,979	0,972	0,974	0,985	0,985
0,995	0,991	0,994	0,996	1,001	0,996	0,986	0,976	0,974	0,990	1,001	1,001
0,995	0,991	0,994	0,996	0,999	0,993	0,983	0,975	0,981	1,002	1,016	1,016
0,996	0,993	0,997	0,996	0,999	0,993	0,983	0,975	0,981	1,002	1,016	1,016
0,996	0,995	1,000	0,995	0,998	0,992	0,986	0,988	0,997	1,013	1,024	1,024
0,996	0,996										

ЛИТЕРАТУРА

по автоматизации подъемных машин

- Барамидзе К. М. Принципиальная схема электрического регулятора хода шахтной подъемной машины. «Горный журнал», 1945, № 10.
- Бочаров К. П. Эксплуатация скипового подъема с автоматически управляемым высоковольтным приводом. Углетехиздат, 1956.
- Васильевский М. И. Асинхронный привод шахтных подъемных машин. Углетехиздат, 1960.
- Васильевский М. И., Бочаров К. П. Автоматизация скиповой подъемной установки шахты № 1 «Щегловка». «Механизация тяжелых и трудоемких работ», 1957, № 5.
- Виноградов А. Л. Автоматизация шахтной подъемной скиповой установки с приводом от асинхронного двигателя. Кемерово, 1957.
- Давыдов В. П. Автоматическое регулирование шахтной подъемной машины как приложение гармонического подъема акад. М. М. Федорова. «Уголь», 1948, № 1.
- Живов Л. Г. Привод и автоматика шахтных подъемных машин. Машгиз, 1952.
- Живов Л. Г. Регулятор замедления шахтной подъемной машины. «Электричество», 1952, № 7.
- Иваненко В. П. Исследование систем автоматического регулирования скорости шахтной подъемной машины. Диссертация. Институт электротехники АН УССР, 1956.
- Иваненко В. П. Выбор разномаршевой схемы автоматического регулирования шахтной подъемной машины в режиме замедления. В сб.: «Автоматизация в угольной промышленности». Углетехиздат, 1956.
- Иванов А. А. Автоматизация шахтных подъемных машин с асинхронным приводом. Углетехиздат, 1957.
- Иванов А. А. Автоматизация шахтных подъемных машин с асинхронным приводом. В сб.: «Автоматизация в угольной промышленности». Углетехиздат, 1956.
- Иванов Ю. Автоматический контроль за работой скипового подъема. «Мастер угля», 1956, № 12.
- Иванченко Г. Е. Электрический тахоакселерометр и его применение в горной технике. «Уголь», 1950, № 1.
- Иванченко Г. Е., Левидов Ю. С., Тихонов В. Я. К вопросу о моделировании шахтной подъемной машины. Научные труды КИИУИ. Вып. 2. Углетехиздат, 1957.
- Иванченко Г. Е., Левидов Ю. С., Тихонов В. Я. Длительность переходного процесса в задаче Вышнеградского при наличии комплексных корней. Научные труды КИИУИ. Вып. № 3. Углетехиздат, 1958.
- Иванченко Г. Е., Левидов Ю. С., Тихонов В. Я. Автоматическое управление асинхронным приводом шахтного подъема при пре-

рывном регулировании. «Горнодобывающая промышленность Казахстана», 1959, № 1.

Иванченко Г. Е. Основы теории расчета систем автоматического регулирования рудничных подъемных машин. Госгортехиздат, 1961.

Иванченко Г. Е., Маркус Г. О. и др. Автоматизированное управление подъемной машиной. Госгортехиздат, 1963.

Катл. Меткаф. Автоматический шахтный подъем. Углетехиздат, 1957.

Клейман Я. С. Автоматизация рудничного клетового подъема с асинхронным приводом. «Горный журнал», 1955, № 9.

Кривжатовский О. М. Питание теории автоматического регулирования шахтных скиповых подъемных установок. Киев, «Автоматика», Из-во АН УССР, 1956, № 1.

Кривжатовский О. М. Влияние капата на качество переходных процессов в системах автоматического регулирования шахтной подъемной установки. Киев, «Автоматика», Из-во АН УССР, 1957, № 1.

Кривжатовский О. М. Застосування асимптотичного наближення в дослідженні систем автоматичного регулювання зрівноваженої підйомної установки з пружно-в'язкими канатами. Київ, «Автоматика», Из-во АН УССР, 1957, № 3.

Кривжатовский О. М. Исследование регулятора хода шахтных подъемных машин при постоянном запаздывании в тормозной системе. Записки Института горной механики АН УССР, 1951, № 9.

Кудин Б. Д. Автоматическая скиповая подъемная установка. Углетехиздат, 1956.

Кухтопко А. И. Краткий обзор развития теории рудничных подъемных машин. В кн.: М. М. Федоров. Избранные труды. Киев. Т. 1. Из-во АН УССР, 1957.

Лобов И. А., Пиковский С. А., Гипзбург В. Б. Автоматизация скиповой подъемной установки на шахте № 11 «Липковская». «Уголь», 1959, № 3.

Лобов И. А., Пиковский С. А., Гипзбург В. Б. Автоматизация скиповых подъемных установок с применением микропривода. В сб.: «Автоматические скиповые подъемные установки». Углетехиздат, 1959.

Лобов И. А. Некоторые вопросы теории автоматического регулирования шахтных подъемных машин с асинхронным приводом. «Проектирование и строительство угольных предприятий». ЦИТИ Бюллетень № 2. Углетехиздат, 1959.

Лобов И. А. Некоторые вопросы теории регуляторов хода шахтных подъемных машин с асинхронным приводом. «Нав. высш. учеб. заведений Машиностроение», 1958, № 3.

Лобов И. А. Опыт эксплуатации автоматизированной подъемной установки шахты № 43 треста «Донецкойуголь», Углетехиздат, 1957.

Максимов А. Е. Автоматизация шахтного грузового подъема с асинхронным приводом. «Горный журнал», 1954, № 11.

Максимов А. Е. Итоги дискуссии об автоматизации шахтного грузового подъема с асинхронным приводом. «Горный журнал», 1955, № 12.

Пиковский С. А. Автоматическая скиповая подъемная установка с применением асинхронного каскада. В сб.: «Автоматические скиповые подъемные установки». Углетехиздат, 1959.

Россошанский А. И. На опыта проектирования и эксплуатации шахтной автоматической подъемной установки, «Уголь Украины», 1958, № 7.

Россошанский А. И. Программное автоматическое управление асинхронным подъемным электродвигателем в режиме динамического торможения. «Научные доклады высшей школы. Горное дело», 1956.

Савастов В. Г. Элементы оптимального режима работы автоматизированного рудничного подъема. В сб.: «Автоматизация в угольной промышленности». Углетехиздат, 1956.

Тарасов Е. А. Автоматический непрерывный подъем в скиповом стволе. «Уголь», 1954, № 12.

Тимощук В. В. Анализ систем регулирования шахтных подъемных машин с учетом места размещения измерительных элементов. Киев, «Автоматика», 1957, № 3.

Тимощук В. В. Гальмування шахтних підйомних двигунів струмової пнзкої частоти. Київ, «Автоматика», 1956, № 4.

Троп А. Е. Некоторые вопросы автоматического регулирования шахтных подъемных машин в период замедления. Свердловский горный институт. Труды, Вып. 26, 1956.

Троп А. Е. Автоматическое замедление шахтных подъемных машин с односторонним действием регулятора. В сб.: «Вопросы автоматизации в угольной промышленности». Углетехиздат, 1953.

Уманский В. В. Выбор типа регулятора хода шахтной подъемной машины. В сб.: «Автоматизация шахтных подъемных установок». Изд-во АН СССР, 1959.

Уманский В. В. Исследование процесса регулирования хода шахтных подъемных машин. «Горный журнал», 1954, № 6.

Шклярский Ф. И. К вопросу автоматизации рудничного подъема с асинхронным приводом при скипах с двойной разгрузкой. «Уголь», 1954, № 3.

Исачин В. И. Автоматизация подземного транспорта и подъемных установок за рубежом. «Горный журнал», 1956, № 7.

Еваня О. Т. Automatic Mine Winding Practice. «The Mining Electrical and Mechanical Engineers», October, 1953, vol. 33, p. 331 and p. 391.

Еваня О. Т. and Абрам Л. Dynamic Braking of A. C. Mine Winders and Haulages. «The Mining Electrical and Mechanical Engineers», December, 1953, vol. 34, p. 109.

Walker W. Safety Equipment for Electric Winders. «The Mining Electrical and Mechanical Engineers», June, 1955, vol. 35, Part 2, p. 167.

Worrall H. W. New Developments in Winder Practice with special reference to an Electronic Control System. «The Mining Electrical and Mechanical Engineers», December, 1956, vol. 37, p. 150.

Provan D. W. Closed-Loop Control of A. C. Mine Winders. «The Mining Electrical and Mechanical Engineers», November, 1956, vol. 37, p. 130.

Friedlander E. A. Review of Modern Electric Winder Control. March, 1957.

ЛИТЕРАТУРА

по общим вопросам теории автоматического регулирования

1. Анисимов В. П., Вавилов А. А., Фатеев А. В. Сборник примеров и задач по линейной теории автоматического регулирования. Госэнергоиздат, 1959.

2. Бескороцкий В. А., Федоров С. М. Расчет следящих систем комбинированного управления методом логарифмических частотных характеристик. В кн.: «Теория инвариантности и ее применение». Изд. АН УССР, 1959.

3. Бескороцкий В. А., Федоров С. М. Синтез следящих систем с цифровыми вычислительными машинами методом логарифмических амплитудных характеристик. «Изв. АН СССР, ОТН, Энергетика и автоматика», № 3, 1961.

4. Бескороцкий В. А., Пальтов И. П., Фабрикант Е. А., Федоров С. М., Чинаев П. И. Сборник задач по теории автоматического регулирования, 1963.

5. Блох З. Ш. Динамика линейных систем автоматического регулирования. Гостехиздат, 1950.

6. Васильев Д. В., Митрофанов Б. А., Рябкин Г. Л., Самохвалов Г. И., Семенович А. А., Фатеев А. В., Чичерин И. И. Расчет следящего привода. Судпромгиз, 1958.

7. Васильев Д. В., Чунч В. Г. Расчет систем автоматического управления. Машгиз, 1959.

8. Винцент доль Торо, Сидней Р. Парквуд. Принципы проектирования систем автоматического управления.
9. Боронов А. А. Элементы теории автоматического регулирования. Воениздат, 1954.
10. Гибсон Дж. Системы автоматической оптимизации или самонастраивающиеся системы автоматического регулирования. Доклад на Первом международном конгрессе ИФАК. М., 1960.
11. Ивахионко А. Г. Техническая кибернетика. Гостехиздат Украины, 1959.
12. Попов Е. П. Динамика систем автоматического регулирования. Гостехиздат, 1954.
13. Попов Е. П., Пальтов И. П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. Физматгиз, 1960.
14. Соколов Т. И. Электромеханические системы автоматического управления. Энергоиздат, 1952.
15. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Машгиз, 1954.
16. Солодовников В. В. Синтез корректирующих устройств следящих систем при типовых воздействиях. «Автоматика и телемеханика», 1951, № 5.
17. Солодовников В. В. Синтез корректирующих устройств следящих систем при помощи оптимальных и типовых логарифмических частотных характеристик. «Автоматика и телемеханика», 1965, № 5.
18. Солодовников В. В., Тончев Ю. И., Крутикова Г. В. Частотный метод построения переходных процессов с применением таблиц и номограмм. Гостехиздат, 1955.
19. Фатов А. В. Основы линейной теории автоматического регулирования. Госэнергоиздат, 1954.
20. Фодоров С. М. К синтезу параллельных корректирующих устройств следящих систем методом логарифмических частотных характеристик. «Автоматика и телемеханика», 1956, № 9.
21. Цыпкин Я. З. Теория импульсных систем. Физматгиз, 1959.
22. Цянь Сюэ-Сянь. Теория импульсных систем. Физматгиз, 1959.
23. Фельдбаум А. А. Электрические системы автоматического регулирования. Оборонгиз, 1957.
24. Честнат Г., Майер Р. Проектирование и расчет следящих систем и систем регулирования. Госэнергоиздат, 1959.
-
-

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Глава I. ОСНОВЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ШАХТНЫМ ПОДЪЕМОМ С АСИНХРОННЫМ ПРИВОДОМ ПРИ НЕПРЕРЫВНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ

§	1. Устойчивость и точность работы подъемной машины, управляемой регулятором хода, при произвольном законе изменения заданной скорости	3
§	2. Исследование устойчивости систем регулирования по уравнениям первого приближения	8
§	3. Критерии оптимальной добротности регулирования	13
§	4. Критерии оптимальной добротности регулирования как условия работы системы регулирования на границе аperiodического и колебательного переходных процессов	21
§	5. Точность управления при непрерывном задании диаграммы скорости	22
§	6. Критерии оптимальной добротности регулирования как основа для выбора оптимальных параметров системы регулирования	29
§	7. Использование интегральных оценок для выбора параметров системы регулирования	32
§	8. Статическая точность регулирования	36
§	9. Переходные процессы, вызванные возмущениями, связанными с изменением статической нагрузки	38
§	10. Длительность переходного процесса в задаче Вышнеградского при наличии комплексных корней	39

Глава II. ИССЛЕДОВАНИЕ И РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА ХОДА ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ С ОДНОЙ СТУПЕНЬЮ УСИЛЕНИЯ

§	1. Схема управления приводом подъемной машины с пидкатором скорости	46
§	2. Тормозной момент привода в режиме динамического торможения	52
§	3. Методы построения тормозных характеристик и выбор параметров схемы управления, обеспечивающих заданную жесткость характеристики	59
§	4. Уравнение э. д. с. регулятора привода подъемной машины в режиме динамического торможения	63
§	5. Дифференциальное уравнение движения машины	64
§	6. Дифференциальное уравнение переходного процесса	65

	Стр.
§ 7. Изменение скорости подъемной машины, управляемой электрическим регулятором хода в двигательном режиме привода	67
§ 8. Расчет системы регулирования	68
§ 9. Устойчивость и качество регулирования подъемной машины с асинхронным приводом, управляемой электрическим регулятором хода с одной ступенью усиления	71
§ 10. Регулирование по скорости и ускорению	87
§ 11. Пример расчета системы автоматического управления с электрическим регулятором хода, имеющим одну ступень усиления	89
§ 12. Регулирование по пути	92
§ 13. Исследование переходных процессов подъемной машины, управляемой регулятором хода с индикатором пути и скорости	93
§ 14. Пример расчета системы управления при использовании пневматического регулятора хода с индикатором пути и скорости	97
§ 15. Изменение тока возбуждения подъемного двигателя и скорости подъема, вызванное изменением нагрузки	98
§ 16. Введение в схему звеньев, осуществляющих воздействие по нагрузке	100

Глава III. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РЕГУЛЯТОР ХОДА С ДВУМЯ СТУПЕНЯМИ УСИЛЕНИЯ

§ 1. Общие сведения	102
§ 2. Дифференциальное уравнение переходного процесса	103
§ 3. Выбор параметров регулятора хода	105
§ 4. Пример расчета системы автоматического регулирования	110
§ 5. Пример расчета системы автоматического регулирования при условии перемотки обмотки возбуждения генератора усиления	117
§ 6. Электрический регулятор хода с электронным усилителем	118

Глава IV. УПРАВЛЯЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВУХДВИГАТЕЛЬНЫЙ ПРИВОД РУДНИЧНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ

§ 1. Обоснование и область применения управляемого асинхронного двухдвигательного привода	125
§ 2. Описание схемы автоматизированного управления двухдвигательного асинхронного привода	134
§ 3. Расчет параметров системы автоматического управления асинхронным двухдвигательным приводом	137

Глава V. СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ РУДНИЧНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНОЙ ПРИ ПОМОЩИ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

§ 1. Передаточная функция системы управления	147
§ 2. Методы повышения качественных показателей работы систем автоматического управления	153
§ 3. Уравнения разомкнутой и замкнутой системы управления	155
§ 4. Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики	150
§ 5. Начальное и конечное значения временной функции. Построение кривой переходного процесса	161
	353

	Стр.
§ 6. Определение запаса устойчивости по логарифмическим амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам	162
§ 7. Определение зависимостей, выражающих поведение системы управления во временной области через частотные характеристики	163
§ 8. Передаточные функции основных корректирующих звеньев	166
§ 9. Построение желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики системы управления	170
§ 10. Пример расчета системы программного управления асинхронным двигателем рудничной подъемной машины, работающей в режиме динамического торможения, при помощи логарифмических частотных характеристик	174
Глава VI. РАСЧЕТ ЦЕНТРОБЕЖНОГО РЕГУЛЯТОРА ХОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНЫ	197
Глава VII. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПЕРИОДА ПУСКА ПО ТОКУ И УСКОРЕНИЮ	
§ 1. Схема пуска по току и ускорению	204
§ 2. Расчет трансформатора акселерометра	210
Глава VIII. РЕЛЕЙНО-СТУПЕНЧАТОЕ МНОГОПОЗИЦИОННОЕ АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПОДЪЕМНЫМИ МАШИНАМИ	
§ 1. Общие сведения	217
§ 2. Принцип действия тириatronного релейного регулятора хода, выполняемого в системах релейно-ступенчатого многопозиционного управления	220
§ 3. Схема автоматического управления подъемной машиной при релейно-ступенчатом многопозиционном управлении	223
§ 4. Наименование скорости подъемной машины, управляемой релейным регулятором, в переходных режимах	220
§ 5. Устойчивость движения подъемной машины, управляемой астатическим релейным регулятором с индикатором скорости	237
§ 6. Применение разностных уравнений для исследования изменения скорости подъемной машины с асинхронным приводом при релейно-ступенчатом многопозиционном управлении	239
§ 7. Применение фазовой плоскости для исследования систем управления	247
§ 8. Астатический релейный регулятор хода с гибкой обратной связью	251
§ 9. Астатический релейный регулятор хода с жесткой обратной связью	260
§ 10. Астатический релейный регулятор с зависимой коррекцией по производной	266
§ 11. Астатический релейный регулятор хода с зависимой коррекцией по ускорению	280
§ 12. Астатический регулятор хода с независимой коррекцией по ускорению	282
§ 13. Релейный регулятор хода с отрицательной жесткой контакторной и положительной интегрирующей связью	280
§ 14. Комбинированный астатический релейный регулятор хода с жесткой и гибкой обратными связями	295
§ 15. Комбинированный астатический тириatronный релейный регулятор хода с жесткой и дифференцирующей обратными связями	299

	Стр.
§ 16. Тириatronный релейный регулятор скорости с отрицательной связью по отклонению регулируемого параметра и дополнительным воздействием по ускорению	302
§ 17. Точность автоматизированного управления при переключениях в цепи статора подъемного двигателя	306
§ 18. Условия устойчивости систем релейно-ступенчатого автоматизированного регулирования	307
§ 19. Дальнейшее совершенствование контактных схем релейно-ступенчатого управления	308
§ 20. Быстродействующая система релейно-ступенчатого автоматизированного управления рудничными подъемными машинами с асинхронным приводом	313
§ 21. Результаты экспериментальных исследований быстродействующей системы управления	325
§ 22. Опыт эксплуатации систем релейно-ступенчатого многопозиционного управления	330
Глава IX. КОМБИНИРОВАННЫЕ САМОНАСТРАИВАЮЩИЕСЯ АНАЛОГО-ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ	
§ 1. Общие сведения	332
§ 2. Автоматизированный самонастраивающийся двухдвигательный асинхронный привод рудничной подъемной машины	333
§ 3. Автоматизированный самонастраивающийся дроссельный асинхронный электропривод	342
Литература	345

**ИВАНЧЕНКО
ГЕОРГИЙ ЕВТИХИЕВИЧ**

**ОСНОВЫ ТЕОРИИ
РАСЧЕТА СИСТЕМ
АВТОМАТИЧЕСКОГО
УПРАВЛЕНИЯ
РУДНИЧНЫМИ
ПОДЪЕМНЫМИ
МАШИНАМИ**

Ведущий редактор **Б. П. Антонов**
Технический редактор **Л. Г. Лаурентьевна**
Корректор **О. И. Шлыгина**

Подписано к набору 21/VI 1963 г. Подписано к печати 4/XI 1963 г.
Формат 60 x 90^{1/16}. Печ. л. 23,13 с 3 вкл. Уч.-изд. л. 22,82. Т-13950.
Тираж 2200 экз. Зам. № 810/1627-12. Издана 1-1-1. Цена 1 р. 80 к.
Объявлено в Сводном темплане издательства «Петра» 1963 г. № 293.

Издательство «Издательство», Москва, К-12, Третьяковский проезд, 1/19.
Ленинградская типография № 14 «Красный Печатник»
Главполиграфпрома Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.
Ленинград, Московский проспект, 91.