

051.34
Б-33
621.3/с.1
А. В. БАШАРИН, Ф. Н. ГОЛУБЕВ, В. Г. КЕППЕРМАН

ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Под редакцией
доктора технических наук
проф. А. В. БАШАРИНА

294602

К

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

На конкретных примерах излагаются расчеты сложных автоматизированных электроприводов постоянного и переменного тока, использующих современную аппаратуру непрерывного управления и регулирования. Приводятся примеры расчета статических и динамических характеристик привода и выбора параметров по заданным требованиям. Даются решения как линейных, так и нелинейных задач.

Книга предназначена как пособие по расчетам для инженеров, работающих в области проектирования, расчета и наладки современных систем автоматизированного электропривода, и для студентов энергетических и электротехнических вузов и факультетов.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Одной из главных задач, поставленных XXII съездом и программой КПСС, является максимальная механизация и автоматизация производства. Основным средством механизации служит электрический привод.

Современные автоматизированные электроприводы представляют собой сложные динамические системы, включающие различные линейные и нелинейные элементы (двигатели, генераторы, электромашинные, магнитные и электронные усилители, полупроводниковые и другие элементы), обеспечивающие в своем взаимодействии разнообразные статические и динамические характеристики.

Задачи анализа, расчета и проектирования подобных систем приобретают важное значение, и ими приходится заниматься широкому кругу специалистов.

Вместе с тем в литературе нет источников, которые на конкретных примерах знакомили бы с современными приемами и методами расчета статических и динамических режимов сложных систем автоматизированного электропривода, получивших широкое распространение.

Настоящей книгой авторы поставили перед собой цель восполнить имеющийся пробел и в сжатой форме изложить необходимый материал, сделав попытку охватить примерами основные типовые элементы и системы современных электроприводов и представить в доступной каждому инженеру форме основные расчеты, связанные со сложными современными системами автоматизированных электроприводов, начиная от расчета параметров и коэффициентов и кончая вопросами синтеза и моделирования.

Авторы не сочли целесообразным помещать в книге типовые расчеты — такие, как расчет моментов и усилий в электроприводах, определение элементарных характеристик электродвигателей, расчеты реостатов, выбор мощности электродвигателей по нагреву и т. п., поскольку эти вопросы достаточно хорошо освещены в имеющейся литературе [Л. 4, 12, 19].

В первой главе книги приведены примеры расчета параметров и коэффициентов, статических характеристик элементов и систем

автоматизированного электропривода. Вторая, третья и четвертая главы содержат примеры, относящиеся к расчету линейных систем автоматизированных электроприводов. В пятой главе рассматриваются примеры расчета переходных процессов в сложных нелинейных системах автоматизированного электропривода, а в шестой — примеры синтеза нелинейных систем по заданной статической характеристике и переходному процессу на выходе системы. В седьмой главе приведены принципы набора задач и примеры расчета и исследования как линейных, так и нелинейных систем электропривода на электронно-моделирующей установке типа МН-7 (аналоговая вычислительная машина непрерывного действия).

Авторы приносят благодарность инженеру Л. М. Осипову за подготовку материала к рукописи седьмой главы.

Авторы будут признательны всем лицам и организациям, которые сочтут необходимым прислать свои отзывы, замечания и пожелания по данной книге. Просьба направлять письма по адресу: Ленинград, Д-41, Марсово поле, д. 1, Л. О. издательства «Энергия»

Авторы

ОГЛАВЛЕНИЕ

<i>Глава первая. Статические характеристики систем автоматизированного электропривода</i>	7
1-1. Статическая точность систем автоматизированного электропривода и средства ее обеспечения	—
1-2. Исходные параметры и постоянные коэффициенты основных элементов системы автоматизированного электропривода	8
1-3. Статические характеристики систем автоматизированного электропривода	37
<i>Глава вторая. Уравнения и передаточные функции систем автоматизированного электропривода</i>	72
2-1. Метод составления и линеаризации дифференциальных уравнений элементов и систем автоматизированного электропривода	—
2-2. Вычисление постоянных времени электрических машин и магнитных усилителей	73
2-3. Уравнения, передаточные функции и структурные схемы систем автоматизированного электропривода	81
<i>Глава третья. Устойчивость систем автоматизированного электропривода и выбор стабилизирующих устройств из условий устойчивости</i>	115
3-1. Устойчивость линейных автоматизированных систем	—
3-2. Анализ устойчивости систем автоматизированного электропривода	116
3-3. Стабилизация неустойчивых систем автоматического регулирования	145
<i>Глава четвертая. Переходные процессы в линейных системах автоматизированного электропривода и выбор корректирующих устройств</i>	152
4-1. Выбор метода расчета	—
4-2. Выбор корректирующих устройств из условий заданных показателей качества	—
4-3. Построение переходных процессов в автоматизированных системах электропривода	164
<i>Глава пятая. Расчет переходных процессов в нелинейных системах автоматизированного электропривода</i>	187
5-1. О выборе метода расчета	—
5-2. Переходные процессы в двухкаскадном электромашином усилителе с гибкой трансформаторной обратной связью	188
5-3. К расчету переходного процесса в стабилизирующем трансформаторе	195
5-4. Переходный процесс в системе возбуждения генератора постоянного тока от силового магнитного усилителя	201

5-5. Система электропривода с электромашиной автоматикой и совмещенными отсечками	208
5-6. Система дроссельного электропривода переменного тока	222
5-7. К расчету переходного процесса в электроприводе при моменте статических сопротивлений, зависящем от пути	231
5-8. Система электропривода при моменте статических сопротивлений, зависящем от пути, и переменных параметрах	238
5-9. Система электропривода с трехобмоточным возбудителем и $M_c = f(n)$	246
5-10. Система ионного электропривода с импульсным регулированием скорости электродвигателя	256
5-11. Система электропривода с силовым трехфазным магнитным усилителем	267
Глава шестая. Синтез нелинейных узлов и систем автоматизированного электропривода	276
6-1. Графический метод синтеза	—
6-2. Синтез цепи управления генератора с гибкой емкостной обратной связью	277
6-3. Синтез узла электромашиного усилителя с поперечным полем, охваченного гибкой трансформаторной обратной связью	283
6-4. Синтез узла электродвигателя и определение характеристики регулируемого напряжения на его зажимах	289
6-5. Синтез комбинированной системы регулирования скорости электродвигателя постоянного тока	293
6-6. Синтез системы автоматического регулирования напряжения синхронного генератора в автономной установке	302
Глава седьмая. Моделирование систем автоматизированного электропривода	319
7-1. Применение электронно-моделирующих машин	—
7-2. Моделирование линейных систем	321
7-3. Моделирование нелинейных систем	330
7-4. Порядок набора задачи на электронно-моделирующей установке типа МН-7	341
7-5. Моделирование системы регулирования напряжения генератора постоянного тока с электромашиным усилителем	343
7-6. Моделирование системы регулирования скорости электродвигателя постоянного тока с магнитным усилителем	346
7-7. Моделирование системы регулирования напряжения генератора постоянного тока с электронно-машинным усилителем	349
7-8. Моделирование электрического привода подачи тяжелого продольно-фрезерного станка с широким диапазоном регулирования	354
7-9. Моделирование электропривода по системе генератор-двигатель с силовым магнитным усилителем	364
Приложения	379
Литература	390

ГЛАВА ПЕРВАЯ

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1-1. Статическая точность систем автоматизированного электропривода и средства ее обеспечения

Проектирование систем автоматизированного электропривода складывается из выбора принципиальной схемы, статических расчетов и расчета переходных режимов в системах.

Качественные показатели систем в установившихся режимах обеспечиваются элементами, параметры которых определяются из статических расчетов.

Поддержание заданной точности регулируемых величин при различных установившихся возмущениях является определяющим показателем качества статических систем в этих режимах.

Основа статических расчетов автоматизированных систем выражается известным уравнением [Л. 20]:

$$\Delta \% = \frac{\Delta_p \%}{1 + k_{тр}},$$

где $\Delta \%$ — статическая точность;

$\Delta_p \%$ — отклонение регулируемой величины в разомкнутой системе;

$k_{тр}$ — статический коэффициент усиления разомкнутой системы, требуемый для обеспечения заданной точности.

Целью статического расчета является определение общего коэффициента усиления, при котором обеспечивается заданная статическая точность в системе.

В связи с этим в примерах настоящей главы статический расчет элементов и систем проведен в следующей последовательности:

а) по статическим характеристикам отдельных звеньев системы и объекта регулирования вычисляются их коэффициенты усиления или передаточные коэффициенты;

б) по коэффициентам усиления отдельных звеньев определяется коэффициент усиления системы k , причем коэффициенты

усиления k и $k_{тр}$ сравниваются, и в случае их несоответствия определяются методы и средства доведения k до $k_{тр}$.

Статические расчеты существенно нелинейных систем обладают рядом отличительных особенностей. В настоящей главе расчеты подобных систем выполнены графическим методом.

При анализе автоматизированных систем в переходных режимах в статические расчеты систем в дальнейшем иногда вводятся коррективы. Они приведены ниже, в главах, связанных с методами анализа и синтеза линейных автоматизированных систем.

1-2. Исходные параметры и постоянные коэффициенты основных элементов системы автоматизированного электропривода

Пример 1-1. Определить конструктивные коэффициенты c_e и c_M электрической машины постоянного тока по следующим данным:

число активных стержней якоря $N = 2\omega_{я} = 2 \cdot 186 = 372$;

число полюсов $2p = 4$;

число параллельных ветвей $2a = 4$.

Решение.

$$c_e = \frac{pN}{60a} = \frac{2 \cdot 372}{60 \cdot 2} = 6,2.$$

$$c_M = \frac{c_e}{1,03} = \frac{6,2}{1,03} = 6,02.$$

Пример 1-2. Определить постоянные c_e и c_M по данным каталога электрических машин.

Данные генератора:

$$U_H = 230 \text{ в}; \quad r_{я15^\circ} = 0,008 \text{ ом}$$

$$I_H = 565 \text{ а}; \quad r_{дп15^\circ} = 0,0032 \text{ »}$$

$$n_H = 975 \text{ об/мин}; \quad r_{ко15^\circ} = 0,00051 \text{ »}$$

$$\Phi_H = 3,93 \cdot 10^{-2} \text{ вб}; \quad r_{в15^\circ} = 17,48 \text{ »}$$

Данные электродвигателя:

$$U_H = 220 \text{ в}; \quad r_{яц15^\circ} = 0,01171 \text{ ом}$$

$$I_H = 575 \text{ а}; \quad r_{в15^\circ} = 17,48 \text{ »}$$

$$n_H = 750 \text{ об/мин}; \quad \omega_B = 740.$$

$$\Phi_H = 4,55 \cdot 10^{-2} \text{ вб};$$

Решение.

Постоянный коэффициент c_e электрической машины может быть определен из уравнения:

$$c_e = \frac{U_H \pm I_H r_{яц}}{\Phi_H n_H}.$$

В этом уравнении знак плюс в числителе относится к генераторному режиму, минус — к двигательному.

Сопротивление якорной цепи машины в нагретом состоянии

$$r_{яц} = (r_{я15^\circ} + r_{дл15^\circ} + r_{к015^\circ}) \alpha,$$

где α — коэффициент, учитывающий изменение сопротивления при нагреве:

$$\alpha = 1 + 0,004 (\theta_2 - \theta_1);$$

$(\theta_2 - \theta_1)$ — превышение температуры обмотки машины над температурой θ_1 , при которой указывается сопротивление в каталоге:

$$\alpha = 1 + 0,004 (75 - 15) = 1,24 \approx 1,2.$$

Тогда

$$r_{яц} = (0,008 + 0,0032 + 0,00051) \cdot 1,2 = 0,014 \text{ ом}.$$

Конструктивные коэффициенты c_e и c_M для электродвигателя:

$$c_e = \frac{220 - 575 \cdot 0,014}{4,55 \cdot 10^{-2} \cdot 750} = 6,2;$$

$$c_M = \frac{6,2}{1,03} = 6,02.$$

Конструктивный коэффициент для генератора

$$c_{ег} = \frac{230 + 565 \cdot 0,014}{3,93 \cdot 10^{-2} \cdot 975} = 6,2.$$

Пример 1-3. Определить передаточный коэффициент электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением, данные которого приведены в примере 1-2, при регулировании его скорости изменением напряжения, подводимого к якору. При решении задачи считать поток возбуждения электродвигателя постоянным и равным $\Phi = \Phi_n$, а момент $M = M_n$.

Решение.

Передаточный коэффициент электродвигателя определяется уравнением:

$$k_{дв} = \frac{\Delta n}{\Delta U_{я}} = \frac{1}{c_e \Phi_n} = \frac{1}{6,2 \cdot 4,55 \cdot 10^{-2}} = 3,55 \text{ об/мин} \cdot \text{в},$$

где Δn — приращение скорости электродвигателя, вызванное изменением напряжения на его якоре на величину $\Delta U_{я}$, при постоянном потоке возбуждения $\Phi = \Phi_n$.

Пример 1-4. Определить передаточный коэффициент электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением, данные

которого приведены в примере 1-2, при регулировании его скорости изменением напряжения па обмотке возбуждения при следующих величинах напряжения на якоре:

$$U_{\text{я}} = U_{\text{н}}; \quad U_{\text{я}} = 0,5U_{\text{н}}; \quad U_{\text{я}} = 0,25U_{\text{н}}.$$

Решение.

Исходными данными для определения передаточного коэффициента электродвигателя являются:

а) кривая намагничивания электродвигателя (рис. 1-1) $\Phi = f(I_{\text{в}})$;

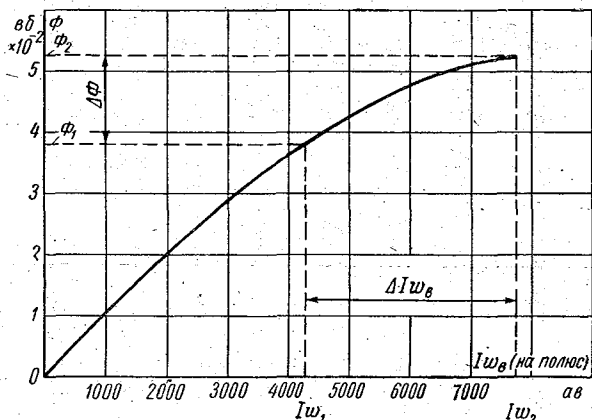


Рис. 1-1. Характеристика намагничивания электродвигателя.

б) механическая характеристика электродвигателя $n = f(M)$.

При регулировании скорости вращения электродвигателя потоком возбуждения за передаточный коэффициент принимают отношение приращения скорости вращения к приращению напряжения на обмотке возбуждения:

$$k_{\text{дв}} = \frac{\Delta n}{\Delta U_{\text{в}}} \text{ об/мин} \cdot \text{в},$$

где Δn — изменение скорости вращения электродвигателя;

$\Delta U_{\text{в}}$ — изменение напряжения на обмотке возбуждения.

Пользуясь уравнением механической характеристики

$$n = \frac{U_{\text{я}}}{c_{\text{е}}\Phi} - M \frac{r_{\text{яц}}}{c_{\text{е}}c_{\text{м}}\Phi^2},$$

построим зависимость $n = f(\Phi)$ при постоянных заданных условиях задачи напряжениях $U_{\text{я}}$, подводимых к якору электродвигателя. При построении принимаем момент статических сопротивлений постоянным и равным номинальному моменту двигателя:

$$M = M_{\text{н}} = c_{\text{м}}I_{\text{н}}\Phi_{\text{н}} = 6,02 \cdot 575 \cdot 4,55 \cdot 10^{-2} = 158 \text{ кг} \cdot \text{м}.$$

Результаты вычислений сведены в табл. 1-1, по которой построен график $n = f(\Phi)$, приведенный на рис. 1-2.

По кривым рис. 1-2, задаваясь приращением потока $\Delta\Phi$, определяем приращение скорости вращения Δn при различных постоянных напряжениях $U_{\text{я}}$. Передаточные коэффициенты электродвигателя по потоку возбуждения при принятых напряжениях $U_{\text{я}}$ будут равны:

$$k_1 = \frac{\Delta n_1}{\Delta\Phi} = \frac{250}{1,5 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= 166,5 \cdot 10^2 \text{ об/мин} \cdot \text{вб};$$

$$k_2 = \frac{\Delta n_2}{\Delta\Phi} = \frac{110}{1,5 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= 73,4 \cdot 10^2 \text{ об/мин} \cdot \text{вб};$$

$$k_3 = \frac{\Delta n_3}{\Delta\Phi} = \frac{50}{1,5 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= 33,4 \cdot 10^2 \text{ об/мин} \cdot \text{вб}.$$

Исходной характеристикой для определения передаточного коэффициента электродвигателя по напряжению, приложенному к обмотке его возбуждения, является характеристика намагничивания $\Phi = f(I_{\text{вб}})$, приведенная на рис. 1-1.

Принятое постоянным для всех напряжений якоря приращение потока возбуждения электродвигателя $\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1$ переносим с графика рис. 1-2 на характеристику намагничивания рис. 1-1.

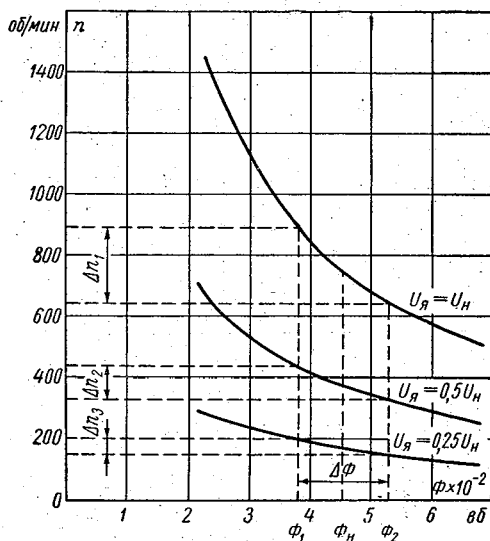


Рис. 1-2. Регулировочная характеристика электродвигателя $n = f(\Phi)$.

Таблица 1-1

Зависимость $n = f(\Phi)$ при различных напряжениях на якоре электродвигателя

$\Phi \times 10^{-2} \text{ вб}$	$n, \text{ об/мин}$		
	$U_{\text{я}} = 220 \text{ в}$	$U_{\text{я}} = 110 \text{ в}$	$U_{\text{я}} = 55 \text{ в}$
$0,5\Phi_{\text{н}} = 2,275$	1446	670	276
$0,6\Phi_{\text{н}} = 2,73$	1225	575	250
$0,8\Phi_{\text{н}} = 3,64$	933	445	202
$\Phi_{\text{н}} = 4,55$	750	361	167
$1,2\Phi_{\text{н}} = 5,46$	628	304	143
$1,4\Phi_{\text{н}} = 6,36$	542	264	125
$1,5\Phi_{\text{н}} = 6,82$	506	247	117

Находим изменение ампер-витков возбуждения, соответствующих приращению потока возбуждения на величину $\Delta\Phi$:

$$\Delta I w_B = I w_2 - I w_1 = 7750 - 4300 = 3450.$$

Тогда приращение напряжения на обмотке возбуждения можно определить по формуле:

$$\Delta U_B = \frac{\Delta I w_B}{w_B} r_B = \frac{3450}{740} \cdot 17,48 \cdot 1,2 = 97,6 \text{ в},$$

где w_B — число витков обмотки возбуждения электродвигателя;
 r_B — сопротивление обмотки возбуждения электродвигателя в нагретом состоянии.

Передаточные коэффициенты электродвигателя по напряжению обмотки возбуждения равны:

$$k_{дв1} = \frac{\Delta n_1}{\Delta U_B} = \frac{250}{97,6} = 2,56 \text{ об/мин} \cdot \text{в};$$

$$k_{дв2} = \frac{\Delta n_2}{\Delta U_B} = \frac{110}{97,6} = 1,13 \text{ об/мин} \cdot \text{в};$$

$$k_{дв3} = \frac{\Delta n_3}{\Delta U_B} = \frac{50}{97,6} = 0,51 \text{ об/мин} \cdot \text{в}.$$

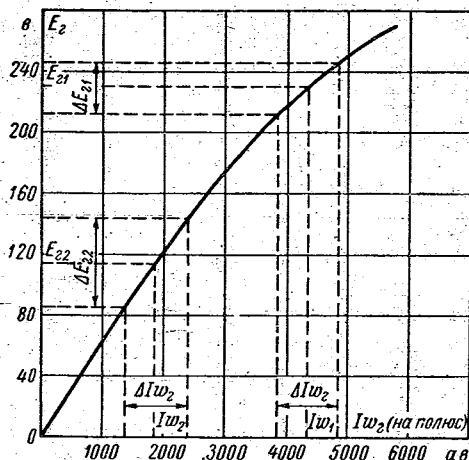


Рис. 1-3. Характеристика холостого хода генератора.

Пример 1-5. Определить коэффициент усиления генератора постоянного тока, работающего в режиме холостого хода при следующих э. д. с. якоря:

$$E_{г1} = 230 \text{ в}; \quad E_{г2} = 115 \text{ в}.$$

Данные генератора приведены в примере 1-2.

Характеристика холостого хода $E_r = f(I w_r)$ построена на рис. 1-3.

Решение.

Коэффициент усиления генератора определяется из уравнения:

$$k_r = \frac{\Delta E_r}{\Delta U_B} = \frac{\Delta E_r}{\Delta I w_r} \cdot \frac{w_B}{r_B},$$

где ΔE_r — приращение э. д. с. генератора;
 ΔU_B — приращение напряжения на обмотке возбуждения генератора;

$\Delta I \omega_r$ — приращение ампер-витков возбуждения генератора;
 r_B, ω_B — сопротивление и число витков обмотки возбуждения генератора.

Для заданных значений э. д. с. генератора находим из рис. 1-3 соответствующие им ампер-витки $I \omega_1$ и $I \omega_2$. Принимая одинаковые приращения $\Delta I \omega_r$, находим из графика приращения э. д. с. ΔE_r и определяем коэффициент

$$k = \frac{\Delta E_r}{\Delta I \omega_r} :$$

для $E_{r1} = 230$ в

$$k_1 = \frac{\Delta E_{r1}}{\Delta I \omega_r} = \frac{34}{1000} = 0,034;$$

для $E_{r2} = 115$ в

$$k_2 = \frac{\Delta E_{r2}}{\Delta I \omega_r} = \frac{60}{1000} = 0,06.$$

Коэффициент усиления генератора при $E_{r1} = 230$ в

$$k_{r1} = k_1 \frac{\omega_B}{r_B} =$$

$$= 0,034 \cdot \frac{740}{17,48 \cdot 1,2} = 1,2.$$

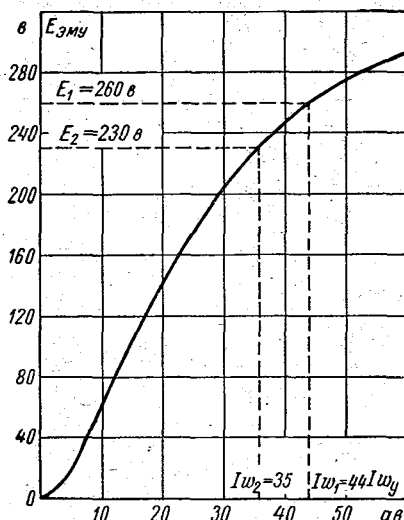


Рис. 1-4. Характеристика холостого хода ЭМУ.

Коэффициент усиления генератора при $E_{r2} = 115$ в

$$k_{r2} = k_2 \frac{\omega_B}{r_B} = 0,06 \cdot \frac{740}{17,48 \cdot 1,2} = 2,12.$$

Пример 1-6. Определить коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности электромашинного усилителя с поперечным полем при работе в номинальном режиме.

Данные ЭМУ-25-1500:

$$\begin{array}{lll} P_H = 1,2 \text{ квт}; & r_{я15^\circ} = 5,28 \text{ ом}; & \omega_H = 1260; \\ U_H = 230 \text{ в}; & r_{дп15^\circ} = 0,9 \text{ »} & \omega_y = 500; \\ I_H = 5,2 \text{ а}; & r_{к015^\circ} = 4,22 \text{ »} & 2p = 2; \\ n_H = 1440 \text{ об/мин}; & r_y = 37,2 \text{ »} & 2a = 2. \end{array}$$

Характеристика холостого хода ЭМУ $E_{ЭМУ} = f(I \omega_y)$ приведена на рис. 1-4, нагрузочная характеристика $U_{ЭМУ} = f(I_H)$ — на рис. 1-5. При решении задачи полагать, что ЭМУ работает на постоянное активное сопротивление $r_H = 44$ ом.

Решение.

Коэффициент усиления ЭМУ по напряжению.

Используя характеристику $U_{\text{эму}} = f(I_{\text{я}})$, снятую при определенной степени компенсации, автоматически учитываем падение напряжения в якоре ЭМУ, реакцию якоря и действие коммутующих секций.

Коэффициент усиления ЭМУ по напряжению

$$k_U = \frac{\Delta U_{\text{эму}}}{\Delta U_y} = \frac{U_1 - U_2}{I\omega_1 - I\omega_2} \cdot \frac{\omega_y}{r_y},$$

где $\Delta U_{\text{эму}} = U_1 - U_2$ — приращение напряжения на выходе ЭМУ, вызванное изменением ампер-витков управления на величину $\Delta I\omega_y = I\omega_1 - I\omega_2$;

ΔU_y — приращение напряжения на обмотке управления.

Напряжение на нагрузке ЭМУ принимаем:

$$U_1 = 220 \text{ в.}$$

Ток нагрузки при этом напряжении

$$I_{\text{я1}} = \frac{U_1}{r_{\text{н}}} = \frac{220}{44} = 5 \text{ а.}$$

Пользуясь нагрузочной характеристикой ЭМУ $U_{\text{эму}} = f(I_{\text{я}})$ (рис. 1-5), определяем э. д. с. ЭМУ при $I_{\text{я}} = 0$:

$$E_1 = 260 \text{ в.}$$

По характеристике холостого хода (рис. 1-4) определяем ампер-витки обмотки управления:

$$I\omega_1 = 44.$$

Аналогично определяем ампер-витки обмотки управления ЭМУ при напряжении на якоре $U_2 = 200 \text{ в}$

$$I_{\text{я2}} = \frac{U_2}{r_{\text{н}}} = \frac{200}{44} = 4,54 \text{ а; } E_2 = 230 \text{ в;}$$

$$I\omega_2 = 35.$$

Коэффициент усиления ЭМУ по напряжению

$$k_U = \frac{220 - 200}{44 - 35} \cdot \frac{500}{37,2} = 30.$$

Коэффициент усиления ЭМУ по току

$$k_I = \frac{\Delta I_H}{\Delta I_Y} = \frac{\Delta U_{ЭМУ}}{\Delta I_Y} \cdot \frac{w_Y}{r_H} = \frac{U_1 - U_2}{I\omega_1 - I\omega_2} \cdot \frac{w_Y}{r_H},$$

где ΔI_H — приращение тока якоря ЭМУ, вызванное изменением тока в обмотке управления на величину ΔI_Y ;

r_H — сопротивление нагрузки электромашинного усилителя;

$$k_I = \frac{U_1 - U_2}{I\omega_1 - I\omega_2} \cdot \frac{w_Y}{r_H} = \frac{20}{9} \cdot \frac{500}{44} = 25,3.$$

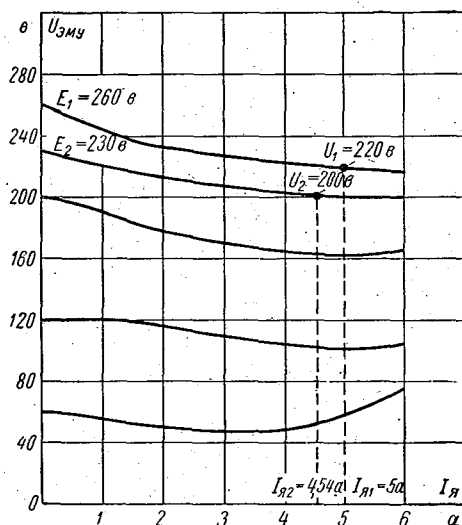


Рис. 1-5. Нагрузочная характеристика $U_{ЭМУ} = f(I_Я)$ электромашинного усилителя.

Коэффициент усиления ЭМУ по мощности

$$k_p = k_U \cdot k_I = 30 \cdot 25,3 = 759.$$

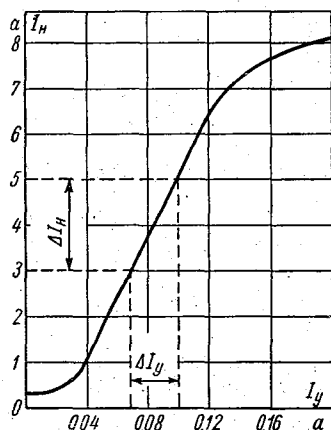


Рис. 1-6. Характеристика магнитного усилителя $I_H = f(I_Y)$.

Пример 1-7. Определить коэффициент усиления по току, напряжению и мощности трехфазного магнитного усилителя типа УМ-3П 20/40, выходная характеристика которого приведена на рис. 1-6.

$$r_H = 27,2 \text{ ом.}$$

Сопротивление обмотки управления

$$r_Y = 10,2 \text{ ом.}$$

Коэффициенты усиления определить для прямолинейного участка характеристики магнитного усилителя.

Решение.

Коэффициент усиления магнитного усилителя по току (рис. 1-6)

$$k_I = \frac{\Delta I_H}{\Delta I_Y} = \frac{2}{0,032} = 62,5.$$

Коэффициент усиления магнитного усилителя по напряжению

$$k_U = \frac{\Delta I_H}{\Delta I_Y} \cdot \frac{r_H}{r_Y} = k_I \frac{r_H}{r_Y} = 62,5 \cdot \frac{27,2}{10,2} = 167.$$

Коэффициент усиления магнитного усилителя по мощности

$$k_P = \frac{\Delta P_H}{\Delta P_Y} = k_U k_I = 62,5 \cdot 167 = 10450.$$

Пример 1-8. Определить передаточный коэффициент нелинейного моста, схема которого приведена на рис. 1-7.

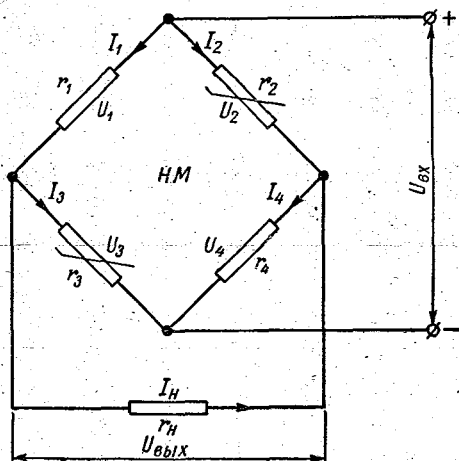


Рис. 1-7. Схема нелинейного измерительного моста.

Параметры нелинейного моста обеспечивают выходное напряжение, равное нулю, при напряжении на входе, равном 100 в.

Передаточный коэффициент определить для двух вариантов включения нелинейных элементов в плечи моста:

1) при линейных сопротивлениях $r_1 = r_4 = 125 \text{ ом}$ и нелинейных сопротивлениях $r_2 = r_3$, а вольт-амперные характеристики которых приведены на рис. 1-8, а;

2) если противоположные плечи моста состоят из односторонних нелинейных сопротивлений первого и второго рода,

вольт-амперные характеристики которых приведены на рис. 1-8, б.

Передаточный коэффициент определить для следующих сопротивлений нагрузки:

$$r_H = \infty; \quad r_H = 1000 \text{ ом}; \quad r_H = 10 \text{ ом}.$$

Решение.

При учете сопротивления нагрузки моста передаточный коэффициент может быть рассчитан по выражению:

$$k_M = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{r_1 r_4 - r_2 r_3}{(r_1 + r_3)(r_2 + r_4) + \frac{1}{r_H}(r_1 r_2 r_3 + r_2 r_3 r_4 + r_3 r_4 r_1 + r_4 r_1 r_2)},$$

где $r_1 = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1}$; $r_2 = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2}$; $r_3 = \frac{\Delta U_3}{\Delta I_3}$; $r_4 = \frac{\Delta U_4}{\Delta I_4}$ — дифференциальные сопротивления в рабочих точках вольт-амперных характеристик нелинейных сопротивлений.

1. Передаточный коэффициент нелинейного моста для первого варианта определяется из общего выражения, принимающего следующий упрощенный вид:

$$k_m = \frac{r_{нл} - r_l}{r_l + r_{нл} + \frac{2r_l r_{нл}}{r_n}},$$

где $r_{нл} = r_1 = r_4 = \frac{\Delta U_{нл}}{\Delta I_{нл}} = \frac{50}{0,12} = 416 \text{ ом}$ — сопротивление нелинейного элемента в рабочей точке A на рис 1-8, α ;
 $r_l = r_2 = r_3 = 125 \text{ ом}$ — заданная величина линейного сопротивления.

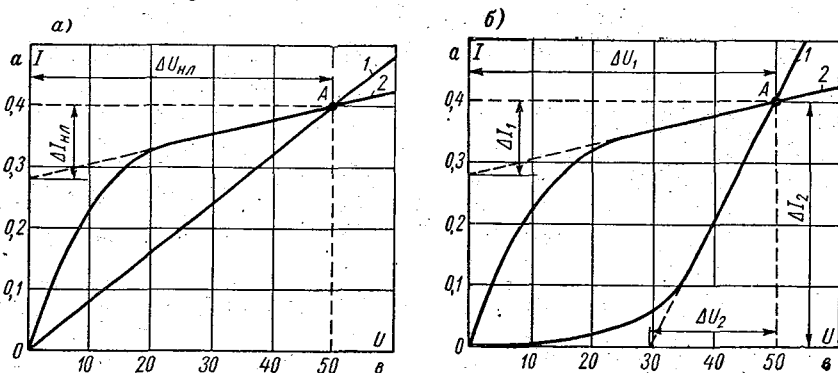


Рис. 1-8. Вольт-амперные характеристики элементов нелинейного моста: a — для первого варианта; b — для второго варианта.

Передаточные коэффициенты моста при разных сопротивлениях нагрузки:

$$r_n = \infty$$

$$k_m = \frac{416 - 125}{416 + 125} = 0,537;$$

$$r_n = 1000 \text{ ом}$$

$$k_m = \frac{416 - 125}{416 + 125 + \frac{2 \cdot 125 \cdot 416}{1000}} = 0,45;$$

$$r_n = 10 \text{ ом}$$

$$k_m = \frac{416 - 125}{416 + 125 + \frac{2 \cdot 125 \cdot 416}{10}} = 0,0266,$$

2. Передаточный коэффициент для второго варианта может быть рассчитан по выражению:

$$k_M = \frac{r_{НЛ1} - r_{НЛ2}}{r_{НЛ1} + r_{НЛ2} + \frac{2r_{НЛ1}r_{НЛ2}}{r_H}},$$

где $r_{НЛ1} = r_1 = r_4 = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} = \frac{50}{0,12} = 416 \text{ ом};$

$$r_{НЛ2} = r_2 = r_3 = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} = \frac{20}{0,4} = 50 \text{ ом} —$$

динамические сопротивления нелинейных элементов в рабочей точке A на рис. 1-8, б.

Передаточные коэффициенты моста при разных сопротивлениях нагрузки:

$$r_H = \infty$$

$$k_M = \frac{416 - 50}{416 + 50} = 0,79;$$

$$r_H = 1000 \text{ ом}$$

$$k_M = \frac{416 - 50}{416 + 50 + \frac{2 \cdot 416 \cdot 50}{1000}} = 0,72;$$

$$r_H = 10 \text{ ом}$$

$$k_M = \frac{416 - 50}{416 + 50 + \frac{2 \cdot 416 \cdot 50}{10}} = 0,081.$$

Пример 1-9. Определить передаточный коэффициент делителя напряжения, схема которого приведена на рис. 1-9.

Решение.

Для схемы рис. 1-9 может быть составлена следующая система уравнений:

$$U_{ВХ} = I_1(r_1 + r_2) - I_2r_1;$$

$$0 = I_3(r_4 + r_5) - I_2r_5;$$

$$0 = I_2r_3 + (I_2 - I_3)r_5 + (I_2 - I_1)r_1;$$

$$U_{ВЫХ} = I_2r_3.$$

Из совместного решения системы уравнений получим:

$$k = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{r_1r_3(r_4 + r_5)}{r_1r_2(r_4 + r_5) + r_4r_5(r_1 + r_2) + (r_1 + r_2)(r_4 + r_5)r_3}.$$

Пример 1-10. По данным каталога определить передаточный коэффициент тахогенератора постоянного тока типа ТМГЗО:

$$U_H = 460 \text{ в}; \quad n_H = 4000 \text{ об/мин}; \quad I_H = 0,08 \text{ а}; \quad r_{\text{я}} = 400 \text{ ом}.$$

Сопротивление нагрузки тахогенератора $r_H = 5750 \text{ ом}$.

Решение.

Передаточный коэффициент тахогенератора

$$k_{\text{тг}} = \frac{\Delta U_{\text{тг}}}{\Delta n_{\text{тг}}} = c'_e \frac{r_H}{r_{\text{я}} + r_H},$$

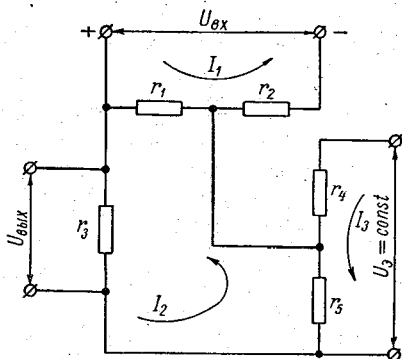


Рис. 1-9. Схема нагруженного делителя напряжения.

$U_{\text{вх}}$ — входное напряжение; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение; $U_{\text{э}}$ — эталонное напряжение.

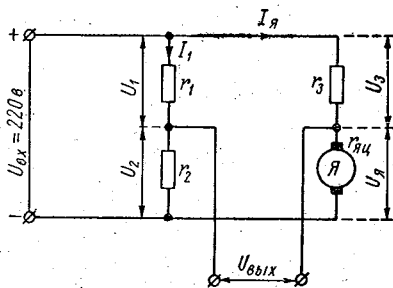


Рис. 1-10. Схема тахометрического моста.

где $c'_e = c_e \Phi_H$ — машинная постоянная тахогенератора;

$$E_{\text{тг}} = c_e n_H \Phi_H = U_H + I_H r_{\text{я}} = 460 + 0,08 \cdot 400 = 492 \text{ в};$$

$$c'_e = \frac{E_{\text{тг}}}{n_H} = \frac{492}{4000} = 0,123;$$

$$k_{\text{тг}} = 0,123 \cdot \frac{5750}{5750 + 400} = 0,115 \text{ в/об/мин}.$$

Пример 1-11. Рассчитать параметры и определить передаточный коэффициент тахометрического моста, схема которого изображена на рис. 1-10, при его работе на электронный усилитель с большим входным сопротивлением.

$$U_H = 220 \text{ в}; \quad I_H = 14,1 \text{ а}; \quad n_H = 1000 \text{ об/мин};$$

$$r_{\text{я}15^\circ} = 0,89 \text{ ом}; \quad r_{\text{дп}15^\circ} = 0,475 \text{ ом}; \quad r_{\text{с}15^\circ} = 0,1 \text{ ом}.$$

$$r_{\text{яц}} = 1,2 (r_{\text{я}15^\circ} + r_{\text{дп}15^\circ} + r_{\text{с}15^\circ}) = 1,76 \text{ ом}.$$

Решение.

Сопротивления плеч тахометрического моста определяются из условия его равновесия при неподвижном электродвигателе по уравнению:

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{r_3}{r_{я}}.$$

При вращении электродвигателя величина выходного напряжения определяется из выражения:

$$U_{\text{вых}} = I_{я} r_{яц} + c_e' n - U_2, \quad (1-1)$$

где $c_e' = c_e \Phi_n$.

$I_{я}$ — ток якоря электродвигателя.

Так как

$$U_2 = U_{\text{вх}} \frac{r_2}{r_1 + r_2},$$

а

$$U_{\text{вх}} = I_{я} (r_3 + r_{яц}) + c_e' n,$$

то уравнение (1-1) примет следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = \frac{r_1}{r_1 + r_2} c_e' n + I_{я} \frac{r_1 r_{яц} - r_2 r_3}{r_1 + r_2}.$$

Из условия равновесия моста при неподвижном электродвигателе выбираем

$$r_3 = \frac{r_1 r_{я}}{r_2}.$$

Тогда

$$U_{\text{вых}} = \frac{r_1}{r_1 + r_2} c_e' n.$$

Передаточный коэффициент

$$k_{\text{тм}} = \frac{U_{\text{вых}}}{n} = \frac{r_1}{r_1 + r_2} c_e'.$$

Величина c_e' определяется из уравнения электромеханической характеристики двигателя:

$$c_e' = \frac{U_n - I_n r_{яц}}{n_n} = \frac{220 - 14,1 \cdot 1,76}{1000} = 0,195.$$

В качестве последовательного сопротивления r_3 целесообразно использовать сопротивление дополнительных полюсов и серийной обмотки электродвигателя. В этом случае

$$r_{я} = 1,07 \text{ ом}; \quad r_3 = 0,69 \text{ ом}.$$

Чтобы потеря энергии в якорной цепи была незначительной, принимаем величину тока $I_1 = 0,5$ а; тогда

$$r_1 + r_2 = \frac{U_{\text{вх}}}{I_1} = \frac{220}{0,5} = 440 \text{ ом.}$$

Учитывая условие равновесия моста, принимаем:

$$r_1 = 172 \text{ ом}; \quad r_2 = 268 \text{ ом.}$$

Передаточный коэффициент тахометрического моста

$$k_{\text{тм}} = \frac{172}{440} \cdot 0,195 = 0,076.$$

Пример 1-12. Рассчитать параллельно-балансный электронный усилитель постоянного тока (рис. 1-11) из условия обеспечения полного коэффициента усиления по напряжению $k_{\text{эу}} = 500$, при его работе на обмотки управления электромашиного усилителя типа ЭМУ-25.

Исходные данные:

Входная мощность обмотки управления ЭМУ

$$P_{\text{вх}} = 0,284 \text{ вт.}$$

Номинальный ток обмотки управления ЭМУ

$$I_{\text{ун}} = 0,0125 \text{ а.}$$

Сопротивление обмотки управления ЭМУ

$$r_y = 1820 \text{ ом.}$$

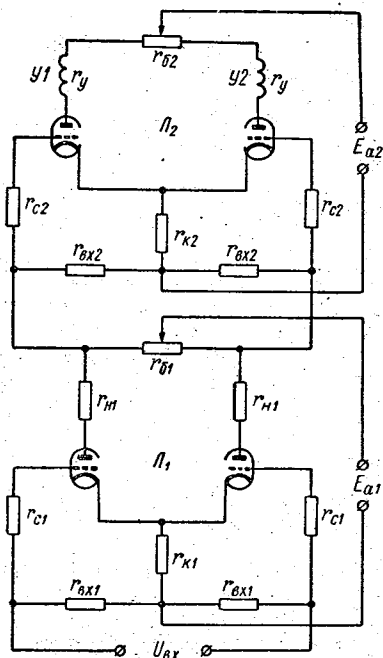


Рис. 1-11. Схема параллельно-балансного электронного усилителя.

Максимально возможный входной сигнал электронного усилителя

$$U_{\text{вх}} = \pm 0,17 \text{ в.}$$

Балансное сопротивление принято равным

$$r_{\text{б2}} = 360 \text{ ом.}$$

Решение.

Заданный коэффициент усиления обеспечивается двумя каскадами.

По входной мощности и току в управляющей обмотке ЭМУ выбираем для выходного каскада лампу типа 6Н6П.

Характеристики лампы приведены на рис. 1-12. Положение рабочей точки A определяется на основании динамической характеристики $B-C$, угол наклона которой зависит от полного сопротивления цепи нагрузки выходного каскада:

$$r_{н2} = r_y + \frac{1}{2} r_{с2} = 1820 + 180 = 2000 \text{ ом.}$$

Точка пересечения прямой $B-C$ с осью абсцисс определяется величиной принятого напряжения анодного питания $E_{a2} = 200 \text{ в.}$

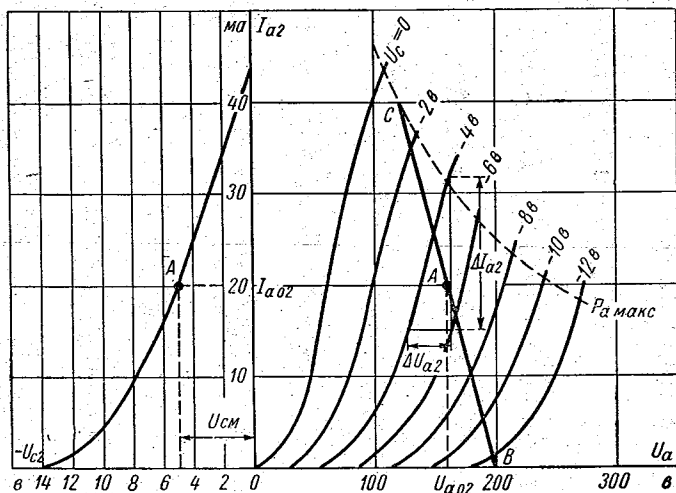


Рис. 1-12. Характеристики лампы 6Н6П выходного каскада усиления.

Переносим по точкам динамическую характеристику $B-C$ в систему координат $I_{a2} = f(U_c)$, выделяем ее прямолинейный участок в пределах от $U_c = -10,5 \text{ в}$ до $U_c = -0,5 \text{ в}$. Напряжение смещения получим из условия:

$$|U_{см}| = \frac{10,5 - 0,5}{2} = 5 \text{ в.}$$

Таким образом, координаты рабочей точки A будут:

$$I_{a02} = 20 \text{ ма; } U_{a02} = 160 \text{ в.}$$

Так как обмотка управления ЭМУ позволяет длительно пропускать пятикратный ток

$$I_{y \text{ макс}} = 5 \cdot 12,5 = 62,5 \text{ ма,}$$

то выбранный ток покоя $I_{a02} = 20 \text{ ма}$ вполне допустим.

Для расчета коэффициента усиления выходного каскада предварительно определяем внутреннее сопротивление лампы r_{i2} и статический коэффициент усиления μ_2 в зоне рабочей точки А (рис. 1-12):

$$\mu_2 = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_{c2}} = \frac{32}{2} = 16;$$

$$r_{i2} = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta I_{a2}} = \frac{32}{16,66} = 1,92 \text{ ком.}$$

Коэффициент усиления выходного каскада:

$$k_2 = \mu_2 \frac{r_{H2}}{r_{H2} + r_{i2}} = 16 \cdot \frac{2}{2 + 1,92} = 8,16.$$

Величину катодного смещения ламп выходного каскада можно определить из уравнения:

$$r_{K2} = \frac{U_{cm}}{2I_{a02}} = \frac{5}{2 \cdot 20} = 0,125 \text{ ком.}$$

Величина защитного сопротивления r_{c2} определяется по рекомендациям каталога.

Принимаем $r_{c2} = 0,5 \text{ Мом.}$ Определяем коэффициент усиления входного каскада усилителя:

$$k_1 = \frac{k_{\text{эу}}}{k_2} = \frac{500}{8,16} = 61,3.$$

Если использовать в качестве усилительной лампы входного каскада триод, то его статический коэффициент усиления должен быть не менее

$$\mu = \frac{k_1}{(0,6 \div 0,7)} = \frac{61,3}{0,7} = 97,6.$$

Для входного каскада выбираем лампу типа 6Н2П, характеристики которой приведены на рис. 1-13. Принимаем напряжение питания ламп входного каскада равным $E_{a1} = 300 \text{ в.}$ Для обеспечения коэффициента усиления k_1 ориентировочно определяем величину сопротивления нагрузки входного каскада:

$$r_{H1} = \frac{k_1 r_{i1}}{\mu_1 - k_1}.$$

Статический коэффициент усиления μ_1 и внутреннее сопротивление r_{i1} определяем в области линейной части характеристики лампы входного каскада:

$$\mu_1 = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_{c1}} = \frac{55}{0,5} = 110;$$

$$r_{i1} = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta I_{a1}} = \frac{55}{0,85} = 64,7 \text{ ком.};$$

$$r_{H1} = \frac{61,3 \cdot 64,7}{110 - 61,3} = 81,2 \text{ ком.}$$

По вычисленному сопротивлению нагрузки $r_{н1}$ строим линию динамической нагрузки $B' - C'$ и характеристику $I_{a1} = f(U_{c1})$. При выборе рабочей точки A' учитываем, что

$$|U_{c1}| = \frac{2,5 - 0,5}{2} = 1 \text{ в.}$$

Рабочая точка имеет координаты:

$$I_{a01} = 1,6 \text{ ма; } U_{a01} = 172 \text{ в.}$$

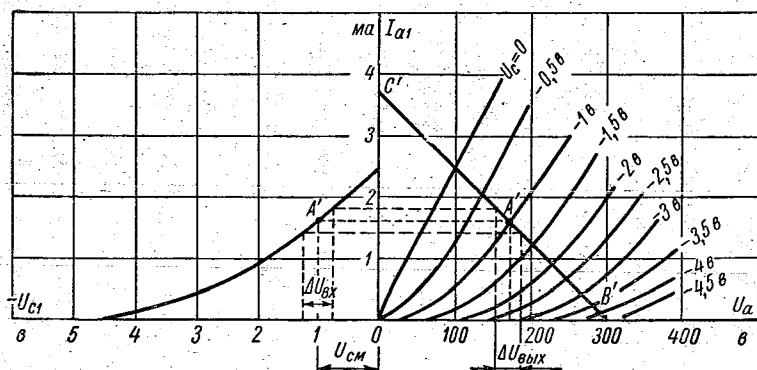


Рис. 1-13. Характеристики лампы 6Н2П входного каскада усиления.

Действительный коэффициент усиления первого каскада определяется из рис. 1-13:

$$k_1 = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{32}{0,5} = 64.$$

Полный коэффициент усиления электронного усилителя

$$k_{\text{эу}} = k_1 k_2 = 8,16 \cdot 64 = 522.$$

Величина сопротивления смещения входного каскада:

$$r_{к1} = \frac{U_{c1}}{2I_{a01}} = \frac{1}{2 \cdot 1,6} = 0,312 \text{ ком.}$$

Пример 1-13. Рассчитать полупроводниковый усилитель переменного тока, предназначенный для работы на обмотку управления исполнительного асинхронного электродвигателя типа ДИД-5 (рис. 1-14).

Исходные данные:

Напряжение на обмотке управления, состоящей из двух последовательно соединенных секций, равно $U_y = 30 \text{ в.}$

Коэффициент усиления полупроводникового усилителя по напряжению и мощности соответственно должен быть не менее $k_U = 250$, $k_P = 10^5$.

Напряжение питания полупроводниковых триодов $U_{\text{н}} = 30 \text{ в.}$
 Обмотка управления электродвигателя шунтирована емкостью C_4 . Полное сопротивление обмотки управления, шунтированной емкостью, составляет:

$$r_{yз} = 90 \text{ ом.}$$

Решение.

Расчетная величина мощности, потребляемой обмоткой управления электродвигателя

$$P_{\text{нз}} = \frac{U_y^2}{r_{yз}} = \frac{30^2}{90} = 10 \text{ вт.}$$

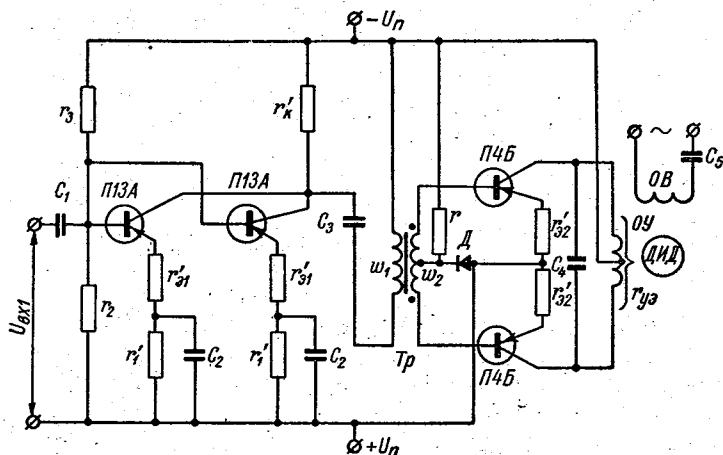


Рис. 1-14. Схема двухкаскадного полупроводникового усилителя переменного тока.

Амплитуда напряжения на выходе усилителя

$$U_{ym2} = U_y \sqrt{2} = 30 \sqrt{2} = 42 \text{ в.}$$

Амплитуда тока на нагрузке:

$$I_{ym2} = \frac{U_{ym2}}{r_{yз}} = \frac{42}{90} = 0,466 \text{ а.}$$

Так как рассчитываемая система содержит двухтактный выходной каскад с бестрансформаторным включением обмотки управления электродвигателя, а триоды включены по схеме с общим эмиттером, приведенное сопротивление нагрузки одного триода должно быть равным:

$$r_{1т} = \frac{r_{yз}}{4} = \frac{90}{4} = 22,5 \text{ ом.}$$

Максимальная мощность, рассеиваемая в одном триоде оконечного каскада, может быть определена из уравнения:

$$P_{1т} = 0,101 \cdot \frac{U_{\pi}^2}{r_{1т}} = 0,101 \cdot \frac{30^2}{22,5} \approx 4 \text{ вт.}$$

Максимальное обратное напряжение коллектор-эмиттер равно:

$$U_{кэ} = 2U_{\pi} = 2 \cdot 30 = 60 \text{ в.}$$

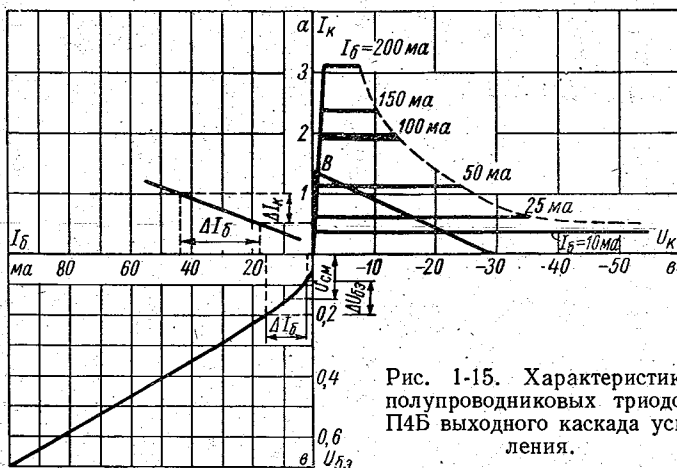


Рис. 1-15. Характеристики полупроводниковых триодов П4Б выходного каскада усиления.

Максимальная амплитуда коллекторного тока при принятой схеме определяется уравнением:

$$I_{км2} = 2I_{ym2} = 2 \cdot 0,466 = 0,932 \text{ а.}$$

Основываясь на полученных величинах $P_{1т}$, $U_{кэ}$, $I_{км2}$, выбираем для выходного каскада триоды типа П4Б, характеристики которых приведены на рис. 1-15.

В координатной системе $I_k = f(U_k)$ характеристик триода строим линию нагрузки $A - B$. При этом параметры выходного триода будут:

$$b = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_b} = \frac{0,5}{26 \cdot 10^{-3}} = 19,3.$$

Пользуясь выходной характеристикой и принимая начальное смещение $U_{см} = 0,15 \text{ в}$, определяем входное сопротивление:

$$r_{вхэ} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_b} = \frac{0,11}{14 \cdot 10^{-3}} \approx 7 \text{ ом.}$$

Крутизна характеристики s определяется выражением:

$$s = \frac{b}{r_{\text{вх}3}} = \frac{19,3}{7} = 2,75 \text{ а/в.}$$

Учитывая возможный разброс характеристик триодов по крутизне на 20—30 % от номинала и допуская изменение крутизны характеристики каскада на 10 %, принимаем сопротивление в цепи обратной связи эмиттеров:

$$r'_{\text{э}2} = 0,5 \text{ ом.}$$

Входное сопротивление триода, с учетом выбранного сопротивления обратной связи, определяется из уравнения:

$$r_{\text{вх}2} = r_{\text{вх}3} + (b + 1)r'_{\text{э}2} = 7 + (19,3 + 1) \cdot 0,5 = 17,15 \text{ ом.}$$

Максимальная амплитуда тока базы

$$I_{\text{бм}2} = \frac{I_{\text{км}2}}{b} = \frac{0,932}{19,3} = 0,0484 \text{ а.}$$

Максимальная амплитуда входного сигнала

$$U_{\text{вхм}2} = I_{\text{бм}2} r_{\text{вх}2} = 0,0484 \cdot 17,15 = 0,83 \text{ в.}$$

Мощность, необходимая для раскачки выходного каскада

$$P_{\text{вх}2} = 0,5 I_{\text{бм}2} U_{\text{вхм}2} = 0,5 \cdot 0,0484 \cdot 0,83 = 0,0202 \text{ вт.}$$

Коэффициент усиления выходного каскада по мощности

$$k_P = \frac{P_{\text{н}2}}{P_{\text{вх}2}} = \frac{10}{0,0202} \approx 500.$$

Коэффициент усиления выходного каскада по напряжению

$$k_U = \frac{U_{\text{ум}2}}{U_{\text{вхм}2}} = \frac{42}{0,83} = 50,7.$$

Так как рассчитанный каскад не обеспечивает заданного коэффициента усиления, вводим дополнительный каскад усиления. Исходными данными для его расчета принимаются входные параметры оконечного каскада. Требуемая входная мощность каскада усиления может быть обеспечена одним триодом типа П13-П16 при непосредственном включении первичной обмотки трансформатора в его коллекторную цепь.

Выбираем постоянную составляющую напряжения коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}} = 8 \text{ в.}$ Согласно характеристикам триода (рис. 1-16) задаемся:

$$U_{\text{кэ мин}} = 1 \text{ в и } \Delta U_{\text{кэ}} = 2,5 \text{ в,}$$

где $\Delta U_{\text{кэ}}$ — изменение падения напряжения на сопротивлении нагрузки при повышении температуры коллекторного перехода.

Амплитуда переменного напряжения на нагрузке предоконечного каскада

$$U_{km1} = U_{кз} - U_{кз\ мин} - \Delta U_{кз} = 8 - 1 - 2,5 = 4,5 \text{ в.}$$

Определим максимально возможную величину сопротивления нагрузки, приведенного к первичной обмотке трансформатора:

$$r_{нп} = \frac{\eta_T U_{km1}^2}{2P_{вх2}} = \frac{0,8 \cdot 4,5^2}{2 \cdot 0,0202} = 400 \text{ ом},$$

где $\eta_T = 0,8$ — к. п. д. трансформатора;

$P_{вх2} = 0,0202 \text{ вт}$ — входная мощность окончного каскада.

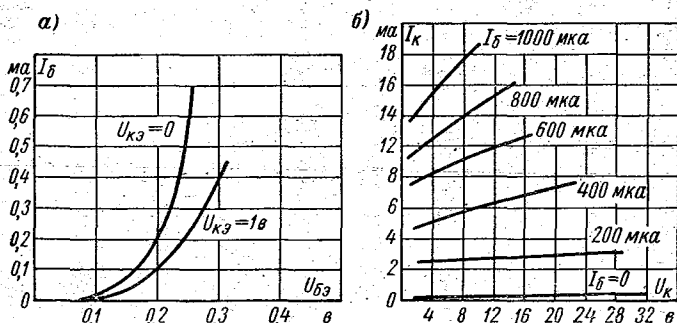


Рис. 1-16. Характеристики полупроводникового триода 6П13А:
а — входная характеристика; б — выходная характеристика.

Нагрузочное сопротивление r'_k в цепи коллектора можно определить из уравнения:

$$r'_k = r_{нп} \frac{U_{п} - U_1 - U_{km1} - U_{кз}}{U_{km1} + r_{нп} I_{к\ мин}}.$$

Падение напряжения U_1 на сопротивлении r_1 обратной связи в цепи эмиттера выбирается из условия минимально возможной потери напряжения питания. Принимаем $U_1 = 2 \text{ в.}$

Для триодов типа 6П13—6П16 принимаем $I_{к\ мин} = 0,5 \text{ ма}$. Тогда величина нагрузочного сопротивления

$$r'_k = 400 \cdot \frac{30 - 2 - 4,5 - 8}{4,5 + 0,5 \cdot 400 \cdot 10^{-3}} = 1320 \text{ ом}.$$

Коэффициент трансформации трансформатора Tr определяем из формулы:

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{r_{вх2}}{\eta_T r_{нп}}} = \sqrt{\frac{17,15}{0,8 \cdot 400}} = 0,23.$$

Постоянную составляющую коллекторного тока I_k находим из уравнения:

$$I_k = I_{k \text{ мин}} + U_{km1} \frac{r'_k + r_{\text{нп}}}{r'_k \cdot r_{\text{нп}}} =$$

$$= 0,5 + 4,5 \cdot 10^3 \cdot \frac{1320 + 400}{1320 \cdot 400} = 14,9 \text{ ма.}$$

Мощность, рассеиваемая триодом,

$$P_T = U_{k3} I_k = 8 \cdot 14,9 \cdot 10^{-3} = 119 \text{ мвт.}$$

Так как выбранный триод работает с перегрузкой, принимаем схему с двумя параллельно работающими триодами типа П13А.

Постоянную составляющую коллекторного тока I_{k1} каждого триода принимаем равной 7,5 ма. Мощность, рассеиваемая триодом, $P_{T1} = 58 \text{ мвт}$. На рис. 1-16, а и б приведены характеристики П13А. Из них определяем параметры входного триода при $I_{k1} = 7,5 \text{ ма}$ и $U_{k3} = 8 \text{ в}$.

Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером,
 $b = 30$.

Эквивалентное входное сопротивление:

$$r_{\text{вх } \pi 1} = 300 \text{ ом.}$$

Параметры двух параллельно включенных триодов будут:

$$b = 30; \quad r_{\text{вх } \pi 1} = 150 \text{ ом.}$$

При расчете цепи смещения первого каскада оба триода принимаем за один эквивалентный, имеющий $b = 30$, $\alpha = 0,968$, а суммарный начальный коллекторный ток $(I_{ko})_{20} = 10 \text{ мка}$. Температура коллекторных переходов при температуре окружающей среды $t = 50^\circ \text{ С}$ и мощности рассеивания $P_{T1} = 59 \text{ мвт}$ определяется выражением:

$$t_{\pi} = 50 + 0,5 \cdot 59 \approx 80^\circ.$$

Увеличение начального коллекторного тока триодов при повышении температуры от 20 до 80° С принимается приблизительно равным $40 (I_{ko})_{20}$.

Тогда

$$\Delta I_{ko} = 400 \text{ мка.}$$

Допустимое относительное изменение коллекторного тока $\Delta I_{k \text{ доп}}$ определяется из уравнения:

$$\Delta I_{k \text{ доп}} = \frac{\Delta I_k}{I_{k1}} = \frac{\Delta U_{k3}}{U_{\pi} - U_{k3}} = \frac{2,5}{30 - 8} = 0,114.$$

Коэффициент неустойчивости S_i при изменении величины b в пределах от 30 до 60 и при $\Delta\alpha = 0,015$ определяется выражением:

$$S_i = \frac{\Delta I_{\text{к доп}}}{\frac{\Delta I_{\text{ко}}}{I_{\text{к}}} + \frac{\Delta\alpha}{\alpha^2}} = \frac{0,114}{0,0276 + 0,015} = 2,68.$$

Рассчитываемый усилитель имеет один источник смещения, сопротивление в цепи которого определяется следующим образом:

$$r_1 \approx \frac{U_1}{I_{\text{к}}} = \frac{2}{14,9 \cdot 10^{-3}} = 134 \text{ ом};$$

$$r_3 = \frac{U_{\text{п}}(S_i - 1)}{I_{\text{к}} - S_i I_{\text{ко}}} = \frac{30 \cdot (2,68 - 1)}{14,9 \cdot 10^{-3} - 2,68 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3}} = 3,65 \text{ ком};$$

$$r_2 = \frac{r_1 r_3 (S_i - 1)}{\alpha S_i r_3 - (r_1 + r_3)(S_i - 1)} =$$

$$= \frac{0,134 \cdot 3,65 (2,68 - 1)}{0,968 \cdot 2,68 \cdot 3,65 - (0,134 + 3,65) \cdot (2,68 - 1)} = 0,263 \text{ ком}.$$

Сопротивление r_1 разбиваем на два равных сопротивления, так чтобы эквивалентное сопротивление составляло величину, равную $r'_1 = 2 \cdot 134 \text{ ом}$, каждое из которых шунтируется емкостью C_2 .

Так как разброс характеристик триодов по крутизне может составлять 30 % от номинала, то необходимое сопротивление обратной связи в эмиттерных цепях каскада должно быть $r'_{\text{эл}} \approx 10 \text{ ом}$.

С учетом наличия сопротивлений обратной связи входное сопротивление каждого триода определяется уравнением:

$$r_{\text{вх1}} = r_{\text{вх эл}} + (b + 1)r'_{\text{эл}} = 300 + (30 + 1) \cdot 10 \approx 600 \text{ ом}.$$

Входное сопротивление двух параллельно включенных триодов

$$r'_{\text{вх1}} = \frac{600}{2} = 300 \text{ ом}.$$

Результирующее сопротивление нагрузки каскада по переменному току определяется из формулы:

$$r'_{\text{н1}} = \frac{r'_{\text{к}} r'_{\text{нп}}}{r'_{\text{к}} + r'_{\text{нп}}} = \frac{1320 \cdot 400}{1320 + 400} = 307 \text{ ом}.$$

Амплитуда переменной составляющей коллекторного тока двух триодов П13А:

$$I_{\text{км1}} = \frac{U_{\text{км1}}}{r'_{\text{н}}} = \frac{4,5}{307} = 14,65 \text{ ма}.$$

Амплитуда переменной составляющей тока базы двух триодов

$$I_{bm1} = \frac{I_{km1}}{b} = \frac{14,65}{30} = 0,488 \text{ ма.}$$

Амплитуда напряжения сигнала на входе каскада:

$$U_{bxm1} = I_{bm1} r'_{bx1} = 0,488 \cdot 300 = 146 \text{ мв.}$$

Результирующее входное сопротивление каскада с учетом шунтирующего действия сопротивлений r_2 и r_3 :

$$r_{вхк} = \frac{1}{\frac{1}{r'_{bx1}} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3}} = 138 \text{ ом.}$$

Амплитуда переменной составляющей входного тока каскада

$$I_{bxm1} = \frac{U_{m bx1}}{r_{вхк}} = \frac{146 \cdot 10^{-3}}{138} = 1,06 \cdot 10^{-3} \text{ а.}$$

Мощность, необходимая для раскачки каскада,

$$P_{bx1} = 0,5 I_{bxm1} U_{bxm1} = 0,5 \cdot 1,06 \cdot 10^{-3} \cdot 146 \cdot 10^{-3} = 77,5 \cdot 10^{-6} \text{ вт.}$$

Полный коэффициент усиления полупроводникового усилителя по мощности

$$k_P = \frac{P_{н2}}{P_{bx1}} = \frac{10}{77,5 \cdot 10^{-6}} = 129 \cdot 10^3.$$

Полный коэффициент усиления усилителя по напряжению

$$k_U = \frac{U_{ym2}}{U_{bxm1}} = \frac{42}{146 \cdot 10^{-3}} = 288.$$

Пример 1-14. На рис. 1-17 приведена схема фотоэлектронного устройства, предназначенного для регулирования напряжения электромашинного усилителя ЭМУ воздействием на его обмотку управления У1 в функции светового потока, непосредственно действующего на фотоэлемент ФЭ.

Не касаясь полного расчета системы, рассчитать фотоэлектронное измерительное устройство при следующих исходных данных.

Пределы изменения светового потока от $\Phi_1 = 0$ до $\Phi_2 = 0,3 \text{ лм.}$

Требуемые пределы изменения тока в обмотке управления У1 электромашинного усилителя от $I_y = 0$ до $I_y = 20 \text{ ма.}$

Сопротивление обмотки управления ЭМУ $r_y = 1,8 \text{ ком.}$

Решение.

В соответствии с условиями задачи выбираем фотоэлемент типа СЦВ-3. Чувствительность фотоэлемента при напряжении $U_\phi = 250 \text{ в}$

$$S = 100 \text{ мка/лм.}$$

По требуемой мощности и току обмотки управления ЭМУ выбираем усилительную лампу Л1 типа 6С5С. Статический коэффициент усиления $\mu = 20$. Внутреннее сопротивление лампы $r_i = 8 \text{ ком}$. Напряжение смещения, обеспечивающее равенство нулю анодного тока при $\Phi_1 = 0$, выбирается на основании характеристик лампы Л1 (рис. 1-18). При анодном напряжении лампы $E'_a = 250 \text{ в}$ анодный ток $I_a = 0$ при $U_{сз} = -15 \text{ в}$. При этом напряжение питания усилителя должно быть равно:

$$E_a = E'_a + U_{сз} = 250 + 15 = 265 \text{ в.}$$

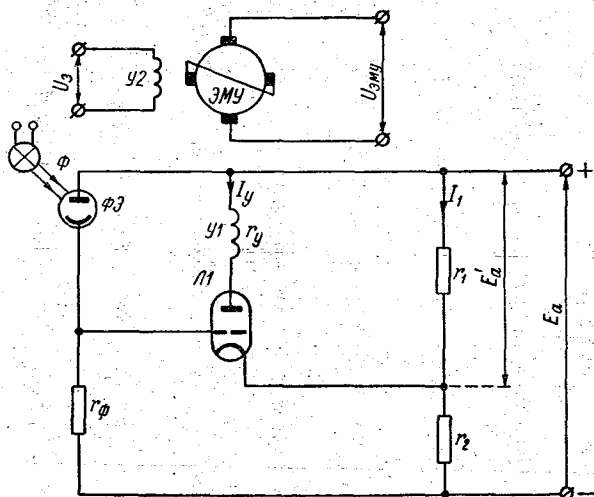


Рис. 1-17. Схема фотоэлектронного регулятора напряжения ЭМУ.

Для исключения влияния анодного тока лампы на смещение целесообразно делитель напряжения $r_1 \div r_2$ выбирать из условия протекания через него тока, значительно большего по сравнению с составляющей анодного тока лампы.

Принимаем ток делителя напряжения

$$I_1 = 5I_y = 5 \cdot 20 = 100 \text{ ма.}$$

Тогда

$$r_1 + r_2 = \frac{E_a}{I_1} = \frac{265}{100} = 2,65 \text{ ком;}$$

$$r_1 = \frac{E'_a}{I_1} = \frac{250}{100} = 2,5 \text{ ком;}$$

$$r_2 = 2,65 - 2,5 = 0,15 \text{ ком.}$$

На основании заданного сопротивления обмотки управления ЭМУ $r_y = 1,8 \text{ ком}$ в координатной системе анодных характери-

стик наносим линию нагрузки $A - B$, а затем строим анодно-сеточную характеристику $A' - B'$.

В координатной системе I_a, U_c наносим линию обратной связи $O - C$, которая проходит через точку C с координатами:

$$I_a = 40 \text{ ма}; \quad |U_c| = I_a \cdot r_2 = 40 \cdot 0,15 = 6 \text{ в.}$$

Производим перестроение анодно-сеточной характеристики с учетом действия обратной связи (линия $B' - N$). Методика перестроения показана для $U_c = -4 \text{ в}$ и точки D на рис. 1-18.

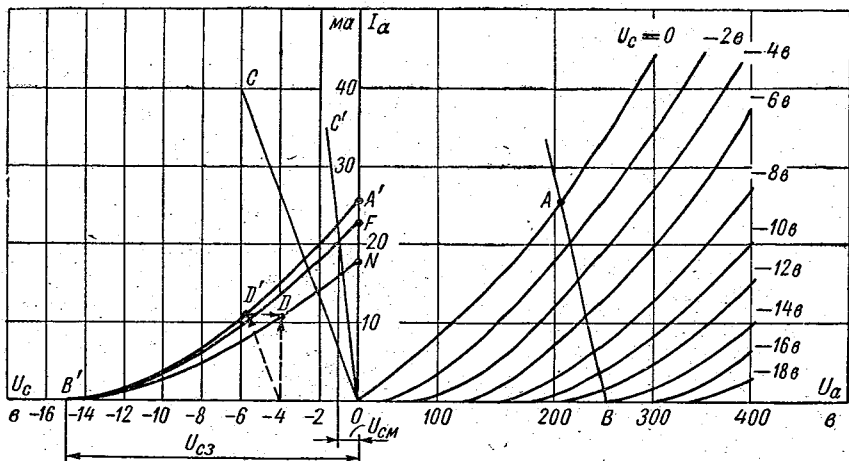


Рис. 1-18. Характеристики усилительной лампы фотоэлектронного регулятора.

Из построения видно, что ток $I_a = I_y = 20 \text{ ма}$ получается при положительном напряжении на сетке лампы, что нежелательно, так как при этом возникают сеточные токи.

Полагая, что сеточные токи будут отсутствовать при $U_c \approx -1 \text{ в}$, обратным построением находим величину сопротивления $r_2' = 50 \text{ ом}$. Искомая характеристика обозначена на рис. 1-18 через $B' - F$, а линия обратной связи $O - C'$.

После уточнения величины r_2 необходимо пересчитать величину сопротивления делителя напряжения r_1 .

Падение напряжения на сопротивлении r_2 должно надежно закрывать лампу. Поэтому U_{c3} должно быть равно -15 в . Следовательно, через делитель r_1 и r_2 будет протекать ток

$$I_1 = \frac{|U_{c3}|}{r_2} = \frac{15}{50} = 0,3 \text{ а.}$$

В этом случае уточненная величина сопротивления

$$r_1 = \frac{E_a'}{I_1} = \frac{250}{0,3} = 833,3 \text{ ом.}$$

Полное сопротивление делителя напряжения

$$r_1 + r_2 = 833,3 + 50 = 883,3 \text{ ом.}$$

Для получения тока в обмотке управления $I_y = 20 \text{ ма}$ при $\Phi_2 = 0,3 \text{ лм}$ на вход лампы Л1 должно быть подано напряжение

$$-U_c = U_{c3} - U_{cm} = 15 - 1 = 14 \text{ в.}$$

Фототок при световом потоке $\Phi_2 = 0,3 \text{ лм}$ определяется из уравнения:

$$I_\phi = S\Phi_2 = 100 \cdot 0,3 = 30 \text{ мка.}$$

Сопротивление в цепи фотоэлемента

$$r_\phi = \frac{U_c}{I_\phi} = \frac{14}{30 \cdot 10^{-6}} = 0,466 \text{ Мом.}$$

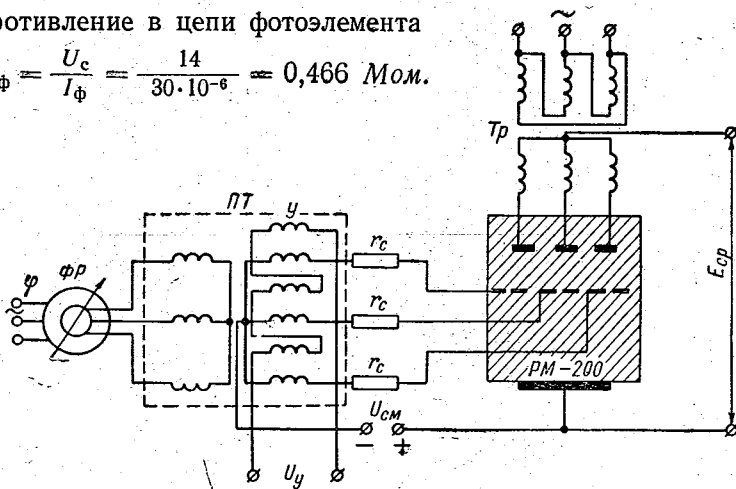


Рис. 1-19. Схема управляемого ртутного выпрямителя.

Передаточный коэффициент фотоэлектронного устройства рассчитывается по формуле:

$$k = \frac{\mu S r_\phi}{r_y + r_i + r_2 (1 + \mu)} = \frac{20 \cdot 0,1 \cdot 0,466 \cdot 10^3}{1,8 + 8 + 0,05 \cdot (1 + 20)} = 86,5 \text{ ма/лм.}$$

Пример 1-15. Определить коэффициент усиления по напряжению управляемого ртутного выпрямителя типа РМ200, схема которого приведена на рис. 1-19.

Заданная величина э. д. с. выпрямителя при полностью открытых сетках

$$E_{cro} = \sqrt{2} U_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = 504 \text{ в,}$$

где U_2 — действующее значение фазового напряжения вторичной обмотки силового трансформатора;

m — число вторичных обмоток трансформатора.

Решение.

Среднее значение э. д. с. ртутного выпрямителя для больших углов зажигания может быть подсчитано по формуле:

$$E_{\text{ср}\varphi} = E_{\text{ср}0} \frac{1 - \sin\left(\varphi_3 - \frac{\pi}{m}\right)}{2 \sin \frac{\pi}{m}},$$

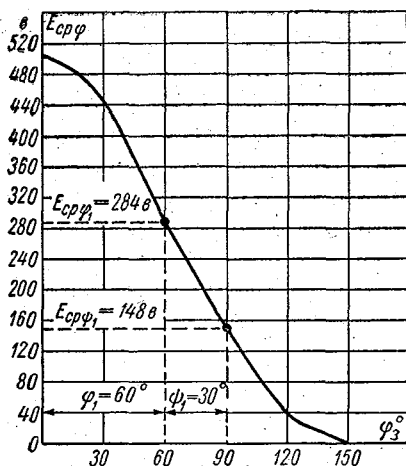


Рис. 1-20. Зависимость среднего выпрямленного напряжения PB от угла зажигания фазорегулятора ΦP .

где φ_3 — угол зажигания ртутного выпрямителя, задаваемый фазорегулятором.

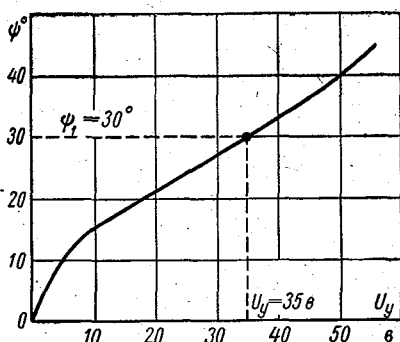


Рис. 1-21. Экспериментальная зависимость смещения угла пика напряжения пиктрансформатора $ПТ$ от напряжения на обмотке управления U .

На основании указанной выше формулы на графике рис. 1-20 построена зависимость $E_{\text{ср}\varphi} = f(\varphi_3)$.

По построенной зависимости $E_{\text{ср}\varphi} = f(\varphi_3)$ и экспериментальной характеристике $\psi = f(U_y)$ (рис. 1-21) строится зависимость э. д. с. ртутного выпрямителя в функции управляющего напряжения U_y (рис. 1-22). Построение характеристик $E_{\text{ср}\varphi} = f(U_y)$ производится по данным табл. 1-2. Порядок расчета табл. 1-2 и характеристик $E_{\text{ср}\varphi} = f(U_y)$ следующий.

Задаемся углом $\varphi_1 = \varphi_{30} = 60^\circ$. Из графика $E_{\text{ср}\varphi} = f(\varphi_3)$ определяем э. д. с. при $U_y = 0$:

$$E_{\text{ср}\varphi 1} = 284 \text{ в.}$$

При $U_y = -35 \text{ в}$ из графика рис. 1-21 находим:

$$\psi_{1L} = 30^\circ.$$

Возвращаясь снова к графику рис. 1-20, находим значение э. д. с. ртутного выпрямителя:

$$E_{\text{ср}\psi 1} = 148 \text{ в.}$$

Аналогичные расчеты проводятся для других значений U_y .

Полученная расчетным путем зависимость $E_{\text{ср}}$ в функции напряжения на обмотке управления U при различных углах зажигания фазорегулятора приведена в табл. 1-2 и на рис. 1-22.

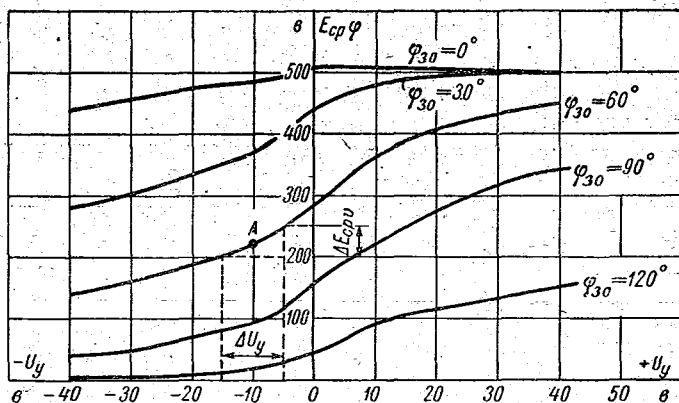


Рис. 1-22. Зависимость $E_{\text{ср}\varphi} = f(U_y)$ при различных углах зажигания фазорегулятора.

Таблица 1-2

$\varphi_{30} = 0$

$E_{\text{ср}\varphi}, \text{ в}$	436	454	470	480	504	504	504	504	504
$U_y, \text{ в}$	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40

$\varphi_{30} = 30^\circ$

$E_{\text{ср}\varphi}, \text{ в}$	280	310	340	370	440	480	490	500	504
$U_y, \text{ в}$	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40

$\varphi_{30} = 60^\circ$

$E_{\text{ср}\varphi}, \text{ в}$	140	164	190	220	284	370	400	430	444
$U_y, \text{ в}$	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40

$\varphi_{30} = 90^\circ$

$E_{\text{срф}}, \text{ в}$	39	50	70	90	143	220	244	270	285
$U_y, \text{ в}$	-40	-30	-20	-10	3	10	20	30	40

 $\varphi_{30} = 120^\circ$

$E_{\text{срф}}, \text{ в}$	0	2	4	18	40	90	110	130	150
$U_y, \text{ в}$	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40

Принимаем за коэффициент усиления ртутного выпрямителя по напряжению отношение:

$$k_{\text{рв}} = \frac{\Delta E_{\text{срф}}}{\Delta U_y}.$$

Зависимость $E_{\text{срф}} = f(U_y)$ нелинейна, поэтому коэффициент усиления PB является переменной величиной и зависит от рабочей точки. Так, например, для точки A , определяемой углом зажигания $\varphi_{30} = 60^\circ$ и $U_y = -10 \text{ в}$, коэффициент усиления PB

$$k_{\text{рв}} = \frac{\Delta E_{\text{срф}}}{\Delta U_y} = \frac{50}{10} = 5.$$

1-3. Статические характеристики систем автоматизированного электропривода

Пример 1-16. Рассчитать параметры и построить статическую характеристику системы автоматического поддержания постоянства скорости вращения электродвигателя постоянного тока с отрицательной обратной связью по напряжению (рис. 1-23).

Система должна обеспечивать поддержание постоянства скорости вращения, равной номинальной скорости электродвигателя n_n .

Коэффициенты усиления системы регулирования выбрать из условия получения максимальной жесткости статической характеристики.

П р и м е ч а н и е. Поставленную задачу решить для двух вариантов систем:

а) при отсутствии эталонного напряжения (переключатель Π установлен в положение 1);

б) при наличии эталонного напряжения U_0 (переключатель Π установлен в положение 2).

Исходные данные:

а) напряжение питания обмотки возбуждения двигателя, задающей обмотки ЭМУ и источника эталонного напряжения равно $U = 220$ в;

б) система генератор-двигатель состоит из электрических машин, данные которых приведены ниже.

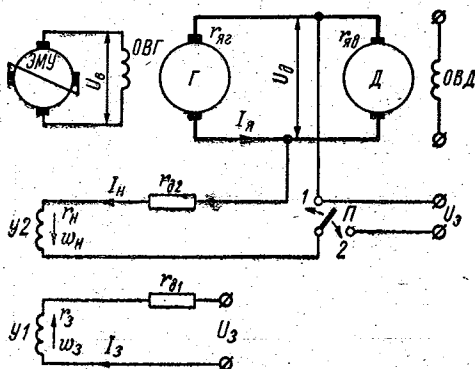


Рис. 1-23. Схема системы Г—Д с отрицательной обратной связью по напряжению генератора: с эталонным напряжением (переключатель П в положении 2); без эталонного напряжения (переключатель П в положении 1).

Данные генератора:

$$\begin{aligned}
 P_H &= 80 \text{ кВт}; & r_{я15^\circ} &= 0,0185 \text{ ом}; & \omega_H &= 126; \\
 U_H &= 230 \text{ в}; & r_{дп15^\circ} &= 0,0074 \text{ »}; & \omega_{вг} &= 1250 \text{ (на полюс)}; \\
 I_H &= 358 \text{ а}; & r_{ко15^\circ} &= 0,00164 \text{ »}; & 2p &= 4; \\
 n_H &= 970 \text{ об/мин}; & r_{в15^\circ} &= 48,8 \text{ »}; & 2a &= 2.
 \end{aligned}$$

Сопротивление якорной цепи генератора в нагретом состоянии:

$$r_{яг} = (r_{я15^\circ} + r_{дп15^\circ} + r_{ко15^\circ}) \cdot 1,2 = 0,033 \text{ ом}.$$

Данные электродвигателя:

$$\begin{aligned}
 P_H &= 70 \text{ кВт}; & r_{я15^\circ} &= 0,0185 \text{ ом}; & \omega_H &= 126; \\
 U_H &= 220 \text{ в}; & r_{дп15^\circ} &= 0,0074 \text{ »}; & \omega_B &= 1400 \text{ (на полюс)}; \\
 I_H &= 358 \text{ а}; & r_{ко15^\circ} &= 0,00164 \text{ »}; & 2p &= 4; \\
 n_H &= 750 \text{ об/мин}; & r_{в15^\circ} &= 63 \text{ »}; & 2a &= 2.
 \end{aligned}$$

Сопротивление якорной цепи электрических машин в нагретом состоянии:

$$r_{яд} = r_{яг} = 0,033 \text{ ом}.$$

Данные электромашинного усилителя:

$$\begin{aligned} P_H &= 2,5 \text{ кВт}; & r_{я15^\circ} &= 1,35 \text{ ом}; & \omega_{я} &= 665; \\ U_H &= 230 \text{ в}; & r_{дп15^\circ} &= 0,2 \text{ »}; & 2p &= 2; \\ I_H &= 10,5 \text{ а}; & r_{к015^\circ} &= 1,1 \text{ »}; & 2a &= 2. \\ n_H &= 2925 \text{ об/мин}; \end{aligned}$$

Сопrotивление якорной цепи ЭМУ в нагретом состоянии:

$$r_{я} = 2,65 \cdot 1,2 = 3,18 \text{ ом}.$$

Параметры обмоток управления ЭМУ:

Наименование	Обозначение	Единица измерения	У1	У2	У3	У4
Сопrotивление	r_y	ом	37,2	18,5	15,6	18,5
Число витков	w_y		500	330	330	330
Максимальный длительно допустимый ток	$I_{y \text{ макс}}$	ма	720	1100	1100	1100

Решение.

А. Система регулирования без эталонного напряжения.

Уравнение статической характеристики $n_d = f(I_{я})$ для замкнутой системы регулирования можно записать на основании следующих исходных уравнений:

$$\begin{aligned} E_r &= c_{ед} n_d \Phi_d + I_{я} r_{яц}; \\ E_r &= E_{го} + k_r U_{в}; \\ U_d &= E_r - I_{я} r_{яг}; \\ U_v &= U_{во} + k_3 U_3 - k_n U_d, \end{aligned}$$

где

E_r — э. д. с. генератора;
 $E_d = c_{ед} n_d \Phi_d$ — э. д. с. электродвигателя;
 $I_{я}$ — ток нагрузки электродвигателя;
 $r_{яц} = r_{яд} + r_{яг}$ — полное сопротивление якорной цепи главных машин системы Г—Д;
 U_v — напряжение на обмотке возбуждения генератора;
 $E_{го}, U_{во}$ — фиктивные начальные значения э. д. с. генератора и напряжения его возбуждения (см. рис. 1-24 и 1-25);
 k_r, k_3, k_n — соответственно, коэффициенты усиления по напряжению для генератора и электромашинного усилителя по задающей обмотке и обмотке напряжения.

Решая эту систему уравнений, после исключения величин U_b , U_d , E_r получим уравнение статической характеристики замкнутой системы регулирования $n_d = f(I_a)$:

$$n_d = \frac{E_{го} + k_r U_{во} + k_r k_n U_a}{c_{ед} \Phi_d (1 + k_r k_n)} - \frac{I_a r_{яц} \left(1 + \frac{r_{яд}}{r_{яц}} k_r k_n\right)}{(1 + k_r k_n) c_{ед} \Phi_d}$$

или

$$n_d = n_0 \left(1 + \frac{r_{яд}}{r_{яц}} k_r k_n\right) \Delta n_p,$$

где n_0 — пограничная скорость электродвигателя;

Δn_p — отклонение скорости электродвигателя в разомкнутой системе регулирования.

Номинальный поток возбуждения электродвигателя определяется из уравнения:

$$\Phi_{нд} = \frac{30 \cdot (U_n - I_n r_{яд}) \cdot 2a}{2p\omega_y n_n} = \frac{30 \cdot (220 - 358 \cdot 0,33) \cdot 2}{4 \cdot 126 \cdot 750} = 3,3 \cdot 10^{-2} \text{ вб.}$$

$$c_{ед} = \frac{pN}{60a} = \frac{2 \cdot 252}{60 \cdot 1} = 8,4,$$

где $N = 2 \cdot \omega_y = 2 \cdot 126 = 252$.

Э. д. с. генератора E_r , обеспечивающая скорость вращения электродвигателя $n_{нд} = 750 \text{ об/мин}$ при номинальном токе якоря, определяется из уравнения

$$E_r = n_{нд} c_{ед} \Phi_{нд} + I_n r_{яц} = 8,4 \cdot 750 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2} + 358 \cdot 0,066 = 231 \text{ в.}$$

Пользуясь характеристикой холостого хода генератора (рис. 1-24), определяем напряжение возбуждения, необходимое для получения $E_r = 231 \text{ в.}$

$$U_b = \frac{I\omega_r}{\omega_{вр}} r_{вр} = \frac{3400}{1250} \cdot 58,5 = 159 \text{ в.}$$

где $\omega_{вр} = 1250$ — число витков обмотки возбуждения генератора (на полюс);

$r_{вр} = 48,8 \cdot 1,2 = 58,5 \text{ ом}$ — сопротивление обмотки возбуждения генератора при нагреве.

По характеристике $U_b = f(I\omega_y)$ (рис. 1-25) определяем суммарные ампер-витки электромашиного усилителя, обеспечивающие $U_b = 159 \text{ в.}$

$$I\omega_{\Sigma} = I\omega_s - I\omega_n = 25 \text{ ав.}$$

где $I\omega_s$ — ампер-витки задающей обмотки ЭМУ;

$I\omega_n$ — ампер-витки обмотки обратной связи по напряжению.

Для обеспечения максимальной жесткости статической характеристики замкнутой системы регулирования принимаем ток задающей обмотки ЭМУ равным максимальному допустимому току $I_{y \text{ макс}}$.

Используем в качестве задающей обмотки обмотку У1 ЭМУ с параметрами:

$$\omega_3 = 500; r_3 = 37,2 \text{ ом}; I_{y \text{ макс}} = 0,72 \text{ а.}$$

Тогда ампер-витки задающей обмотки будут:

$$I\omega_3 = 500 \cdot 0,72 = 360 \text{ ав.}$$

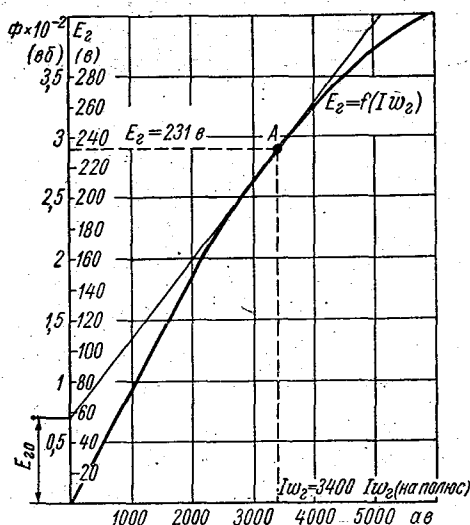


Рис. 1-24. Характеристика холостого хода генератора.

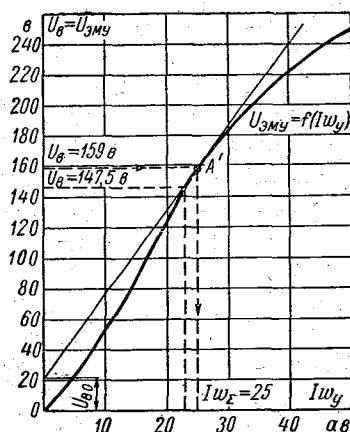


Рис. 1-25. Характеристика $U_{эм} = f(I_{wy})$ электромашинного усилителя.

Ампер-витки обмотки обратной связи по напряжению:

$$I\omega_n = I\omega_3 - I\omega_\Sigma = 360 - 25 = 335 \text{ ав.}$$

Для обратной связи по напряжению используем обмотку У2 с параметрами:

$$\omega_n = 330; r_n = 18,5 \text{ ом.}$$

Ток в обмотке обратной связи

$$I_n = \frac{I\omega_n}{\omega_n} = \frac{335}{330} = 1,015 \text{ а.}$$

При скорости вращения электродвигателя $n_{нд} = 750 \text{ об/мин}$ и номинальном токе якоря напряжение на его зажимах определяется уравнением:

$$U_d = E_r - I_{ян} r_{яг} = 231 - 358 \cdot 0,033 = 220 \text{ в.}$$

Эта же величина напряжения подается и в цепь обратной связи.

Величины добавочных сопротивлений, вводимых в цепи задающей обмотки и обмотки обратной связи по напряжению, определяются по уравнениям:

$$r_{д1} = \frac{U}{I_{у макс}} - r_з = \frac{220}{0,72} - 37,2 = 269 \text{ ом};$$

$$r_{д2} = \frac{U_з}{I_H} - r_H = \frac{220}{1,015} - 18,5 = 198 \text{ ом}.$$

Коэффициенты усиления k_r , $k_з$ и k_H должны быть определены с учетом нелинейности характеристик холостого хода генератора и ЭМУ (см. примеры 1-5 и 1-6):

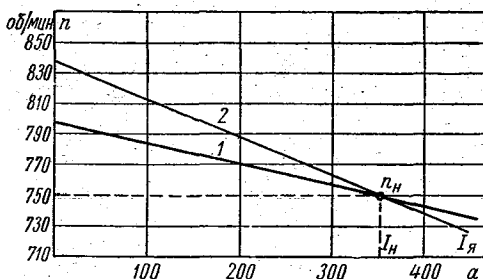


Рис. 1-26. Электромеханические характеристики.

1 — системы Г—Д с отрицательной обратной связью по напряжению генератора; 2 — системы Г—Д без обратной связи.

$$k_z = \frac{\Delta E_r}{\Delta I w_r} \cdot \frac{w_{вг}}{r_{вг}} = \frac{40}{800} \cdot \frac{1250}{58,5} = 1,07;$$

$$k_H = \frac{\Delta U_{ЭМУ}}{\Delta I w_y} \cdot \frac{w_H}{r_H + r_{д2}} = \frac{40}{8} \cdot \frac{330}{216} = 7,6;$$

$$k_з = \frac{\Delta U_{ЭМУ}}{\Delta I w_y} \cdot \frac{w_з}{r_з + r_{д1}} = \frac{40}{8} \cdot \frac{500}{306} = 8,2.$$

Статическую характеристику $n_d = f(I_я)$ для замкнутой системы строим по двум точкам:

при $I_я = I_H = 358 \text{ а}$

$$n_d = n_H = 750 \text{ об/мин};$$

при $I_я = 0$

$$\begin{aligned} n_d &= n_o = n_H + \frac{I_я r_{яц} \left(1 + \frac{r_{яд}}{r_{яц}} k_r k_H \right)}{c_{ед} \Phi_d (1 + k_r k_H)} = \\ &= 750 + \frac{358 \cdot 0,066}{3,3 \cdot 8,4 \cdot 10^{-2}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{0,033}{0,066} \cdot 1,07 \cdot 7,6 \right)}{(1 + 1,07 \cdot 7,6)} = \\ &= 750 + 85 \cdot 0,55 = 797,2 \text{ об/мин}. \end{aligned}$$

Статическая характеристика (1) для замкнутой системы приведена на рис. 1-26. На том же рисунке для сравнения приведена характеристика (2) системы Г—Д без обратной связи.

Б. Система регулирования с эталонным напряжением

При введении эталонного напряжения U_3 в цепь обратной связи на рис. 1-23 ампер-витки задающей обмотки будут равны $I\omega_3 = I\omega_2 = 25 \text{ аВ}$, так как ток в обмотке У2 отсутствует, поскольку напряжения U_d и U_3 равны и направлены встречно. В цепи обратной связи по напряжению добавочное сопротивление $r_{д2}$ отсутствует. В этом случае коэффициент усиления ЭМУ определяется из уравнения:

$$k_n = \frac{\Delta U_{\text{ЭМУ}} \cdot \omega_n}{\Delta I \omega_y \cdot r_n} = \frac{40}{8} \cdot \frac{330}{18,5} = 89; \quad n_0 = 750 + 85 \cdot \frac{(1 + 0,5 \cdot 1,07 \cdot 89)}{1 + 1,07 \cdot 89} =$$

$$= 750 + 85 \cdot 0,516 =$$

$$= 750 + 43,9 =$$

$$= 793,9 \text{ об/мин.}$$

Пример 1-17. Рассчитать параметры положительной обратной связи по току якоря для системы, изображенной на рис. 1-27, таким образом, чтобы жесткость электромеханической характеристики возросла вдвое по сравнению с обычной системой Г—Д. При расчете параметров использовать данные электрических машин примера 1-16. Скорость идеального холостого хода электродвигателя принять равной $n_0 = 792 \text{ об/мин.}$

Решение.

Исходными уравнениями для получения статической характеристики $n_d = f(I_a)$ системы с обратной связью по току якоря будут:

$$\left. \begin{aligned} E_r &= c_{ед} n_d \Phi_d + I_a r_{яц}; \\ E_r &= E_{го} + k_r U_b; \\ U_b &= U_{во} + k_3 U_3 + k_t U_{ш}; \\ U_{ш} &= I_a r_{ш}, \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

где, кроме обозначений, указанных в примере 1-16,

$U_{ш}$ — падение напряжения на сопротивлении $r_{ш}$;

k_t — коэффициент усиления ЭМУ по токовой обмотке.

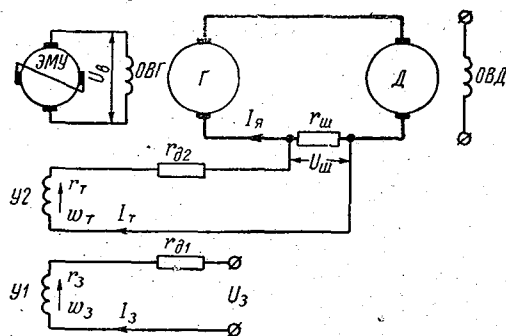


Рис. 1-27. Система стабилизации скорости с положительной обратной связью по току.

Из совместного решения уравнений (1-2) получим выражение для электрохимической характеристики замкнутой системы:

$$n_d = \frac{E_{го} + k_r U_{во} + k_r k_3 U_3}{c_{ед} \Phi_d} - \frac{I_{я} r_{яц}}{c_{ед} \Phi_d} \left(1 - \frac{r_{ш}}{r_{яц}} k_r k_r \right)$$

или

$$n_d = n_o - \Delta n_p \left(1 - \frac{r_{ш}}{r_{яц}} k_r k_r \right),$$

где $n_o = \frac{E_{го} + k_r U_{во} + k_r k_3 U_3}{c_{ед} \Phi_{нд}} = 792 \text{ об/мин}$ — скорость холостого хода электродвигателя;

$$\Delta n_p = \frac{I_{ян} \cdot r_{яц}}{c_{ед} \Phi_{нд}} = \frac{358 \cdot 0,066}{8,4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2}} = 85 \text{ об/мин}$$
 — отклонение скорости электродвигателя в разомкнутой системе при $I_{я} = I_{ян}$;

$c_{ед}, \Phi_{нд}$ определены в примере 1-16.

Э. д. с. генератора при идеальном холостом ходе электродвигателя:

$$E_r = c_{ед} n_o \Phi_{нд} = 8,4 \cdot 792 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2} = 219 \text{ в.}$$

Для определения параметров задающей обмотки ЭМУ по характеристике холостого хода генератора (рис. 1-24) находим ампер-витки и напряжение на якоре возбуждателя, соответствующие э. д. с. генератора $E_r = 219 \text{ в.}$

$$U_v = \frac{I \omega_r}{\omega_{вр}} r_{вр} = \frac{3150}{1250} \cdot 58,5 = 147,5 \text{ в.}$$

По характеристике $U_{эму} = f(I \omega_y)$ (рис. 1-25) находим ампер-витки задающей обмотки:

$$I \omega_3 = 23,5 \text{ ав.}$$

Для обеспечения заданной жесткости характеристики численное значение выражения $\left(1 - \frac{r_{ш}}{r_{яц}} k_r k_r \right)$ должно быть равно 0,5.

Необходимый коэффициент усиления по обмотке обратной связи k_r можно найти из указанного условия, предварительно определив k_r и $\frac{r_{ш}}{r_{яц}}$.

Коэффициент усиления генератора $k_r = 1,07$ (см. пример 1-16). Значение $r_{ш}/r_{яц}$ при использовании в качестве шунта $r_{ш}$ половины сопротивления дополнительных полюсов электродвигателя, будет:

$$\frac{r_{ш}}{r_{яц}} = \frac{0,0044}{0,066} = 0,0665,$$

$$\text{где } r_{ш} = \frac{r_{дпд}}{2} = 1,2 \cdot \frac{0,0074}{2} = 0,0044 \text{ ом.}$$

Тогда коэффициент усиления ЭМУ по токовой обмотке должен быть:

$$k_T = \frac{1-0,5}{\frac{r_{ш}}{r_{яц}} k_T} = \frac{1-0,5}{0,0665 \cdot 1,07} = 7.$$

Используя для обратной связи по току якоря обмотку управления У2 ЭМУ с параметрами $\omega_T = 330$ и $r_T = 18,5$ ом, получим величину добавочного сопротивления:

$$r_{д2} = \frac{\Delta U_{ЭМУ} \omega_T}{\Delta I \omega_y k_T} - r_T = \frac{40 \cdot 330}{8 \cdot 7} - 18,5 = 217,5 \text{ ом},$$

где $\frac{\Delta U_{ЭМУ}}{\Delta I \omega_y} = \frac{40}{8}$ взято из примера 1-16.

Пример 1-18. Рассчитать параметры и построить статическую характеристику $n_d = f(I_{я})$ для системы автоматического поддержания постоянства скорости вращения электродвигателя постоянного тока с обратной связью по скорости (рис. 1-28).

Система должна поддерживать постоянную скорость вращения, равную номинальной $n_{нд} = 750$ об/мин.

Выбор передаточных коэффициентов и коэффициентов усиления отдельных элементов системы произвести из условия получения максимальной жесткости статической характеристики $n_d = f(I_{я})$. Данные электрических машин системы приведены в примере 1-16.

Данные тахогенератора:

$$U_H = 230 \text{ в}; \quad n_H = 1430 \text{ об/мин}; \quad I_H = 5,65 \text{ а};$$

$$r_{ягг} = 5,4 \text{ ом}; \quad r_H = 50 \text{ ом}.$$

Решение.

Э. д. с. генератора, напряжение его возбуждения и суммарные ампер-витки на входе ЭМУ, обеспечивающие скорость вращения электродвигателя $n_d = n_{нд} = 750$ об/мин, были определены в примере 1-16.

$$E_T = 231 \text{ в}; \quad U_B = 159 \text{ в}; \quad I\omega_{\Sigma} = 25 \text{ ав}.$$

При номинальной скорости вращения электродвигателя ампер-витки управляющей обмотки У2 ЭМУ должны быть равны нулю, так как $U_{тг} = U_9$.

Тогда

$$I\omega_{\Sigma} = I\omega_3 = 25 \text{ ав}.$$

Передаточный коэффициент электродвигателя

$$k_d = \frac{1}{c_{ед} \Phi_{нд}} = \frac{1}{27,72 \cdot 10^{-2}} = 3,6 \text{ об/в. мин};$$

$c_{ед}$ и $\Phi_{нд}$ определены в примере 1-16.

Коэффициент усиления генератора (см. пример 1-16)

$$k_r = \frac{\Delta E_r}{\Delta I \omega_r} \cdot \frac{\omega_{вг}}{r_{вг}} = 1,07.$$

Коэффициент усиления ЭМУ по управляющей обмотке У2, имеющей параметры $r_{ск} = 18,5 \text{ ом}$; $\omega_{ск} = 330$,

$$k_{эмус} = \frac{\Delta U_{эму}}{\Delta I \omega_y} \cdot \frac{\omega_{ск}}{r_{ск}} = \frac{40}{8} \cdot \frac{330}{18,5} = 89,$$

где $\frac{\Delta U_{эму}}{\Delta I \omega_y} = \frac{40}{8}$ взято из примера 1-16.

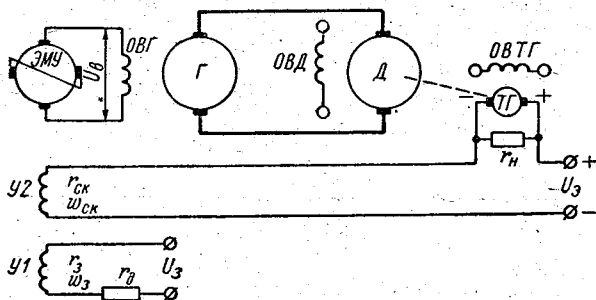


Рис. 1-28. Система стабилизации с отрицательной обратной связью по скорости.

Передаточный коэффициент тахогенератора

$$k_{тг} = c_{е тг} \Phi_{тг} \frac{r_n}{r_n + r_{ятг}} = 0,186 \cdot \frac{50}{50 + 5,4 \cdot 1,2} = 0,165 \text{ в/об/мин.}$$

где

$$c_{е тг} \Phi_{тг} = \frac{U_{нтг} + I_{нтг} r_{ятг}}{n_{нтг}} = \frac{230 + 5,65 \cdot 5,4 \cdot 1,2}{1430} = 0,186.$$

Изменение скорости электродвигателя в замкнутой системе регулирования при изменении тока нагрузки от $I_a = 0$ до $I_a = I_{нд}$ определяется уравнением:

$$\Delta n_d = \frac{I_{нд} r_{яц}}{c_{ед} \Phi_{нд}} \cdot \frac{1}{(1 + k_d k_r k_{тг} k_{эмус})} =$$

$$= 85 \cdot \frac{1}{1 + 56,5} = \frac{85}{57,5} \approx 1,5 \text{ об/мин.}$$

Характеристику замкнутой системы проводим по точкам, численные значения которых равны:

при $I_a \approx 0$

$$n_0 = 751,5 \text{ об/мин;}$$

при $I_{\text{я}} = I_{\text{нд}} = 358 \text{ а}$

$n_{\text{нд}} = 750 \text{ об/мин.}$

Величина эталонного напряжения при номинальной скорости вращения электродвигателя должна быть равна напряжению тахогенератора, численное значение которого определится из уравнения:

$$U_{\text{тг}} = c_{\text{етг}} n_{\text{нд}} \Phi_{\text{тг}} \frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{н}} + r_{\text{ятг}}} = k_{\text{тг}} n_{\text{нд}} = 0,165 \cdot 750 = 124 \text{ в};$$

$$U_{\text{э}} = U_{\text{тг}} = 124 \text{ в.}$$

Пример 1-19. На рис. 1-29 приведена система автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного

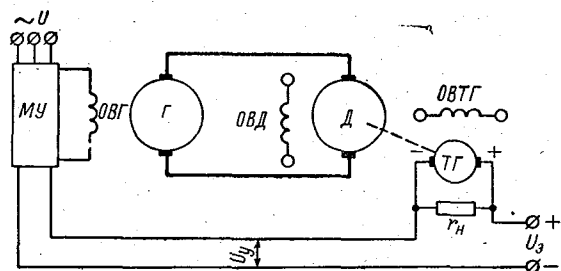


Рис. 1-29. Система регулирования скорости вращения с магнитным усилителем и обратной связью по скорости.

тока с обратной связью по скорости и магнитным усилителем, являющимся возбудителем генератора.

Выбрать МУ, обеспечивающий регулирование скорости электродвигателя в диапазоне $D = 30 : 1$ изменением напряжения на якоре, и рассчитать коэффициент усиления системы из условия, чтобы отклонение скорости электродвигателя на всем диапазоне регулирования при изменении нагрузки на его валу от нуля до номинальной не превышало $\Delta = 2,5\%$.

Данные генератора и электродвигателя приведены в примере 1-16.

Решение.

Э. д. с. генератора при номинальной скорости вращения электродвигателя

$$E_{\text{г}} = n_{\text{нд}} c_{\text{ед}} \Phi_{\text{нд}} + I_{\text{нд}} r_{\text{яг}} = 8,4 \cdot 750 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2} + 358 \cdot 0,066 = 231 \text{ в.}$$

Скорость идеального холостого хода электродвигателя в разомкнутой системе определяется уравнением:

$$n_0 = \frac{E_{\text{г}}}{c_{\text{ед}} \Phi_{\text{нд}}} = \frac{231}{8,4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2}} = 834 \text{ об/мин}$$

($c_{\text{ед}}$ и $\Phi_{\text{нд}}$ — см. пример 1-16).

Связь между максимальным коэффициентом усиления системы $k_{\text{макс}}$, требуемой точностью Δ и диапазоном регулирования скорости электродвигателя, определяется уравнением:

$$k_{\text{макс}} = \frac{\Delta n_p \% D}{\Delta \%} - 1,$$

где $\Delta n_p \% = \frac{n_o - n_{\text{нд}}}{n_{\text{нд}}} \cdot 100 = \frac{834 - 750}{750} \cdot 100 = 11,3\%$ — относительное изменение скорости электродвигателя в разомкнутой системе, вызванное изменением его нагрузки от нуля до номинальной;

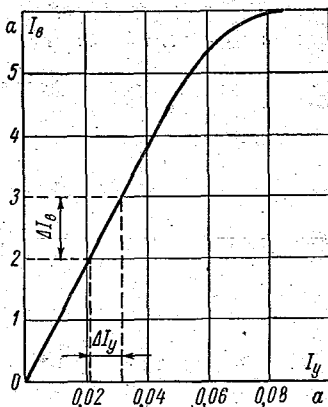


Рис. 1-30. Характеристика балансного магнитного усилителя.

$D = \frac{n_n}{n_{\text{мин}}} = 30$ — диапазон регулирования скорости вращения электродвигателя;

$$k_{\text{макс}} = \frac{11,3 \cdot 30}{2,5} - 1 = 134.$$

Коэффициенты усиления и передаточные коэффициенты элементов системы определяются из условия работы электродвигателя на минимальной скорости вращения $n_{\text{мин}}$.

Для обеспечения диапазона регулирования 30 : 1 целесообразно выбрать двухтактный магнитный усилитель, состоящий из двух трехфазных усилителей типа УМ-ЗП 15/30.

Данные магнитного усилителя:

напряжение питания 127 в;

среднее значение тока нагрузки 5,6 а;

среднее значение напряжения на нагрузке 115 в;

сопротивление обмотки управления $r_y = 10$ ом.

Характеристика двухтактного магнитного усилителя при работе на нагрузку $r'_b = 14,62$ ом приведена на рис. 1-30.

При использовании МУ в качестве возбудителя генератора необходимо осуществить переключение обмоток возбуждения генератора с последовательного на параллельное соединение с двумя параллельными ветвями. При этом параметры цепи возбуждения генератора будут:

сопротивление цепи возбуждения $r'_b = 14,62$ ом;

ток цепи возбуждения $I_b = 5,44$ а;

напряжение цепи возбуждения $U_b = 79,5$ в.

Напряжение U_b и ток I_b указаны для э. д. с. генератора $E_r = 231$ в.

Коэффициенты усиления и передаточные коэффициенты отдельных элементов системы.

Передаточный коэффициент электродвигателя:

$$k_d = \frac{\Delta n_d}{\Delta U_d} = \frac{1}{c_{e_d} \Phi_{нд}} = \frac{1}{8,4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2}} = 3,6 \text{ об/в. мин}$$

(c_{e_d} и $\Phi_{нд}$ — см. пример 1-16).

Передаточный коэффициент тахогенератора (параметры тахогенератора указаны в примере 1-18):

$$k_{тг} = \frac{\Delta I_y}{\Delta n_{тг}} = c_{e_{тг}} \Phi_{тг} \frac{r_n}{(r_n + r_{я_{тг}}) r_y},$$

где r_n — нагрузочное сопротивление якорной цепи тахогенератора;

$r_{я_{тг}}$ — сопротивление якоря тахогенератора;

$r_y = 2 \cdot 10 = 20 \text{ ом}$ — сопротивление двух обмоток управления МУ;

$$k_{тг} = 0,186 \cdot \frac{50}{(50 + 5,4 \cdot 1,2) \cdot 20} = 0,0083 \text{ а/об/мин.}$$

Передаточный коэффициент генератора

$$k_g = \frac{\Delta E_g}{\Delta I_B} = \frac{\Delta E_g}{2 \Delta I \omega_g} \omega_{вг} = \frac{20}{2 \cdot 250} \cdot 1250 = 50 \text{ в/а},$$

где ΔE_g и $\Delta I \omega_g$ находят из рис. 1-24.

Требуемый коэффициент усиления магнитного усилителя по току:

$$k_{мтр} = \frac{k_{\max}}{k_d k_g k_{тг}} = \frac{134}{3,6 \cdot 50 \cdot 0,0083} = 89,4.$$

Выбранный магнитный усилитель может обеспечить коэффициент усиления по току (рис. 1-30):

$$k_{мy} = \frac{\Delta I_B}{\Delta I_y} = \frac{1}{0,011} = 91.$$

Следовательно, заданные условия выполняются.

Пример 1-20. Рассчитать параметры системы Г—Д (рис. 1-31) с отрицательной обратной связью по току якоря с отсечкой, вступающей в действие при значении тока якоря электродвигателя,

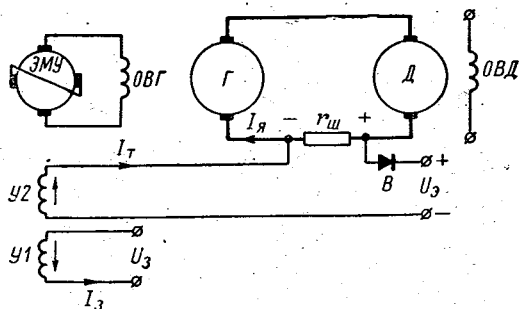


Рис. 1-31. Система Г—Д с положительной обратной связью по току с отсечкой.

превышающем ток отсечки $I_{отс}$. Система должна обеспечить логарифмическую характеристику $n_d = f(I_a)$, изображенную на рис. 1-32 отрезками n_0A и AC .

Излом характеристики должен произойти при токе $I_{отс} = 1,5I_{нд}$, а полная остановка электродвигателя — при токе $I_{ст} = 2,5I_{нд}$.

Примечания.

1. При расчете использовать данные электрических машин примера 1-16.
2. Э. д. с. генератора при идеальном холостом ходе электродвигателя принять равной $E_r = 236$ в.

3. Вентиль B , включенный в цепь обратной связи, полагать идеальным.

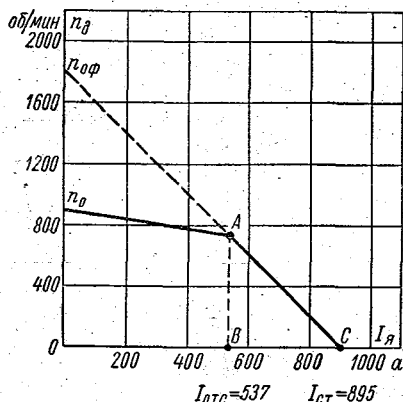


Рис. 1-32. Электромеханическая характеристика системы.

Решение.

При отсутствии действия токовой связи для участка n_0A (рис. 1-32) справедливо следующее уравнение электромеханической характеристики:

$$n_d = \frac{E_{г0} + k_z k_r U_z + k_r U_{во}}{c_{ед} \Phi_d} - \frac{I_a r_{яц}}{c_{ед} \Phi_d}.$$

В соответствии с заданными условиями э. д. с. генератора

$$E_r = E_{г0} + k_z k_r U_z + k_r U_{во} = 236 \text{ в};$$

тогда пограничная скорость двигателя определяется выражением:

$$n_0 = \frac{E_r}{c_{ед} \Phi_{нд}} = \frac{236}{8,4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2}} = 852 \text{ об/мин},$$

где $c_{ед} = 8,4$ и $\Phi_{нд} = 3,3 \cdot 10^{-2}$ вб определены в примере 1-16.

Скорость электродвигателя в точке A при токе $I_a = I_{отс} = 1,5I_{нд} = 1,5 \cdot 358 = 537$ а

$$n_A = \frac{236 - 537 \cdot 0,066}{8,4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2}} = 724 \text{ об/мин}.$$

При действии обратной связи по току уравнение электромеханической характеристики для участка прямой AC может быть получено из следующих выражений:

$$E_r = c_{ед} n_d \Phi_d + I_a r_{яц};$$

$$E_r = E_{г0} + k_r U_{в};$$

$$U_{в} = U_{во} + k_z U_z - k_r (I_a r_{ш} - U_z),$$

где k_T — коэффициент усиления ЭМУ по токовой обратной связи;
 $r_{ш}$ — сопротивление шунта;
 U_3 — величина эталонного напряжения.

Решая совместно эти уравнения, получим уравнение электро-механической характеристики системы Г—Д при действии отрицательной обратной связи по току якоря:

$$n = \frac{E_{г0} + k_T U_{в0} + k_3 k_T U_3 + k_T k_T U_3}{c_{ед} \Phi_d} - \frac{I_{я} r_{яц}}{c_{ед} \Phi_d} \left(k_T k_T \frac{r_{ш}}{r_{яц}} + 1 \right).$$

Обозначим:

$$n_{оф} = \frac{E_{г0} + k_T U_{в0} + k_3 k_T U_3 + k_T k_T U_3}{c_{ед} \Phi_d}.$$

Коэффициент усиления k_T , требуемый для остановки электро-двигателя при токе $I_{ст} = 2,5 I_{нд}$, определяется из уравнения:

$$0 = n_{оф} - \frac{I_{ст} r_{яц}}{c_{ед} \Phi_d} \left(k_T k_T \frac{r_{ш}}{r_{яц}} + 1 \right),$$

или

$$k_T = \frac{n_{оф} c_{ед} \Phi_d}{I_{ст} r_{ш} k_T} - \frac{r_{яц}}{k_T r_{ш}}. \quad (1-3)$$

Величина $n_{оф}$ определится из подобия треугольников ABC и $n_{оф} OC$ на рис. 1-32:

$$n_{оф} = \frac{n_A I_{ст}}{I_{ст} - I_{отс}} = \frac{724 \cdot 2,5 \cdot 358}{(2,5 - 1,5) \cdot 358} = 1805 \text{ об/мин.}$$

Для сохранения неизменного наклона характеристики на рабочем участке $n_0—A$ в качестве $r_{ш}$ используем сопротивление дополнительных полюсов генератора и электродвигателя

$$r_{ш} = 1,2 \cdot (r_{дпг} + r_{дпд}) = 0,0178 \text{ ом.}$$

Среднее значение коэффициента усиления генератора по рис. 1-24:

$$k_T = \frac{\Delta U_T}{\Delta I \omega_T} \cdot \frac{\omega_{вг}}{r_{вг}} = 1,02.$$

Коэффициент усиления ЭМУ k_T , подсчитанный по (1-3), равен:

$$k_T = \frac{1805 \cdot 27 \cdot 10^{-2}}{2,5 \cdot 358 \cdot 0,0178 \cdot 1,02} - \frac{0,066}{1,02 \cdot 0,0178} = 27.$$

Электромашинный усилитель ЭМУ-25 обеспечивает требуемый коэффициент усиления $k_T = 27$.

Пример 1-21. Построить статическую характеристику $n_d = f(I_a)$ графическим способом для системы Г—Д (рис. 1-33) с отрицательной обратной связью по напряжению генератора и с отрицательной обратной связью по току якоря, действие которой наступает при токах в главной цепи, превышающих ток отсечки $I_{отс}$.

Исходные данные для расчета:

Паспортные данные электрических машин, входящих в систему, приведены в примере 1-16, а характеристики холостого хода генератора и ЭМУ построены на рис. 1-34.

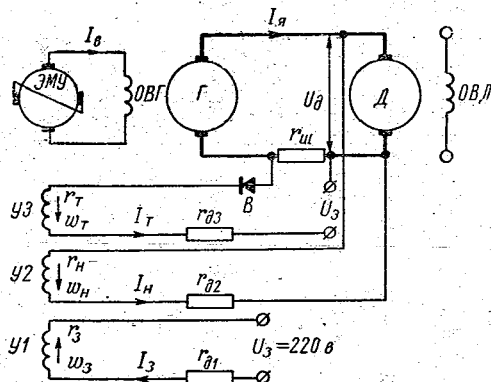


Рис. 1-33. Система Г—Д с отрицательной обратной связью по напряжению и положительной по току с отсечкой.

Число витков и полные сопротивления цепей обмоток управления ЭМУ:

задающей обмотки:

$$\omega_a = 500; \quad r_{за} = 1100 \text{ ом};$$

обмотки напряжения:

$$\omega_n = 330; \quad r_{нц} = 1010 \text{ ом};$$

токовой обмотки:

$$\omega_T = 330; \quad r_{тц} = 25 \text{ ом}.$$

Скорость идеального холостого хода электродвигателя $n_0 = 790 \text{ об/мин}$.

Ток отсечки

$$I_{отс} = 1,5 I_{нд} = 537 \text{ а}.$$

Сопротивление шунта $r_{ш} = 0,0178 \text{ ом}$ (используется сопротивление дополнительных полюсов генератора и двигателя).

При расчете полагать вентиль B идеальным.

Решение.

Для упрощения последующих графических построений целесообразно отдельно построить зависимость э. д. с. генератора E_r в функции ампер-витков обмотки управления электромашинного усилителя, т. е. $E_r = f(I\omega_y)$.

Для построения зависимости $E_r = f(I\omega_y)$ в первом квадранте (рис. 1-34) наносится характеристика холостого хода генератора $E_r = f(I\omega_r)$. Характеристика холостого хода ЭМУ строится в третьем квадранте. Характеристика ЭМУ $E_{эму} = f(I_{вг})$ строится в четвертом квадранте по уравнению:

$$E_{эму} = r_{\Sigma} I_{вг},$$

где $I_{вг}$ — ток в обмотке возбуждения генератора;

$r_{\Sigma} = 1,2 \cdot [(r_{я \text{ эму}} + r_{ко \text{ эму}} + r_{дп \text{ эму}}) \gamma + r_{вг}]$ — эквивалентное сопротивление якорной цепи электромашинного

усилителя, включая сопротивление обмотки возбуждения генератора;

$\gamma = 1,75$ — коэффициент, учитывающий степень компенсации реакции якоря ЭМУ;

$$r_{\Sigma} = 1,2 \cdot [(1,2 + 1,05 + 0,2) \cdot 1,75 + 48,8] = 63,7 \text{ ом};$$

$$E_{\text{ЭМУ}} = f(I_{\text{ВГ}}) = 63,7 I_{\text{ВГ}}.$$

Построение характеристики $E_{\Gamma} = f(I\omega_{\gamma})$ производится во втором квадранте (рис. 1-34). Ход построения для одной из точек показан стрелками и обозначен цифрами.

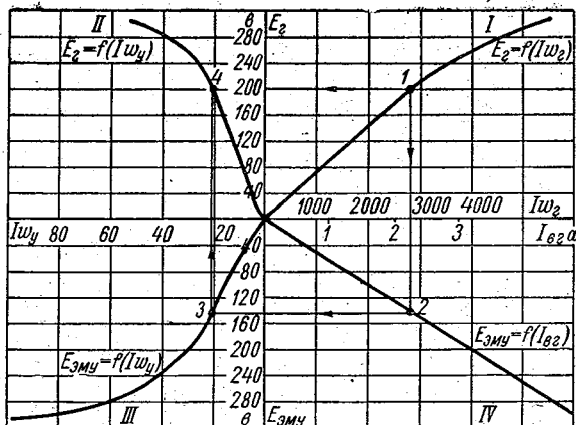


Рис. 1-34. Графическое построение характеристики $E_{\Gamma} = f(I\omega_{\gamma})$.

Построение электрохимической характеристики электродвигателя $n_d = f(I_{\text{я}})$ показано на рис. 1-35. Это построение производится на основании следующей системы уравнений:

$$E_{\Gamma} = f(I\omega_{\gamma});$$

$$I\omega_{\gamma} = I\omega_{\Sigma} - I\omega_{\text{н}} \quad (I_{\text{я}} < I_{\text{отс}});$$

$$I\omega_{\gamma} = I\omega_{\Sigma} - I\omega_{\text{н}} - I\omega_{\text{т}} \quad (I_{\text{я}} > I_{\text{отс}});$$

$$E_{\Gamma} = c_{\text{ед}} n_d \Phi_d + r_{\text{я}} I_{\text{я}}.$$

Ампер-витки обмотки обратной связи по напряжению $I\omega_{\text{н}}$ можно выразить через параметры системы следующим образом:

$$I\omega_{\text{н}} = I_{\text{н}} \omega_{\text{н}} = \frac{U_{\text{д}}}{r_{\text{н}} + r_{\text{д2}}} \omega_{\text{н}} = \frac{E_{\Gamma} - r_{\text{я}} I_{\text{я}}}{r_{\text{н}} + r_{\text{д2}}} \omega_{\text{н}}$$

или

$$I\omega_{\text{н}} = \frac{E_{\Gamma}}{r_{\text{н}} + r_{\text{д2}}} \omega_{\text{н}} - \frac{r_{\text{я}} I_{\text{я}}}{r_{\text{н}} + r_{\text{д2}}} \omega_{\text{н}}.$$

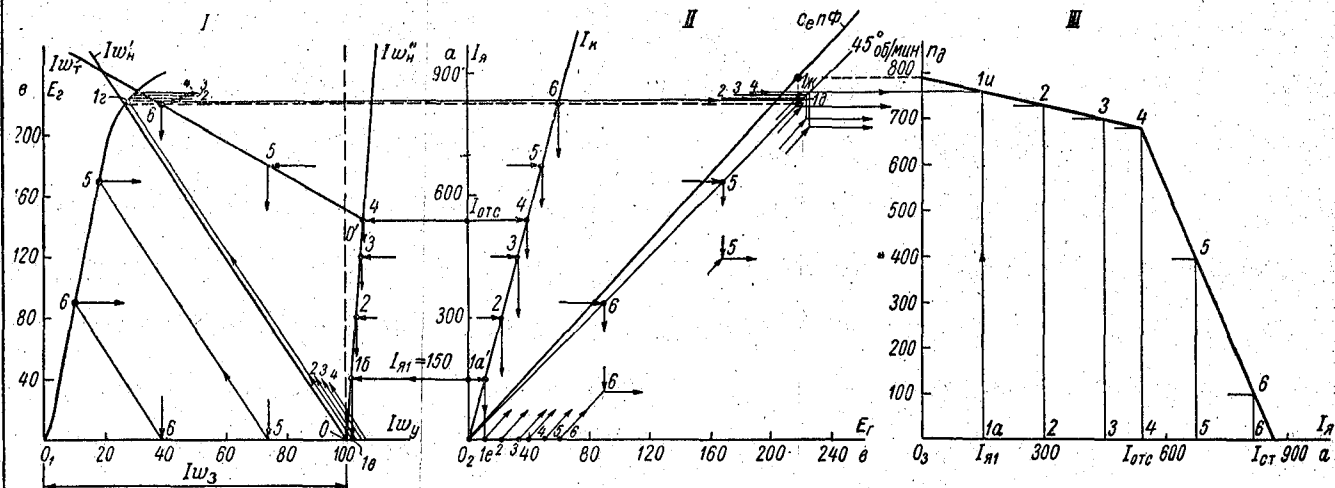


Рис. 1-35. Графическое построение зависимости $n = f(I_A)$ системы с обратной связью по напряжению и току с отсечкой.

Тогда уравнение баланса ампер-витков управления ЭМУ при $I_{\text{я}} < I_{\text{отс}}$ будет:

$$I\omega_y = \frac{U_3}{r_3 + r_{\text{д1}}} \omega_3 - \frac{E_r}{r_n + r_{\text{д2}}} \omega_n + \frac{r_{\text{яг}} I_{\text{я}}}{r_n + r_{\text{д2}}} \omega_n.$$

Уравнение баланса ампер-витков управления ЭМУ при $I_{\text{я}} > I_{\text{отс}}$

$$I\omega_y = \frac{U_3}{r_3 + r_{\text{д1}}} \omega_3 - \frac{E_r}{r_n + r_{\text{д2}}} \omega_n + \frac{r_{\text{яг}} I_{\text{я}}}{r_n + r_{\text{д2}}} \omega_n - \frac{r_{\text{ш}} I_{\text{я}} - U_3}{r_{\text{т}} + r_{\text{д3}}} \omega_{\text{т}}.$$

В первом квадранте по оси абсцисс откладывается отрезок:

$$I\omega_3 = \frac{U_3}{r_3 + r_{\text{д1}}} \omega_3 = \frac{220}{1100} \cdot 500 = 100.$$

Из точки O вправо откладывается луч $O-I\omega''_n$ по уравнению:

$$I\omega''_n = \frac{r_{\text{яг}} I_{\text{я}}}{r_n + r_{\text{д2}}} \omega_n = \frac{0,033 \cdot 330}{1010} I_{\text{я}} = 0,0108 I_{\text{я}}.$$

При построении этого луча значение тока $I_{\text{я}}$ берется из второго квадранта.

Из точки O влево откладывается луч $O-I\omega'_n$ по уравнению:

$$I\omega'_n = \frac{E_r}{r_n + r_{\text{д2}}} \omega_n = \frac{330}{1010} E_r = 0,328 E_r.$$

Из точки O' , расположенной на горизонтали, соответствующей току отсечки $I_{\text{отс}}$, откладывается влево луч $O'-I\omega_{\text{т}}$:

$$I\omega_{\text{т}} = \frac{r_{\text{ш}} I_{\text{я}} - U_3}{r_{\text{т}} + r_{\text{д3}}} \omega_{\text{т}} = 0,235 I_{\text{я}},$$

где $I_{\text{я}}$ — ток якоря после отсечки $I_{\text{я}} > I_{\text{отс}}$.

При построении этого луча значение тока в соответствии с выбранным масштабом отсчитывается по оси второго квадранта.

Во втором квадранте наносятся лучи O_2-I_k и $O_2-c_e n \Phi$. Эти лучи проводятся на основании уравнения:

$$E_r = c_{e\text{д}} n_{\text{д}} \Phi_{\text{д}} + r_{\text{яц}} I_{\text{я}};$$

$$E_r = 8,4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-2} n_{\text{д}} + 0,066 I_{\text{я}} = 0,277 n_{\text{д}} + 0,066 I_{\text{я}}.$$

При построении луча $O_2-c_e n \Phi$ значение скорости необходимо отсчитывать на оси ординат третьего квадранта.

Кроме того, во втором квадранте под углом 45° проводится вспомогательный луч для переноса значений э. д. с. генератора E_r .

Методика построения характеристики $n_{\text{д}} = f(I_{\text{я}})$ следующая.

На рис. 1-35 пунктирной линией показаны установившиеся значения напряжений и токов системы при идеальном холостом ходе.

Из точки $1a$ в третьем квадранте для принятого тока якоря, равного $I_{я1} = 150$ а, проводится вертикаль. Это же значение тока откладывается на оси ординат во втором квадранте (точка $1a'$) и сносится на луч $O-I\omega_n''$. В результате этого построения получим точки $1b$ и $1c$. Проведя луч $1b-1c$ параллельно лучу $O-I\omega_n'$, определим увеличение э. д. с. генератора E_r .

Из точки $1c$ проводится горизонталь до пересечения со вспомогательным лучом 45° во втором квадранте (точка $1d$).

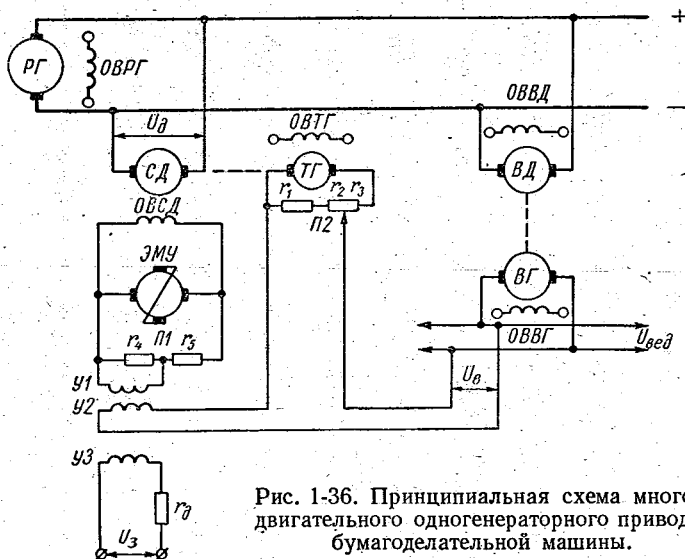


Рис. 1-36. Принципиальная схема многодвигательного одногенераторного привода бумагоделательной машины.

Затем из точки $1e$ на оси абсцисс во второй координатной системе проводится прямая, параллельная лучу $c_n\Phi$, до пересечения в точке $1ж$ с вертикалью, проведенной через точку $1d$. Снося точку $1ж$ в третий квадрант, получим точку $1u$, которая указывает скорость электродвигателя при $I_{я1} = 150$ а.

Методика нахождения последующих точек электромеханической характеристики аналогична. Построение показано на рис. 1-35 стрелками и обозначено цифрами.

При достижении тока электродвигателя, равного току отсечки $I_{отс}$, перенесение соответствующих значений токов производится до линии $O'-I\omega_n'$.

Пример 1-22. На рис. 1-36 приведена схема одногенераторного многодвигательного электропривода одной из секций бумагоделательной машины.

Произвести расчет и выбрать параметры системы автоматического поддержания постоянства относительной скорости для одной

из секций бумагоделательной машины, исходя из следующих условий:

1. Поддержание постоянства относительной скорости секции обеспечивается воздействием на поток возбуждения секционного электродвигателя СД.

2. Регулирование скорости вращения всех секционных электродвигателей производится изменением напряжения рабочего генератора РГ.

3. Пределы регулирования скорости бумагоделательной машины 4 : 1.

4. Отклонение в поддержании постоянства относительных скоростей на всем диапазоне регулирования скорости бумагоделательной машины при изменении момента на валу секционного электродвигателя на $\pm 30\%$ не должно превышать $\Delta = 0,2\%$.

5. Средняя загрузка секционного электродвигателя по моменту $M_{\text{ср}} = 0,6 M_n$.

6. Секционный электродвигатель должен иметь ручное подрегулирование относительной скорости в пределах $\beta = \pm 5\%$.

Данные секционного электродвигателя:

$$U_n = 440 \text{ в}; \quad n_n = 1350/1650 \text{ об/мин};$$

$$P_n = 150/183,5 \text{ кВт}; \quad I_n = 372/468 \text{ а};$$

$$r_{я 15^\circ} = 0,0132 \text{ ом}; \quad r_{ко 15^\circ} = 0,000468 \text{ ом};$$

$$r_{дп 15^\circ} = 0,00696 \text{ ом}; \quad r_{в 15^\circ} = 27,8 \text{ ом};$$

$$\omega_n = 900 \text{ (на полюс)}; \quad \omega_{я} = 231; \quad c_e = 7,72;$$

$$2a = 4; \quad 2p = 4; \quad N = 463; \quad c_M = 7,5.$$

Характеристика намагничивания электродвигателя приведена на рис. 1-37.

Решение.

Электромашинный усилитель выбирают, исходя из требуемой мощности обмотки возбуждения секционного электродвигателя. Величина максимального и минимального потоков возбуждения электродвигателя определяется из уравнения:

$$\Phi_{нд} = \frac{30 (U_n - I_n r_{яц}) 2a}{\omega_{я} 2p n_n};$$

$$\Phi_{\text{макс}} = \frac{30 \cdot (440 - 372 \cdot 0,0206 \cdot 1,2) \cdot 4}{4 \cdot 231 \cdot 1350} = 4,14 \cdot 10^{-2} \text{ вб};$$

$$\Phi_{\text{мин}} = \frac{30 \cdot (440 - 468 \cdot 0,0206 \cdot 1,2) \cdot 4}{4 \cdot 231 \cdot 1650} = 3,36 \cdot 10^{-2} \text{ вб}.$$

По характеристике намагничивания (рис. 1-37) определяем ампер-витки, соответствующие максимальному потоку возбуждения секционного электродвигателя $\Phi_{\text{макс}}$:

$$I\omega_{\text{макс}} = 5000 \text{ ав.}$$

Мощность, расходуемая на возбуждение

$$P_{\text{в макс}} = I_{\text{в макс}}^2 r_{\text{в}} = \left(\frac{I\omega_{\text{макс}}}{\omega_{\text{в}}} \right)^2 r_{\text{в}} = \left(\frac{5000}{900} \right)^2 \cdot 27,8 \cdot 1,2 \approx 1 \text{ квт.}$$

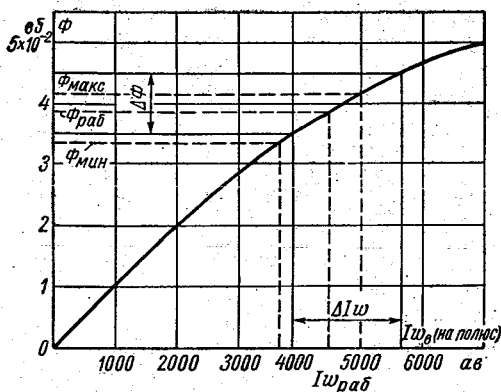


Рис. 1-37. Характеристика намагничивания секционного электродвигателя.

Выбираем электромагнитный усилитель типа ЭМУ-25, параметры которого приведены в примере 1-16.

Уравнение механической характеристики электродвигателя:

$$n = \frac{U_{\text{н}}}{c_e \Phi} - \frac{M r_{\text{яц}}}{c_e c_M \Phi^2}.$$

Механическая характеристика при $\Phi = \Phi_{\text{макс}}$:

$$n = \frac{440}{7,72 \cdot 4,14 \cdot 10^{-2}} - \frac{M \cdot 0,0206 \cdot 1,2}{7,72 \cdot 7,5 \cdot 4,14^2 \cdot 10^{-4}}.$$

Механическая характеристика при $\Phi = \Phi_{\text{мин}}$:

$$n = \frac{440}{7,72 \cdot 3,36 \cdot 10^{-2}} - \frac{M \cdot 0,0206 \cdot 1,2}{7,72 \cdot 7,5 \cdot 3,36^2 \cdot 10^{-4}}.$$

Характеристики $n = f(M)$ приведены на рис. 1-38.

Верхняя рабочая скорость выбрана с учетом ручного регулирования скорости $\beta = \pm 5\%$ и поддержания постоянства относительных скоростей при изменении момента $\Delta M_c = \pm 30\%$ от M_c . При этом численное значение скорости оказалось:

$$n_{\text{вр}} = 1440 \text{ об/мин.}$$

Нижняя рабочая скорость определяется на основании заданного диапазона регулирования скорости всей бумагоделательной машины:

$$n_{\text{вр}} = \frac{n_{\text{вр}}}{4} = \frac{1440}{4} = 360 \text{ об/мин.}$$

Определим величину рабочего потока возбуждения электродвигателя $\Phi_{\text{р}}$, обеспечивающего рабочую скорость $n_{\text{вр}} = 1440 \text{ об/мин.}$

Для этого построим зависимость скорости вращения электродвигателя в функции изменения потока возбуждения при постоянном напряжении на якоре электродвигателя $U_{\text{я}} = U_{\text{н}} = 440$ в и постоянном моменте на его валу, равном $M_{\text{с}} = 65$ кг·м. Построение зависимости $n = f(\Phi)$ производим на основании уравнения механической характеристики электродвигателя:

$$n = \frac{440}{7,72\Phi} - \frac{65 \cdot 0,0206 \cdot 1,2}{7,72 \cdot 7,5 \cdot \Phi^2}$$

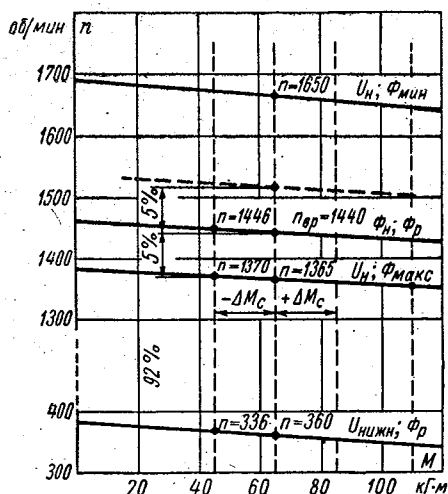


Рис. 1-38. Электромеханические характеристики секционного электродвигателя.

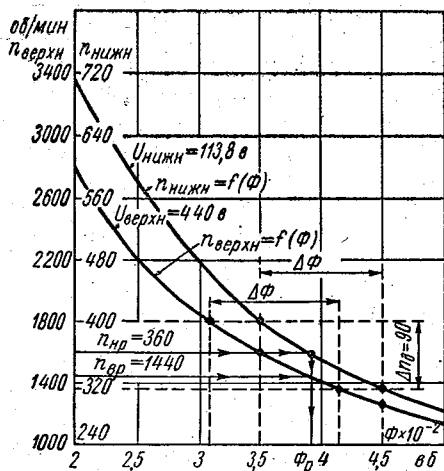


Рис. 1-39. Регулировочные характеристики секционного электродвигателя.

Полученные данные сведены в табл. 1-3, на основании которой на рис. 1-39 построена кривая $n_{\text{верх}} = f(\Phi)$.

Таблица 1-3

$\Phi \times 10^{-2}$, вб	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
n , об/мин	2780	2235	1865	1607	1423	1256	1129

По графику $n = f(\Phi)$ определяем рабочий поток возбуждения электродвигателя, обеспечивающий верхнюю рабочую скорость $n_{\text{вр}} = 1440$ об/мин:

$$\Phi_{\text{р}} = 3,9 \cdot 10^{-2} \text{ вб.}$$

Величина напряжения на якоре электродвигателя, обеспечивающая нижнюю рабочую скорость, определяется из уравнения:

$$U_{\text{нижн}} = n_{\text{нр}} c_e \Phi_p + \frac{M_{\text{ср}} r_{\text{яц}}}{c_m \Phi_p},$$

где $n_{\text{нр}} = 360 \text{ об/мин}$ — нижняя рабочая скорость секционного электродвигателя;

$\Phi_p = 3,9 \cdot 10^{-2} \text{ вб}$ — рабочий поток двигателя;

$$U_{\text{нижн}} = 7,72 \cdot 360 \cdot 3,9 \cdot 10^{-2} + \frac{65 \cdot 0,0206 \cdot 1,2}{7,5 \cdot 3,9 \cdot 10^{-2}} = 108,3 + 5,5 = 113,8 \text{ в.}$$

Зависимость $n_{\text{нижн}} = f(\Phi)$ для нижней рабочей скорости на рис. 1-39 строится таким же образом, как и для верхней.

Расчет коэффициентов усиления отдельных элементов

Для обеспечения заданной точности поддержания постоянства скорости вращения электродвигателя на всем диапазоне регулирования коэффициент усиления системы определяется из условия работы на нижней скорости:

$$k_{\Sigma} = \frac{\Delta n_{\text{нр}} \%}{\Delta \%} - 1,$$

где $\Delta n_{\text{нр}} \% = \frac{366 - 360}{360} \cdot 100 = 1,67 \%$ — относительная величина изменения скорости вращения электродвигателя на нижнем пределе регулирования при 30%-ном изменении статического момента на валу электродвигателя в разомкнутой системе (рис. 1-38).

Требуемый коэффициент усиления системы.

$$k_{\Sigma} = \frac{1,67}{0,2} - 1 = 7,35.$$

1. Передаточный коэффициент электродвигателя

$$k_d = \frac{\Delta n_d}{\Delta U_B} = \frac{90}{65} = 1,38 \text{ об/в} \cdot \text{мин.}$$

2. Передаточный коэффициент тахогенератора

$$k_{\text{тг}} = c_{e \text{ тг}} \Phi_{\text{тг}} \frac{r_n}{r_{\text{ятг}} + r_n},$$

где $r_n = 100 \text{ ом}$ — сопротивление нагрузки тахогенератора.

Параметры тахогенератора:

$$U_{\text{нтг}} = 230 \text{ в; } n_{\text{нтг}} = 1450 \text{ об/мин; } I_{\text{нтг}} = 3,7 \text{ а;}$$

$$r_{\text{ятг}} 15^\circ = 6,64 \text{ ом.}$$

$$c_{e\text{тг}} \Phi_{\text{нтг}} = \frac{U_{\text{нтг}} + I_{\text{нтг}} r_{\text{ятг}}}{n_{\text{нтг}}} = \frac{230 + 3,7 \cdot 6,64 \cdot 1,2}{1450} = 0,178 \text{ в} \cdot \text{мин/об};$$

$$k_{\text{тг}} = 0,178 \cdot \frac{100}{6,64 \cdot 1,2 + 100} = 0,165 \text{ в} \cdot \text{мин/об}.$$

3. Передаточный коэффициент потенциометра П2.

Для установки относительной скорости вращения $\beta = \pm 5\%$ сопротивление потенциометра выбираем следующим образом:

$$r_1 + r_2 + r_3 = 100 \text{ ом};$$

$$r_2 = r_3 = 5 \text{ ом};$$

$$r_1 = 90 \text{ ом}.$$

Передаточный коэффициент потенциометра при положении движка в средней части регулируемого сопротивления определяется из уравнения:

$$k_{\text{п}} = \frac{\Delta U_{\text{у}}}{\Delta U_{\text{тг}}} = \frac{r_{\text{у}}}{(r_1 + r_2 + r_3) \left(1 + \frac{r_{\text{у}}}{r_1 + r_2} \right) - (r_1 + r_2)}.$$

Для введения обратной связи по скорости используем обмотку У2 ЭМУ со следующими параметрами:

$$r_{\text{у}} = 18,5 \text{ ом}; \quad \omega_{\text{у}} = 330.$$

Тогда передаточный коэффициент потенциометра

$$k_{\text{п}} = \frac{18,5}{100 \cdot \left(1 + \frac{18,5}{95} \right) - 95} = 0,755.$$

Требуемый коэффициент усиления электромашинного усилителя

$$k_{\text{эму тр}} = \frac{k_{\Sigma}}{k_{\text{д}} k_{\text{тг}} k_{\text{п}}} = \frac{7,35}{1,38 \cdot 0,165 \cdot 0,755} = 43.$$

Учитывая возможные пределы изменения передаточного коэффициента потенциометра, принимаем коэффициент усиления ЭМУ равным $k_{\text{эму тр}} = 45$.

Коэффициент усиления ЭМУ при работе его на характеристике в точке А (рис. 1-40) равен:

$$k_{\text{эму макс}} = \frac{\Delta U_{\text{эму}}}{\Delta I \omega_{\text{у}}} \frac{\omega_{\text{у}}}{r_{\text{у}}} = \frac{40 \cdot 330}{8 \cdot 18,5} = 89.$$

Для снижения коэффициента усиления ЭМУ до заданного значения $k_{\text{эму тр}}$ охватываем его жесткой обратной связью

по напряжению. В этом случае параметры обратной связи по напряжению выбираются из уравнения:

$$k_{\text{эму тр}} = \frac{k_{\text{эму макс}}}{1 + k_{\text{пн}} k_{\text{эму н}}},$$

где $k_{\text{эму тр}}$ — требуемый коэффициент усиления ЭМУ с учетом жесткой обратной связи по напряжению (обмотка У1);
 $k_{\text{эму макс}}$ — коэффициент усиления ЭМУ при отсутствии обратной связи по напряжению;
 $k_{\text{эму н}}$ — коэффициент усиления ЭМУ по цепи жесткой отрицательной обратной связи по напряжению;

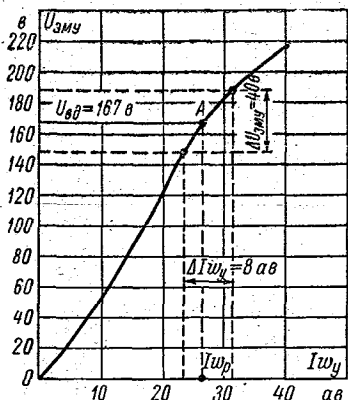


Рис. 1-40. Характеристика $U_{\text{эму}} = f(I_{\omega_y})$ электромашинного усилителя.

$k_{\text{пн}}$ — передаточный коэффициент потенциометра в цепи жесткой отрицательной обратной связи по напряжению ЭМУ.

Находим:

$$1 + k_{\text{пн}} k_{\text{эму н}} = \frac{k_{\text{эму макс}}}{k_{\text{эму тр}}} = \frac{89}{45} = 1,98.$$

Отсюда

$$k_{\text{пн}} k_{\text{эму н}} = 0,98.$$

Для определения параметров жесткой обратной связи задаемся либо $k_{\text{пн}}$, либо $k_{\text{эму н}}$.

Жесткая отрицательная обратная связь по напряжению ЭМУ осуществлена с помощью обмотки У1 ЭМУ со следующими параметрами:

$$\omega_{\text{н}} = 500; \quad r_{\text{н}} = 37,2 \text{ ом}.$$

Принимаем $k_{\text{эму н}}$ равным максимальному значению:

$$k_{\text{эму н}} = \frac{\Delta U_{\text{эму}}}{\Delta I_{\omega_y}} \cdot \frac{\omega_{\text{н}}}{r_{\text{н}}} = \frac{40}{8} \cdot \frac{500}{37,2} = 67.$$

Тогда передаточный коэффициент потенциометра обратной связи по напряжению будет:

$$k_{\text{пн}} = \frac{0,98}{67} = 0,0146.$$

Ампер-витки обмотки обратной связи по напряжению ЭМУ равны:

$$I_{\omega_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{в}} k_{\text{пн}}}{r_{\text{в}}} \omega_{\text{н}} = \frac{167 \cdot 0,0146}{37,2} \cdot 500 = 32,7 \text{ ав}.$$

Ампер-витки задающей обмотки УЗ:

$$I\omega_3 = I\omega_p + I\omega_n = 26,5 + 32,7 = 59,2 \text{ ав},$$

где $I\omega_p = 26,5 \text{ ав}$ — результирующие ампер-витки ЭМУ (рис. 1-40).

Пример 1-23. Определить параметры элементов системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока по схеме рис. 1-41 из условия заданной статической точности. Уставка требуемого напряжения генератора производится сопротивлением r_1 , причем для обеспечения нормальной работы системы движки сопротивлений r_1 и r_2 должны быть механически связаны.

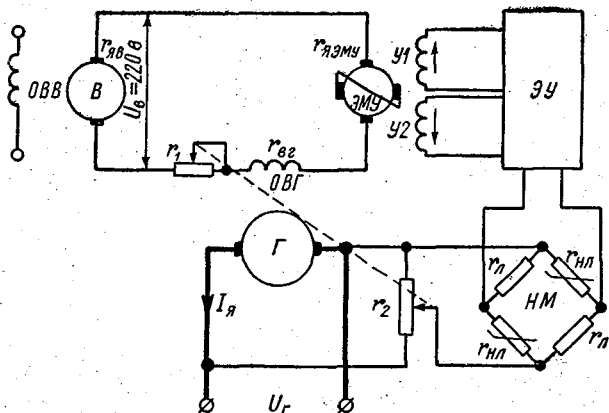


Рис. 1-41. Система автоматического регулирования напряжения генератора.

Расчет произвести для следующих исходных данных:

- 1) диапазон изменения напряжения генератора $D = 20 : 1$;
- 2) отклонение напряжения от заданного значения на всем диапазоне регулирования при изменении нагрузки генератора от $0,3I_n$ до I_n не должно превышать $\Delta = 0,5\%$;
- 3) данные генератора — из примера 1-16.

Решение.

Требуемый коэффициент усиления k_Σ выбирается при работе системы на нижнем пределе регулирования напряжения генератора и заданной точности поддержания постоянства напряжения:

$$k_{\Sigma \text{ нижн}} = \frac{\Delta U_r \%}{\Delta \%} - 1,$$

где $\Delta = 0,5\%$ — заданная точность поддержания постоянства напряжения генератора;

$\Delta U_r \%$ — отклонение напряжения генератора при изменении тока нагрузки от $I_n = 0,3I_n$ до $I_n = I_n$, отнесенное к минимальному напряжению генератора в разомкнутой системе.

Минимальное напряжение генератора

$$U_{г\text{ мин}} = \frac{U_n}{D} = \frac{230}{20} = 11,5 \text{ в.}$$

Э. д. с. генератора при минимальном напряжении на якоре и номинальном токе нагрузки

$$E_{г\text{ мин}} = U_{г\text{ мин}} + I_n r_{яг} = 11,5 + 358 \cdot 0,033 = 23,3 \text{ в.}$$

Отклонение напряжения генератора при изменении тока нагрузки от $I_{я} = I_n$ до $I_{я} = 0,3I_n$ в разомкнутой системе:

$$\begin{aligned} \Delta U_{г} &= E_{г\text{ мин}} - U_{г\text{ мин}} - 0,3I_n r_{яг} = \\ &= 23,3 - 11,5 - 0,3 \cdot 358 \cdot 0,033 = 8,26 \text{ в;} \\ \Delta U_{г}\% &= \frac{\Delta U_{г}}{U_{г\text{ мин}}} \cdot 100 = \frac{8,26}{11,5} \cdot 100 = 72\%; \end{aligned}$$

$$k_{\Sigma\text{ нижн}} = \frac{72}{0,5} - 1 = 143.$$

Учитывая нелинейность характеристик и возможные изменения сопротивлений при нагреве, принимаем $k_{\Sigma\text{ нижн}} = 150$.

Коэффициент усиления генератора при напряжении $U_{г\text{ мин}}$

$$k_{г} = \frac{\Delta E_{г}}{\Delta U_{эм}} = \frac{\Delta E_{г}}{\Delta I w_{г}} \cdot \frac{w_{вг}}{r},$$

где $r = r_{яв} + r_{я\text{ эму}} + r_{вг} + r_1$ — полное сопротивление цепи обмотки возбуждения генератора.

Сопротивление r_1 при низшем напряжении генератора:

$$r_1 = \frac{U_{в}}{I_{в\text{ мин}}} - r_{яв} - r_{я\text{ эму}} - r_{вг},$$

где $U_{в} = 220 \text{ в}$ — напряжение возбудителя B ;

$I_{в\text{ мин}} = 0,24 \text{ а}$ — ток обмотки возбуждения генератора, соответствующий $E_{г\text{ мин}} = 23,3 \text{ в}$ (определяется по характеристике холостого хода генератора на рис. 1-24);

$r_{яв} = 0,05 \text{ ом}$ — полное сопротивление цепи якоря возбудителя;

$r_{я\text{ эму}} = 3,18 \text{ ом}$ — полное сопротивление цепи якоря ЭМУ;

$r_{вг} = 58,6 \text{ ом}$ — сопротивление обмотки возбуждения;

$$r_1 = \frac{220}{0,24} - 0,05 - 3,18 - 58,6 = 855,2 \text{ ом.}$$

$$k_{г} = \frac{23,3}{300} \cdot \frac{1250}{855,2} = 0,112.$$

Коэффициент усиления ЭМУ с параметрами, приведенными в примере 1-16, с новым комплектом обмоток, числом витков $w_{y1} = w_{y2} = 3200$ и сопротивлением обмоток $r_{y1} = r_{y2} = 1820 \text{ ом}$

$$k_{\text{эму}} = \frac{\Delta U_{\text{эму}}}{\Delta I w_y} \cdot \frac{w_{y1}}{r_{y1}} = 5 \cdot \frac{3200}{1820} = 8,8,$$

где $\frac{\Delta U_{\text{эму}}}{\Delta I w_y} = 5$ определено в начальной части характеристики ЭМУ на рис. 1-25.

Коэффициент передачи потенциометра r_2 при работе генератора на минимальном напряжении равен единице.

Передаточный коэффициент нелинейного измерительного моста определяется по методике, приведенной в примере 1-8.

При применении в качестве нелинейных сопротивлений $r_{\text{нл}}$ двух бареттеров типа 0,3Б17-35 и выходном сопротивлении моста, равном $r_{\text{вых}} = 5 \text{ ком}$, передаточный коэффициент нелинейного моста

$$k_{\text{нм}} = 0,47.$$

Требуемый коэффициент усиления электронного усилителя

$$k_{\text{эу}} = \frac{k_{\Sigma \text{ нижн}}}{k_r k_{\text{эму}} k_{\text{п}} k_{\text{нм}}} = \frac{150}{0,112 \cdot 8,8 \cdot 1 \cdot 0,47} = 325.$$

Точность поддержания постоянства напряжения генератора на верхнем пределе определяется уравнением:

$$\Delta \% = \frac{\Delta U_{\text{гв}} \%}{1 + k_{\Sigma \text{ верх}}} = \frac{5}{1 + 58} = 0,085 \%,$$

где $k_{\Sigma \text{ верх}}$ — полный коэффициент усиления системы при напряжении на якоре генератора $U_r = U_n = 230 \text{ в}$.

Пример 1-24. Построить статические характеристики электродвигателя $n_d = f(I_d)$, питаемого от ртутного выпрямителя. Принципиальная электрическая схема системы автоматического регулирования показана на рис. 1-42.

Основными элементами системы являются: безнасосный ртутный выпрямитель РМ-200; электродвигатель ПН-550, $P_n = 60 \text{ кВт}$, $U_n = 440 \text{ в}$, $I_n = 151 \text{ а}$, $n_n = 960 \text{ об/мин}$; фазорегулятор ФР, комплект пиктрансформаторов ПТ, усилитель У, тахогенератор ТГ. В системе применена обратная связь по скорости. Пределы регулирования скорости вращения электродвигателя составляют $D = 10 : 1$.

Изменение уставки скорости электродвигателя осуществляется при помощи фазорегулятора ФР.

Для обеспечения процесса регулирования рукоятка фазорегулятора должна быть механически связана с движком потенциометра эталонного напряжения.

Решение.

Для построения статической характеристики $n_d = f(I_a)$ системы УРВ-Д необходимо иметь зависимость среднего значения выпрямленного напряжения ртутного выпрямителя $E_{срф}$ от напряжения на обмотке управления U при определенных углах поворота фазорегулятора $E_{срф} = f(U_y)$. На рис. 1-22 приведено семейство характеристики $E_{срф} = f(U_y)$ при различных углах фазорегулятора для выпрямителя типа РМ-200.

Из рис. 1-22 видно, что характеристики ртутного выпрямителя существенно нелинейны, поэтому построение статической характеристики электродвигателя производится графическим методом.

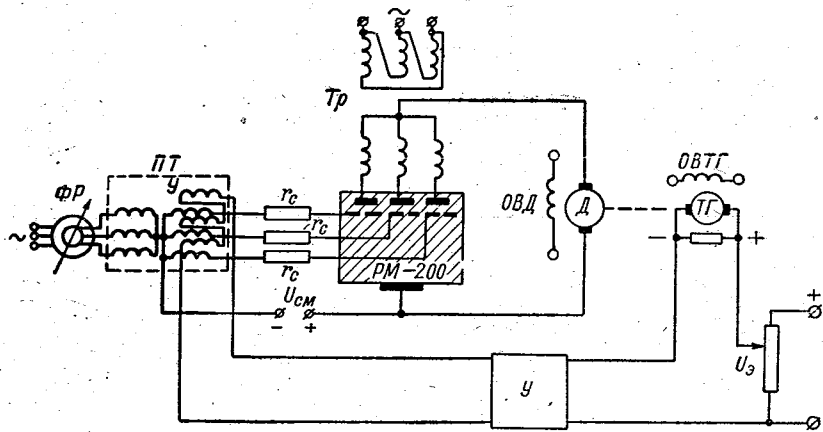


Рис. 1-42. Упрощенная схема автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя с управляемым ртутным выпрямителем.

Методика графического построения характеристики $n_d = f(I_a)$ приведена на рис. 1-43.

Построение производится в трех квадрантах. В первом квадранте наносятся характеристики среднего значения выпрямленного напряжения ртутного выпрямителя в функции напряжения на обмотке управления U при различных углах поворота фазорегулятора ΦP . (Характеристики строятся с учетом падения напряжения в дуге ртутного выпрямителя). В том же квадранте проводится луч обратной связи по скорости $S-S$, который определяет напряжения на обмотке управления в зависимости от скорости электродвигателя. Наклон луча $S-S$ будет определен ниже.

Во втором квадранте проводится луч токов короткого замыкания $O'-I_k$, характеризующий падение напряжения в якорной цепи двигателя и ртутного выпрямителя от тока нагрузки. Под углом 45° строится вспомогательный луч $O'-45^\circ$ для переноса значений $E_{срф}$ и луч $O'-с_n\Phi$, определяющий зависимость между $E_{срф}$ и скоростью электродвигателя.

Эти лучи проводятся на основании уравнения:

$$E_{\text{срф}} = c_e n \Phi + I_{\text{я}} r_{\text{я}},$$

где $r_{\text{я}}$ — эквивалентное сопротивление главной цепи системы УРВ-Д:

$$r_{\text{я}} = r_{\text{т}} + \frac{X_{\text{т}} m}{2\pi} + r_{\text{яд}};$$

$r_{\text{т}} = 0,07 \text{ ом}$ — активное сопротивление трансформатора;

$X_{\text{т}}$ — реактивное сопротивление трансформатора:

$$X_{\text{т}} = \omega L_{\text{с}};$$

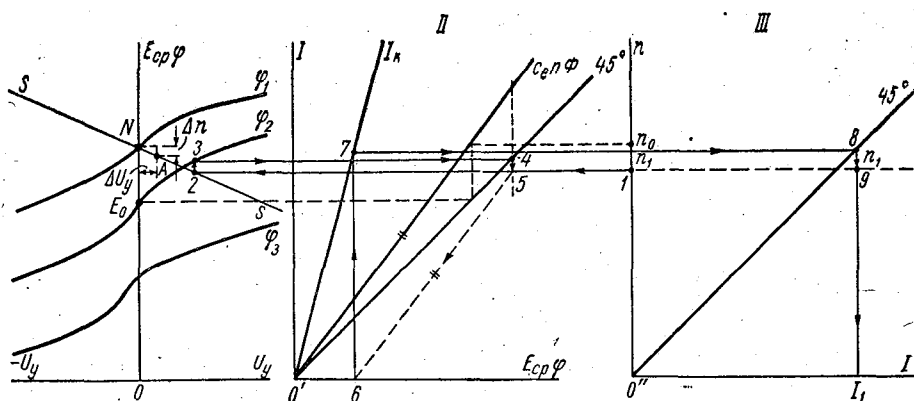


Рис. 1-43. Методика графического построения электромеханической характеристики системы УРВ-Д с обратной связью по скорости.

$L_{\text{с}} = 0,75 \text{ мГн}$ — индуктивность трансформатора;

$r_{\text{яд}} = 0,115 \text{ ом}$ — сопротивление якоря электродвигателя;

$$r_{\text{я}} = 0,07 + \frac{0,75 \cdot 314 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14} + 0,115 = 0,305 \text{ ом};$$

$$c_e \Phi = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{яд}}}{n_{\text{н}}} = \frac{440 - 151 \cdot 0,115}{960} = 0,44.$$

Таким образом,

$$E_{\text{срф}} = 0,44n + 0,305I_{\text{я}}.$$

При построении луча $O' - c_e n \Phi$ значение скорости необходимо отсчитывать с оси ординат третьего квадранта.

Луч обратной связи $S - S$ пересекает ось $E_{\text{срф}}$ в точке пересечения горизонтальной, проведенной из точки, соответствующей идеальному холостому ходу электродвигателя (n_0 — в третьем квадранте построения).

Наклон луча определяется коэффициентом усиления тахогенератора и усилителя U по уравнению:

$$k_{\text{тр}} k_y = \frac{\Delta n_d}{\Delta U_y}.$$

Если принять $k_{\text{тр}} k_y = 1,8$, то

$$1,8 \Delta U_y = \Delta n_d.$$

Следовательно, луч $S-S$ проходит через точку N и точку A с координатами $\Delta U_y = 1,0$ в и $\Delta n = n_0 - n = 1,8$ об/мин.

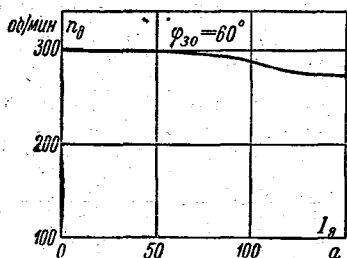


Рис. 1-44. Электромеханическая характеристика привода с управляемым ртутным выпрямителем.

Методика построений для одной точки статической характеристики $n_d = f(I_a)$ показана на рис. 1-43.

Пунктирная линия определяет параметры системы при идеальном холостом ходе электродвигателя. Последующие точки статической характеристики находятся следующим образом.

Задавая скоростью n_1 характеристики $n_d = f(I_a)$, переносим это значение на луч обратной связи $S-S$ (точка 2). Находим значение $E_{\text{срф}}$, соответствующее сигналу обратной связи U_y , определяемого точкой 2. Координату точки 3 сносим на вспомогательный луч $O'-45$. Опускаясь вниз до пересечения с лучом скорости n_1 , проводим линию, параллельную лучу $c_e n \Phi$ и получаем отрезок $6-O'$, характеризующий падение напряжения в цепи $PB-D$. Точка 7 дает ток нагрузки электродвигателя. Переносим полученное значение тока в третий квадрант, определяем точку 9 пересечения линии скорости n и тока I_1 . Построенная точка является точкой статической характеристики системы.

Аналогичным построением можно получить всю статическую характеристику.

На рис. 1-44 приведена характеристика $n_d = f(I_a)$ при угле фазорегулятора $\varphi_{30} = 60^\circ$.

Пример 1-25. В системе автоматического регулирования частоты синхронного генератора, осуществляемой по схеме рис. 1-45, определить и обеспечить необходимый коэффициент усиления системы, исходя из условия поддержания постоянства частоты $f = 50$ гц с точностью $\Delta = 0,5\%$ при изменении нагрузки на генераторе от нуля до номинальной.

Исходные данные:

1. Синхронный генератор — типа МСА-72-4А.
2. Приводной электродвигатель постоянного тока с параметрами: $P_n = 15$ кВт; $U_n = 220$ в; $I_n = 81,5$ а; $n_n = 1600$ об/мин;

$r_{яц} = 0,2 \text{ ом}; \omega_b = 1750; r_b = 33 \text{ ом}; 2p = 4; 2a = 2; \omega_a = 278;$
 $I_b = 2,8 \text{ а.}$

3. Обмотка возбуждения электродвигателя соединена в две параллельные ветви.

Решение.

Требуемый коэффициент усиления системы определяется из уравнения:

$$k_{\Sigma} = \frac{\Delta f\%}{\Delta} - 1,$$

где

$\Delta = 0,5\%$ — требуемая точность поддержания постоянства частоты;

Δf — перепад частоты при изменении нагрузки на генераторе от нуля до номинальной. Величина $\Delta f\%$ численно равна перепаду скорости синхронного генератора $\Delta n\%$.

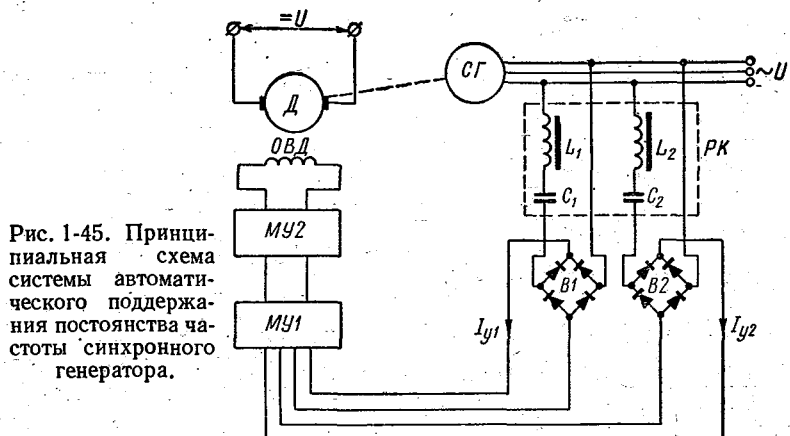


Рис. 1-45. Принципиальная схема системы автоматического поддержания постоянства частоты синхронного генератора.

По уравнению механической характеристики электродвигателя:

$$n = \frac{U_n}{c_e \Phi} - \frac{M_c c_{яц}}{c_e c_M \Phi^2}$$

строится зависимость $n = f(\Phi)$ при $U = U_n$ и $M = M_c$.

Для построения предварительно определяем:

$$c_e = \frac{pN}{60a} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 278}{60 \cdot 1} = 18,5; \quad c_M = \frac{c_e}{1,03} = \frac{18,5}{1,03} = 18;$$

$$\Phi_n = \frac{U_n - I_n r_{яц}}{n_n c_e} = \frac{220 - 81,5 \cdot 0,2}{1600 \cdot 18,5} = 0,69 \cdot 10^{-2} \text{ вб};$$

$$M_c = M_n = \frac{975 \cdot P_n}{n_n} = \frac{975 \cdot 15}{1600} = 9,16 \text{ кг} \cdot \text{м.}$$

Зависимость $n = f(\Phi)$ приведена на рис. 1-46. По характеристике $n = f(\Phi)$ определяем величину рабочего потока Φ_p , необходимого для получения скорости вращения синхронного генератора $n_p = 1500$ об/мин при номинальной нагрузке:

$$\Phi_p = 0,74 \cdot 10^{-2} \text{ вб},$$

Перепад частоты генератора при изменении нагрузки от нуля до номинальной определяется из уравнения:

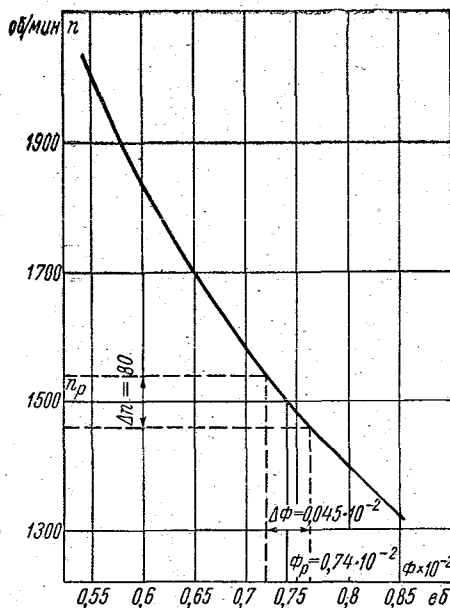


Рис. 1-46. Регулировочная характеристика $n = f(\Phi)$ приводного электродвигателя синхронного генератора.

$$\begin{aligned} \Delta f\% &= \Delta n\% = \\ &= \frac{n_0 - n_p}{n_p} \cdot 100 = \\ &= \left(\frac{n_0}{n_p} - 1 \right) \cdot 100 = \\ &= \left(\frac{U_n}{c_e \Phi_p n_p} - 1 \right) \cdot 100 = \\ &= \left(\frac{220}{18,5 \cdot 1500 \cdot 0,74 \cdot 10^{-2}} - 1 \right) \cdot 100 = \\ &= 7,1\%. \end{aligned}$$

Требуемый коэффициент усиления системы

$$k_{\Sigma} = \frac{7,1}{0,5} - 1 = 13,2.$$

Коэффициенты усиления отдельных элементов системы
1. Передаточный коэффициент синхронного генератора

$$\begin{aligned} k_r &= \frac{f}{n} = \frac{50}{1500} = \\ &= 0,033 \text{ гц/об/мин}. \end{aligned}$$

2. Передаточный коэффициент электродвигателя определяется на основании построенной зависимости $n = f(\Phi)$ и его характеристики намагничивания (рис. 1-47):

$$k_d = \frac{\Delta n}{\Delta U_B} = \frac{\Delta n}{\Delta I_B r_B} = \frac{80}{2 \cdot 0,2 \cdot 33} = 6,06 \text{ об/мин/в},$$

где Δn — изменение скорости электродвигателя при изменении напряжения на его обмотке возбуждения на величину ΔU_B .

3. Коэффициент усиления выходного каскада магнитного усилителя МУ2.

Мощность магнитного усилителя

$$P_{\text{МУ2}} = I_{B' B}^2 = 2,8^2 \cdot 33 = 260 \text{ вт}.$$

Выбираем магнитный усилитель типа УМ-4Р-60-261.1 с параметрами: $P = 330$ вт; $I = 3$ а; $U = 110$ в.

Обмотка управления

$$r_y = 13 \text{ ом};$$

$$\omega_y = 500.$$

Коэффициент усиления МУ2 по напряжению:

$$k_{\mu y 2} = 85.$$

4. Передаточный коэффициент резонансного измерительного элемента.

Коэффициент передачи определяется на основании характеристики резонансного контура (рис. 1-48), которая снята для выходного сопротивления, равного $r_n = 100$ ом:

$$k_{pk} = \frac{\Delta U_{pk}}{\Delta f} = \frac{r_n \Delta I_{pk}}{\Delta f};$$

$$\Delta I_p = (I_{y1} - I_{y2}) = 10 \text{ ма};$$

$$\Delta f = 5 \text{ гц}.$$

$$k_{pk} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 100}{5} = 0,2 \text{ в/гц}.$$

5. Требуемый коэффициент усиления первого каскада магнитного усилителя МУ1

$$k_{\mu y 1} = \frac{k_{\Sigma}}{k_r k_{\mu y 2} k_{pk}} = \frac{13,2}{0,033 \cdot 6,06 \cdot 85 \cdot 0,2} = 3,93.$$

Для первого каскада может быть использован магнитный усилитель типа ТУМ.

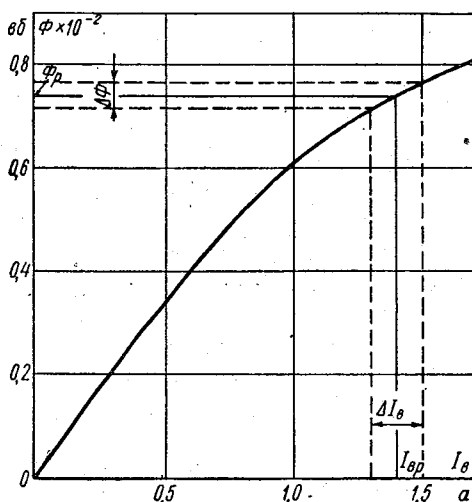


Рис. 1-47. Характеристика намагничивания приводного электродвигателя синхронного генератора.

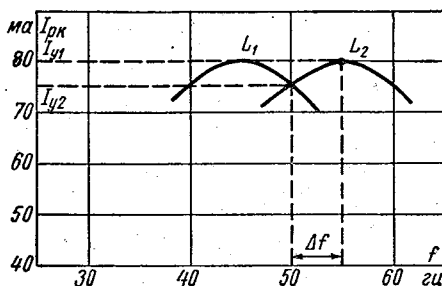


Рис. 1-48. Характеристики резонансных контуров.

УРАВНЕНИЯ И ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2-1. Метод составления и линеаризации дифференциальных уравнений элементов и систем автоматизированного электропривода

Исследование систем автоматического регулирования в динамических режимах производится по дифференциальным уравнениям. Если системы автоматического регулирования описываются линейными дифференциальными уравнениями, то такие системы, как известно, называются линейными. Линейными дифференциальными уравнениями описываются только такие системы, составляющие звенья которых имеют линейные статические характеристики.

Реальные системы содержат звенья, статические характеристики которых в подавляющем большинстве отличаются от прямых линий или имеют линейную зависимость на ограниченных участках, не являющихся рабочими. Кроме нелинейности статических характеристик, дифференциальные уравнения становятся нелинейными и в том случае, если они содержат произведение переменных величин, их производных или другие более сложные функциональные зависимости. При анализе составленных дифференциальных уравнений выявляется возможность и допустимость их упрощения. Одним из видов таких упрощений является линеаризация уравнений.

Анализ линейных систем более прост, чем нелинейных, а методы их исследования разработаны с исчерпывающей полнотой. Поэтому при исследовании систем в первом приближении оказывается целесообразным, где это возможно, их линеаризовать.

Системы, содержащие элементы с существенно нелинейными характеристиками (релейные характеристики, характеристики с зоной нечувствительности, с ограничением линейной зависимости на концах, с гистерезисной петлей и др.), относятся к системам «существенно-нелинейным». Такие системы не линеаризуются и в этой главе не рассматриваются.

Метод составления уравнений регулирования систем автоматизированного электропривода заключается в проведении следующих последовательных операций:

1. Система расчленяется на отдельные звенья.
2. Определяются переменные величины в звеньях системы, выражающие воздействие одного звена на другое.
3. Составляется уравнение динамики звена.
4. Выявляется характер зависимости переменных величин звена от различных факторов, которые могут быть заданы аналитическими функциями или графически. Часто эти зависимости бывают нелинейными, и тогда уравнения становятся нелинейными.

5. Осуществляется линеаризация полученного нелинейного уравнения, если она возможна. Достаточными признаками возможности проведения линеаризации являются отсутствие разрывных и неоднозначных характеристик и справедливость уравнения для всего интервала времени.

6. Производится линеаризация уравнений при помощи ряда Тейлора, позволяющего разложить нелинейную функцию нескольких переменных по степеням малых приращений, взятых в окрестности равновесного состояния. При линеаризации нелинейной функции членами высшего порядка малости пренебрегают. Основанием для такого пренебрежения служит предположение о достаточной малости отклонений всех переменных величин.

7. Для получения линеаризованного уравнения в отклонениях составляется уравнение статики для режима, существовавшего до начала возмущения или установившегося режима после затухания переходного режима.

8. Из уравнения динамики вычитают уравнение статики, в результате чего получают уравнение в отклонениях или в вариациях.

9. В левой части уравнения записывают выходную величину и ее производные по времени, а в правой все остальные члены.

10. Уравнение записывается в операторной форме, а коэффициент при выходной величине приводится к единице.

11. По уравнениям динамики отдельных звеньев составляется уравнение регулирования системы в целом.

Коэффициенты дифференциальных уравнений систем строятся из различных сочетаний постоянных времени и статических коэффициентов усиления отдельных звеньев.

Методика вычисления статических коэффициентов усиления отдельных звеньев и систем изложена в главе первой.

Вычисление постоянных времени различных контуров, электрических машин и магнитных усилителей приводится в настоящей главе.

2-2. Вычисление постоянных времени электрических машин и магнитных усилителей

Пример 2-1. Для привода, состоящего из электродвигателя постоянного тока с маховым моментом $GD^2_{\text{я}} = 28 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ и нагрузки с приведенным маховым моментом $GD^2_{\text{н}} = 12 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, определить:

- 1) электромеханическую постоянную времени привода;
- 2) электромагнитную постоянную времени обмотки возбуждения;
- 3) электромагнитную постоянную времени якорной цепи электродвигателя;
- 4) электромагнитную постоянную времени компенсационной (последовательной) обмотки,

Основные данные машины:

$U_n = 220$ в; $n_n = 750$ об/мин; $I_n = 358$ а; $2p = 4$; $\Phi_n = 3,3 \cdot 10^{-2}$ вб; $c_e = 8,4$; $GD_n^2 = 28$ кг·м²; $\omega_{ко} = 3$ (на полюс); $\omega_b = 1400$ (на полюс); $r_{в 15^\circ} = 63$ ом; $r_{ко 15^\circ} = 0,00164$ ом; $r_{яц 15^\circ} = 0,0275$ ом.

Характеристика намагничивания электродвигателя приведена на рис. 1-24.

Решение.

1. Электромеханическая постоянная времени определяется по уравнению:

$$T_{эм} = \frac{(GD_n^2 + GD_{я}^2) r_{яц}}{375 c_e c_M \Phi_n^2},$$

где $r_{яц} = 1,2 \cdot r_{яц 15^\circ}$ — полное сопротивление якорной цепи в нагретом состоянии;

$c_M = 0,975 c_e$.

$$T_{эм} = \frac{(28 + 12) \cdot 0,0275 \cdot 1,2}{375 \cdot 8,4 \cdot 0,975 \cdot 3,3^2 \cdot 10^{-4}} = 0,047 \text{ сек.}$$

2. Электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения. Индуктивность обмотки возбуждения электродвигателя определяется по уравнению:

$$L_b = 2p \omega_b^2 \frac{\Delta \Phi}{\Delta I \omega_b},$$

где $\Delta I \omega$ — приращение ампер-витков обмотки возбуждения электродвигателя на полюс, соответствующее приращению потока на $\Delta \Phi$.

Так как характеристика намагничивания электродвигателя нелинейна, то индуктивность L_b будет величиной переменной. Определяем L_b для прямолинейного участка характеристики намагничивания электродвигателя (см. рис. 1-24):

$$L_b = 4 \cdot 1400^2 \cdot \frac{0,5 \cdot 10^{-2}}{500} = 78,3 \text{ гн.}$$

Постоянная времени обмотки возбуждения:

$$T_b = \frac{L_b}{r_b} = \frac{78,3}{63 \cdot 1,2} = 1,04 \text{ сек.}$$

3. Электромагнитная постоянная времени якорной цепи электродвигателя.

Индуктивность якорной цепи электродвигателя определяется из формулы:

$$L_{\text{я}} = k \frac{U_{\text{н}}}{2pn_{\text{н}}I_{\text{н}}},$$

где $k = 6 \div 8$ для быстроходных некомпенсированных машин;
 $k = 8 \div 12$ для нормальных некомпенсированных машин;
 $k = 5 \div 6$ для компенсированных машин.

$$L_{\text{я}} = 10 \cdot \frac{220}{4 \cdot 750 \cdot 358} = 0,00196 \text{ гн};$$

$$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{r_{\text{яц}}} = \frac{0,00196}{0,0275 \cdot 1,2} = 0,06 \text{ сек.}$$

4. Постоянная времени последовательной обмотки.

Индуктивность последовательной обмотки машины при известной индуктивности шунтовой определяется по формуле:

$$L_{\text{ко}} = L_{\text{в}} \left(\frac{\omega_{\text{ко}}}{\omega_{\text{в}}} \right)^2 = 78,3 \cdot \left(\frac{3}{1400} \right)^2 = 36 \cdot 10^{-4} \text{ гн};$$

$$T_{\text{ко}} = \frac{L_{\text{ко}}}{r_{\text{ко}}} = \frac{36 \cdot 10^{-4}}{0,00164 \cdot 1,2} = 0,184 \text{ сек.}$$

Пример 2-2. Определить постоянную времени следующих типов магнитных усилителей:

- а) трехфазного магнитного усилителя типа УМ-3П 20/40 с внутренней обратной связью и обмоткой смещения (рис. 2-1);
- б) двухтактного магнитного усилителя, работающего по мостовой схеме с внутренней обратной связью (рис. 2-2);
- в) двухтактного дифференциального магнитного усилителя с внешней обратной связью (рис. 2-3).

Решение.

Для определения постоянной времени k -го контура управления магнитного усилителя обычно рекомендуется следующее выражение:

$$T_k = \frac{\mu_{\text{у}} N S \omega_k (\omega_k + a k_{\text{гк}} \omega_{\text{ос}})}{r_{\text{у}} k^2}, \quad (2-1)$$

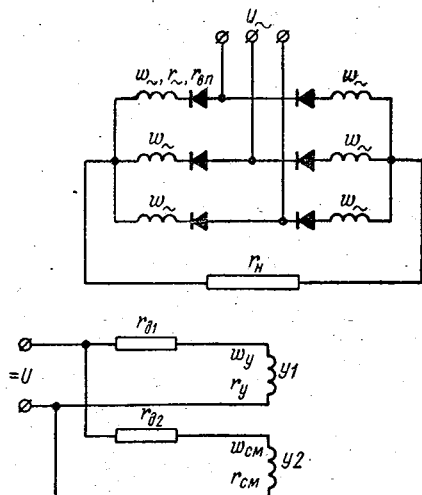


Рис. 2-1. Принципиальная схема трехфазного магнитного усилителя с внутренней обратной связью и обмоткой смещения.

ω — рабочие обмотки усилителя; $U1$ — обмотка управления; $U2$ — обмотка смещения.

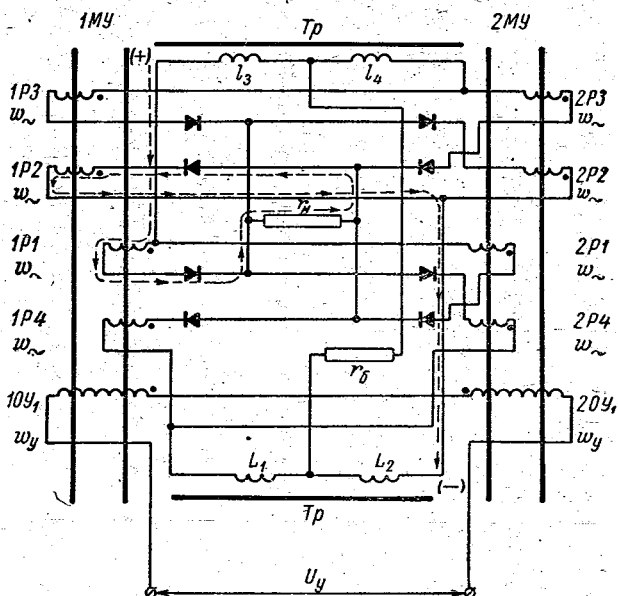


Рис. 2-2. Принципиальная схема двухтактного магнитного усилителя с внутренней обратной связью.

1P1—1P4, 2P1—2P4 — рабочие обмотки магнитного усилителя; r_H — сопротивление нагрузки; r_{δ} — балластное сопротивление.

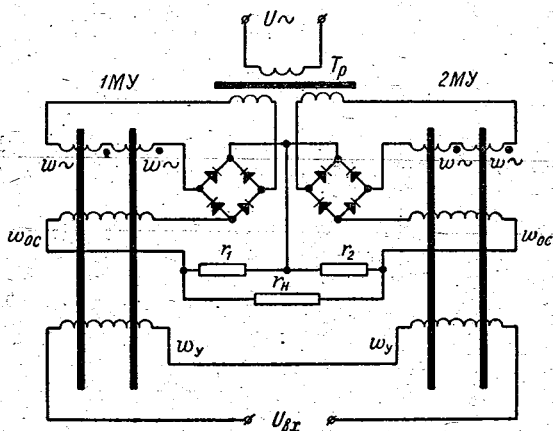


Рис. 2-3. Схема дифференциального магнитного усилителя с внешней обратной связью.

где N — число магнитопроводов, охваченных обмоткой управления (в случае последовательного соединения обмоток управления N — число стержней, охваченных всеми этими обмотками);
 S — сечение магнитопровода одного стержня;
 l — средняя длина магнитной силовой линии для постоянного составляющей магнитного потока;
 $\mu_y = \frac{dB_0}{dH_0}$ — дифференциальная магнитная проницаемость магнитного усилителя для постоянной составляющей индукции;
 ω_k — число витков k -ой обмотки управления;
 $\alpha = 1$ — коэффициент пропорциональности для одноконтного магнитного усилителя с внешней обратной связью;
 $\alpha = \frac{1}{2}$ — для двухполупериодных одноконтных усилителей с внутренней обратной связью и для двухконтных усилителей с раздельной внешней обратной связью;
 $\alpha = \frac{1}{4}$ — для двухконтных усилителей с внутренней обратной связью;
 k_{lk} — коэффициент усиления магнитного усилителя по току;
 ω_{oc} — число витков обмотки обратной связи (для внутренней обратной связи — число витков обмотки переменного тока одновременно обтекаемых рабочим током);
 r_{yk} — сопротивление k -ой обмотки управления.

Определение постоянной времени путем использования уравнения (2-1) затруднено вследствие того, что дифференциальная магнитная проницаемость магнитного усилителя μ_y для постоянной составляющей индукции B_0 существенно отличается от магнитной проницаемости, определенной по кривой намагничивания стали (примерно в 80—100 раз), и ее расчетное определение представляет весьма большие трудности. С некоторым приближением дифференциальная магнитная проницаемость μ_y магнитного усилителя может быть определена следующим путем.

Для идеального одноконтного магнитного усилителя:

$$\Delta B_0 = \frac{r \omega_y I_y}{8 j \omega_{\sim}^2 S}, \quad (2-2)$$

где $r = r_{\sim} + r_{вп} + r_n$ — полное сопротивление цепи нагрузки;
 ω_y — число витков обмотки управления;
 f — частота переменного тока;
 $\omega_{\sim}$ — число витков обмотки переменного тока.

Имея в виду, что

$$H_y = \frac{I_y \omega_y}{l},$$

получим

$$I_y \omega_y = H_y l.$$

Подставляя $I_y \omega_y$ в уравнение (2-2), получим:

$$\Delta B_0 = \frac{rl H_y}{8f S \omega_{\sim}^2},$$

откуда

$$\mu_y = \frac{\Delta B_0}{H_y} = \frac{rl}{8f S \omega_{\sim}^2}.$$

В общем случае для любого магнитного усилителя формула примет вид

$$\mu_y = \frac{\Delta B_0}{\Delta H_y} = \frac{rl}{8f N S \omega_{\sim}^2}. \quad (2-3)$$

Подставляя выражение (2-3) в (2-1), получим упрощенное расчетное уравнение для определения постоянных времени обмоток управления магнитного усилителя:

$$T_k = \frac{r \omega_k (\omega_k + \alpha k_{fk} \omega_{oc})}{8f \omega_{\sim}^2 r_{yk}}, \quad (2-4)$$

не требующее определения дифференциальной магнитной проницаемости μ_y .

Постоянная времени магнитного усилителя определяется как сумма постоянных времени обмоток управления:

$$T_{\Sigma} = \sum_{k=1}^{k=n} T_k.$$

а) Постоянная времени трехфазного магнитного усилителя типа УМ-ЗП 20/40 с внутренней обратной связью и обмоткой смещения (рис. 2-1).

Данные магнитного усилителя:

число витков рабочей обмотки $\omega_{\sim} = 920$;

сопротивление рабочей обмотки $r_{\sim} = 3,2 \text{ ом}$;

число рабочих обмоток $n_{\sim} = 6$;

число витков обмотки управления $\omega_y = 150$;

сопротивление обмотки управления $r_y = 12,0 \text{ ом}$;

число обмоток управления $n_y = 4$;

коэффициент усиления магнитного усилителя по току в средней части рабочего участка характеристики $I_{\text{вых}} = f(I_{\text{вх}})$

$$k_I = 65;$$

частота сети $f = 50$ гц;

напряжение питающей сети $U_{\sim} = 220$ в;

полное сопротивление цепи нагрузки $r = 22$ ом;

Постоянная времени по цепи обмотки управления магнитного усилителя определяется по формуле:

$$T_y = \frac{r\omega_y(\omega_y + \alpha k_I \omega_{oc})}{8f\omega_{\sim}^2(r_y + r_{доб})}.$$

При учете действия положительной обратной связи оперируют со средним значением тока, поэтому следует принимать $\alpha = 1/3$. Так как среднее значение тока нагрузки равно утроенному значению тока фазы, то при расчете следует принять:

$$\omega_{\sim} = \frac{1}{3} \omega_{\sim 1\phi} = 307,$$

где $\omega_{\sim 1\phi}$ — число витков одной фазы.

Число витков обратной связи ω_{oc} необходимо принять равным $\omega_{\sim 1\phi}$:

$$\omega_{oc} = \omega_{\sim 1\phi} = 920.$$

Полное сопротивление цепи управляющей обмотки

$$r_y + r_{доб} = 12 \text{ ом}.$$

Постоянная времени магнитного усилителя по управляющей обмотке

$$T_y = \frac{22 \cdot 150 \cdot (150 + 1/3 \cdot 65 \cdot 920)}{8 \cdot 50 \cdot 307^2 \cdot 12} = 0,148 \text{ сек}.$$

При полном сопротивлении цепи обмотки смещения, равном $r_{cm} = 10,8$ ом, общая постоянная времени магнитного усилителя определяется по уравнению:

$$\begin{aligned} T_{\Sigma} &= T_{cm} + T_y = T_y + T_y \frac{r_y}{r_{cm}} = \\ &= 0,148 + 0,148 \cdot \frac{12}{10,8} = 0,312 \text{ сек}. \end{aligned}$$

Постоянная времени, определенная экспериментально, оказалась равной

$$T_{\text{экс}} = 0,327 \text{ сек}.$$

б) Постоянная времени двухтактного магнитного усилителя, работающего по мостовой схеме с внутренней обратной связью (рис. 2-2).

Двухтактный усилитель состоит из двух магнитных усилителей, имеющих следующие паспортные данные:

число витков рабочей обмотки $w_{\sim} = 550$;

число рабочих обмоток $n_{\sim} = 4$;

число витков обмотки управления $w_y = 900$;

сопротивление обмотки управления $r_y = 22 \text{ ом}$;

число обмоток управления $n_y = 5$.

Параметры двухтактного магнитного усилителя:

коэффициент усиления магнитного усилителя в средней части прямолинейного участка характеристики $k_f = 1,65$;

частота питающей сети $f = 50 \text{ гц}$;

напряжение питающей сети $U_{\sim} = 220 \text{ в}$;

полное сопротивление цепи нагрузки $r = 307 \text{ ом}$.

Постоянная времени магнитного усилителя по управляющей обмотке определяется по формуле:

$$T_y = \frac{r w'_y (w'_y + \alpha k_f w_{oc})}{8f (w'_{\sim})^2 r'_y},$$

где $w'_y = 2w_y = 2 \times 900$ — число витков обмотки управления магнитного усилителя при последовательном соединении;

$r'_y = 2 \times 22$ — полное сопротивление последовательно соединенных обмоток управления магнитного усилителя;

$w'_{\sim} = 1100$ — число витков рабочей обмотки, одновременно обтекаемых рабочим током (путь тока в фиксированный момент времени указан пунктиром на рис. 2-2);

$w_{oc} = w'_{\sim} = 1100$ — число витков обмотки внутренней обратной связи;

$\alpha = 0,25$.

$$T_y = \frac{307 \cdot 1800 \cdot (1800 + 0,25 \cdot 1,65 \cdot 1100)}{8 \cdot 50 \cdot 1100^2 \cdot 44} = 0,057 \text{ сек.}$$

в) Постоянная времени дифференциального магнитного усилителя с внешней обратной связью (рис. 2-3).

Параметры дифференциального магнитного усилителя:

число витков рабочих обмоток $w'_{\sim} = 4 \times 125$;

общее число витков обмоток управления $w_y = 2 \times 450$;

полное сопротивление обмотки управления;

при последовательном соединении $r_y = 2 \times 9 \text{ ом}$;

коэффициент усиления магнитного усилителя по току $k_f = 6,9$;

полное сопротивление выхода магнитного усилителя $r = 18 \text{ ом}$;

частота питающей сети $f = 50 \text{ гц}$;

число витков обмоток обратной связи $w_{oc} = 2 \times 220$.

Постоянная времени магнитного усилителя по управляющей обмотке определяется выражением:

$$T_y = \frac{r\omega_y(\omega_y + \alpha k_1 \omega_{oc})}{8f\omega^2 r_y},$$

где $\omega_y = 900$ — число витков обмоток, обтекаемых током управления;

$\alpha = 0,5$;

$\omega_{oc} = 220$ — число витков обмотки внешней обратной связи, обтекаемых рабочим током;

$\omega_{\sim} = 250$ — число витков рабочей обмотки, одновременно обтекаемых рабочим током.

$$T_y = \frac{18 \cdot 900 \cdot (900 + 0,5 \cdot 6,9 \cdot 220)}{8 \cdot 50 \cdot 250^2 \cdot 18} = 0,06 \text{ сек.}$$

2-3. Уравнения, передаточные функции и структурные схемы систем автоматизированного электропривода

Пример 2-3. Составить уравнение и передаточную функцию ЭМУ, работающего вхолостую.

Примечание. При составлении уравнения ЭМУ реакцией якоря, нелинейностью характеристик, влиянием вихревых токов и компенсационных обмоток — пренебречь. Скорость вращения ЭМУ считать постоянной. Учет и влияние этих факторов на динамику процессов рассматривается в пятой главе.

Решение.

Уравнения первого каскада ЭМУ:

$$\Delta i_y(s) r_y + \sigma_y \omega_y s \Delta \Phi_d(s) = \Delta u_{вх}(s); \quad (2-5)$$

$$[\Delta i_y(s) \omega_y] \beta_y = \Delta \Phi_d(s); \quad (2-6)$$

$$\Delta u_{кз}(s) = c_e'' \Delta \Phi_d(s). \quad (2-7)$$

Уравнения второго каскада ЭМУ:

$$\Delta i_{кз}(s) r_{кз} + \sigma_{кз} \omega_{кз} s \Delta \Phi_q(s) = \Delta u_{кз}(s); \quad (2-8)$$

$$[\Delta i_{кз}(s) \omega_{кз}] \beta_{кз} = \Delta \Phi_q(s); \quad (2-9)$$

$$\Delta u_{эму}(s) = c_e'' \Delta \Phi_q(s). \quad (2-10)$$

Решая совместно уравнения (2-5) и (2-10), получим:

$$(T_y s + 1) \cdot (T_{кз} s + 1) \Delta u_{эму}(s) = k_{эму} \Delta u_{вх}(s),$$

где

$$T_y = \frac{\sigma_y \beta_y \omega_y^2}{r_y} = \frac{L_y}{r_y};$$

$$T_{кз} = \frac{\sigma_{кз} \beta_{кз} \omega_{кз}^2}{r_{кз}} = \frac{L_{кз}}{r_{кз}};$$

$$k_{эму} = k_y k_2 = \frac{c_e'' \beta_y \omega_y}{r_y} \cdot \frac{c_e'' \beta_{кз} \omega_{кз}}{r_{кз}}.$$

Передаточная функция ЭМУ:

$$W(s) = \frac{\Delta u_{\text{ЭМУ}}(s)}{\Delta u_{\text{ВХ}}(s)} = \frac{k_{\text{ЭМУ}}}{(T_{\Sigma}s + 1)(T_{\text{КЗ}}s + 1)}. \quad (2-11)$$

Структурная схема приведена на рис. 2-4.

Пример 2-4. Составить уравнение, передаточную функцию и структурную схему ЭМУ, охваченного жесткой отрицательной обратной связью (рис. 2-5).

При составлении уравнения ЭМУ учесть примечание в примере 2-3.

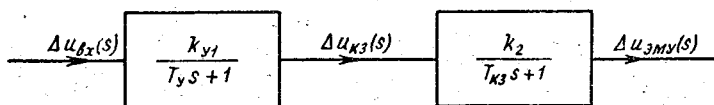


Рис. 2-4. Структурная схема ЭМУ.

Решение.

ЭМУ при работе по схеме рис. 2-5 описывается следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s) r_{y1} + \sigma_y w_{y1} s \Delta \Phi_d(s) &= \Delta u_{\text{ВХ}}(s); \\ \Delta i_{y2}(s) r_{y2} - \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_d(s) &= k_{\text{П}} \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s); \\ [\Delta i_{y1}(s) w_{y1} - \Delta i_{y2}(s) w_{y2}] \beta_y &= \Delta \Phi_d(s); \\ (T_{\text{КЗ}}s + 1) \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) &= k_2 \Delta u_{\text{КЗ}}(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-12)$$

Решая систему уравнений (2-12), получим:

$$\begin{aligned} (T_{\Sigma}s + 1)(T_{\text{КЗ}}s + 1) \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) &= k_{\text{ЭМУ}1} \Delta u_{\text{ВХ}}(s) - \\ &- k_{\text{ЭМУ}2} k_{\text{П}} \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} [(T_{\Sigma}s + 1)(T_{\text{КЗ}}s + 1) + k_{\text{ЭМУ}2} k_{\text{П}}] \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) &= \\ &= k_{\text{ЭМУ}1} \Delta u_{\text{ВХ}}(s). \end{aligned} \quad (2-13)$$

Передаточная функция будет:

$$W(s) = \frac{\Delta u_{\text{ЭМУ}}(s)}{\Delta u_{\text{ВХ}}(s)} = \frac{k_{\text{ЭМУ}1}}{(T_{\Sigma}s + 1)(T_{\text{КЗ}}s + 1) + k_{\text{ЭМУ}2} k_{\text{П}}}. \quad (2-14)$$

В соответствии с уравнением (2-14) на рис. 2-6 представлена структурная схема,

Выражение передаточной функции, имеющей вид, удобный для логарифмирования, будет:

$$W(s) = \frac{k'_{\text{ЭМУ}}}{T'_{\Sigma} T_{\text{КЗ}} s^2 + T' s + 1}, \quad (2-15)$$

где

$$k'_{\text{ЭМУ}} = \frac{k_{\text{ЭМУ}1}}{1 + k_{\text{ЭМУ}2} k_{\text{П}}}; \quad T'_{\Sigma} = \frac{T_{\Sigma}}{1 + k_{\text{ЭМУ}2} k_{\text{П}}};$$

$$T' = \frac{T_{\Sigma} + T_{\text{КЗ}}}{1 + k_{\text{ЭМУ}2} k_{\text{П}}}; \quad T_{\Sigma} = T_{y1} + T_{y2};$$

$$T_{y1} = \frac{\sigma_y \beta_y \omega_{y1}^2}{r_{y1}};$$

$$T_{y2} = \frac{\sigma_y \beta_y \omega_{y2}^2}{r_{y29}};$$

$$r_{y29} = r_{\text{П}} - r_x + \frac{r_x \cdot r_{y2}}{r_x + r_{y2}} + r_{\text{яЭМУ}};$$

$$k_{\text{ЭМУ}1} = \frac{c_e'' \omega_{y1} \beta_y}{r_{y1}} \cdot k_2;$$

$$k_{\text{ЭМУ}2} = \frac{c_e'' \omega_{y2} \beta_y}{r_{y2}} \cdot k_2.$$

$k_{\text{П}}$ — передаточный коэффициент потенциометра;

k_2 — коэффициент усиления второй ступени ЭМУ;

В зависимости от корней характеристического уравнения ЭМУ

$$T'_{\Sigma} T_{\text{КЗ}} s^2 + T' s + 1 = 0$$

передаточная функция ЭМУ может быть представлена двумя после-

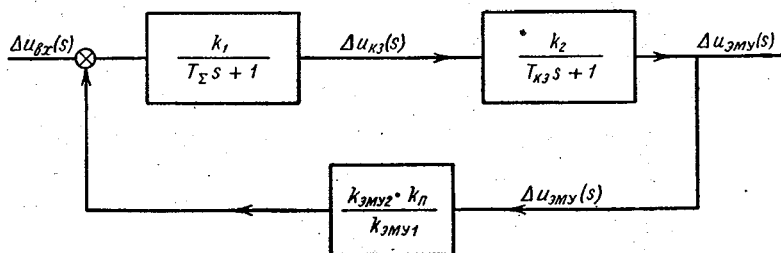


Рис. 2-6. Структурная схема ЭМУ, охваченного жесткой обратной связью.

довательно соединенными аperiodическими звеньями с постоянными времени $T_{1\phi}$ и $T_{2\phi}$ или одним колебательным звеном.

Так, если

$$[(T')^2 - 4T'_\Sigma T_{\text{кз}}] > 0,$$

то корни характеристического уравнения будут вещественные, и значения постоянных времени, замещающие апериодические звенья, будут:

$$T_{1\Phi, 2\Phi} = \frac{2T'_\Sigma T_{\text{кз}}}{-T' \pm \sqrt{(T')^2 - 4T'_\Sigma T_{\text{кз}}}}.$$

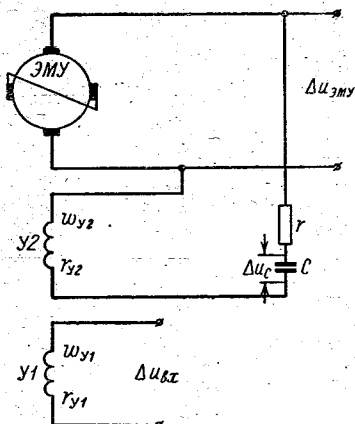


Рис. 2-7. Схема ЭМУ, охваченного гибкой емкостной отрицательной обратной связью.

Передаточная функция в этом случае будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k'_{\text{ЭМУ}}}{(T_{1\Phi}s + 1)(T_{2\Phi}s + 1)}.$$

Если $[(T')^2 - 4T'_\Sigma T_{\text{кз}}] < 0$, то корни характеристического уравнения — комплексные, и в этом случае передаточная функция ЭМУ

$$W(s) = \frac{k'_{\text{ЭМУ}}}{T^2 s^2 + 2\varepsilon Ts + 1},$$

где $T = \sqrt{T'_\Sigma T_{\text{кз}}}$ — постоянная времени колебательного звена;

$$\varepsilon = \frac{T}{2\sqrt{T'_\Sigma T_{\text{кз}}}} \text{ — относительный}$$

коэффициент демпфирования.

Пример 2-5. Составить уравнение и передаточную функцию ЭМУ, охваченного емкостной обратной связью (рис. 2-7) (допущения — см. примечание к примеру 2-3).

Решение.

Уравнения равновесия напряжений обмоток $Y1$ и $Y2$ в отклонениях:

$$\Delta i_{y1}(s) r_{y1} + \sigma_y w_{y1} s \Delta \Phi_a(s) = \Delta u_{\text{вх}}(s); \quad (2-16)$$

$$\Delta i_{y2}(s) [r_{y2} + r] - \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_a(s) + \Delta u_c(s) = \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s); \quad (2-17)$$

$$\Delta u_c(s) = \frac{\Delta i_{y2}(s)}{Cs}; \quad (2-18)$$

$$[\Delta i_{y1}(s) w_{y1} - \Delta i_{y2}(s) w_{y2}] \beta_y = \Delta \Phi_a(s); \quad (2-19)$$

$$\Delta \Phi_a(s) = \frac{\Delta u_{\text{кз}}(s)}{c_e}.$$

Уравнение короткозамкнутой цепи ЭМУ:

$$(T_{кз}s + 1) \Delta u_{эму}(s) = k_2 \Delta u_{кз}(s). \quad (2-20)$$

Решая систему уравнений (2-16)—(2-20), получим:

$$[(T_c s + 1)(T_{кз}s + 1)(T_{y1}s + 1) + T_{y2} T_c s^2 (T_{кз}s + 1) + k_{эму2} \alpha T_c s] \Delta u_{эму}(s) = k_{эму1} (T_c s + 1) \Delta u_{вх}(s),$$

где

$$T_c = (r + r_{y2})C; \quad \alpha = \frac{r_{y2}}{r_{y2} + r};$$

$$T_{y2} = \frac{\sigma_y \beta_y w_{y2}^2}{r_{y2} + r}; \quad k_{эму1} = \frac{c_e'' \beta_y w_{y1}}{r_{y1}} \cdot k_2;$$

$$T_{y1} = \frac{\sigma_y \beta_y w_{y1}^2}{r_{y1}}; \quad k_{эму2} = \frac{c_e'' \beta_y w_{y2}}{r_{y2}} \cdot k_2.$$

$$T_{кз} = \frac{\sigma_{кз} \beta_{кз} w_{я}^2}{r_{кз}};$$

Передаточная функция ЭМУ:

$$W(s) = \frac{\Delta u_{эму}(s)}{\Delta u_{вх}(s)} =$$

$$= \frac{k_{эму1} (T_c s + 1)}{[(T_c s + 1)(T_{кз}s + 1)(T_{y1}s + 1) + T_{y2} T_c s^2 (T_{кз}s + 1) + k_{эму2} \alpha T_c s]}.$$

Пример 2-6. Составить уравнение ЭМУ при охвате его трансформаторной и емкостной связями по первой и второй производным (рис. 2-8).

Решение.

Уравнения первого каскада усиления ЭМУ:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s) r_{y1} + \sigma_{y1} w_{y1} s \Delta \Phi_d(s) &= \Delta u_{вх}(s); \\ \Delta i_1(s) r_1 + \sigma_1 w_1 s \Delta \Phi_T(s) &= \Delta u_{эму}(s); \\ \Delta i_{y2}(s) [r_{y2} + r_2] - \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_d(s) + \frac{\Delta i_{y2} s}{Cs} - \\ &\quad - \sigma_1 w_2 s \Delta \Phi_d(s) = 0; \\ [\Delta i_{y1}(s) w_1 - \Delta i_{y2}(s) w_2] \beta_y &= \Delta \Phi_d(s); \\ [\Delta i_1(s) w_1 - \Delta i_{y2}(s) w_2] \beta_T &= \Delta \Phi_T(s); \\ \Delta \Phi_d(s) &= \frac{\Delta u_{кз}(s)}{c_e''}. \end{aligned} \right\} \quad (2-21)$$

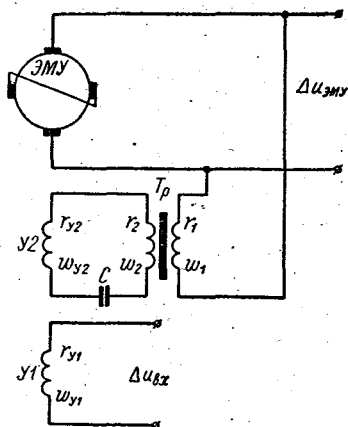


Рис. 2-8. Схема ЭМУ, охваченного обратной связью по первой и второй производным.

Уравнение второго каскада усиления ЭМУ:

$$(T_{K3}s + 1) \Delta u_{ЭМУ}(s) = k_2 \Delta u_{K3}(s). \quad (2-22)$$

Решая систему уравнений (2-21)—(2-22), получим:

$$\begin{aligned} & \{ (T_{y1}s + 1) (T_{K3}s + 1) [(T_c s + 1) (T_{T1}s + 1) + T_{T2} T_c s^2] + \\ & + T_{y2} T_c s^2 (T_{T1}s + 1) (T_{K3}s + 1) + k_{ЭМУ2} \alpha k_{T1} T_{T1} T_c s^2 \} \Delta u_{ЭМУ}(s) = \\ & = [k_{ЭМУ1} (T_c s + 1) (T_{T1}s + 1) + T_{T2} T_c s^2] \Delta u_{вх}(s), \end{aligned}$$

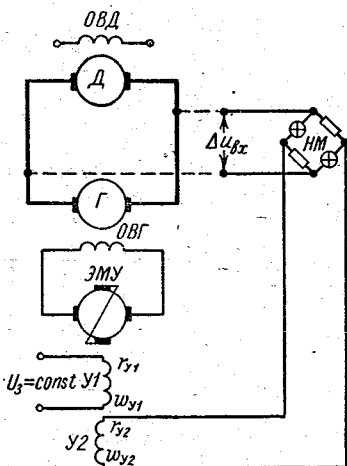


Рис. 2-9. Схема автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока при работе на динамическую нагрузку.

где

$$T_{y1} = \frac{\sigma_y \beta_y w_{y1}^2}{r_{y1}}; \quad T_{T2} = \frac{\sigma_T \beta_T w_{T2}^2}{r_{y2} + r_2};$$

$$T_{y2} = \frac{\sigma_y \beta_y w_{y2}^2}{r_{y2} + r_2}; \quad T_c = (r_{y2} + r_2) C;$$

$$T_{T1} = \frac{\sigma_T \beta_T w_{T1}^2}{r_1}; \quad k_T = \frac{w_2}{w_1};$$

$$\alpha = \frac{r_{y2}}{r_{y2} + r_2}; \quad k_{ЭМУ1} = \frac{c_e'' \beta_y w_{y1}}{r_{y1}} \cdot k_2;$$

$$k_{ЭМУ2} = \frac{c_e'' \beta_y w_{y2}}{r_{y2}} \cdot k_2.$$

Пример 2-7. Составить уравнение, передаточную функцию и структурную схему разомкнутой системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока, осуществляемое по схеме рис. 2-9 при работе на динамическую нагрузку.

Примечание. При составлении уравнений генератора и электромашинного усилителя реакциями якорей, нелинейностью характеристик, влиянием вихревых токов и компенсационных обмоток — пренебречь. Скорость вращения машин считать постоянной. Учет и влияние этих факторов на динамику процесса рассматривается в пятой главе.

Решение.

Уравнения э. д. с. цепей обмоток управления ЭМУ в отклонениях:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s) r_{y1} - \sigma_y w_{y1} s \Delta \Phi_d(s) &= 0; \\ \Delta i_{y2}(s) r_{y2} + \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_d(s) &= k_{нм} \Delta u_{вх}(s); \\ \text{Уравнение м. д. с.:} \\ [\Delta i_{y2}(s) w_{y2} - \Delta i_{y1}(s) w_{y1}] \beta_y &= \Delta \Phi_d(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-23)$$

Решая систему уравнений (2-23), получим:

$$(T_{\Sigma} s + 1) \Delta \Phi_d(s) = \frac{\beta_{y2} \omega_{y2}}{r_{y2}} \cdot k_{\text{нм}} \Delta u_{\text{вх}}(s), \quad (2-24)$$

где $k_{\text{нм}}$ — коэффициент передачи нелинейного моста;

$$T_{\Sigma} = T_{y1} + T_{y2};$$

$$T_{y1} = \frac{\beta_{y1} \omega_{y1}^2}{r_{y1}};$$

$$T_{y2} = \frac{\beta_{y2} \omega_{y2}^2}{r_{y2}}.$$

Переходя в уравнении (2-24) от приращения потока по продольной оси $\Delta \Phi_d(s)$ к приращению э. д. с. короткозамкнутой цепи $\Delta u_{\text{кз}}(s)$, получим:

$$(T_{\Sigma} s + 1) \Delta u_{\text{кз}}(s) = k_{y2} k_{\text{нм}} \Delta u_{\text{вх}}(s), \quad (2-25)$$

где $k_{y2} = \frac{c_e'' \beta_{y2} \omega_{y2}}{r_{y2}}$ — коэффициент усиления по напряжению, первой ступени усилителя по обмотке У2;

$c_e'' = \frac{pN}{a60} \cdot n$ — коэффициент пропорциональности между э. д. с. и потоком.

Уравнение второго каскада усиления ЭМУ:

$$(T_{\text{кз}} s + 1) \Delta u_{\text{эму}}(s) = k_2 \Delta u_{\text{кз}}(s), \quad (2-26)$$

где $T_{\text{кз}} = \frac{\sigma_{\text{кз}} \omega_{\text{я}}^2 \beta_{\text{кз}}}{r_{\text{кз}}};$

$\beta_{\text{кз}}$ — коэффициент пропорциональности между поперечным потоком Φ_q и ампер-витками;

$k_2 = \frac{c_e'' \beta_{\text{кз}} \omega_{\text{я}}}{r_{\text{кз}}}$ — коэффициент усиления второго каскада ЭМУ.

Решая уравнения (2-25) и (2-26), получим

$$(T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кз}} s + 1) \Delta u_{\text{эму}}(s) = k_{\text{эму2}} k_{\text{нм}} \Delta u_{\text{вх}}(s), \quad (2-27)$$

где

$$k_{\text{эму2}} = k_{y2} k_2.$$

Уравнения э. д. с. цепи обмотки возбуждения генератора и м. д. с.:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{\text{вг}}(s) r_{\text{вг}} + 2p \sigma_{\text{г}} \omega_{\text{вг}} s \Delta \Phi_{\text{г}}(s) &= \Delta u_{\text{эму}}(s); \\ \Delta i_{\text{вг}}(s) \omega_{\text{вг}} \beta_{\text{г}} &= \Delta \Phi_{\text{г}}(s); \\ \Delta \Phi_{\text{г}}(s) &= \frac{\Delta e_{\text{г}}(s)}{c_{\text{ег}}''}. \end{aligned} \right\} \quad (2-28)$$

Решая совместно уравнения (2-28), получим:

$$(T_{\text{вг}} s + 1) \Delta e_{\Gamma}(s) = k_{\Gamma} \Delta u_{\text{эм}}(s), \quad (2-29)$$

где

$$T_{\text{вг}} = \frac{2\rho\sigma_{\Gamma}w_{\text{вг}}\beta_{\Gamma}}{r_{\text{вг}}}; \quad k_{\Gamma} = \frac{c_{\Gamma}\beta_{\Gamma}w_{\text{вг}}}{r_{\text{вг}}}.$$

Зависимость напряжения и э. д. с. генератора в приращениях выражается уравнением:

$$\Delta u_{\Gamma}(s) = \Delta e_{\Gamma}(s) - \Delta i_{\text{я}}(s) r_{\text{яг}} - L_{\text{яг}} s \Delta i_{\text{я}}(s)$$

или

$$\Delta u_{\Gamma}(s) = \Delta e_{\Gamma}(s) - \Delta i_{\text{я}}(s) r_{\text{яг}} (T_{\text{яг}} s + 1), \quad (2-30)$$

где

$$T_{\text{яг}} = \frac{L_{\text{яг}}}{r_{\text{яг}}}.$$

Уравнение моментов двигателя:

$$\frac{GD^2}{375} s \Delta n_{\text{д}}(s) = \Delta M_{\text{д}}(s) - \Delta M_{\text{с}}(s), \quad (2-31)$$

где $\Delta M_{\text{д}}(s) = c_{\text{М}} \Phi_{\text{д}} \Delta i_{\text{я}}(s)$ — приращение момента двигателя;
 $\Delta M_{\text{с}}(s)$ — приращения момента сопротивления.

Выражая правую часть уравнения (2-31) через электромеханическую постоянную времени двигателя, получим:

$$T_{\text{эм}} s \Delta n_{\text{д}}(s) = r_{\text{яц}} k_{\text{д}} \Delta i_{\text{я}}(s) - k'_{\text{д}} \Delta M_{\text{с}}(s), \quad (2-32)$$

где $T_{\text{эм}} = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{r_{\text{яц}}}{c_{\text{ед}} c_{\text{М}} \Phi_{\text{д}}^2}$ — электромеханическая постоянная времени двигателя;

$r_{\text{яц}} = r_{\text{яд}} + \frac{1}{r_{\text{яг}}}$ — полное сопротивление якорной цепи;

$k_{\text{д}} = \frac{1}{c_{\text{ед}} \Phi_{\text{д}}}$ — коэффициент усиления двигателя по управляющему воздействию;

$k'_{\text{д}} = \frac{r_{\text{яц}}}{c_{\text{ед}} c_{\text{М}} \Phi_{\text{д}}^2}$ — коэффициент усиления двигателя по возмущающему воздействию.

Уравнение равновесия напряжений якорной цепи:

$$\Delta i_{\text{я}}(s) r_{\text{яц}} + L_{\text{яц}} s \Delta i_{\text{я}}(s) + \Delta e_{\text{д}}(s) = \Delta e_{\Gamma}(s), \quad (2-33)$$

где

$$\Delta e_{\text{д}}(s) = c_{\text{ед}} \Phi_{\text{д}} \Delta n_{\text{д}}(s); \quad (2-34)$$

$$L_{\text{яц}} = L_{\text{яг}} + L_{\text{яд}}.$$

Вводя в уравнение (2-33) постоянную времени цепи якоря и заменяя $\Delta e_d(s)$ из уравнения (2-34), получим:

$$(T_{яц}s + 1) \Delta i_{я}(s) + \frac{c_{ед} \Phi_d}{r_{яц}} \Delta n_d(s) = \frac{1}{r_{яц}} \Delta e_r(s), \quad (2-35)$$

где $T_{яц} = \frac{L_{яц}}{r_{яц}}$ — постоянная времени якорной цепи.

Таким образом, общая система уравнений, описывающая процесс регулирования, будет:

$$\left. \begin{aligned} (T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1) \Delta u_{эму}(s) &= k_{эму} k_{нм} \Delta u_{вх}(s); \\ (T_{вг}s + 1) \Delta e_r(s) &= k_r \Delta u_{эму}(s); \\ T_{эм}s \Delta n_d(s) &= r_{яц} k_d \Delta i_{я}(s) - k'_d \Delta M_c(s); \\ (T_{яц}s + 1) \Delta i_{я}(s) + \frac{c_{ед} \Phi_d}{r_{яц}} \Delta n_d(s) &= \frac{1}{r_{яц}} \Delta e_r(s); \\ \Delta u_r(s) &= \Delta e_r(s) - \Delta i_{я} r_{яг} (T_{яг}s + 1). \end{aligned} \right\} \quad (2-36)$$

Решая систему уравнений (2-36), получим дифференциальное уравнение разомкнутой системы:

$$\begin{aligned} &(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1)(T_{вг}s + 1)(T_{эм}T_{яц}s^2 + T_{эм}s + 1) \Delta u_r(s) = \\ &= k_{эму} k_r k_{нм} \left[(T_{эм}T_{яц}s^2 + T_{эм}s + 1) - T_{эм}s(T_{яг}s + 1) \frac{r_{яг}}{r_{яц}} \right] \Delta u_{вх}(s) - \\ &- (T_{вг}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1) \Delta n_c(s). \end{aligned} \quad (2-37)$$

Передаточная функция разомкнутой системы по управляющему воздействию может быть получена из уравнения (2-37), если положить $\Delta n_c(s) = 0$:

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{\Delta u_r(s)}{\Delta u_{вх}(s)} = \\ &= \frac{k_{эму} k_r k_{нм} \left[(T_{эм}T_{яц}s^2 + T_{эм}s + 1) - T_{эм}s(T_{яг}s + 1) \frac{r_{яг}}{r_{яц}} \right]}{(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1)(T_{вг}s + 1)(T_{эм}T_{яц}s^2 + T_{эм}s + 1)}. \end{aligned} \quad (2-38)$$

Выражение (2-38) преобразуем к виду, удобному для логарифмирования. Раскрывая скобки в числителе выражения (2-38), получим:

$$\begin{aligned} &T_{яц} T_{эм} s^2 + T_{эм}s + 1 - T_{эм} T_{яг} \frac{r_{яг}}{r_{яц}} s^2 - T_{эм} \frac{r_{яг}}{r_{яц}} s = \\ &= T_{эм} \left(T_{яц} - T_{яг} \frac{r_{яг}}{r_{яц}} \right) s^2 + T_{эм} \left(1 - \frac{r_{яг}}{r_{яц}} \right) s + 1. \end{aligned}$$

Обозначая

$$T_1 = T_{\Sigma} \left(T_{\text{яц}} - T_{\text{яг}} \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{яц}}} \right),$$

$$T_2 = \left(1 - \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{яц}}} \right) T_{\Sigma},$$

получим передаточную функцию:

$$W(s) = \frac{k_r k_{\Sigma} k_{\text{эму}2} k_{\text{нм}} (T_1 s^2 + T_2 s + 1)}{(T_{\text{кз}} s + 1) (T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{вг}} s + 1) (T_{\text{яц}} T_{\Sigma} s^2 + T_{\Sigma} s + 1)}. \quad (2-39)$$

Структурная схема приведена на рис. 2-10.

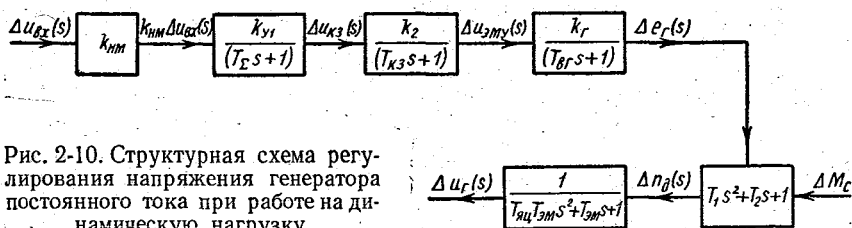


Рис. 2-10. Структурная схема регулирования напряжения генератора постоянного тока при работе на динамическую нагрузку.

Пример 2-8. Составить уравнения и передаточную функцию разомкнутой системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока, работающего на активную нагрузку, по схеме рис. 2-11. При составлении уравнений индуктивностью якоря генератора пренебречь ($L_{\text{яг}} = 0$). Допущения — см. примечание к примеру 2-7.

Решение.

Уравнения отдельных звеньев системы автоматического регулирования, приведенной на рис. 2-11, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} (T_{\text{вг}} s + 1) \Delta e_r(s) &= k_r [\Delta u_{\text{эму}}(s) - \Delta u_r(s)]; \\ (T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кз}} s + 1) \Delta u_{\text{эму}}(s) &= k_{\text{эму}2} k_{\text{нм}} \Delta u_{\text{вх}}(s); \\ \Delta u_r(s) &= \Delta e_r(s) - \Delta i_{\text{я}}(s) r_{\text{яг}}; \\ \Delta u_r(s) &= \Delta i_{\text{я}}(s) r_{\text{н}} + I_{\text{я}} \Delta r_{\text{н}}. \end{aligned} \right\} \quad (2-40)$$

Решая систему уравнений (2-40), получим уравнение регулирования разомкнутой системы:

$$\begin{aligned} & \left[(T_{\text{вг}} s + 1) \frac{r_{\text{н}} + r_{\text{яг}}}{r_{\text{н}}} + k_r \right] (T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кз}} s + 1) \Delta u_r(s) = \\ & = k_r k_{\text{нм}} k_{\text{эму}2} \Delta u_{\text{вх}}(s) + I_{\text{я}} \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{н}}} (T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кз}} s + \\ & + 1) (T_{\text{вг}} s + 1) \Delta r_{\text{н}}(s). \end{aligned} \quad (2-41)$$

Передаточная функция разомкнутой системы по управляющему воздействию будет:

$$W(s) = \frac{k_r k_{HM} k_{ЭМУ 2}}{\left[(T_{вр} s + 1) \frac{r_H + r_{яг}}{r_H} + k_r \right] (T_{\Sigma} s + 1) (T_{кз} s + 1)} \quad (2.42)$$

Передаточная функция генератора по возмущающему воздействию

$$W_B(s) = \frac{\Delta u_r(s)}{\Delta r_H(s)} = \frac{I_H \frac{r_{яг}}{r_H} (T_r s + 1)}{(T_{вр} s + 1) \frac{r_H + r_{яг}}{r_H} + k_r} \quad (2.43)$$

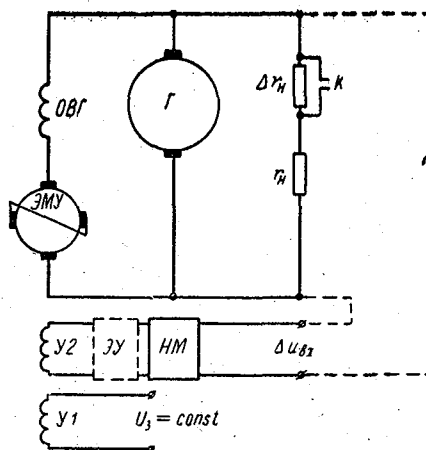


Рис. 2-11. Схема автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока при работе на активную нагрузку.

Передаточная функция по управляющему воздействию, приведенная к виду, удобному для логарифмирования, будет:

$$W(s) = \frac{\Delta u_r(s)}{\Delta u_{вх}(s)} = \frac{k_r k_{HM} k_{ЭМУ 2}}{[(T_{вр} s + 1) \alpha + k_r] (T_{\Sigma} s + 1) (T_{кз} s + 1)}$$

Здесь

$$\alpha = \frac{r_H + r_{яг}}{r_H};$$

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{k_r k_{HM} k_{ЭМУ 2}}{(\alpha T_{вр} s + \alpha + k_r) (T_{\Sigma} s + 1) (T_{кз} s + 1)} = \\ &= \frac{k_r k_{HM} k_{ЭМУ 2}}{(\alpha + k_r) \left(\frac{\alpha}{\alpha + k_r} T_{вр} s + 1 \right) (T_{\Sigma} s + 1) (T_{кз} s + 1)} = \\ &= \frac{k_1 k_r k_{HM} k_{ЭМУ 2}}{(T' s + 1) (T_{\Sigma} s + 1) (T_{кз} s + 1)}, \end{aligned} \quad (2.44)$$

где

$$k_1 = \frac{1}{a + k_r};$$

$$T' = \frac{a}{a + k_r} T_r.$$

Пример 2-9. Составить уравнения разомкнутой системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока при работе на активно-индуктивную нагрузку (рис. 2-12).

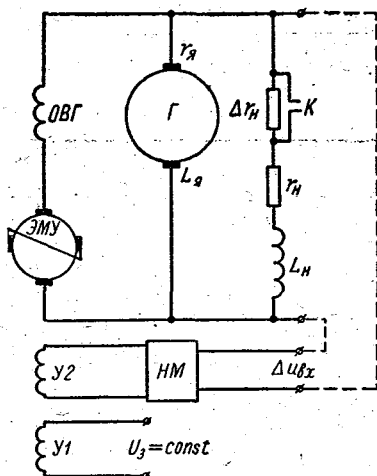


Рис. 2-12. Структурная схема регулирования напряжения генератора постоянного тока.

Уравнения регулирования составить с учетом индуктивности якоря генератора при изменении нагрузки на величину Δr_H и напряжения на величину $\Delta u_{вх}$. Допущения — см. примечание к примеру 2-7.

Решение.

Уравнение ЭМУ:

$$(T_{\Sigma}s + 1)(T_{КЗ}s + 1)\Delta u_{\text{эму}}(s) = k_{\text{эму}}k_{\text{нм}}\Delta u_{\text{вх}}(s).$$

Уравнение цепи возбуждения генератора:

$$(T_{\text{вр}}s + 1)\Delta e_r(s) = k_r[\Delta u_{\text{эму}}(s) - \Delta u_r(s)].$$

Уравнения цепи якоря генератора:

$$\Delta u_r(s) = \Delta e_r(s) - \Delta i_{\text{я}}(s)r_{\text{яг}} - \Delta i_{\text{я}}(s)L_{\text{яг}}s;$$

$$\Delta u_r(s) = \Delta i_{\text{я}}(s)r_{\text{н}} + \Delta i_{\text{я}}L_{\text{н}}s + I_{\text{я}}\Delta r_{\text{н}}(s),$$

(2-45)

где $r_{\text{н}}$ — неизменяемое сопротивление в цепи нагрузки генератора;

$L_{\text{н}}$ — коэффициент самоиндукции нагрузки генератора;

$L_{\text{я}}$ — коэффициент самоиндукции якоря генератора;

$\Delta r_{\text{н}}(s)$ — приращение сопротивления нагрузки.

Решая систему уравнений (2-45), получим:

$$\left\{ (T_{\text{вг}}s + 1) \left[1 + \alpha \frac{T_{\text{я}}s + 1}{T_{\text{н}}s + 1} \right] + k_{\text{г}} \right\} \Delta u_{\text{г}}(s) = \\ = \frac{k_{\Sigma}}{(T_{\Sigma}s + 1)(T_{\text{кз}}s + 1)} \Delta u_{\text{вх}}(s) + I_{\text{я}} \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{н}}} \cdot \frac{(T_{\text{я}}s + 1)(T_{\text{вг}}s + 1)}{(T_{\text{н}}s + 1)} \cdot \Delta r_{\text{н}}(s), \quad (2-46)$$

где

$$\alpha = \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{н}}}; \quad T_{\text{н}} = \frac{L_{\text{н}}}{r_{\text{н}}}; \quad T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{r_{\text{я}}}; \quad T_{\text{вг}} = \frac{L_{\text{вг}}}{r_{\text{вг}}}; \quad k_{\Sigma} = k_{\text{эму}} k_{\text{нм}} k_{\text{г}}.$$

Пример 2-10. Составить уравнения и передаточную функцию разомкнутой системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока для схемы рис. 2-13 при изменении сопротивления нагрузки на величину $\Delta r_{\text{н}}$. Индуктивностью якорей генератора и возбудителя пренебречь. При решении задачи учесть примечание к примеру 2-7.

Решение.

Уравнения ЭМУ, возбудителя и генератора в отклонениях, соответственно, могут быть записаны в следующей форме:

$$\left. \begin{aligned} (T_{\Sigma}s + 1)(T_{\text{кз}}s + 1) \Delta u_{\text{эму}}(s) &= k_{\text{эму}} k_{\text{нм}} \Delta u_{\text{вх}}(s); \\ (T_{\text{в}}s + 1) \Delta u_{\text{в}}(s) &= k_{\text{в}} [\Delta u_{\text{эму}}(s) - \Delta u_{\text{в}}(s)]; \\ (T_{\text{г}}s + 1) \Delta e_{\text{г}}(s) &= k_{\text{г}} \Delta u_{\text{в}}(s); \\ \Delta u_{\text{г}} &= \Delta e_{\text{г}}(s) - \Delta i_{\text{я}}(s) r_{\text{яг}}; \\ \Delta u(s) &= \Delta i_{\text{я}}(s) r_{\text{н}} + I_{\text{я}} \Delta r_{\text{н}}(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-47)$$

Решая систему уравнений (2-48) совместно, получим дифференциальное уравнение регулирования разомкнутой системы:

$$(T_{\Sigma}s + 1)(T_{\text{кз}}s + 1)(T_{\text{г}}s + 1) [(T_{\text{в}}s + 1) + k_{\text{в}}] \frac{r_{\text{н}} + r_{\text{яг}}}{r_{\text{н}}} \Delta u_{\text{г}}(s) = \\ = k_{\text{г}} k_{\text{в}} k_{\text{эму}} k_{\text{нм}} \Delta u_{\text{вх}}(s) + \\ + (T_{\text{г}}s + 1)(T_{\text{кз}}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1) [(T_{\text{в}}s + 1) + k_{\text{в}}] \frac{I_{\text{я}} r_{\text{яг}}}{r_{\text{н}}} \Delta r_{\text{н}}(s),$$

где $T_{\text{в}}$ — постоянная времени цепи возбуждения возбудителя;
 $T_{\text{г}}$ — постоянная времени цепи возбуждения генератора;
 $T_{\Sigma}, T_{\text{кз}}$ — суммарная постоянная времени обмоток управления и короткозамкнутой цепи ЭМУ;
 $k_{\text{г}}, k_{\text{в}}, k_{\text{эму}}$ — соответственно коэффициенты усиления генератора, возбудителя и ЭМУ;
 $k_{\text{нм}}$ — коэффициент передачи нелинейного моста;
 $r_{\text{н}}$ — неизменное сопротивление в цепи якоря генератора;
 $\Delta r_{\text{н}}$ — отклонение сопротивления в цепи якоря генератора.

Передаточная функция разомкнутой системы по управляющему воздействию будет:

$$W(s) = \frac{k_r k_B k_{ЭМУ} k_{ИМ}}{(T_{\Sigma} s + 1)(T_{КЗ} s + 1)(T_r s + 1)[(T_B s + 1) + k_B] \frac{r_H + r_{ЯГ}}{r_H}}. \quad (2-48)$$

Пример 2-11. Составить уравнение и передаточную функцию разомкнутой системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока по схеме рис. 2-13 примера 2-10, с учетом индуктивности якоря генератора.

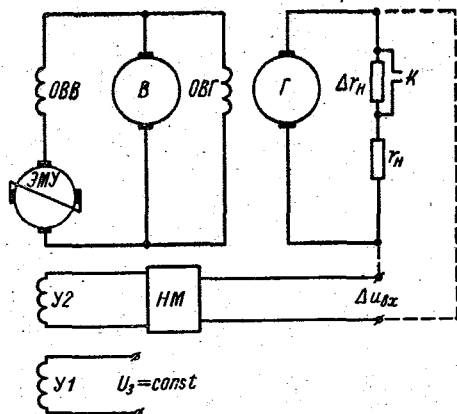


Рис. 2-13. Схема автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока.

Решение.

Уравнение ЭМУ:

$$(T_{\Sigma} + 1)(T_{КЗ} s + 1) \Delta u_{ЭМУ}(s) = k_{ЭМУ} k_{ИМ} \Delta u_{БХ}(s). \quad (2-49)$$

Уравнение возбудителя:

$$\begin{aligned} (T_B s + 1) \Delta u_B(s) &= \\ &= k_B [\Delta u_{ЭМУ}(s) - \Delta u_B(s)]. \end{aligned} \quad (2-50)$$

Уравнения генератора:

$$\left. \begin{aligned} (T_r s + 1) \Delta e_r(s) &= k_r \Delta u_B(s); \\ \Delta u_r(s) &= \Delta e_r(s) - \Delta i_a(s) r_{ЯГ} - L_{ЯГ} s \Delta i_a(s); \\ \Delta u_r(s) &= \Delta i_a(s) r_H + I_{ЯГ} \Delta r_H(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-51)$$

Из уравнений (2-51) получим:

$$\Delta e_r(s) = \Delta u_r(s) + \Delta i_a(s) [r_{ЯГ} + L_{ЯГ} s]; \quad (2-52)$$

$$\Delta i_a(s) = \frac{\Delta u_r(s)}{r_H} - \frac{I_{ЯГ} \Delta r_H(s)}{r_H}. \quad (2-53)$$

Подставляя значение $\Delta i_a(s)$ из уравнения (2-53) в (2-52), получим:

$$\Delta e_r(s) = \Delta u_r(s) + \frac{[\Delta u_r(s) [r_{ЯГ} + L_{ЯГ} s]]}{r_H} - \frac{I_{ЯГ} (r_{ЯГ} + L_{ЯГ} s)}{r_H} \Delta r_H(s)$$

или

$$\Delta e_r(s) = \Delta u_r(s) + \frac{r_{ЯГ}}{r_H} (T_{ЯГ} s + 1) \Delta u_r(s) - \frac{r_{ЯГ} I_{ЯГ}}{r_H} (T_{ЯГ} s + 1) \Delta r_H(s). \quad (2-54)$$

Окончательный вид уравнения разомкнутой системы будет:

$$(T_r s + 1)(T_\Sigma s + 1)(T_{K3} s + 1)[(T_B s + 1) + k_B] \times \\ \times \left[\frac{r_H + r_{яг}(T_{яг} s + 1)}{r_H} \right] \Delta u_r(s) = k_r k_B k_{нм} k_{эму2} \Delta u_{вх}(s) + \\ + (T_r s + 1)(T_\Sigma s + 1)(T_{K3} s + 1)(T_{яг} s + 1)[(T_B s + 1) + k_B] \times \\ \times \frac{I_{яг} r_{яг}}{r_H} \Delta r_H(s).$$

Передаточная функция по управляющему воздействию

$$W(s) = \frac{\Delta u_r(s)}{\Delta u_{вх}(s)} = \\ = \frac{k_r k_B k_{нм} k_{эму2} r_H}{(T_B s + 1)(T_\Sigma s + 1)(T_{K3} s + 1)} \times \\ \times \frac{1}{[(T_r s + 1) + k_B][r_H + r_{яг}(T_{яг} s + 1)]}. \quad (2-55)$$

Пример 2-12. Составить уравнения, передаточную функцию и структурную схему системы автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока по схеме рис. 2-14 при неизменном потоке возбуждения и изменении момента статических сопротивлений на валу электродвигателя.

Решение.

Уравнение моментов двигателя:

$$\frac{GD^2}{375} S \Delta n_d(s) = \Delta M_d(s) - \Delta M_c(s), \quad (2-56)$$

где $\Delta M_d(s) = c_m \Phi_d \Delta i_a(s)$ — приращение момента двигателя;
 $\Delta M_c(s)$ — приращение момента сопротивления.

Уравнение равновесия напряжений якорной цепи двигателя:

$$\Delta i_a(s) r_{яц} + \Delta i_a(s) L_{яц} s + \Delta e_d(s) = \Delta u_{эму}(s), \quad (2-57)$$

где $r_{яц} = r_{яд} + r_{яэму}$ — сопротивление якоря двигателя и якоря ЭМУ;

$L_{яц} = L_{яд} + L_{яэму}$ — индуктивность двигателя и ЭМУ;

$\Delta e_d(s) = c_e \Phi_d \Delta n_d(s)$ — приращение э. д. с. двигателя.

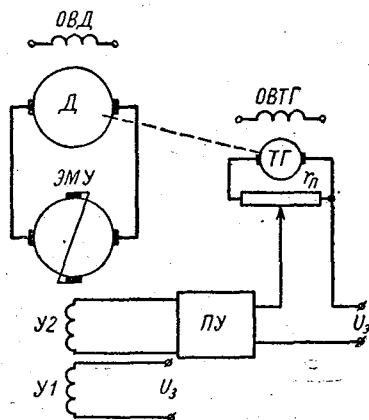


Рис. 2-14. Схема автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока.

Решая систему (2-56) — (2-57) относительно $\Delta n_d(s)$ и вводя постоянные времени цепи якоря $T_{яц}$ и электромеханическую $T_{эм}$, получим:

$$[(T_{яц}s + 1) T_{эм}s + 1] \Delta n_d(s) = k_d \Delta u_{эму}(s) - (T_{яц}s + 1) k'_d \cdot \Delta M_c(s), \quad (2-58)$$

где $T_{яц} = \frac{L_{яц}}{r_{яц}};$

$$T_{эм} = \frac{GD^2 r_{яц}}{375 c_e c_M \Phi_d^2};$$

$k_d = \frac{1}{c_e \Phi_d}$ — коэффициент усиления двигателя по управляющему воздействию;

$k'_d = \frac{r_{яц}}{c_e c_M \Phi_d^2}$ — коэффициент усиления двигателя по возмущающему воздействию.

Уравнение ЭМУ:

$$(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1) \Delta u_{эму}(s) = k_{эму2} \Delta u_{пу}(s), \quad (2-59)$$

где $\Delta u_{пу}(s)$ — приращение напряжения на выходе промежуточного усилителя.

Уравнения промежуточного усилителя и потенциометра:

$$\begin{aligned} \Delta u_{пу}(s) &= k_{пу} \Delta u_{п}(s); \\ \Delta u_{п}(s) &= k_{п} \Delta u_{тг}(s). \end{aligned} \quad (2-60)$$

Уравнение тахогенератора:

$$\Delta u_{тг}(s) = k_{тг} \Delta n_{тг}(s) \quad (2-61)$$

где $k_{тг}$ — коэффициент усиления тахогенератора;

$k_{пу}$ — коэффициент усиления промежуточного усилителя.

Решая систему уравнений (2-56) — (2-61) и исключая промежуточные переменные величины, получим уравнение разомкнутой системы:

$$\begin{aligned} &[(T_{яц} T_{эм} s^2 + T_{нм}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1)] \Delta n_d(s) = \\ &= k_{\Sigma} \Delta n_{тг}(s) - k'_d (T_{яц}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1) \Delta M_c(s). \end{aligned} \quad (2-62)$$

Передаточная функция разомкнутой системы по управляющему воздействию

$$W(s) = \frac{\Delta n_d(s)}{\Delta n_{тг}(s)} = \frac{k_{\Sigma}}{(T_{яц} T_{эм} s^2 + T_{эм}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1)}, \quad (2-63)$$

где $k_{\Sigma} = k_d k_{эму2} k_{п} \cdot k_{тг} k_{пу}$ — коэффициент усиления системы.

Передаточная функция по возмущающему воздействию

$$W(s) = \frac{\Delta n_d(s)}{\Delta M_c(s)} = - \frac{k'_d (T_{яц}s + 1)}{T_{яц}T_{эм}s^2 + T_{эм}s + 1}. \quad (2-64)$$

Уравнение замкнутой системы получим, если в (2-62) $\Delta n_{тг}(s)$ приравняем $\Delta n_d(s)$ с обратным знаком:

$$\begin{aligned} [(T_{яц}T_{эм}s^2 + T_{эм}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1) + k_{\Sigma}] \Delta n_d(s) = \\ = -k'_d (T_{яц}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1) \Delta M_c(s). \end{aligned} \quad (2-65)$$

На рис. 2-15 приведена структурная схема, построенная по уравнениям отдельных звеньев системы.

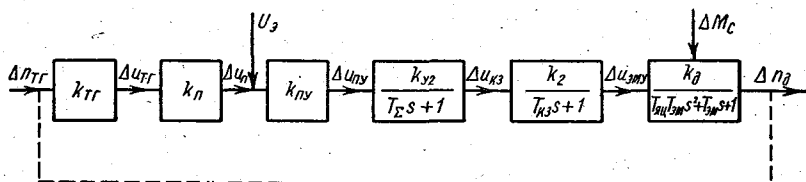


Рис. 2-15. Структурная схема системы автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока.

Пример 2-13. Составить дифференциальное уравнение, передаточную функцию и структурную схему электродвигателя постоянного тока при постоянном напряжении на якоре и изменяющихся возбуждении и моменте статических сопротивлений на валу электродвигателя.

Решение.

Уравнение цепи возбуждения электродвигателя:

$$\Delta i_b(s) r_b + \omega_b s \Delta \Phi_d(s) = \Delta u_b(s). \quad (2-66)$$

Уравнение м. д. с.:

$$\Delta i_b(s) \omega_b \beta = \Delta \Phi_d(s). \quad (2-67)$$

Решая уравнение (2-66) и (2-67) относительно $\Delta \Phi_d(s)$ и вводя постоянную времени цепи возбуждения двигателя, получим:

$$(T_b s + 1) \Delta \Phi_d(s) = k_b \Delta u_b(s), \quad (2-68)$$

$$\text{где } T_b = \frac{L_b}{r_b} = \beta \frac{\omega_b^2}{r_b};$$

$$k_b = \frac{\Delta \Phi_d}{\Delta u_b} = \beta \frac{\omega_b}{r_b}.$$

Уравнение цепи якоря:

$$\Delta i_a(s) r_a + \Delta i_a(s) L_a s + \Delta e_d(s) = 0, \quad (2-69)$$

где

$$\Delta e_d(s) = c_e \Phi_d \Delta n_d(s) + c_e n_d \Delta \Phi_d(s). \quad (2-70)$$

Вводя в выражение (2-69) постоянную времени цепи якоря и подставляя в (2-69) значение $\Delta e_d(s)$ из уравнения (2-70), получим:

$$(T_{я}s + 1) \Delta i_{я}(s) = -\frac{c_e n_d}{r_{я}} \Delta \Phi_d(s) - \frac{c_e \Phi_d}{r_{я}} \Delta n_d(s), \quad (2-71)$$

где $T_{я} = \frac{L_{я}}{r_{я}}$.

Уравнение моментов двигателя:

$$\frac{GD^2}{375} s \Delta n_d(s) = \Delta M_d(s) - \Delta M_c(s), \quad (2-72)$$

где

$$\Delta M_d(s) = c_M I_{я} \Delta \Phi_d(s) + c_M \Phi_d \Delta i_{я}(s). \quad (2-73)$$

Подставляя значение $\Delta M_d(s)$ из уравнения (2-73) в (2-72) и выражая правую часть уравнения (2-72) через электромеханическую постоянную времени двигателя, получим:

$$T_{эм} s \Delta n_d(s) = \frac{I_{я} r_{я}}{c_e \Phi_d^2} \Delta \Phi_d(s) + \frac{r_{я} \Delta i_{я}(s)}{c_e \Phi_d} - \Delta n_c(s), \quad (2-74)$$

где $T_{эм} = \frac{GD^2 r_{я}}{375 c_e c_M \Phi_d^2}$;

$$\Delta n_c = \frac{\Delta M_c(s) r_{я}}{c_e c_M \Phi_d^2} = \Delta M_c(s) k'_d;$$

$k'_d = \frac{r_{я}}{c_e c_M \Phi_d^2}$ — коэффициент усиления двигателя по возмущающему воздействию.

Решая уравнения (2-68), (2-71) и (2-74) совместно, получим дифференциальное уравнение регулирования электродвигателя:

$$\begin{aligned} & [(T_{я}s + 1) T_{эм}s + 1] (T_{в}s + 1) \Delta n_d(s) = \\ & = \left[\frac{I_{я} r_{я}}{c_e \Phi_d^2} (T_{я}s + 1) - \frac{n_d}{\Phi_d} \right] k_{в} \Delta u_{в}(s) - (T_{я}s + 1) (T_{в}s + 1) \Delta n_c(s). \end{aligned} \quad (2-75)$$

Уравнение (2-75) представим в виде

$$\begin{aligned} & (T_{я} T_{эм} s^2 + T_{эм} s + 1) (T_{в}s + 1) \Delta n_d(s) = \\ & = \frac{k_{в}}{\Phi_d} (n_d - \Delta n_d) \left(\frac{T_{я} \Delta n_d}{n_d - \Delta n_d} s - 1 \right) \Delta u_{в}(s) - (T_{я}s + 1) (T_{в}s + 1) k'_d \Delta M_c(s) \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} & (T_{я}T_{эм}s^2 + T_{эм}s + 1)(T_{в}s + 1)\Delta n_{д}(s) = \\ & = \frac{k_{в}}{\Phi_{д}}(n_{д} - \Delta n_{д})(T'_{я}s + 1)\Delta u_{в}(s) - (T_{я}s + 1)(T_{в}s + 1)k'_{д}\Delta M_{с}(s), \end{aligned} \quad (2-76)$$

где $T_{я} = \frac{\Delta n_{д}}{n_{д} - \Delta n_{д}} T_{я}$.

В уравнении (2-76) множитель $\frac{k_{в}}{\Phi_{д}}(n_{д} - \Delta n_{д})$ представляет передаточный коэффициент электродвигателя по напряжению цепи возбуждения, что доказывается следующим образом.

Из уравнения электромеханической характеристики электродвигателя скорость вращения определяется уравнением:

$$n_{д} = \frac{U - I_{я}r_{я}}{c_e\Phi_{д}}. \quad (2-77)$$

Если в двигателе, управляемом потоком возбуждения при неизменном моменте на его валу, уменьшить поток $\Phi_{д}$ на величину $\Delta\Phi_{д}$, то новая установившаяся скорость может быть выражена уравнением:

$$n_{д} + \Delta n_{д} = \frac{U - (I_{я} + \Delta I_{я})r_{я}}{c_e(\Phi_{д} - \Delta\Phi_{д})}. \quad (2-78)$$

Преобразовывая (2-78) к виду:

$$n_{д} + \Delta n_{д} = \frac{\frac{U - I_{я}r_{я}}{c_e\Phi_{д}} - \frac{\Delta I_{я}r_{я}}{c_e\Phi_{д}}}{1 - \frac{\Delta\Phi_{д}}{\Phi_{д}}}$$

и пренебрегая членом высшего порядка малости, получим

$$n_{д} + \Delta n_{д} - n_{д} \frac{\Delta\Phi_{д}}{\Phi_{д}} = n_{д} - \frac{\Delta I_{я}r_{я}}{c_e\Phi_{д}}$$

или

$$\Delta n_{д} = n_{д} \frac{\Delta\Phi_{д}}{\Phi_{д}} - \frac{\Delta I_{я}r_{я}}{c_e\Phi_{д}}. \quad (2-79)$$

Уравнения моментов двигателя при различных потоках $\Phi_{д}$ и $\Phi_{д} - \Delta\Phi_{д}$ будут:

$$\left. \begin{aligned} M_{д1} &= c_M\Phi_{д}I_{я}; \\ M_{д2} &= c_M(\Phi_{д} - \Delta\Phi_{д})(I_{я} + \Delta I_{я}). \end{aligned} \right\} \quad (2-80)$$

Полагая моменты на валу двигателя неизменными $M_{д1} = M_{д2}$ и пренебрегая членом $\Delta\Phi_{д}\Delta I_{я}$, получим:

$$\Delta I_{я} = \frac{\Delta\Phi_{д}}{\Phi_{д}} I_{я}. \quad (2-81)$$

Подставляя значение $\Delta I_{\text{я}}$ из уравнения (2-81) в (2-79), будем иметь

$$\Delta n_{\text{д}} = \frac{\Delta \Phi_{\text{д}}}{\Phi_{\text{д}}} n_{\text{д}} - \frac{\Delta \Phi_{\text{д}}}{\Phi_{\text{д}}} I_{\text{я}} \frac{r_{\text{я}}}{c_e \Phi_{\text{д}}}$$

или

$$\Delta n_{\text{д}} = \frac{\Delta \Phi_{\text{д}}}{\Phi_{\text{д}}} \left(n_{\text{д}} - \frac{I_{\text{я}} r_{\text{я}}}{c_e \Phi_{\text{д}}} \right).$$

Так как

$$k_{\text{в}} = \frac{\Delta \Phi_{\text{д}}}{\Delta u_{\text{в}}},$$

то выражение

$$\frac{\Delta \Phi_{\text{д}}}{\Phi_{\text{д}}} \cdot \frac{1}{\Delta u_{\text{в}}} \left(n_{\text{д}} - \frac{I_{\text{я}} r_{\text{я}}}{c_e \Phi_{\text{д}}} \right) = \frac{\Delta n_{\text{д}}}{\Delta u_{\text{в}}} = k_{\text{д}}$$

представляет передаточный коэффициент электродвигателя по напряжению цепи возбуждения. Поэтому окончательная форма уравнения электродвигателя при регулировании скорости вращения потоком будет:

$$\begin{aligned} & (T_{\text{я}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1) (T_{\text{в}} s + 1) \Delta n_{\text{д}}(s) = \\ & = k_{\text{д}} (T' s - 1) \Delta u_{\text{в}}(s) - (T_{\text{я}} s + 1) (T_{\text{в}} s + 1) k_{\text{д}} \Delta M_{\text{с}}(s). \end{aligned} \quad (2-82)$$

Для составления структурной схемы и передаточной функции электродвигателя по управляющему воздействию преобразуем уравнения (2-68), (2-71) и (2-74) к виду:

$$\left. \begin{aligned} (T_{\text{в}} s + 1) \Delta \Phi_{\text{д}}(s) &= k_{\text{в}} \Delta u_{\text{в}}(s), \\ (T_{\text{я}} s + 1) \Delta i_{\text{я}}(s) &= -k_1 \Delta \Phi_{\text{д}}(s) - k_2 \Delta n_{\text{д}} = \\ &= -k_1 \left[\Delta \Phi_{\text{д}}(s) + \frac{k_2}{k_1} \Delta n_{\text{д}}(s) \right], \\ T_{\text{эм}} s \Delta n_{\text{д}}(s) &= k_3 \Delta i_{\text{я}}(s) + k_4 \Delta \Phi_{\text{д}}(s) = \\ &= k_3 \left[\Delta i_{\text{я}}(s) + \frac{k_4}{k_3} \Delta \Phi_{\text{д}}(s) \right], \end{aligned} \right\} \quad (2-83)$$

где

$$k_1 = \frac{c_e n_{\text{д}}}{r_{\text{я}}}; \quad k_2 = \frac{c_e \Phi_{\text{д}}}{r_{\text{я}}};$$

$$k_3 = \frac{r_{\text{я}}}{c_e \Phi_{\text{д}}}; \quad k_4 = \frac{I_{\text{я}} r_{\text{я}}}{c_e \Phi_{\text{д}}^2}.$$

На рис. 2-16 по уравнениям (2-83) составлена структурная схема. Как видно из схемы, электродвигатель постоянного тока,

управляемый потоком возбуждения, представляет сложное звено. Магнитный поток двигателя одновременно оказывает влияние и на величины тока якоря и скорости, а ток якоря зависит как от магнитного потока, так и от э.д. с. двигателя, величина которой пропорциональна скорости вращения двигателя. Для составления

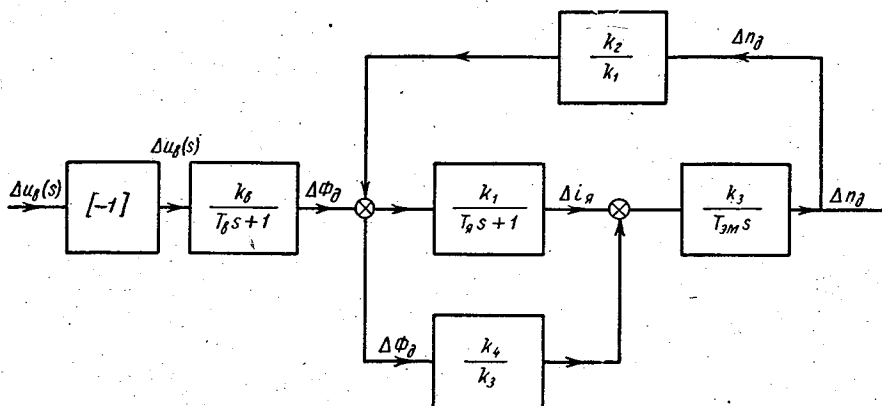


Рис. 2-16. Структурная схема электродвигателя постоянного тока при регулировании скорости потоком возбуждения.

передаточной функции электродвигателя по управляющему воздействию структурную схему, приведенную на рис. 2-16, приведем к схеме рис. 2-17.

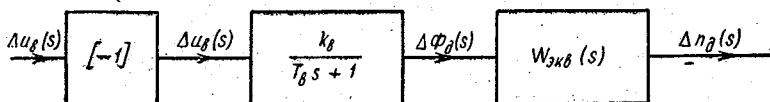


Рис. 2-17. Преобразованная структурная схема электродвигателя постоянного тока при регулировании скорости потоком возбуждения.

Для преобразования многоконтурной части схемы к одноконтурной исключим из уравнений (2-83) промежуточную переменную величину $\Delta i_a(s)$.

В результате получим:

$$T_{эм} s \Delta n_d(s) = \frac{-k_1 k_3}{T_{я} s + 1} \Delta \Phi_d(s) - \frac{k_3 k_2}{T_{я} s + 1} \Delta n_d(s) + k_4 \Delta \Phi_d(s)$$

или

$$\left[T_{эм} s + \frac{k_2 k_3}{T_{я} s + 1} \right] \Delta n_d(s) = \left[-\frac{k_1 k_3}{T_{я} s + 1} + k_4 \right] \Delta \Phi_d(s).$$

Передаточная функция преобразованного эквивалентного звена может быть представлена в виде

$$W_{\text{экв}}(s) = \frac{\Delta n_d(s)}{\Delta \Phi_d(s)} = \frac{k_d(T_{я}s + 1) - k_1 k_3}{(T_{я}s + 1)T_{эм}s + k_2 k_3} =$$

$$= \frac{\frac{I_{я} r_{я}}{c_e \Phi_d^2} (T_{я}s + 1) - \frac{n_d}{\Phi_d}}{T_{эм} T_{я} s^2 + T_{эм} s + 1}.$$

Передаточная функция двигателя по управляющему воздействию в соответствии с преобразованной структурной схемой будет:

$$W(s) = \frac{k_b}{T_b s + 1} \frac{\frac{I_{я} r_{я}}{c_e \Phi_d} (T_{я}s + 1) - \frac{n_d}{\Phi_d} [-1]}{T_{эм} T_{я} s^2 + T_{эм} s + 1} =$$

$$= \frac{k_d (T'_{я}s - 1) [-1]}{(T_b s + 1) (T_{эм} T_{я} s^2 + T_{эм} s + 1)},$$

где $k_d = \frac{\Delta n_d}{\Delta u_b};$

$$T'_{я} = \frac{\Delta n_d}{n_d - \Delta n_d} T_{я};$$

$[-1]$ — единичная функция, учитывающая отрицательную обратную связь в двигателе при регулировании скорости потоком возбуждения в динамических режимах.

Передаточная функция двигателя по возмущающему воздействию может быть определена непосредственно из уравнения (2-82).

$$W(s) = \frac{\Delta n_d(s)}{\Delta M_c(s)} = - \frac{k'_d (T_{я}s + 1)}{T_{я} T_{эм} s^2 + T_{эм} s + 1}.$$

Пример 2-14. Составить уравнения, передаточную функцию и структурную схему системы автоматического регулирования напряжения синхронного генератора для режима холостого хода по схеме рис. 2-18.

Решение.

Уравнения э. д. с. и м. д. с. первого каскада ЭМУ:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s) r_{y1} - \sigma_y w_{y1} s \Delta \Phi_d(s) &= k_{лз} \Delta u_{вх}(s); \\ \Delta i_{y2}(s) r_{y2} + \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_d(s) &= k_{нз} \Delta u_{вх}(s); \\ [\Delta i_{y2}(s) w_{y2} - \Delta i_{y1}(s) w_{y1}] \beta_y &= \Delta \Phi_d(s); \\ \Delta u_{кз}(s) &= c_e'' \Delta \Phi_d. \end{aligned} \right\} \quad (2-84)$$

Уравнение короткозамкнутой цепи ЭМУ:

$$(T_{\kappa 3}s + 1)\Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) = k_2\Delta u_{\kappa 3}(s). \quad (2-85)$$

Уравнения для обмотки возбуждения возбудителя:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_B(s) \dot{r}_B + 2\rho\sigma_B w_B s \Delta \Phi_B(s) &= \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s); \\ \Delta i_B(s) w_B \beta_B &= \Delta \Phi_B(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-86)$$

Уравнение синхронного генератора

$$(T_{d0}s + 1)\Delta u_r(s) = k_r\Delta u_B(s). \quad (2-87)$$

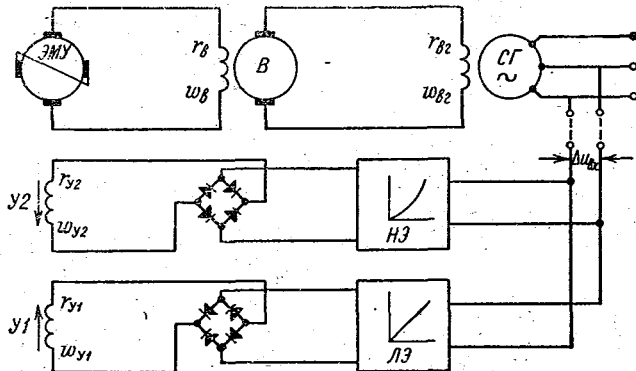


Рис. 2-18. Схема автоматического регулирования напряжения синхронного генератора.

Решая систему уравнений (2-84)—(2-87), получим уравнение для замкнутой системы

$$[(T_{\Sigma}s + 1)(T_{\kappa 3}s + 1)(T_Bs + 1)(T_{d0}s + 1) + (k_{\text{нэ}}k_{\text{ЭМУ}2} - k_{\text{лэ}}k_{\text{ЭМУ}1})k_Bk_r]\Delta u_r(s) = 0.$$

Уравнение для разомкнутой системы

$$\begin{aligned} (T_{\Sigma}s + 1)(T_{\kappa 3}s + 1)(T_Bs + 1)(T_{d0}s + 1)\Delta u_r(s) &= \\ &= (k_{\text{нэ}}k_{\text{ЭМУ}2} - k_{\text{лэ}}k_{\text{ЭМУ}1})k_Bk_r\Delta u_{\text{вх}}(s). \end{aligned}$$

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(s) = \frac{(k_{\text{нэ}}k_{\text{ЭМУ}2} - k_{\text{лэ}}k_{\text{ЭМУ}1})k_Bk_r}{(T_{\Sigma}s + 1)(T_{\kappa 3}s + 1)(T_Bs + 1)(T_{d0}s + 1)}, \quad (2-88)$$

где $k_{\text{лэ}}$ — коэффициент усиления линейного элемента;
 $k_{\text{нэ}}$ — коэффициент усиления нелинейного элемента (определяются по статическим характеристикам);
 T_{d0} — постоянная времени обмотки возбуждения синхронного генератора при разомкнутом статоре;

T_b — постоянная времени обмотки возбуждения возбудителя;
 k_{y1} — коэффициент усиления первого каскада ЭМУ по первой обмотке;
 k_2 — коэффициент усиления ЭМУ второго каскада.

Структурная схема разомкнутой системы приведена на рис. 2-19.

Пример 2-15. Составить уравнения разомкнутой системы примера 2-14 с учетом включения стабилизирующего трансформатора по схеме рис. 2-20.

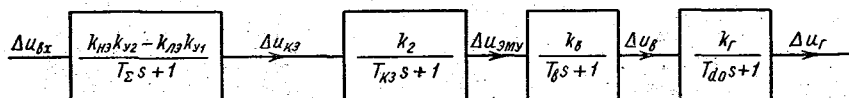


Рис. 2-19. Структурная схема системы автоматического регулирования напряжения синхронного генератора.

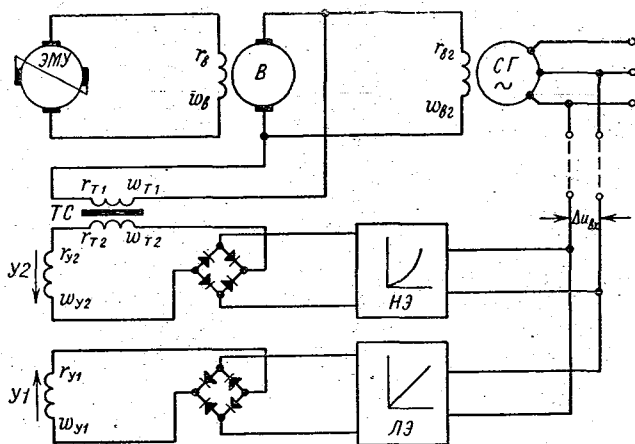


Рис. 2-20. Схема автоматического регулирования напряжения синхронного генератора со стабилизирующим трансформатором.

Решение.

Уравнения первого каскада ЭМУ:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s) r_{y1} - \sigma_y w_{y1} s \Delta \Phi_d(s) &= k_{Л3} \Delta u_{BX}(s); \\ \Delta i_{y2}(s) (r_{y2} + r_{T2}) + \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_d(s) + w_{T2} s \Delta \Phi_T(s) &= \\ &= k_{H3} \Delta u_{BX}(s); \\ \Delta \Phi_d(s) &= \beta_y w_{y2} \Delta i_{y2}(s) - \beta_y w_{y1} \Delta i_{y1}(s); \\ \Delta \Phi_T(s) &= \beta_T w_{T1} \Delta i_{T1}(s) - \beta_T w_{T2} \Delta i_{y2}(s); \\ \Delta i_{T1}(s) r_{T1} + w_{T1} s \Delta \Phi_T(s) &= \Delta u_B(s); \\ \Delta u_{K3}(s) &= c_e'' \Delta \Phi_d. \end{aligned} \right\} \quad (2-89)$$

Уравнения второго каскада ЭМУ, возбудителя и синхронного генератора будут аналогичными примеру 2-14.

$$\left. \begin{aligned} (T_{к3}s + 1) \Delta u_{эму}(s) &= k_2 \Delta u_{к3}(s); \\ (T_{в}s + 1) \Delta u_{в}(s) &= k_{в} \Delta u_{эму}(s); \\ (T_{д0}s + 1) \Delta u_{г}(s) &= k_{г} \Delta u_{в}(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-90)$$

Решая (2-89) и (2-90), получим уравнение ЭМУ с учетом включения стабилизирующего трансформатора:

$$\begin{aligned} & [(T_{y1}s + 1)(T_{т}s + 1) + T_{y2}s(T_{т1}s + 1)](T_{к3}s + 1) \Delta u_{эму}(s) = \\ & = [\alpha k_{эму2} k_{нм}(T_{т1}s + 1) - k_{эму1} k_{лз}(T_{т}s + 1)] \Delta u_{г}(s) - \\ & - \alpha k_{эму2} k_{т} T_{т1} s \Delta u_{в}(s), \end{aligned} \quad (2-91)$$

где $\alpha = \frac{r_{y2}}{r_{y2} + r_{т2}}.$

Уравнение разомкнутой системы регулирования получим совместным решением (2-90) и (2-91):

$$\begin{aligned} & [(T_{y1}s + 1)(T_{т}s + 1) + T_{y2}s(T_{т1}s + 1)] [(T_{к3}s + 1)(T_{в}s + 1) \times \\ & \times (T_{д0}s + 1) + \alpha k_{в} k_{эму2} k_{т} T_{т1} s (T_{д0}s + 1)] \Delta u_{г}(s) = \\ & = k_{в} k_{г} [\alpha k_{эму2} k_{нм}(T_{т1}s + 1) - k_{эму1} k_{лз}(T_{т}s + 1)] \Delta u_{вх}(s). \end{aligned}$$

Пример 2-16. Составить уравнения и структурную схему системы пример 2-14 при включении стабилизирующего трансформатора по схеме рис. 2-21.

Решение.

Уравнения первого каскада ЭМУ с учетом включения стабилизирующего трансформатора:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s) r_{y1} - \sigma_y w_{y1} s \Delta \Phi_d(s) &= k_{лз} \Delta u_{вх}(s); \\ \Delta i_{y2}(s) r_{y2} + \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_d(s) &= k_{нз} \Delta u_{вх}(s); \\ [\Delta i_{y2}(s) w_{y2} - \Delta i_{y1}(s) w_{y1} - \Delta i_{y3}(s) w_{y3}] \beta_y &= \Delta \Phi_d(s); \\ \Delta i_{y3}(s) (r_{y3} + r_{т2}) - \sigma_y w_{y3} s \Delta \Phi_d(s) - w_{т2} s \Delta \Phi_{т}(s) &= 0; \\ [\Delta i_{т1}(s) w_{т1} - \Delta i_{y3}(s) w_{т2}] \beta_{т} &= \Delta \Phi_{т}(s); \\ \Delta i_{т1}(s) r_{т1} + w_{т1} s \Delta \Phi_{т}(s) &= \Delta u_{в}(s); \\ \Delta u_{к3}(s) &= c_{г} \Delta \Phi_d(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-92)$$

Уравнение второго каскада ЭМУ:

$$(T_{к3}s + 1) \Delta u_{эму}(s) = k_2 \Delta u_{к3}(s). \quad (2-93)$$

Уравнение возбудителя:

$$(T_B s + 1) \Delta u_B(s) = k_B \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s). \quad (2-94)$$

Уравнение синхронного генератора:

$$(T_{d0} s + 1) \Delta u_r(s) = k_r \Delta u_B(s). \quad (2-95)$$

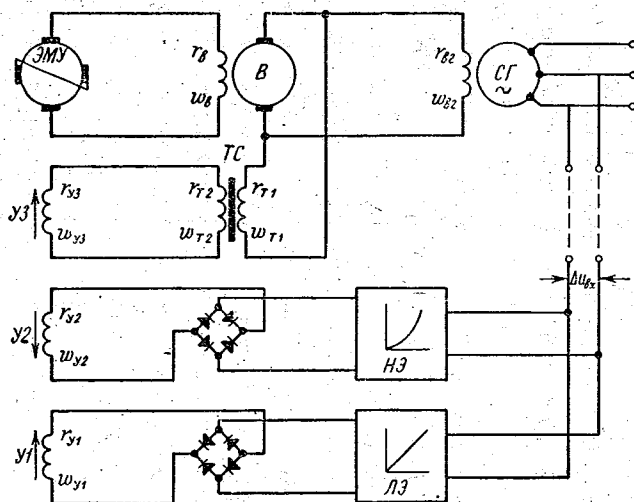


Рис. 2-21. Схема автоматического регулирования напряжения синхронного генератора с включением вторичной обмотки стабилизирующего трансформатора на отдельную обмотку ЭМУ.

Решая систему уравнений (2-92) и (2-93), получим:

$$\begin{aligned} (T_{\Sigma} s + 1)(T_T s + 1) + T_{y3} s (T_{T1} s + 1)(T_{K3} s + 1) \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) = \\ = [(k_{\text{ЭМУ}2} k_{H3} - k_{\text{ЭМУ}1} k_{ЛЗ})(T_T s + 1) \Delta u_r(s) - k_{\text{ЭМУ}3} k_T T_{T1} s \Delta u_B(s)], \end{aligned} \quad (2-96)$$

где $T_{\Sigma} = T_{y1} + T_{y2}$;

$$T_{y1} = \frac{\beta_y \sigma_y w_{y1}^2}{r_{y1}}; \quad T_{y2} = \frac{\beta_y \sigma_y w_{y2}^2}{r_{y2}}; \quad T_{y3} = \frac{\beta_y \sigma_y w_{y3}^2}{r_{y3} + r_{T2}}; \quad T_{K3} = \frac{\beta_{K3} \sigma_{K3} w_{K3}^2}{r_{K3}}.$$

$$T_T = T_{T1} + T_{T2}; \quad T_{T1} = \frac{\beta_T w_{T1}^2}{r_{T1}}; \quad T_{T2} = \frac{\beta_T w_{T2}^2}{r_{T2}};$$

Решая систему уравнений (2-94)—(2-96), получим уравнение разомкнутой системы:

$$\begin{aligned} & \{[(T_{\Sigma}s + 1)(T_{K3}s + 1)(T_{\tau}s + 1)(T_{\beta}s + 1) + T_{y3}s(T_{\beta}s + 1)(T_{\tau1}s + 1) \times \\ & \times (T_{K3}s + 1) + k_{\beta}k_{\text{ЭМУ}3}k_{\tau}T_{\tau1}s](T_{d0}s + 1)\} \Delta u_{\tau}(s) = \\ & = (k_{\text{ЭМУ}2}k_{\text{НЭ}} - k_{\text{ЭМУ}1}k_{\text{ЛЭ}})(T_{\tau}s + 1)k_{\beta}k_{\Gamma}\Delta u_{\text{ВХ}}(s). \end{aligned}$$

Пример 2-17. Составить уравнения и передаточную функцию разомкнутой системы, рассмотренной в примере 2-14, при охвате

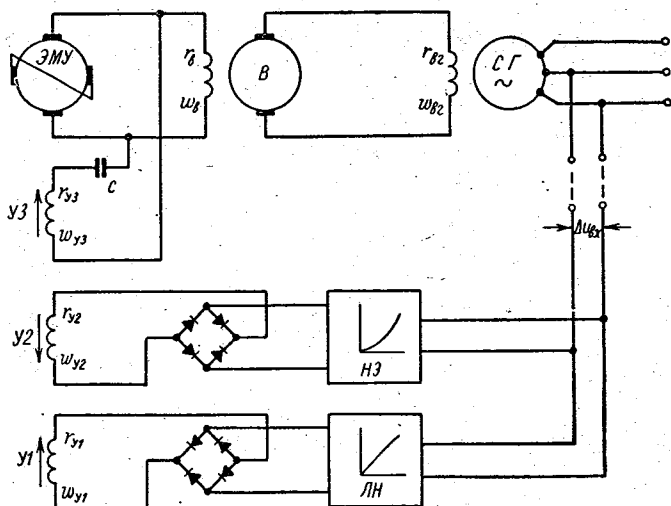


Рис. 2-22. Система автоматического регулирования напряжения синхронного генератора с гибкой емкостной обратной связью.

электромашинного усилителя емкостной гибкой обратной связью по схеме рис. 2-22.

Решение.

Уравнения электромашинного усилителя:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s)r_{y1} - \sigma_y w_{y1}s\Delta\Phi_d(s) &= k_{\text{ЛЭ}}\Delta u_{\text{ВХ}}(s); \\ \Delta i_{y2}(s)r_{y2} + \sigma_y w_{y2}s\Delta\Phi_d(s) &= k_{\text{НЭ}}\Delta u_{\text{ВХ}}(s); \\ \Delta i_{y3}(s)r_{y3} - \sigma_y w_{y3}s\Delta\Phi_d(s) + \frac{\Delta i_{y3}(s)}{Cs} &= \Delta u_{\text{ЭМУ}}(s); \\ [\Delta i_{y2}(s)w_{y2} - \Delta i_{y1}(s)w_{y1} - \Delta i_{y3}(s)w_{y3}]\beta &= \Delta\Phi_d(s). \\ \Delta u_{K3}(s) &= c_e\Delta\Phi_d(s); \\ (T_{K3}s + 1)\Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) &= k_2\Delta u_{K3}(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-97)$$

Уравнение возбудителя:

$$(T_B s + 1) \Delta u_B(s) = k_B \Delta u_{\text{эму}}(s). \quad (2-98)$$

Уравнение генератора:

$$\left. \begin{aligned} (T_{d0} s + 1) \Delta u_r(s) &= k_r \Delta u_B(s); \\ \frac{T_B s + 1}{k_B} \Delta u_B(s) &= \Delta u_{\text{эму}}(s); \\ \frac{(T_B s + 1)(T_{d0} s + 1)}{k_B k_r} \Delta u_r(s) &= \Delta u_{\text{эму}}(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-99)$$

Решая систему уравнений (2-97)—(2-99), получим дифференциальное уравнение разомкнутой системы:

$$\begin{aligned} & \{ (T_{\Sigma} s + 1) (T_c s + 1) (T_{K3} s + 1) + T_{y3} T_c s^2 (T_{K3} s + 1) + k_{\text{эму}3} T_c s \} \times \\ & \times (T_B s + 1) (T_{d0} s + 1) \Delta u_r(s) = \\ & = k_B k_r (k_{\text{эму}2} k_{\text{нэ}} - k_{\text{эму}1} k_{\text{лэ}}) (T_c s + 1) \Delta u_{\text{вх}}(s). \end{aligned}$$

Передаточная функция разомкнутой системы

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{\Delta u_r(s)}{\Delta u_{\text{вх}}(s)} = \\ &= \frac{k_B k_r (k_{\text{эму}2} k_{\text{нэ}} - k_{\text{эму}1} k_{\text{лэ}})}{[(T_{\Sigma} s + 1) (T_c s + 1) (T_{K3} s + 1) + T_{y3} T_c s^2 (T_{K3} s + 1) + k_{\text{эму}3} T_c s]} \times \\ & \times \frac{(T_c s + 1)}{(T_B s + 1) (T_{d0} s + 1)}. \end{aligned}$$

Характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид

$$\begin{aligned} & [(T_{\Sigma} s + 1) (T_c s + 1) (T_{K3} s + 1) + T_{y3} T_c s^2 (T_{K3} s + 1) + k_{\text{эму}3} T_c s] \times \\ & \times (T_B s + 1) (T_{d0} s + 1) + k_B k_r (k_{\text{эму}2} k_{\text{нэ}} - k_{\text{эму}1} k_{\text{лэ}}) (T_c s + 1) = 0, \end{aligned}$$

где $T_c = r_{y3} \cdot C$.

Пример 2-18. Составить уравнения и передаточную функцию комбинированной системы автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока по схеме рис. 2-23. При составлении уравнений учесть, что в приведенной системе процесс регулирования основан на воздействии двух обратных связей: отрицательной обратной связи по скорости и положительной по основному возмущению (моменту статических сопротивлений на валу электродвигателя). Отклонение момента нагрузки измеряется моментной муфтой ММ, отклонение напряжения на выходе которой пропорционально величине возмущения.

Уравнения ЭМУ:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s) r_{y1} + \sigma_y w_{y1} s \Delta \Phi_d(s) &= 0; \\ \Delta i_{y2}(s) r_{y2} - \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_d(s) &= \Delta u_2(s); \\ \Delta i_{y3}(s) r_{y3} + \sigma_y w_{y3} s \Delta \Phi_d(s) &= \Delta u_3(s); \\ [\Delta i_{y1}(s) w_{y1} - \Delta i_{y2}(s) w_{y2} + \Delta i_{y3}(s) w_{y3}] \beta_y &= \Delta \Phi_d(s); \\ (T_{K3} s + 1) \Delta u_{3MY}(s) &= k_2 \Delta u_{K3}(s); \\ \Delta \Phi_d(s) &= \frac{\Delta u_{K3}(s)}{c_e''}. \end{aligned} \right\} \quad (2-100)$$

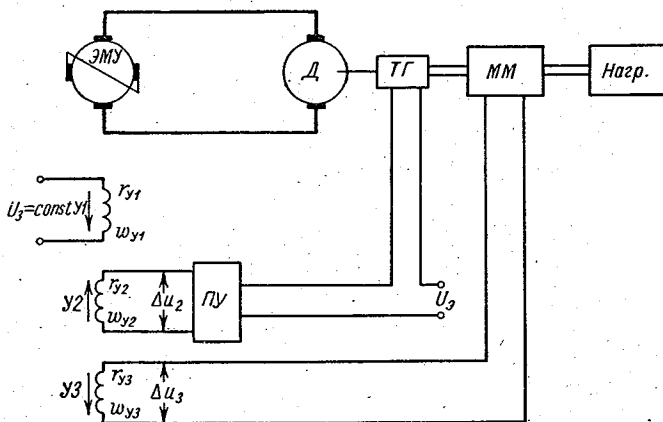


Рис. 2-23. Комбинированная система автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока.

$$(T_{\Sigma}s + 1)(T_{K_3}s + 1)\Delta u_{\text{эmy}}(s) = k_{\text{эmy}3}\Delta u_3(s) - k_{\text{эmy}2}\Delta u_2(s). \quad (2-101)$$

Отклонения напряжений на выходе моментной муфты и промежуточного усилителя:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_3(s) &= k_b \Delta M_c(s), \\ \Delta u_2(s) &= k_{nv} k_{tr} \Delta n_{tr}(s), \end{aligned} \right\} \quad (2-102)$$

где $T_{\Sigma} = T_{y1} + T_{y2} + T_{y3}$ — суммарная постоянная времени цепей управления ЭМУ;

$k_{\text{эму}2} = k_{y2} \cdot k_2$; $k_{\text{эму}3} = k_{y3} \cdot k_2$ — коэффициенты усиления по обмоткам y_2 и y_3 ;

k_B — коэффициент усиления по возмущающему воздействию;

$k_{пу}$ — коэффициент усиления промежуточного усилителя;
 $k_{тг}$ — коэффициент передачи тахогенератора.

Заменяя в уравнении (2-101) $\Delta u_3(s)$ и $\Delta u_2(s)$ их значениями из уравнений (2-102), получим окончательное уравнение ЭМУ:

$$(T_{\Sigma}s + 1)(T_{K3}s + 1)\Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) = k_{\text{ЭМУ}3}k_B\Delta M_c - k_{\text{ЭМУ}2}k_{\text{ПУ}}k_{\text{ТГ}}\Delta n_{\text{ТГ}}(s). \quad (2-103)$$

Уравнение объекта регулирования представим по-прежнему в виде (см. пример 2-13)

$$\begin{aligned} & (T_{\text{Я}}T_{\text{ЭМ}}s^2 + T_{\text{ЭМ}}s + 1)\Delta n_{\text{Д}}(s) = \\ & = k_{\text{Д}}\Delta u_{\text{ЭМУ}}(s) - (T_{\text{Я}}s + 1)k'_{\text{Д}}\Delta M_c(s). \end{aligned} \quad (2-104)$$

Решая уравнения (2-103) и (2-104) совместно, получим уравнение разомкнутой системы регулирования:

$$\begin{aligned} & [(T_{\text{Я}}T_{\text{ЭМ}}s^2 + T_{\text{ЭМ}}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{K3}s + 1)]\Delta n_{\text{Д}}(s) = \\ & = k_{\text{Д}}k_{\text{ЭМУ}2}k_{\text{ПУ}}k_{\text{ТГ}}\Delta n_{\text{ТГ}}(s) - [(T_{\text{Я}}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{K3}s + 1)k'_{\text{Д}} - \\ & \quad - k_{\text{Д}}k_{\text{ЭМУ}3}k_B]\Delta M_c(s); \end{aligned} \quad (2-105)$$

уравнение замкнутой системы регулирования:

$$\begin{aligned} & [(T_{\text{Я}}T_{\text{ЭМ}}s^2 + T_{\text{ЭМ}}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{K3}s + 1) + k_{\text{Д}}k_{\text{ЭМУ}2}k_{\text{ПУ}}k_{\text{ТГ}}]\Delta n_{\text{Д}}(s) = \\ & = -[(T_{\text{Я}}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{K3}s + 1)k'_{\text{Д}} - k_{\text{Д}}k_{\text{ЭМУ}3}k_B]\Delta M_c(s). \end{aligned} \quad (2-106)$$

Передаточная функция разомкнутой системы по управляющему воздействию

$$W(s) = \frac{\Delta n_{\text{Д}}(s)}{\Delta n_{\text{ТГ}}(s)} = \frac{k_{\text{Д}}k_{\text{ЭМУ}2}k_{\text{ПУ}}k_{\text{ТГ}}}{(T_{\text{Я}}T_{\text{ЭМ}}s^2 + T_{\text{ЭМ}}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{K3}s + 1)}.$$

Как видно из (2-106), при регулировании по отклонению и возмущению параметр k_B входит только в правую часть уравнения системы. Таким образом, при варьировании этим коэффициентом левая часть остается неизменной. Это свойство позволяет не только уменьшать статическую ошибку по основному возмущению, но и сделать ее равной нулю без нарушения условий устойчивости. Так, например, для полной ликвидации статической ошибки необходимо выполнить условие:

$$k'_{\text{Д}} - k_{\text{Д}}k_{\text{ЭМУ}3}k_B = 0$$

или

$$k_B = \frac{k'_{\text{Д}}}{k_{\text{Д}}k_{\text{ЭМУ}3}}.$$

В этом случае при $t = \infty$ правая часть уравнения будет равна нулю, а следовательно, нулю будет равна и статическая ошибка от данного возмущения.

Положительная обратная связь по возмущению благоприятно влияет и в переходных режимах системы, повышая ее быстродействие и уменьшая динамическую ошибку.

Расчет переходного процесса этой системы с учетом нелинейности произведен в пятой главе.

Пример 2-19. Составить уравнение и передаточную функцию системы автоматического устранения перекосов с применением вольтодобавочной машины.

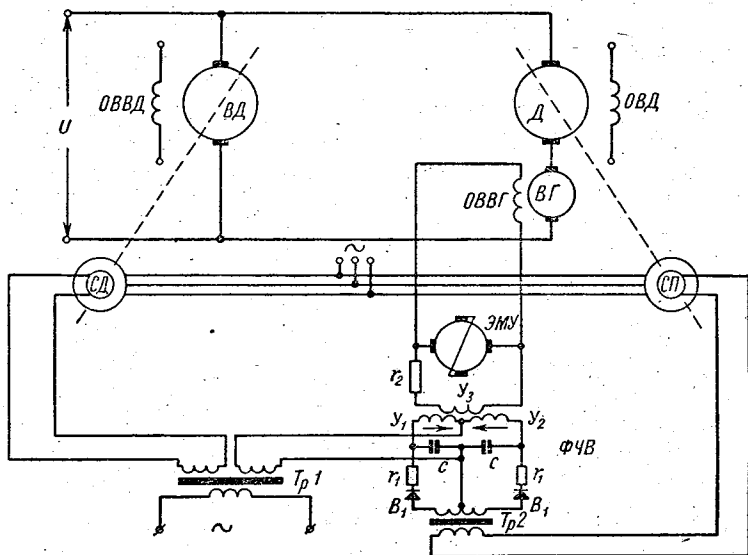


Рис. 2-24. Система автоматического устранения перекосов.

Для устранения перекосов в гидротехнических сооружениях, судоподъемниках и других транспортно-подъемных устройствах может быть применена схема с сельсинными датчиками, приведенная на рис. 2-24.

Как видно из схемы, один из двигателей подъемного сооружения принимается за ведущий (ВД), с валом которого кинематически связан ротор сельсина датчика СД. С двигателем Д, расположенным на другой стороне подъемного сооружения, связан ротор сельсина-приемника СП. Сельсин-приемник работает в трансформаторном режиме, однофазная обмотка которого соединена с первичной обмоткой входного трансформатора Тр2 фазочувствительного выпрямителя.

Ротор сельсина-приемника по отношению к ротору сельсина-датчика устанавливается в такое положение, чтобы при отсутствии перекоса на сооружении напряжение на однофазной обмотке сельсина-приемника было равно нулю. Это условие, как известно,

обеспечивается при повороте ротора сельсина-приемника на 90 электрических градусов от положения синхронизации.

При движении сооружения в отсутствие перекосов напряжения на входе фазочувствительного выпрямителя будет равно нулю; по каждому из плеч сопротивлений r_1 будут протекать равные по величине и противоположные по направлению выпрямленные токи, обусловленные опорным напряжением от вторичной обмотки трансформатора. В силу этих причин токи в обмотке управления ЭМУ будут равными по величине, а потоки, будучи противоположными по направлению, компенсируются.

Появление перекоса в сооружениях вызовет рассогласование роторов сельсина-приемника *СП* и сельсина-датчика *СД*. Отклонение входного напряжения, возникшее на трансформаторе Tr_1 , пропорциональное синусу угла рассогласования, увеличит ток в одном из плеч r_1 и уменьшит его в другом. В силу этих причин на ЭМУ возникнет напряжение соответствующей полярности, которое увеличит или уменьшит напряжение на вольтодобавочном генераторе. Ведомый двигатель *Д* по этим причинам будет изменять режим своей работы до тех пор, пока не наступит снова согласование роторов сельсина-приемника и сельсина-датчика.

Решение.

Уравнения электромашиного усилителя:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{y1}(s) r_{y1} + \sigma_y w_{y1} s \Delta \Phi_d(s) &= \Delta u_{y1}(s); \\ \Delta i_{y2}(s) r_{y2} - \sigma_y w_{y2} s \Delta \Phi_d(s) &= \Delta u_{y2}(s); \\ \Delta i_{y3}(s) (r_{y3} + r_2) - \sigma_y w_{y3} s \Delta \Phi_d(s) &= \Delta u_{\text{эму}}(s); \\ [\Delta i_{y1}(s) w_{y1} - \Delta i_{y2}(s) w_{y2} - \Delta i_{y3}(s) w_{y3}] \beta_y &= \Delta \Phi_d(s); \\ \Delta \Phi_d(s) &= \frac{\Delta u_{\kappa 3}(s)}{c_e''}; \\ (T_{\kappa 3} s + 1) \Delta u_{\text{эму}}(s) &= k_2 \Delta u_{\kappa 3}(s). \end{aligned} \right\} \quad (2-107)$$

Решая систему уравнений (2-107), получим:

$$\begin{aligned} (T_{\Sigma} s + 1) (T_{\kappa 3} s + 1) \Delta u_{\text{эму}}(s) &= k_{\text{эму}1} \Delta u_{y1}(s) - \\ &- k_{\text{эму}2} \Delta u_{y2}(s) - k_{\text{эму}3} \Delta u_{\text{эму}}(s), \end{aligned} \quad (2-108)$$

где

$$k_{\text{эму}1} = \frac{\beta_y w_{y1} c_e''}{r_{y1}} k_2;$$

$$k_{\text{эму}2} = \frac{\beta_y w_{y2} c_e''}{r_{y2}} k_2;$$

$$k_{\text{эму}3} = \frac{\beta_y w_{y3} c_e''}{r_{y3} + r_2} k_2;$$

При одинаковых параметрах обмоток управления ($k_{\text{эму } 1} = k_{\text{эму } 2}$) получим:

$$[(T_{\Sigma} s + 1)(T_{\text{кз}} s + 1) \Delta u_{\text{эму}}(s) = k_{\text{эму } 1} [\Delta u_{y1}(s) - \Delta u_{y2}(s)] - \\ - k_{\text{эму } 3} \Delta u_{\text{эму}}(s) = \Delta u_y(s) k_{\text{эму } 1} - k_{\text{эму } 3} \Delta u_{\text{эму}}(s),$$

где Δu_y — выпрямленное напряжение на выходе фазочувствительного выпрямителя,

или

$$[(T_{\Sigma} s + 1)(T_{\text{кз}} s + 1) + k_{\text{эму } 3}] \Delta u_{\text{эму}}(s) = k_{\text{эму}} \Delta u_y(s). \quad (2-109)$$

Уравнение фазочувствительного моста.

Из анализа работы однополупериодного выпрямителя следует, что если выполняется условие:

$$k_{\text{т}} u_0 < (1 - a) u_{\text{оп}}, \quad (2-110)$$

то в этом случае однополупериодный выпрямитель можно рассматривать как апериодическое звено с некоторой эквивалентной постоянной времени T_{ϕ} .

Следовательно,

$$(T_{\phi} s + 1) \Delta u_y(s) = k_{\phi} \Delta u_0(s). \quad (2-111)$$

В выражениях (2-109) и (2-110) обозначено:

u_0 — входное напряжение фазочувствительного выпрямителя, т. е. напряжение, снимаемое с однофазной обмотки сельсина-трансформатора;

k_{ϕ} — коэффициент трансформации входного трансформатора по одной вторичной полуобмотке;

$u_{\text{оп}}$ — опорное напряжение, подаваемое к средним точкам нагрузки и вторичной обмотке вторичного трансформатора;

$k_y = 2\sqrt{2a} k_{\text{т}}$ — коэффициент передачи фазочувствительного выпрямителя;

C — емкость конденсатора;

r_y — сопротивление нагрузки (обмотки YI);

$$a = \frac{\varepsilon r_y}{r_{\text{в}\Sigma} + \varepsilon r_y}; \quad r_{\text{в}\Sigma} = r_{\text{в}} + r_{\text{з}} \quad (\text{рис. 2-24});$$

$T_{\phi} = (1 + a) r_y C$ — эквивалентная постоянная времени выпрямителя;

ε — опытный коэффициент — $0,2 \div 0,25$.

Уравнение сельсинов.

В пределах малых углов рассогласования роторов сельсинов можно принять:

$$u_0 = k_0 \theta_c,$$

где k_0 — чувствительность сельсинной пары с размерностью в/рад $\left(\frac{\text{вольт}}{\text{радиан}} \right)$;

$\theta_c = \varphi_{c1} - \varphi_{c2}$ — рассогласование поворота роторов сельсинов соответственно датчика и приемника.

Уравнение редуктора между валом электродвигателя и ротором сельсина:

$$\theta_c = \frac{\theta}{i},$$

где $\theta = \varphi_1 - \varphi_2$ — угол рассогласования между валами электродвигателей ведущего и ведомого;
 i — передаточное число редуктора.

Уравнения вольтодобавочной машины:

$$\begin{aligned} \Delta i_B(s) r_B + \sigma_B \omega_B s \Delta \Phi_B(s) &= \Delta u_{\text{эму}}(s), \\ \Delta i_B(s) \omega_B \beta_B &= \Delta \Phi_B(s), \\ (T_B s + 1) \Delta u_B(s) &= k_B \Delta u_{\text{эму}}(s), \end{aligned} \quad (2-112)$$

где T_B — электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения вольтодобавочной машины;

k_B — коэффициент усиления вольтодобавочной машины;

u_B — э. д. с. вольтодобавочной машины.

Уравнение ведомого двигателя (см. пример 2-13):

$$(T_{\text{я}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1) \Delta n_d(s) = k_d \Delta u_B(s) - (T_{\text{я}} s + 1) k'_d \Delta M_c(s)$$

или, выражая скорость вращения двигателя $\Delta n_d(s)$ через угол поворота вала, получим:

$$(T_{\text{я}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1) s \Delta \varphi_d(s) = \frac{k_d \pi}{30} \Delta u_B(s) - k'_d \frac{\pi}{30} \Delta M_c(s);$$

$$(T_{\text{я}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1) s \Delta \varphi_d(s) = k_{d1} \Delta u_B(s) - (T_{\text{я}} s + 1) k_{d2} \frac{\pi}{30} \Delta M_c(s),$$

где

$$k_{d1} = \frac{k_d \pi}{30}; \quad k_{d2} = k'_d \frac{\pi}{30}.$$

Решая уравнения (2-108)—(2-112), получим:

$$\Delta u_B(s) = \frac{k_B k_y k_\Phi k_0 \frac{1}{i}}{(T_B s + 1) [(T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кс}} s + 1) + k_{\text{эму}} s] (T_\Phi s + 1)} \Delta \theta(s).$$

Выражая угол поворота вала ведомого двигателя через рассогласования и угол поворота ведущего двигателя $\varphi_2 = \varphi_1 - \theta$, получим:

$$\begin{aligned} & \{(T_{\text{в}}s + 1) [(T_{\Sigma}s + 1) (T_{\text{кз}}s + 1) + k_{\text{н}}] (T_{\text{ф}}s + 1) \times \\ & \quad \times (T_{\text{я}}T_{\text{эм}}s^2 + T_{\text{эм}}s + 1) s + D\} \theta(s) = \\ & = (T_{\text{в}}s + 1) [(T_{\Sigma}s + 1) (T_{\text{кз}}s + 1) + k_{\text{н}}] (T_{\text{ф}}s + 1) \times \\ & \quad \times (T_{\text{я}}T_{\text{эм}}s^2 + T_{\text{эм}}s + 1) \varphi_1s - k_{\text{д2}} (T_{\text{в}}s + 1) \times \\ & \quad \times [(T_{\Sigma}s + 1) (T_{\text{кз}}s + 1) + k_{\text{н}}] (T_{\text{ф}}s + 1) \Delta M_{\text{с}}(s), \quad (2-113) \end{aligned}$$

где $k_{\text{н}} = k_{\text{эмуз}}$.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА И ВЫБОР СТАБИЛИЗИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ИЗ УСЛОВИЙ УСТОЙЧИВОСТИ

3-1. Устойчивость линейных автоматизированных систем

Исследование устойчивости линейных систем основано на известных теоремах Ляпунова [Л. 14], устанавливающих условия, при которых устойчивость линеаризованной системы будет соответствовать устойчивости реальной системы. Эти теоремы предполагают исследование устойчивости в «малом», т. е. при малых отклонениях систем от данного состояния равновесия.

Существующие критерии устойчивости — Рауса-Гурвица, А. В. Михайлова и амплитудно-фазовый (критерий Найквиста) — позволяют определять наличие или отсутствие корней характеристического уравнения в правой полуплоскости или на мнимой оси. Обладая общностью, каждый из этих критериев имеет в то же время и свои особенности.

Удобство применения определенного критерия зависит от структуры системы, порядка характеристического уравнения и необходимости выявления влияния тех или иных параметров на устойчивость системы.

Наибольшее число примеров по определению устойчивости в этой главе выполнено методом логарифмических характеристик (амплитудно-фазовый критерий устойчивости). Преимущества этого метода неоспоримы, если исследуемая система не содержит перекрестных обратных связей, а передаточная функция разомкнутой системы может быть приведена к виду, удобному для логарифмирования.

3-2. Анализ устойчивости

Пример 3-1. В системе автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя, осуществляемой по схеме рис. 3-1, применены электрические машины со следующими данными:

Данные электродвигателя:

$P_H = 2,5 \text{ кВт}$; $U_H = 220 \text{ в}$; $n_H = 1000 \text{ об/мин}$; $I_H = 14,1 \text{ а}$;
 $k_d = 4,84 \text{ об} \cdot \text{в/мин}$; $T_{эм} = 0,036 \text{ сек}$ с учетом приведения маховых
масс нагрузки к валу электродвигателя.

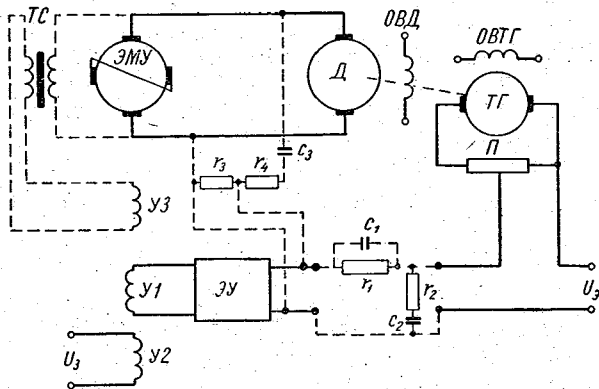


Рис. 3-1. Система автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя с введением корректирующих устройств.

Данные генератора (ЭМУ-50):

$$P_{\text{H}} = 4,5 \text{ кВт}; U_{\text{H}} = 230 \text{ в}; n_{\text{H}} = 2930 \text{ об/мин}; I_{\text{H}} = 19,6 \text{ а};$$

$$T_{\Sigma} = 0,077 \text{ сек}; T_{\text{кз}} = 0,022 \text{ сек}; k_{\text{эМВ}} = 9.$$

Коэффициенты усиления и передаточные коэффициенты отдельных звеньев:

потенциометра $k_{\text{п}} = 0,9$;

электронного усилителя $k_{\text{эу}} = 28,65$;

тахогенератора $k_{\text{тр}} = 0,2 \text{ в/об/мин.}$

Суммарная постоянная времени якорной цепи генератор-двигатель $T_{\text{яш}} = 0,041 \text{ сек.}$

Проверить систему на устойчивость алгебраическим критерием Гурвица.

Решение.

Характеристическое уравнение замкнутой системы регулирования имеет вид (см. пример 2-12).

$$(T_{\text{ял}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1)(T_{\text{кз}} s + 1)(T_{\Sigma} s + 1) + k_{\Sigma} = 0. \quad (3-1)$$

Общий вид уравнения после раскрытия скобок будет:

$$a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4 = 0, \quad (3-2)$$

где

$$a_0 = T_{яц} T_{эм} T_{кз} T_{\Sigma};$$

$$a_1 = T_{эм} T_{кз} T_{\Sigma} + T_{яц} T_{эм} T_{\Sigma} + T_{яц} T_{эм} T_{кз};$$

$$a_2 = T_{кз} T_{\Sigma} + T_{эм} T_{\Sigma} + T_{эм} T_{кз};$$

$$a_3 = T_{\Sigma} + T_{кз} + T_{эм};$$

$$a_4 = 1 + k_{\Sigma};$$

$$k_{\Sigma} = k_d \cdot k_{эму} \cdot k_{тг} \cdot k_{п} \cdot k_{эу} = 200.$$

Для устойчивости линейной системы четвертого порядка необходимо и достаточно, чтобы

а) коэффициенты характеристического уравнения были положительны:

$$a_0 > 0, \quad a_1 > 0, \quad a_2 > 0, \quad a_3 > 0, \quad a_4 > 0,$$

б) выполнялось следующее неравенство:

$$a_3 (a_1 a_2 - a_0 a_3) - a_1^2 a_4 > 0. \quad (3-3)$$

Числовые значения коэффициентов уравнения (3-2) будут:

$$a_0 = 2,5 \cdot 10^{-6}; \quad a_1 = 1,532 \cdot 10^{-4}; \quad a_2 = 67,32 \cdot 10^{-4};$$

$$a_3 = 0,135; \quad a_4 = 201.$$

Подставляя эти значения в неравенство (3-3), получим:

$$0,135 (1,532 \cdot 10^{-4} \cdot 67,32 \cdot 10^{-4} - 2,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,135) - \\ - (1,532 \cdot 10^{-4})^2 201 < 0,$$

т. е. система неустойчива.

Пример 3-2. По условиям примера 3-1 проверить систему на устойчивость критерием А. В. Михайлова.

Решение.

Заменяя в характеристическом уравнении (3-2) замкнутой системы регулирования оператор s на $j\omega$, получим выражение для характеристической кривой Михайлова:

$$F(j\omega) = 2,5 \cdot 10^{-6} \omega^4 - 1,532 \cdot 10^{-4} j \omega^3 - 67,32 \cdot 10^{-4} \omega^2 + \\ + 0,135 \cdot j \omega + 201. \quad ((3-4))$$

Выделяя в уравнении (3-4) вещественную и мнимую части, получим:

$$F(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega)$$

или

$$\left. \begin{aligned} U(\omega) &= 2,5 \cdot 10^{-6} \omega^4 - 67,32 \cdot 10^{-4} \omega^2 + 201; \\ V(\omega) &= -1,532 \cdot 10^{-4} \omega^3 + 0,135 \omega. \end{aligned} \right\} \quad (3-5)$$

Задавая значения частоты от $\omega = 0$ до $\omega = \infty$ и вычисляя $U(\omega)$ и $V(\omega)$, по точкам можно построить характеристическую кривую Михайлова.

Результаты расчетов сведены в табл. 3-1, а кривая построена на рис. 3-2. Как видно из рисунка, годограф Михайлова располагается в первом и четвертом квадрантах, что свидетельствует о неустойчивости системы.

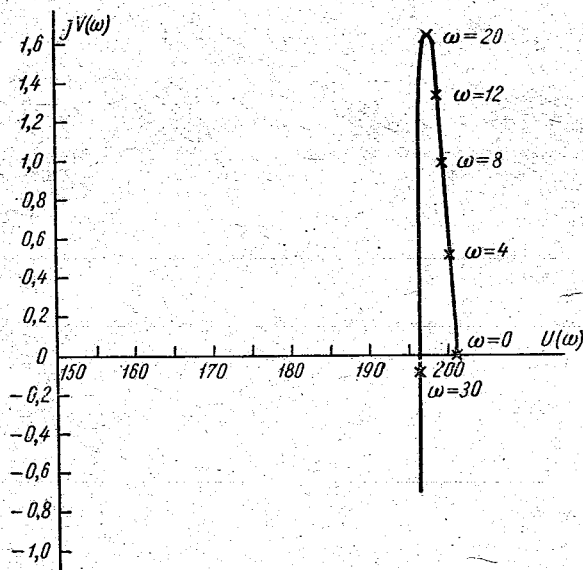


Рис. 3-2. Характеристическая кривая Михайлова.

Как известно, критерий Михайлова позволяет судить об устойчивости системы также по перемежаемости и вещественности корней уравнения $U(\omega) = 0$ и $V(\omega) = 0$. Если из уравнения $V(\omega) = 0$ определить его корни, то получим:

$$\omega (-1,532 \cdot 10^{-4} \omega^2 + 0,135) = 0;$$

$$\omega_1 = 0;$$

$$-1,532 \cdot 10^{-4} \omega^2 + 0,135 = 0$$

и

$$\omega_3^2 = \frac{0,135}{1,532} = 0,088.$$

Условие перемежаемости корней будет выполнено, если при подстановке $\omega_1 = 0$ и $\omega_3^2 = 0,088$ в выражение $U(\omega)$ знаки у этой функции будут чередоваться.

При подстановке $\omega_1 = 0$ в уравнение $U(\omega)$ функция положительна.

При подстановке $\omega_3^2 = 0,088$ функция $U(\omega)$ также положи-

Таблица 3-1

ω	0	1	2	4	6	8	10	12	20	30	40
$U(\omega)$	201	200,99	200,93	200,89	200,76	200,34	200,21	200,1	198,7	197	186,4
$V(\omega)$	0	0,134	0,268	0,53	0,77	1,00	1,2	1,36	1,68	-0,09	-4,4

тельна, что является признаком отсутствия перемежаемости корней в уравнении $U(\omega) = 0$ и $V(\omega) = 0$ и, следовательно, система неустойчива.

Пример 3-3. По условиям примера 3-1 проверить систему на устойчивость амплитудно-фазовым критерием.

Решение.

Уравнение разомкнутой системы регулирования по схеме рис. 3-1 имеет вид (см. пример 2-12)

$$[(T_{\Sigma} T_{\text{яц}} s^2 + T_{\Sigma} s + 1)(T_{\text{кз}} s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)] \Delta n_{\text{д}}(s) = k_{\Sigma} \Delta u_{\text{вх}}(s).$$

Амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы выражается:

$$W(j\omega) = \frac{\Delta n_{\text{д}}(j\omega)}{\Delta u_{\text{вх}}(j\omega)} = \frac{k_{\Sigma}}{[T_{\Sigma} T_{\text{яц}} (j\omega)^2 + T_{\Sigma} j\omega + 1](T_{\text{кз}} j\omega + 1)(T_{\Sigma} j\omega + 1)}.$$

Построим характеристику по отдельным звеньям системы:

$$W(j\omega) = W_1(j\omega) W_2(j\omega) W_3(j\omega),$$

где

$$W_1(j\omega) = \frac{1}{1 - T_{\Sigma} T_{\text{яц}} \omega^2 + T_{\Sigma} j\omega}; \quad W_2(j\omega) = \frac{1}{1 + T_{\Sigma} j\omega};$$

$$W_3(j\omega) = \frac{1}{1 + T_{\text{кз}} j\omega}.$$

Выражения для модулей и фаз отдельных звеньев:

$$A_1(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - T_{\Sigma} T_{\text{яц}} \omega^2)^2 + (T_{\Sigma} \omega)^2}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - 0,00147 \omega^2)^2 + (0,036 \omega)^2}};$$

$$A_2(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + T_{\Sigma}^2 \omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,077 \omega)^2}};$$

$$A_3(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + T_{\text{кз}}^2 \omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,022 \omega)^2}};$$

$$\varphi_1(\omega) = -\arctg \frac{T_{\Sigma} \omega}{1 - T_{\Sigma} T_{\text{яц}} \omega^2} = -\arctg \frac{0,036 \omega}{1 - 0,00147 \omega^2};$$

$$\varphi_2(\omega) = -\arctg T_{\Sigma} \omega = -\arctg 0,077 \omega;$$

$$\varphi_3(\omega) = -\arctg T_{\text{кз}} \omega = -\arctg 0,022 \omega.$$

По данным табл. 3-2 на рис. 3-3 построена амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы. Точка с координатами $-1, j0$ охватывается характеристикой; следовательно, система в замкнутом состоянии неустойчива.

Пример 3-4. По условиям примера 3-1 проверить систему на устойчивость методом логарифмических характеристик (амплитудно-фазовым критерием). Построение логарифмических характеристик произвести уточненным способом с учетом графика по-

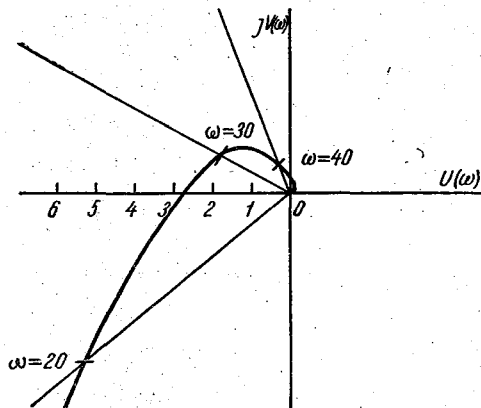


Рис. 3-3. Амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы.

правок, а фазовые характеристики колебательных звеньев с учетом относительного коэффициента демпфирования (ε).

Решение.

Передаточная функция разомкнутой системы регулирования имеет вид

$$W(s) = \frac{k_{\Sigma}}{(T_{\Sigma} s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)}.$$

Таблица 3-2

ω	A_1	A_2	A_3	$A_1 A_2 A_3$	φ_1	φ_2	φ_3	$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3$	$k_{\Sigma} A_1 A_2 A_3$
0	1	1	1	1	0	0	0	0	201
10	0,27	0,795	0,98	0,2	-25	-38	-12,5	-75,5	40,2
20	0,0694	0,54	0,91	0,034	-60	-57	-24	-141	6,84
30	0,031	0,4	0,85	0,0105	-108	-67	-34	-209	2,12
40	0,0176	0,31	0,75	0,00412	-133,5	-72	-42	-247,5	0,83
50	0,011	0,25	0,685	0,0017	-146	-78	-48	-272	0,34
60	0,0077	0,212	0,605	0,00098	-153	-80	-53	-286	0,2

Для определения вида звена второго порядка в знаменателе передаточной функции определим корни характеристического уравнения:

$$T_{\text{эм}} T_{\text{яц}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1 = 0.$$

Так как выражение

$$T_{\text{эм}}^2 - 4T_{\text{эм}} T_{\text{яц}} < 0; \quad 0,0013 - 0,0059 < 0,$$

то корни комплексные, а звено может быть заменено колебательным вида

$$T_1^2 s^2 + 2\varepsilon T_1 s + 1 = 0;$$

где

$$T_1 = \sqrt{T_{\text{эм}} T_{\text{яц}}} = \sqrt{14,7 \cdot 10^{-4}} = 3,84 \cdot 10^{-2} \text{ сек};$$

$$\varepsilon = \frac{T_{\text{эм}}}{2 \sqrt{T_{\text{эм}} T_{\text{яц}}}} = \frac{0,036}{2 \cdot 0,0384} = 0,469$$

Преобразованная передаточная функция будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k_{\Sigma}}{(T_1^2 s^2 + 2\varepsilon T_1 s + 1)(T_{\text{кз}} s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)}.$$

Логарифмическая амплитудная характеристика $L(\omega)$ определяется алгебраической суммой амплитудных характеристик отдельных звеньев:

$$L(\omega) = \sum_{i=1}^{i=4} L_i(\omega),$$

где

$$L_1(\omega) = 20 \lg k_{\Sigma};$$

$$L_2(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\Sigma}^2 \omega^2 + 1)};$$

$$L_3(\omega) = -20 \lg \sqrt{(1 - T_1^2 \omega^2)^2 + 4\varepsilon^2 T_1^2 \omega^2};$$

$$L_4(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\text{кз}} \omega)^2 + 1}.$$

Сопрягающие частоты определяются значениями:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{\Sigma}} = \frac{1}{0,077} = 13 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{0,0384} = 26 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{\text{кз}}} = \frac{1}{0,022} = 45,5 \text{ сек}^{-1};$$

Фазовая характеристика $\varphi(\omega)$ строится по характеристикам отдельных звеньев:

$$\varphi(\omega) = \sum_{i=1}^{i=3} \varphi_i(\omega),$$

где

$$\varphi_1(\omega) = -\arctg T_2 \omega;$$

$$\varphi_2(\omega) = -\arctg \frac{2\varepsilon T_1 \omega}{1 - T_1^2 \omega^2};$$

$$\varphi_3(\omega) = -\arctg T_{к3} \omega.$$

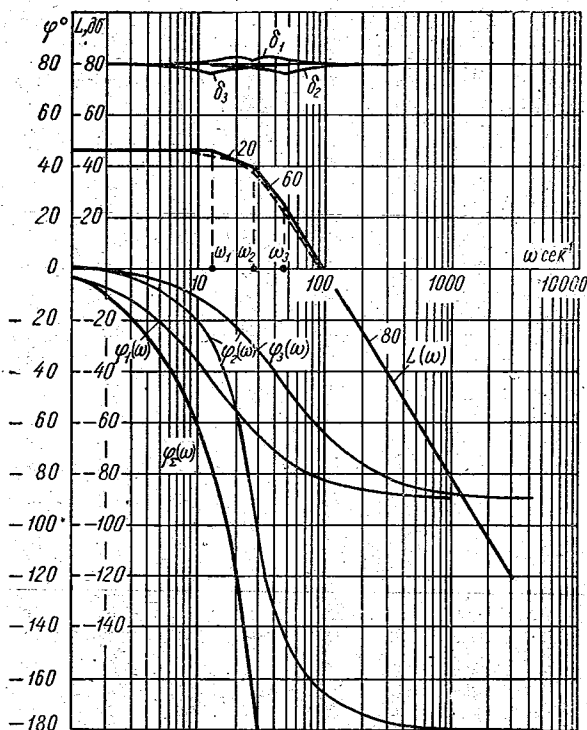


Рис. 3-4.

Графики поправок δ к асимптотическим логарифмическим характеристикам приведены на рис. 3-4. Фазовая характеристика $\varphi_2(\omega)$ построена с учетом $\varepsilon = 0,46$. Как видно из рис. 3-4, система неустойчива.

Пример 3-5. Пользуясь методом логарифмических частотных характеристик, определить, устойчива ли замкнутая система автоматического поддержания постоянства скорости вращения электро-

двигателя, приведенная на рис. 3-1, при введении последовательно-корректирующего звена, включенного на вход электронного усилителя.

Параметры системы без корректирующего звена приведены в условии примера 3-1.

Последовательно-корректирующее звено имеет передаточную функцию

$$W_{кз}(s) = \frac{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}{\left(\frac{T_2}{\alpha} s + 1\right)(T_3 \alpha s + 1)},$$

где $T_2 = 0,083$ сек; $T_3 = 0,0385$ сек; $\frac{T_2}{\alpha} = 28,6$ сек; $\alpha T_3 = 1 \cdot 10^{-4}$ сек.

Решение.

Так как система состоит из последовательно включенных устойчивых звеньев и не содержит внутренних обратных связей, то в разомкнутом состоянии она будет устойчива.

Для определения устойчивости системы в замкнутом состоянии необходимо построить логарифмические амплитудные и фазовые характеристики.

Передаточная функция системы с последовательно-корректирующим звеном имеет вид

$$W(s) = \frac{k_{\Sigma}(T_2 s + 1)}{(T_{эм} T_{яц} s^2 + T_{эм} s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)(T_{кз} s + 1)} \times \\ \times \frac{(T_3 s + 1)}{\left(\frac{T_2}{\alpha} s + 1\right)(T_3 \alpha s + 1)}.$$

В примере 3-4 было показано, что уравнение $(T_{эм} T_{яц} s^2 + T_{эм} s + 1)$ можно представить в виде

$$(T_1^2 s^2 + 2\varepsilon T_1 s + 1).$$

где $T_1 = 0,0384$ сек; $\varepsilon = 0,469$.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика определяется выражением:

$$L(\omega) = \sum_{i=1}^{i=8} L_i(\omega),$$

где

$$L_1(\omega) = 20 \lg k_{\Sigma};$$

$$L_2(\omega) = -20 \lg \sqrt{\left(\frac{T_2}{\alpha} \omega\right)^2 + 1};$$

$$L_3(\omega) = 20 \lg \sqrt{(T_2 \omega)^2 + 1};$$

$$L_4(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\Sigma} \omega)^2 + 1};$$

$$\begin{aligned}
L_5(\omega) &= 20 \lg \sqrt{(T_3 \omega)^2 + 1}; \\
L_6(\omega) &= -20 \lg \sqrt{(1 - T_1^2 \omega^2)^2 + 4\varepsilon^2 T_1^2 \omega^2}; \\
L_7(\omega) &= -20 \lg \sqrt{(T_{кз} \omega)^2 + 1}; \\
L_8(\omega) &= -20 \lg \sqrt{(\alpha T_3 \omega)^2 + 1}.
\end{aligned}$$

Частоты сопряжения:

$$\begin{aligned}
\omega_1 &= \frac{\alpha}{T_2} = \frac{1}{28,6} = 0,035 \text{ сек}^{-1}; \\
\omega_2 &= \frac{1}{T_2} = \frac{1}{0,083} = 12 \text{ сек}^{-1}; \\
\omega_3 &= \frac{1}{T_{\Sigma}} = \frac{1}{0,077} = 13 \text{ сек}^{-1}; \\
\omega_4 &= \frac{1}{T_3} = \frac{1}{0,0385} = 26 \text{ сек}^{-1}; \\
\omega_5 &= \frac{1}{T_1} = \frac{1}{0,0384} = 26 \text{ сек}^{-1}; \\
\omega_6 &= \frac{1}{T_{кз}} = \frac{1}{0,022} = 45,5 \text{ сек}^{-1}; \\
\omega_7 &= \frac{1}{\alpha T_3} = \frac{1}{1 \cdot 10^{-4}} = 10\,000 \text{ сек}^{-1};
\end{aligned}$$

Фазовая характеристика определяется выражением:

$$\varphi(\omega) = \sum_{i=1}^{i=7} \varphi_i(\omega),$$

где

$$\begin{aligned}
\varphi_1(\omega) &= -\arctg \frac{T_2}{\alpha} \omega; \\
\varphi_2(\omega) &= \arctg T_2 \omega; \\
\varphi_3(\omega) &= -\arctg T_{\Sigma} \omega; \\
\varphi_4(\omega) &= \arctg T_3 \omega; \\
\varphi_5(\omega) &= -\arctg \frac{2\varepsilon T_1 \omega}{1 - T_1^2 \omega^2}; \\
\varphi_6(\omega) &= -\arctg T_{кз} \omega; \\
\varphi_7(\omega) &= -\arctg \alpha T_3 \omega.
\end{aligned}$$

Амплитудные и фазовые характеристики построены на рис. 3-5. Как видно из рис. 3-5, фазовая характеристика разомкнутой системы не пересекает прямую $\varphi(\omega) = -\pi$ при $L(\omega) > 0$. Следовательно, система устойчива.

Пример 3-6. Проверить систему автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока на

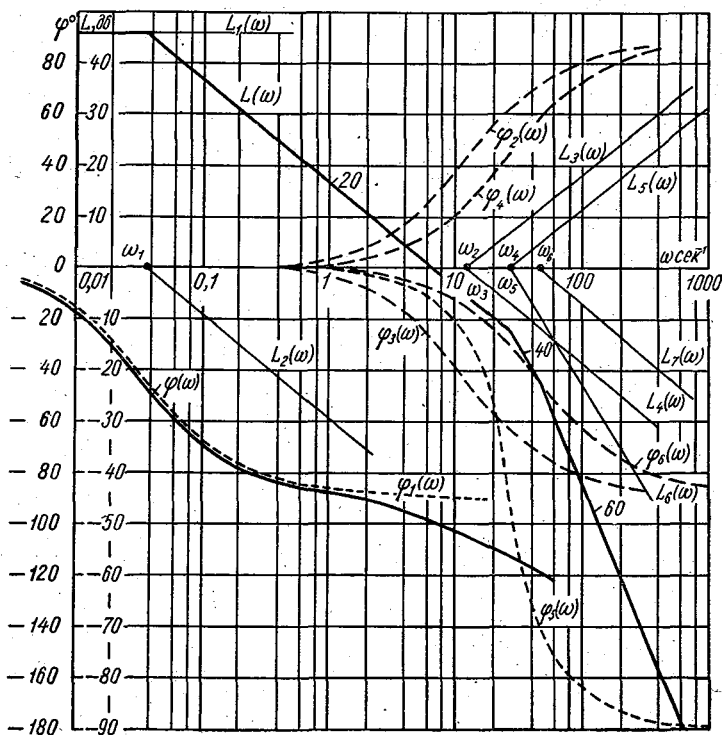


Рис. 3-5.

устойчивость методом логарифмических характеристик при охвате ЭМУ трансформаторной гибкой обратной связью по схеме рис. 3-1 при следующих параметрах системы:

$k_{\Sigma} = 80$; $k_d = 4,84$; $k_{\text{тг}} = 0,2$; $k_{\Pi} = 0,9$; $k_{\text{эму}} = 8$; $k_{\text{эу}} = 11,4$;
 $T_{\text{яц}} = 0,041 \text{ сек}$; $T_{\text{эм}} = 0,036 \text{ сек}$; $T_{\Sigma} = 0,077 \text{ сек}$; $T_{\text{кз}} = 0,022 \text{ сек}$;
 $T_{\text{т1}} = 0,0787 \text{ сек}$; $T_{\text{т2}} = 0,0025 \text{ сек}$; $\alpha_{\text{ос}} = 4,22$.

При решении задачи индуктивностью обмотки управления ЭМУ, являющейся нагрузкой для вторичной цепи стабилизирующего трансформатора, пренебречь.

Решение.

Передаточная функция системы без стабилизирующего трансформатора имеет вид

$$W(s) = \frac{k_{\Sigma}}{(T_{яц} T_{эм} s^2 + T_{эм} s + 1)(T_{кз} s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)}.$$

Передаточная функция стабилизирующего трансформатора при включении его вторичной обмотки на активную нагрузку

$$W_{oc}(s) = \frac{\alpha_{oc} T_{т1} s}{(T_{т1} s + 1)(T_{т2} s + 1)},$$

где

$$\alpha_{oc} = \frac{r_{y3}}{r_{т2} + r_{y3}} \cdot k_{т}; \quad k_{т} = \frac{w_{т2}}{w_{т1}};$$

$$T_{т1} = \frac{L_{т1}}{r_{т1}}; \quad T_{т2} = \frac{L_{т2}}{r_{т2} + r_{y3}}.$$

Передаточная функция разомкнутой системы с учетом стабилизирующего трансформатора

$$W_{ct}(s) = \frac{W_{ho}(s) W_{oxb}(s)}{1 + W_{oxb}(s) W_{oc}(s)}, \quad (3-6)$$

где $W_{ho}(s)$ — передаточная функция звеньев, не охваченных обратной связью;

$W_{oxb}(s)$ — передаточная функция звеньев, охваченных обратной связью;

$$W_{ho}(s) = \frac{k_d k_{тг} k_{п} k_{эу}}{T_{яц} T_{эм} s^2 + T_{эм} s + 1} = \frac{k_{ho}}{T_{яц} T_{эм} s^2 + T_{эм} s + 1},$$

где

$$k_{ho} = k_d k_{тг} k_{п} k_{эу} = 9,94;$$

$$W_{oxb}(s) = \frac{k_{эмy}}{(T_{\Sigma} s + 1)(T_{кз} s + 1)},$$

где

$$T_{\Sigma} = T_{y1} + T_{y2}.$$

Для исследования системы на устойчивость с учетом введения гибкой обратной связи преобразуем передаточную функцию (3-6) к виду:

$$W_{ct}(s) = \frac{W_{ho}(s)}{W_{oc}(s)} \cdot \frac{W_{oxb}(s) W_{oc}(s)}{1 + W_{oxb}(s) W_{oc}(s)} = \frac{W_{ho}(s)}{W_{oc}(s)} \Phi(s). \quad (3-7)$$

Для приближенного построения амплитудной и фазовой характеристик рассматривается такой диапазон частот, при котором выполняется условие:

$$|W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)| \gg 1.$$

Тогда амплитудно-фазовая характеристика по выражению (3-7) может быть представлена в виде

$$W'_{\text{ст}}(j\omega) = \frac{W_{\text{но}}(j\omega)}{W_{\text{ос}}(j\omega)},$$

так как

$$\Phi(j\omega) = \frac{W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)}{1 + W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)} \approx 1.$$

Таким образом построение логарифмических амплитудной и фазовой характеристик в первом приближении может быть выполнено по выражению:

$$L'_{\text{ст}}(\omega) = 20 \lg A_{\text{но}}(\omega) - 20 \lg A_{\text{ос}}(\omega);$$

$$\varphi'_{\text{ст}}(\omega) = \varphi_{\text{но}}(\omega) - \varphi_{\text{ос}}(\omega),$$

где

$$A_{\text{но}}(\omega) = \frac{k_{\text{но}}}{|T_{\text{эм}} T_{\text{яц}} (j\omega)^2 + T_{\text{эм}} j\omega + 1|};$$

$$A_{\text{ос}}(\omega) = \frac{\alpha_{\text{ос}} T_{\text{т1}} \omega}{|(T_{\text{т1}} j\omega + 1)(T_{\text{т2}} j\omega + 1)|};$$

$$\varphi_{\text{но}}(\omega) = -\arctg \frac{T_{\text{эм}} \omega}{1 - T_{\text{эм}} T_{\text{яц}} \omega^2};$$

$$\varphi_{\text{ос}}(\omega) = \arctg \infty - (\arctg T_{\text{т1}} \omega + \arctg T_{\text{т2}} \omega).$$

Логарифмические характеристики

$$L'_{\text{ст}}(\omega) = L_{\text{но}}(\omega) - L_{\text{ос}}(\omega) \text{ и } \varphi'_{\text{ст}}(\omega) = \varphi_{\text{но}}(\omega) - \varphi_{\text{ос}}(\omega)$$

приведены на рис. 3-6.

Из расположения приближенных логарифмических характеристик $L'_{\text{ст}}(\omega)$ и $\varphi'_{\text{ст}}(\omega)$ следует, что система в рассматриваемом диапазоне частот без учета внутреннего замкнутого контура устойчива, так как при частоте среза ω_c амплитудной характеристики $L'_{\text{ст}}(\omega)$ избыток фазы $\Delta\varphi'_{\text{ст}}$ составляет 45° .

Следующий этап исследования системы заключается в проверке устойчивости внутреннего замкнутого контура при разомкнутом состоянии.

Логарифмические характеристики разомкнутого внутреннего контура будут:

$$L_{BK}(\omega) = 20 \lg |W_{OXB}(j\omega) W_{OC}(j\omega)|$$

или

$$L_{BK}(\omega) = L_{OXB}(\omega) + L_{OC}(\omega).$$

На рис. 3-6 построены логарифмические характеристики $L_{OXB}(\omega)$, $L_{OC}(\omega)$, $\varphi_{OXB}(\omega)$, $\varphi_{OC}(\omega)$ и результирующие $L_{OXB}(\omega) + L_{OC}(\omega) = L_{BK}(\omega)$ и $\varphi_{OXB}(\omega) + \varphi_{OC}(\omega) = \varphi_{BK}(\omega)$.

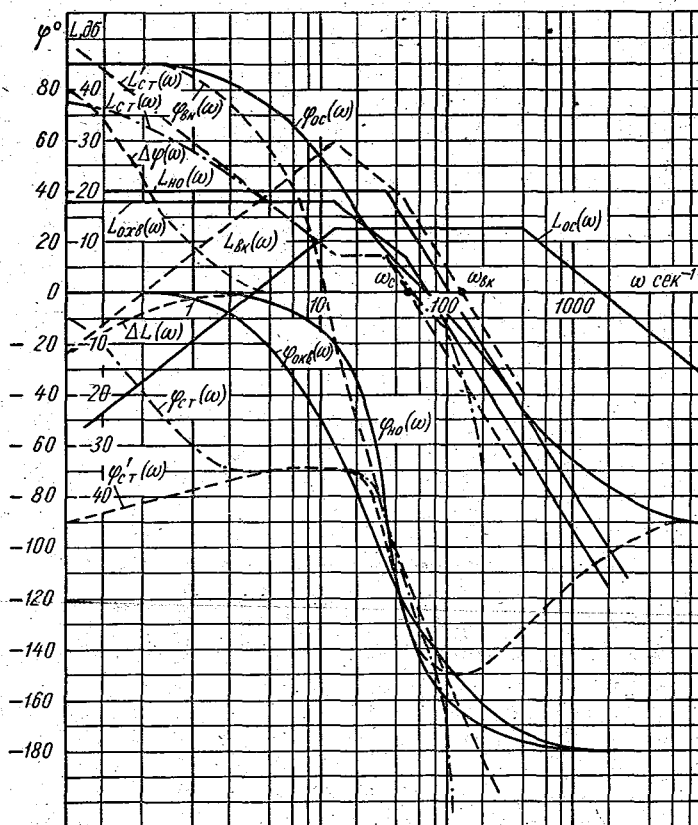


Рис. 3-6.

Расположение характеристик $L_{BK}(\omega)$ и $\varphi_{BK}(\omega)$ показывает, что внутренний контур устойчив. При частоте среза $\omega_{BK} = 130 \text{ сек}^{-1}$ логарифмической характеристики $L_{BK}(\omega)$ избыток фазы $\Delta\varphi_{BK}(\omega)$ составляет 18° .

Определив устойчивость внутреннего замкнутого контура, можно завершить исследование устойчивости всей системы по логарифмическим характеристикам:

$$L_{\text{ст}}(\omega) = L'_{\text{ст}}(\omega) + \Delta L(\omega);$$

$$\varphi_{\text{ст}}(\omega) = \varphi'_{\text{ст}}(\omega) + \Delta\varphi(\omega),$$

где

$$\Delta L(\omega) = 20 \lg \left| \frac{W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)}{1 + W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)} \right|;$$

$$\Delta\varphi(\omega) = \arg \frac{W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)}{1 + W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)}.$$

Логарифмические характеристики

$$L_{\text{вк}}(\omega) = L_{\text{охв}}(\omega) + L_{\text{ос}}(\omega)$$

и

$$\varphi_{\text{вк}}(\omega) = \varphi_{\text{охв}}(\omega) + \varphi_{\text{ос}}(\omega)$$

являются исходными для построения характеристик $\Delta L(\omega)$ и $\Delta\varphi(\omega)$. Для этого при одинаковых частотах определяются значения амплитуды $L_{\text{вк}}(\omega)$ и фазы $\varphi_{\text{вк}}(\omega)$ из кривых рис. 3-6, которые наносятся на номограмму, приведенную в приложении (П-21). Значения амплитуды и фазы для внутреннего контура в замкнутом состоянии непосредственно считываются из этой номограммы, на которой сплошными линиями указаны $\Delta L(\omega)$, а пунктирными $\Delta\varphi(\omega)$.

Результаты определения этих величин дают кривые $\Delta L(\omega)$ и $\Delta\varphi(\omega)$, нанесенные на рис. 3-6.

Точная амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики

$$L_{\text{ст}}(\omega) = L_{\text{но}}(\omega) - L_{\text{охв}}(\omega) + \Delta L(\omega),$$

$$\varphi_{\text{ст}}(\omega) = \varphi_{\text{но}}(\omega) - \varphi_{\text{охв}}(\omega) + \Delta\varphi(\omega)$$

нанесены на том же рисунке. Как следует из расположения этих кривых, система автоматического регулирования и с учетом влияния замкнутого внутреннего контура оказывается устойчивой. Запас устойчивости по фазе составляет около 45° .

Пример 3-7. Проверить систему автоматического регулирования на устойчивость с параметрами примера 3-1, если гибкой емкостной обратной связью охвачены ЭМУ и электронный усилитель по схеме рис. 3-1.

Параметры цепи гибкой обратной связи и электронного усилителя:

$$\alpha_{\text{ос}} = 0,563; T_{\text{ос}} = 0,0974 \text{ сек}; \omega_{\text{ос}} = 10,26 \text{ сек}^{-1}; k_{\text{эу}} = 28,4.$$

Проверку устойчивости произвести методом логарифмических характеристик.

Решение.

Проверка системы на устойчивость проводится в последовательности, аналогичной принятой в примере 3-6.

Строятся логарифмические характеристики:

$$L'_{\text{ст}}(\omega) = L_{\text{но}}(\omega) - L_{\text{ос}}(\omega),$$

$$\varphi'_{\text{ст}}(\omega) = \varphi_{\text{но}}(\omega) - \varphi_{\text{ос}}(\omega).$$

по передаточным функциям

$$W_{\text{но}}(s) = \frac{k_{\text{но}}}{T_{\text{яц}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1},$$

где

$$k_{\text{но}} = k_{\text{д}} k_{\text{тр}} k_{\text{п}} = 4,84 \cdot 0,2 \cdot 0,9 = 0,88;$$

$$W_{\text{ос}}(s) = \frac{\alpha_{\text{ос}} T_{\text{ос}} s}{T_{\text{ос}} s + 1}.$$

Как видно из рис. 3-7, система в первом приближении, без учета внутреннего замкнутого контура, устойчива. Запас устойчивости по фазе составляет 59° .

Внутренний контур также устойчив, так как из логарифмических характеристик

$$L_{\text{вк}}(\omega) = L_{\text{охв}}(\omega) + L_{\text{ос}}(\omega),$$

$$\varphi_{\text{вк}}(\omega) = \varphi_{\text{охв}}(\omega) + \varphi_{\text{ос}}(\omega)$$

следует, что запас устойчивости внутреннего контура по фазе составляет 11° .

Как видно из логарифмических характеристик внутреннего контура, в диапазоне частот от 0,1 до 100 значение амплитуды $L_{\text{вк}}(\omega) > 11 \text{ дБ}$; следовательно, поправочная кривая $\Delta L(\omega)$ не превышает $\pm 3 \text{ дБ}$, и ее можно не учитывать.

Пример 3-8. Проверить на устойчивость систему автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока бумагоделательной машины методом логарифмических частотных характеристик, схема которой приведена на рис. 1-36.

Основные данные электродвигателя приведены в примере 1-22. Числовые значения параметров принять следующие:

$$k_{\Sigma} = 7,74; k_{\text{п}2} = 0,755; \Phi_{\text{д}} = 3,9 \cdot 10^{-2} \text{ вб};$$

$$k_{\text{д}} = 1,38 \text{ об/мин} \cdot \text{в}; k_{\text{эму1}} = 67;$$

$$k_{\text{тр}} = 0,165 \text{ в} \cdot \text{мин/об}; k_{\text{эму2}} = 45;$$

$$k_{\text{п1}} = 0,019; GD_{\Sigma}^2 = 540 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

скорость вращения секционный электродвигателя на нижнем пределе $n_{\text{д}} = 360 \text{ об/мин}$, отклонение скорости вращения электродвигателя при 30%-ном изменении статического момента в разомкнутой системе управления $\Delta n_{\text{д}} = 20 \text{ об/мин}$.

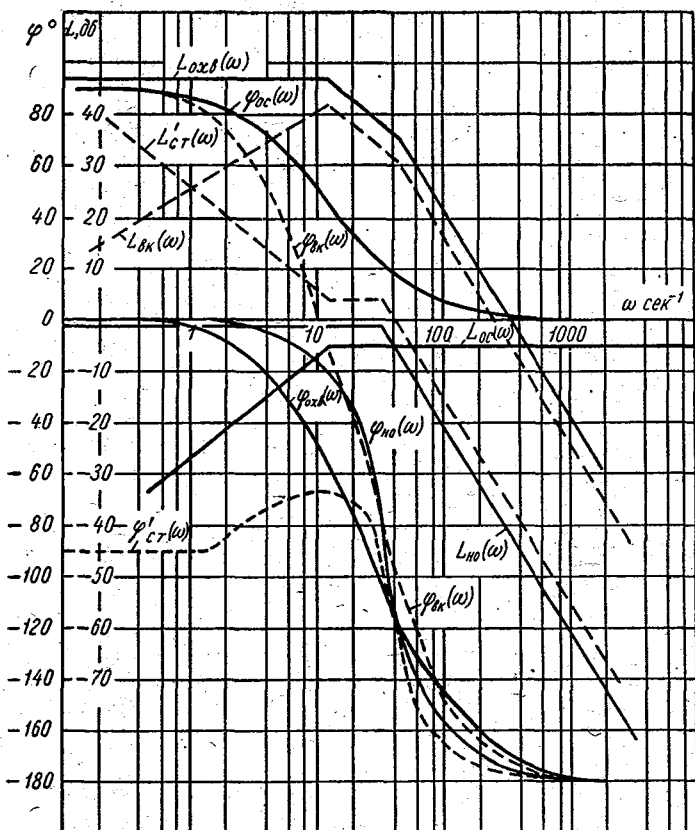


Рис. 3-7:

Решение.

Передаточная функция системы регулирования, выраженная через передаточные функции отдельных звеньев, будет:

$$W(s) = W_d(s) W_{\text{ЭМУ}}(s) W_{\text{ТГ}}(s) W_{\text{П}}(s),$$

где

$$W_d(s) = \frac{\Delta n_d(s)}{\Delta u_B(s)} = \frac{k_d (T'_y s - 1) [-1]}{(T_{\text{ЭМ}} T_y s^2 + T_{\text{ЭМ}} s + 1) (T_B s + 1)}$$

(см. пример 2-13);

$$W_{\text{ЭМУ}}(s) = \frac{k_{\text{ЭМУ2}}}{(T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{КЗ}} s + 1) + k_{\text{П1}} k_{\text{ЭМУ1}}}$$

(см. пример 2-4);

$$W_{\text{ТГ}}(s) W_{\text{П}}(s) = k_{\text{ТГ}} k_{\text{П2}}.$$

Передаточная функция всей системы

$$W(s) = \frac{k_d k_{\text{ЭМУ2}} k_{\text{ТГ}} k_{\text{П2}} (T'_y s - 1) [-1]}{(T_B s + 1) (T_y T_{\text{ЭМ}} s^2 + T_{\text{ЭМ}} s + 1) (T_{\Sigma} T_{\text{КЗ}} s^2 + T_{\text{П1}} s + 1)},$$

где

$$T_{\text{ЭМ}} = \frac{GD_{\Sigma}^2}{375} \cdot \frac{r_{\text{яц}}}{c_e c_M \Phi_d^2} = \frac{540}{372} \cdot \frac{0,0206 \cdot 1,2}{7,72 \cdot 7,5 \cdot 3,9^2 \cdot 10^{-4}} = 0,4 \text{ сек} -$$

электромеханическая постоянная времени привода;

$$T_y = \frac{k U_H}{2 p n_H J_H r_{\text{яц}}} = \frac{10 \cdot 440}{4 \cdot 1350 \cdot 372 \cdot 0,0206 \cdot 1,2} = 0,087 \text{ сек} -$$

постоянная времени якорной цепи электродвигателя;

$$T'_y = \frac{\Delta n_d}{n_d - \Delta n_d} T_y = \frac{20}{360 - 20} \cdot 0,087 = 0,0051 \text{ сек} -$$

фиктивная постоянная времени якорной цепи электродвигателя;

$$T_B = \frac{2 p \omega_B^2}{r_B} \cdot \frac{\Delta \Phi_d}{\Delta I \omega_B} = \frac{4 \cdot 900^2}{27,8 \cdot 1,2} \cdot \frac{10^{-2}}{1750} = 0,556 \text{ сек} -$$

постоянная времени обмотки возбуждения электродвигателя;

$T_{\text{КЗ}} = 0,115 \text{ сек}$ — постоянная времени короткозамкнутой цепи ЭМУ;

$T_{\Sigma} = T_{y1} + T_{y2} + T_{y3} = 0,019 \text{ сек}$ — суммарная постоянная времени обмоток управления ЭМУ с учетом всех сопротивлений, установленных в этих цепях;

$$T'_{\Sigma} = \frac{T_{\Sigma}}{1 + k_{\text{П1}} k_{\text{ЭМУ1}}} = \frac{0,019}{1 + 1,27} = 0,0084 \text{ сек} -$$

фиктивная суммарная постоянная времени цепей обмоток управления;

$$T' = \frac{T_{\Sigma} + T_{кз}}{1 + k_{\Pi} k_{\Sigma y1}} = \frac{0,019 + 0,115}{1 + 1,27} = 0,059 \text{ сек} —$$

фиктивная постоянная времени ЭМУ.

Звенья второго порядка в передаточной функции системы, характеристические уравнения которых:

$$T_{я} T_{\Sigma} s^2 T_{\Sigma} s + 1 = 0; \quad 0,0348 s^2 + 0,4 s + 1 = 0;$$

$$T_{\Sigma} T_{кз} s^2 + T' s + 1 = 0; \quad 0,966 \cdot 10^{-3} s^2 + 0,059 s + 1 = 0,$$

соответственно имеют корни вещественные и комплексные. Поэтому первое звено второго порядка будет иметь фиктивные постоянные времени:

$$T_{1\phi} = 0,27 \text{ сек}; \quad T_{2\phi} = 0,13 \text{ сек}.$$

Второе звено приводится к виду

$$T_1^2 s^2 + 2\varepsilon T_1 s + 1 = 0,$$

где

$$T_1 = \sqrt{T_{\Sigma} T_{кз}} = 3,1 \cdot 10^{-2} \text{ сек}; \quad \varepsilon = \frac{T'}{2 \sqrt{T_{\Sigma} T_{кз}}} = 0,95.$$

Преобразованная передаточная функция примет вид

$$W(s) = \frac{k_{\Sigma} (T' s - 1) [-1]}{(T_{в} s + 1) (T_{1\phi} s + 1) (T_{2\phi} s + 1) (T_1^2 s^2 + 2\varepsilon T_1 s + 1)},$$

где

$$k_{\Sigma} = k_{д} k_{\Sigma y2} k_{тг} k_{п2} = 7,74.$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика системы $L(\omega)$ представляет алгебраическую сумму логарифмических характеристик отдельных звеньев, которые выражаются следующим образом:

$$L_1(\omega) = 20 \lg k_{\Sigma};$$

$$L_2(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{в} \omega)^2 + 1};$$

$$L_3(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{1\phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_4(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{2\phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_5(\omega) = -20 \lg \sqrt{(1 - T_1^2 \omega^2)^2 + 4\varepsilon^2 T_1^2 \omega^2};$$

$$L_6(\omega) = 20 \lg \sqrt{(T' \omega)^2 + 1}.$$

Сопрягающие частоты:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{0,556} = 1,8 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_{1\phi}} = \frac{1}{0,27} = 3,7 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{2\phi}} = \frac{1}{0,13} = 7,7 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_4 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{0,031} = 32,3 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_5 = \frac{1}{T'_я} = \frac{1}{0,0051} = 196 \text{ сек}^{-1}.$$

Фазовая характеристика $\varphi(\omega)$ является алгебраической суммой фазовых характеристик отдельных звеньев, выражения которых имеют вид

$$\varphi_1(\omega) = -180^\circ = \text{const от множителя } [-1];$$

$$\varphi_2(\omega) = -\text{arc tg } T_b \omega;$$

$$\varphi_3(\omega) = -\text{arc tg } T_{1\phi} \omega;$$

$$\varphi_4(\omega) = -\text{arc tg } T_{2\phi} \omega;$$

$$\varphi_5(\omega) = -\text{arc tg } \frac{2\varepsilon T_1 \omega}{1 - T_1^2 \omega^2};$$

$$\varphi_6(\omega) = \text{arc tg } T'_я \omega.$$

Характеристики $L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ построены на рис. 3-8. Из расположения характеристик следует, что система неустойчива. При частоте среза $\omega_c = 7 \text{ сек}^{-1}$ значение фазы $\varphi(\omega)$ составляет 210° .

Пример 3-9. Проверить устойчивость системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока с динамической нагрузкой, осуществленной по схеме рис. 2-9 методом логарифмических характеристик при следующих параметрах системы:

$$\begin{array}{ll} k_r = 1,85; & T_{эм} = 0,3 \text{ сек}; \\ k_{вм} = 0,7; & T_{яц} = 0,04 \text{ »} \\ k_{эму} = 13; & T_{яг} = 0,02 \text{ »} \\ r_{яд} = 0,15 \text{ ом}; & T_{кз} = 0,048 \text{ »} \\ r_{яг} = 0,15 \text{ ом}; & T_{вг} = 0,218 \text{ »} \\ r_{яц} = 0,3 \text{ ом}; & T_{\Sigma} = 0,128 \text{ »}. \end{array}$$

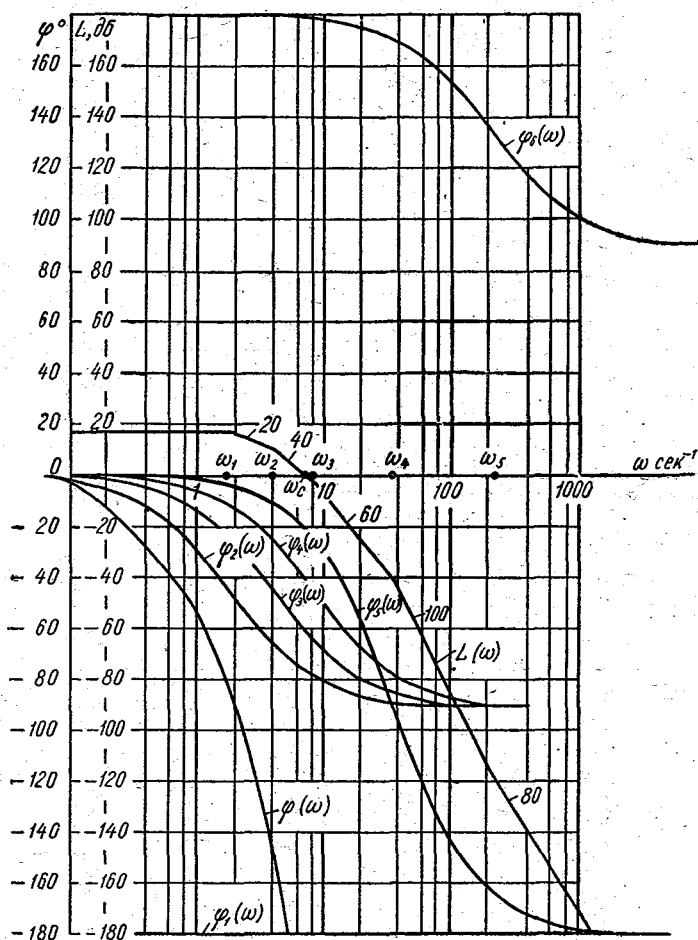


Рис. 3-8.

Решение.

В примере 2-7 для рассматриваемой системы была получена передаточная функция вида

$$W(s) = \frac{k_r k_{\text{эму}} k_{\text{нм}} (T_1^2 s^2 + T_2 s + 1)}{(T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кз}} s + 1) (T_{\text{вг}} s + 1) (T_{\text{яцэм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1)},$$

где

$$T_1^2 = T_{\text{эм}} \left(T_{\text{яц}} - T_{\text{яг}} \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{яц}}} \right) = 0,3 \cdot \left(0,04 - 0,02 \cdot \frac{0,15}{0,3} \right) = 0,009 \text{ сек}^2;$$

$$T_2 = T_{\text{эм}} \left(1 - \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{яц}}} \right) = 0,3 \cdot (1 - 0,5) = 0,15 \text{ сек.}$$

Определим вид звена операторного множителя в числителе $W(s)$:

$$T_1^2 s^2 + T_2 s + 1 = 0,009 s^2 + 0,15 s + 1 = 0;$$

$$s_{1,2} = \frac{-0,15 \pm \sqrt{0,15^2 - 4 \cdot 0,009}}{2 \cdot 0,009}.$$

Корни уравнения комплексные; следовательно, рассматриваемое звено может быть представлено колебательным звеном вида

$$T^2 s^2 + 2\epsilon T s + 1$$

с некоторой фиктивной постоянной времени звена T , равной

$$T = \sqrt{T_{\text{эм}} \left(T_{\text{яц}} - T_{\text{яг}} \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{яц}}} \right)} = \sqrt{0,009} = 0,095 \text{ сек},$$

и относительным коэффициентом демпфирования ϵ , равным

$$\epsilon = \frac{T_{\text{эм}} \left(1 - \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{яц}}} \right)}{2 \sqrt{T_{\text{эм}} \left(T_{\text{яц}} - T_{\text{яг}} \frac{r_{\text{яг}}}{r_{\text{яц}}} \right)}} = \frac{0,15}{2 \cdot 0,095} = 0,78.$$

Определим вид звена второго порядка в знаменателе передаточной функции:

$$T_{\text{яц}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1 = 0;$$

$$0,012 s^2 + 0,3 s + 1 = 0;$$

$$s_{1,2} = \frac{-0,3 \pm \sqrt{0,09 - 4 \cdot 0,012}}{2 \cdot 0,012};$$

$$s_1 = -21,06; \quad s_2 = -3,94.$$

Вещественность корней уравнения позволяет рассматриваемое звено представить в виде двух последовательно соединенных апе-

риодических звеньев с фиктивными постоянными времени $T_{1\phi}$ и $T_{2\phi}$, численно равными:

$$T_{1\phi} = \frac{1}{21,06} = 0,0474 \text{ сек};$$

$$T_{2\phi} = \frac{1}{3,94} = 0,254 \text{ сек}.$$

Преобразованная передаточная функция будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k_{\text{нм}} k_{\text{г}} k_{\text{эму}} (T^2 s^2 + 2\epsilon T s + 1)}{(T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кз}} + 1) (T_{\text{вг}} s + 1) (T_{1\phi} s + 1) (T_{2\phi} s + 1)}.$$

По преобразованной передаточной функции на рис. 3-9 построены логарифмические амплитудная $L(\omega)$ и фазовая $\varphi(\omega)$ характеристики.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика представляет алгебраическую сумму асимптотических характеристик отдельных звеньев системы, вычисленных по выражениям:

$$L_1(\omega) = 20 \lg k_{\text{г}} k_{\text{эму}} k_{\text{нм}} = 20 \lg 16,8 = 24,5 \text{ дБ};$$

$$L_2(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{2\phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_3(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\text{вг}} \omega)^2 + 1};$$

$$L_4(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\Sigma} \omega)^2 + 1};$$

$$L_5(\omega) = 20 \lg \sqrt{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\epsilon^2 T^2 \omega^2};$$

$$L_6(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{1\phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_7(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\text{кз}} \omega)^2 + 1}.$$

Сопрягающие частоты:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{2\phi}} = 3,94 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_{\text{вг}}} = 4,6 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{\Sigma}} = 7,8 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_4 = \frac{1}{T} = 10,5 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_5 = \frac{1}{T_{1\phi}} = 21,06 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_6 = \frac{1}{T_{\text{кз}}} = 28 \text{ сек}^{-1};$$

Фазовая характеристика $\varphi(\omega)$ представляет алгебраическую сумму фазовых характеристик отдельных звеньев, вычисленных по выражениям:

$$\varphi_1(\omega) = -\arctg T_{2\Phi}\omega; \quad \varphi_2(\omega) = -\arctg T_{вг}(\omega);$$

$$\varphi_3(\omega) = -\arctg T_{\Sigma}\omega; \quad \varphi_4(\omega) = \arctg \frac{2\varepsilon T\omega}{1 - T^2\omega^2};$$

$$\varphi_5(\omega) = -\arctg T_{1\Phi}\omega;$$

$$\varphi_6(\omega) = -\arctg T_{кз}\omega.$$

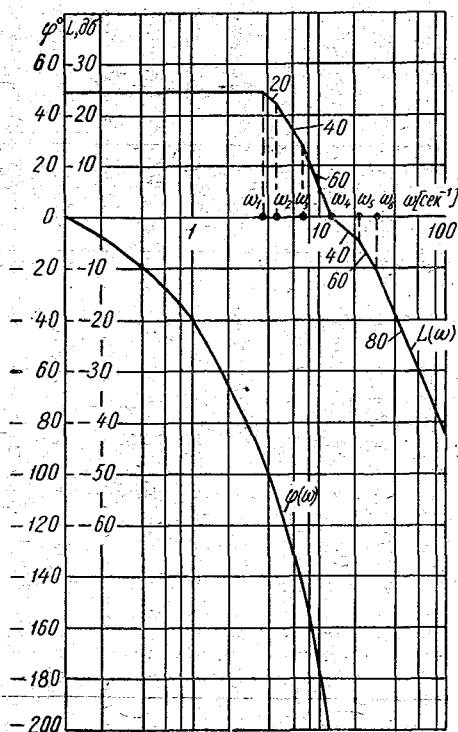


Рис. 3-9.

При частоте среза амплитудной характеристики $L(\omega)$ фаза составляет 194° ; следовательно, система неустойчива.

Пример 3-10. Проверить устойчивость системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока с активной нагрузкой, осуществляемое по схеме рис. 2-11, методом логарифмических характеристик и определить критический коэффициент усиления при следующих параметрах.

$$k_r = 1,2; \quad T_{вг} = 1,78 \text{ сек};$$

$$k_{нм} = 0,8; \quad T_{кз} = 0,15 \text{ сек};$$

$$k_{эу} = 60; \quad T_{\Sigma} = 0,008 \text{ сек}.$$

$$k_{эму} = 10;$$

$$r_n = 0,5 \text{ ом};$$

$$r_{яг} = 0,015 \text{ ом}.$$

Решение.

Передаточная функция системы по (2-44) примера 2-8 с учетом электронного усилителя имеет вид

$$W(s) = \frac{k_r k_{нм} k_{эму} k_{эу} k_1}{(T's + 1)(T_{\Sigma}s + 1)(T_{кз}s + 1)},$$

где

$$k_1 = \frac{r_n}{r_n + r_{яг} + k_r r_n} = \frac{0,5}{0,5 + 0,015 + 1,2 \cdot 0,5} = 0,448;$$

$$T' = \frac{(r_n + r_{яг}) T_{вг}}{r_n + r_{яг} + k_r r_n} = \frac{(0,5 + 0,015) \cdot 1,78}{0,5 + 0,015 + 1,2 \cdot 0,5} = 0,8 \text{ сек}.$$

Выражения амплитудных характеристик отдельных звеньев системы имеют вид

$$L_1(\omega) = 20 \lg k_r k_{\text{нм}} k_{\text{эму}} k_1 = 20 \lg 575;$$

$$L_2(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T' \omega)^2 + 1};$$

$$L_3(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\text{кз}} \omega)^2 + 1};$$

$$L_4(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\Sigma} \omega)^2 + 1}.$$

Значения сопрягающих частот:

$$\omega_1 = \frac{1}{0,8} = 1,25 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{0,15} = 6,68 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{0,008} = 125 \text{ сек}^{-1}.$$

Фазовые характеристики отдельных звеньев системы определяются выражениями:

$$\varphi_1(\omega) = -\arctg T' \omega;$$

$$\varphi_2(\omega) = -\arctg T_{\text{кз}} \omega;$$

$$\varphi_3(\omega) = -\arctg T_{\Sigma} \omega.$$

Из результирующих логарифмических характеристик $L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$, построенных на рис. 3-10, следует, что система неустойчива.

Критический коэффициент усиления системы составляет 44 дб.

Пример 3-11. Будет ли устойчива система автоматического регулирования напряжения синхронного генератора при работе в режиме холостого хода по схеме рис. 2-18 при следующих параметрах:

$$k_r = 3,5;$$

$$T_{\Sigma} = T_{y1} + T_{y2} = 0,035 \text{ сек};$$

$$k_b = 1,0;$$

$$T_{\text{кз}} = 0,064 \text{ сек};$$

$$k_{\text{эму1}} = k_{\text{эму2}} = k_{\text{эму3}} = 9,7; \quad T_b = 0,25 \text{ сек};$$

$$k_{\text{лэ}} = 0,135$$

$$T_{d0} = 1,38 \text{ сек};$$

$$k_{\text{нэ}} = 0,607;$$

$$T_{y3} = 0,035 \text{ сек}.$$

Проверку на устойчивость выполнить методом логарифмических частотных характеристик.

Решение.

Передаточная функция системы (см. пример 2-14) имеет вид

$$W(s) = \frac{(k_{\text{нэ}} - k_{\text{лэ}}) k_{\text{эму}} k_b k_r}{(T_{\Sigma} s + 1)(T_{\text{кз}} s + 1)(T_b s + 1)(T_{d0} s + 1)}.$$

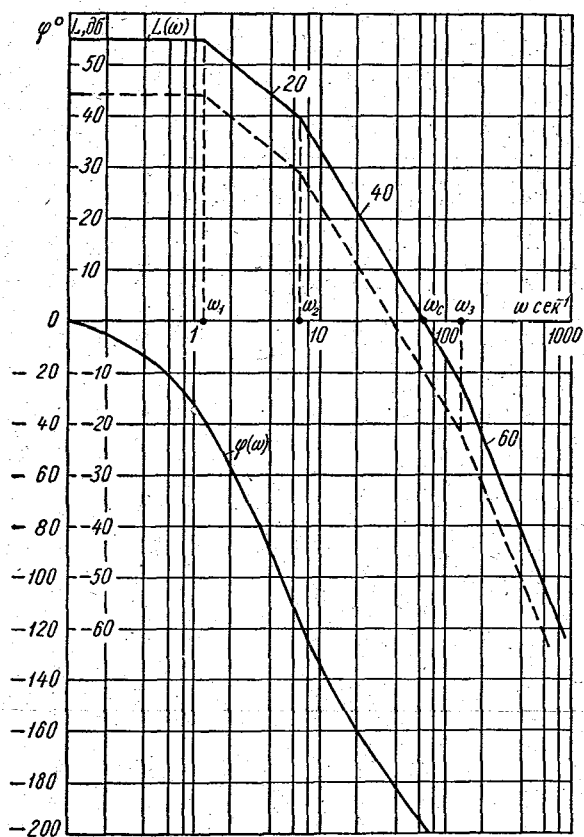


Рис. 3-10.

Коэффициент усиления системы, выраженный в децибелах:

$$L_1(\omega) = 20 \lg(k_{нз} - k_{лз}) k_{эму} k_b k_r = 20 \lg 13,6.$$

Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики отдельных звеньев будут:

$$L_2(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{d0}\omega)^2 + 1};$$

$$L_3(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_b\omega)^2 + 1};$$

$$L_4(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{кз}\omega)^2 + 1};$$

$$L_5(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\Sigma}\omega)^2 + 1};$$

$$\varphi_1(\omega) = -\arctg T_{d0} \omega;$$

$$\varphi_2(\omega) = -\arctg T_b \omega;$$

$$\varphi_3(\omega) = -\arctg T_{кз} \omega;$$

$$\varphi_4(\omega) = -\arctg T_{\Sigma} \omega.$$

Сопрягающие частоты соответственно равны:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{d0}} = 0,724 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_b} = 4 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{кз}} = 15,6 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_4 = \frac{1}{T_{\Sigma}} = 28,6 \text{ сек}^{-1}.$$

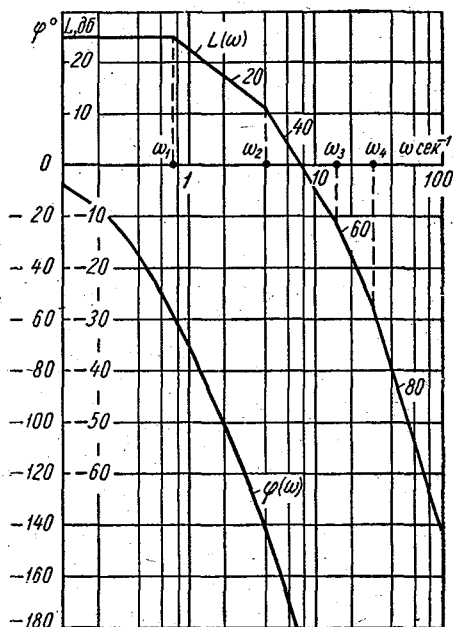


Рис. 3-11.

Характеристики $L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ построены на рис. 3-11. Система неустойчива.

Пример 3-12. Определить, будет ли устойчива система автоматического поддержания постоянства напряжения синхронного генератора по схеме рис. 2-22 с параметрами, приведенными в примере 3-11, если в ней охватить ЭМУ гибкой стабилизирующей обратной связью при $\alpha = 1$ и $T_c = 0,1 \text{ сек}$.

Решение.

Передаточная функция системы на основании примера 2-17 имеет вид

$$W(s) = \frac{k_r k_b (k_{эму2} k_{нз} - k_{лз} k_{эму1})}{[(T_{cs} + 1)(T_{кз}s + 1)(T_{\Sigma}s + 1) + T_{y3} T_{cs}^2 (T_{кз}s + 1) + k_{эму} \alpha T_{cs}] \times \frac{T_{cs} + 1}{(T_b s + 1)(T_{d0}s + 1)}} \times$$

Это выражение неудобно для логарифмирования, поэтому применение метода логарифмических частотных характеристик для исследования устойчивости системы вызывает известные затруднения.

Определение устойчивости системы в этом случае целесообразно провести критерием Михайлова по перемежаемости корней уравнений мнимой и вещественной частей характеристического уравнения замкнутой системы регулирования.

Характеристическое уравнение замкнутой системы:

$$[(T_c s + 1)(T_{кз} s + 1)(T_{\Sigma} s + 1) + T_{y3} T_c s^2 (T_{кз} s + 1) + k_{\text{эму}3} \alpha T_c s] \times \\ \times (T_B s + 1)(T_{d0} s + 1) + k_{\Gamma} k_B (k_{\text{эму}2} k_{нэ} - k_{лэ} k_{\text{эму}1}) (T_c s + 1) = 0.$$

После раскрытия скобок получим следующее уравнение:

$$a_0 s^5 + a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5 = 0, \quad (3-8)$$

где

$$\begin{aligned} a_0 &= T_c T_{кз} T_B T_{d0} (T_{\Sigma} + T_{y3}); \\ a_1 &= T_c T_B T_{d0} (T_{\Sigma} + T_{кз}) + T_c T_{кз} T_{d0} (T_{\Sigma} + T_{y3}) + \\ &\quad + T_{кз} T_{\Sigma} T_B (T_c + T_{d0}) + T_{y3} T_c T_B (T_{кз} + T_{d0}); \\ a_2 &= T_B T_{d0} (T_{\Sigma} + T_c + T_{кз}) + T_{\Sigma} T_B (T_{кз} + T_c) + T_c T_B (T_{кз} + T_{y3}) + \\ &\quad + T_{d0} T_{\Sigma} (T_c + T_{кз}) + k_{\text{эму}3} \alpha T_c T_B T_{d0} + T_{d0} T_c (T_{кз} + T_{y3}) + \\ &\quad + T_c T_{кз} (T_{\Sigma} + T_{y3}); \\ a_3 &= T_B T_{d0} + T_{\Sigma} T_B + T_c T_B + T_{кз} T_B + T_c T_B \alpha k_{\text{эму}3} + T_{\Sigma} T_{d0} + \\ &\quad + T_c T_{d0} + T_{кз} T_{d0} + k_{\text{эму}3} \alpha T_c T_{d0} + T_c T_{\Sigma} + T_{кз} T_{\Sigma} + T_c T_{кз} + T_{y3} T_c; \\ a_4 &= T_B + T_{d0} + T_{\Sigma} + T_c + T_{кз} + k_{\text{эму}3} \alpha T_c + \\ &\quad + k_{\Gamma} k_B (k_{\text{эму}2} k_{нэ} - k_{лэ} k_{\text{эму}1}) T_c; \\ a_5 &= k_{\Gamma} k_B (k_{\text{эму}2} k_{нэ} - k_{лэ} k_{\text{эму}1}) + 1. \end{aligned}$$

После подстановки численных значений коэффициентов получим:

$$1,54 \cdot 10^{-4} s^5 + 6,1 \cdot 10^{-3} s^4 + 0,42 s^3 + 2,26 s^2 + 4,4 s + 17 = 0.$$

Для определения устойчивости системы критерием Михайлова заменим в уравнении оператор s на $j\omega$ и выделим вещественную и мнимую части, т. е. уравнение (3-8) приведем к виду

$$F(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega) = 0,$$

где

$$\begin{aligned} U(\omega) &= 6,1 \cdot 10^{-3} \omega^4 - 2,26 \omega^2 + 17; \\ V(\omega) &= 1,54 \cdot 10^{-4} \omega^5 - 0,42 \omega^3 + 4,4 \omega. \end{aligned}$$

Для определения перемежаемости и вещественности корней уравнений $U(\omega)$ и $V(\omega)$ определим значения корней $V(\omega) = 0$, т. е.

$$\omega(1,54 \cdot 10^{-4} \omega^4 - 0,42 \omega^2 + 4,4) = 0;$$

$$\omega_1 = 0.$$

$$\omega_{3,5}^2 = \frac{0,42 \pm \sqrt{0,42^2 - 4 \cdot 1,54 \cdot 4,4 \cdot 10^{-4}}}{2 \cdot 1,54 \cdot 10^{-4}} = \frac{0,42 + 0,404}{3,08} \cdot 10^4;$$

$$\omega_3^2 = 5,2; \quad \omega_5^2 = 2687.$$

Перемежаемость корней будет обеспечена, если при подстановке корней $\omega_1 = 0$, $\omega_3^2 = 5,2$ и $\omega_5^2 = 2687$ в уравнение $U(\omega) = 0$ знак у этой функции будет чередоваться:

при

$$\omega_1 = 0 \quad U(\omega) > 0$$

при

$$\omega_3^2 = 5,2$$

$$U(\omega) = 6,1 \cdot 10^{-3} \cdot (5,2)^2 - 2,26 \cdot 5,2 + 17 > 0.$$

Знак функции $U(\omega)$ не чередуется, следовательно, система неустойчива.

Пример 3-13. Проверить устойчивость системы автоматического устранения перекосов методом логарифмических характеристик по схеме рис. 2-24 примера 2-19, если числовые значения параметров системы будут:

Добротность системы $D = k_B k_Y k_\Phi k_\theta k_{ЭМУ} \frac{1}{i_c} = 10;$

Постоянная времени обмотки возбуждения вольтодобавочной машины

$$T_B = 0,685 \text{ сек};$$

Постоянная времени цепи обмотки управления ЭМУ

$$T_Y = 0,005 \text{ сек};$$

Постоянная времени короткозамкнутой цепи ЭМУ

$$T_{KЗ} = 0,1 \text{ сек};$$

Коэффициент отрицательной обратной связи ЭМУ по напряжению . . .

$$k_H = 0,25;$$

Эквивалентная постоянная времени фазочувствительного выпрямителя

$$T_\Phi = 0,022 \text{ сек};$$

Постоянная времени цепи якоря . .

$$T_J = 0,055 \text{ сек};$$

Электрохимическая постоянная времени привода

$$T_{ЭМ} = 0,74 \text{ сек}.$$

Решение.

Передаточная функция разомкнутой системы, полученная в примере 2-19, определялась выражением:

$$W(s) = \frac{\Delta \theta(s)}{\Delta \Phi(s)} =$$

$$= \frac{D}{(T_B s + 1) [(T_Y s + 1) (T_{KЗ} s + 1) + k_H] (T_\Phi s + 1) (T_J T_{ЭМ} s^2 + T_{ЭМ} s + 1) s}.$$

Если передаточную функцию электромашиного усилителя, охваченного жесткой обратной связью, преобразовать к виду, удобному для логарифмирования, то получим:

$$W(s) = \frac{k_B k_y k_\phi k_0 \frac{1}{t_c} \cdot k'_{\text{эму}}}{(T_B s + 1) [T_{1\phi}^2 s^2 + T_{2\phi} s + 1] (T_\phi s + 1) (T_\pi T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1) s}, \quad (3-9)$$

где

$$k'_{\text{эму}} = \frac{k_{\text{эму}}}{1 + k_H};$$

$$T_{1\phi}^2 = \frac{T_y \cdot T_{\text{кз}}}{1 + k_H};$$

$$T_{2\phi} = \frac{T_{\text{кз}} + T_y}{1 + k_H}.$$

Определяем вид звеньев в знаменателе выражения (3-9) по корням характеристических уравнений:

$$T_{1\phi}^2 s^2 + T_{2\phi} s + 1 = 0; \quad 0,0004s^2 + 0,084s + 1 = 0.$$

Корни уравнения — вещественные:

$$s_1 = -197; \quad s_2 = -13.$$

$$T_\pi T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1 = 0; \quad 0,041s^2 + 0,74s + 1 = 0.$$

Корни вещественные:

$$s_1 = 16,58; \quad s_2 = -1,46; \quad T_{3\phi} = 0,077 \text{ сек}; \quad T_{4\phi} = 0,685 \text{ сек}.$$

Выражения для построения логарифмической частотной характеристики будут:

$$L_1(\omega) = 20 \lg D;$$

$$L_2(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_B \omega)^2 + 1};$$

$$L_3(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{1\phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_4(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{2\phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_5(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_\phi \omega)^2 + 1};$$

$$L_6(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{3\phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_7(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{4\phi} \omega)^2 + 1}.$$

Сопрягающие частоты и выражения фазовых характеристик для отдельных звеньев соответственно определяются:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{4\phi}} = 1,46 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_B} = 1,46 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{\phi}} = 4,55 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_4 = \frac{1}{T_{2\phi}} = 13 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_5 = \frac{1}{T_{3\phi}} = 16,56 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_6 = \frac{1}{T_{1\phi}} = 197 \text{ сек}^{-1};$$

$$\varphi_1(\omega) = -\arctg T_{4\phi}\omega;$$

$$\varphi_2(\omega) = -\arctg T_B\omega;$$

$$\varphi_3(\omega) = -\arctg T_{\phi}\omega;$$

$$\varphi_4(\omega) = -\arctg T_{2\phi}\omega;$$

$$\varphi_5(\omega) = -\arctg T_{3\phi}\omega;$$

$$\varphi_6(\omega) = -\arctg T_{1\phi}\omega;$$

$$\varphi_7(\omega) = -\frac{\pi}{2}.$$

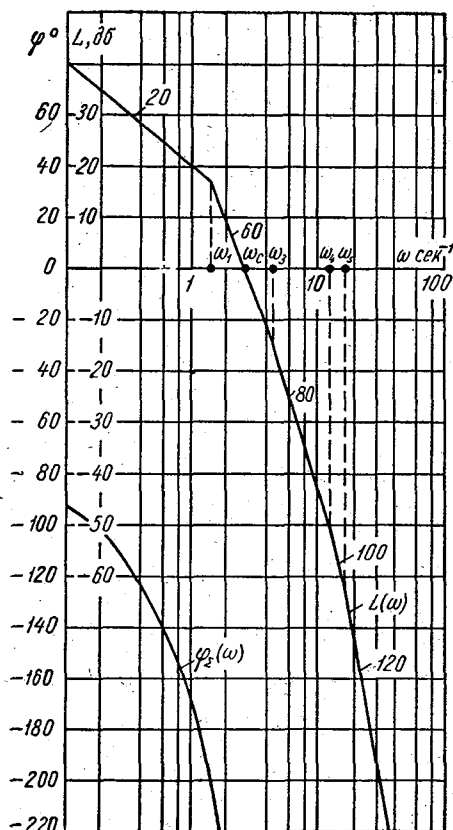


Рис. 3-12.

Логарифмические характеристики $L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ построены на рис. 3-12.

При частоте среза ω_c значение фазы будет равно 260° . Система неустойчива.

3-3. Стабилизация неустойчивых систем автоматического регулирования

Пример 3-14. Привести в устойчивое состояние систему автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока (с параметрами примера 3-10 и принципиальной схемой

рис. 2-11) введением в систему последовательного дифференцирующего контура, передаточная функция которого

$$|W(s)| = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{1 + T_1 s}{1 + \frac{T_1}{\alpha} s},$$

где

$$\alpha = \frac{r_2 + r_1}{r_2}; \quad T_1 = r_1 C.$$

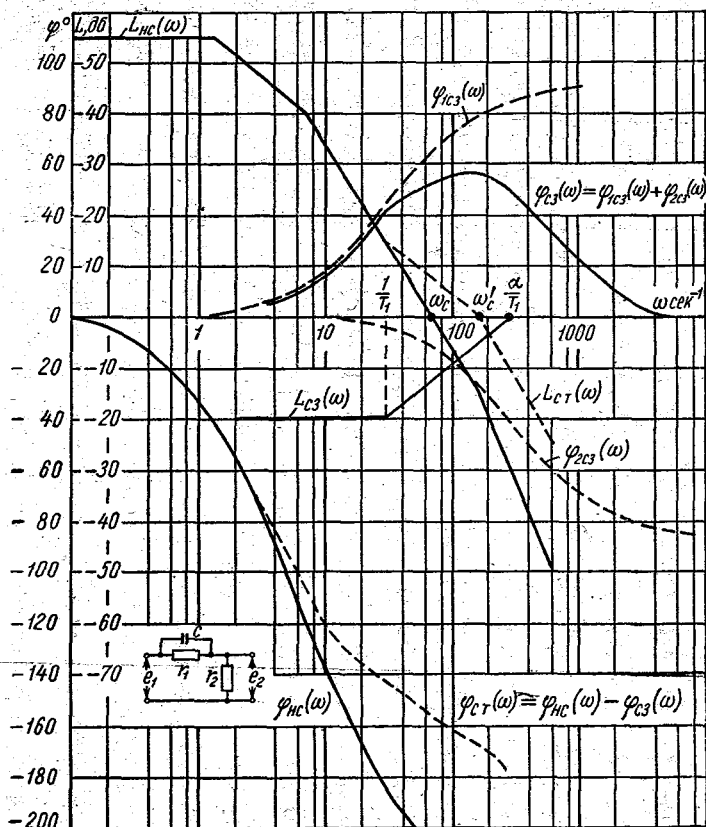


Рис. 3-13.

Решение.

На рис. 3-13, по данным примера 3-10, построены логарифмические характеристики $L_{\text{нс}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{нс}}(\omega)$ без стабилизирующих устройств. Значение фазы нестабилизированной системы при частоте среза ω_c составляет 205° .

Дифференцирующий контур обладает свойством в определенной полосе частот обеспечивать на выходе опережающий по фазе

Входной сигнал с фиксированным максимумом фазы $\varphi_{\text{макс}}(\omega) = \arcsin \frac{\alpha-1}{\alpha+1}$, как показано на рис. 3-14.

Для приведения системы в устойчивое состояние необходимо фазовую характеристику неустойчивой системы $\varphi_{\text{нс}}(\omega)$ в окрестности частоты среза ω_c несколько «приподнять».

Одним из способов выполнения этого условия является выбор частоты среза стабилизированной системы ω'_c правее частоты среза ω_c . Такой выбор обеспечивает «поднятие» характеристики $\varphi(\omega)$ на величину, при которой общее значение фазы при $\omega = \omega_c$

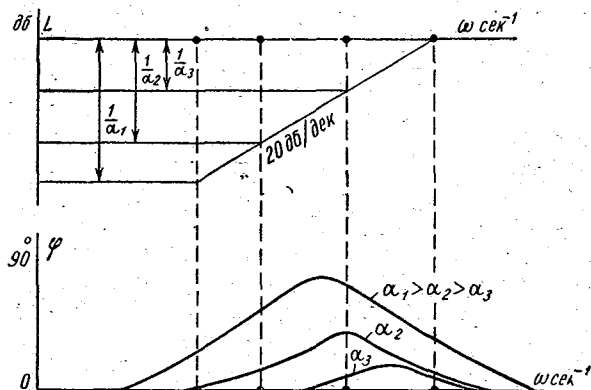


Рис. 3-14. Логарифмические характеристики дифференцирующего звена.

по абсолютному значению будет меньше 180° . Поэтому выбираем параметры дифференцирующего контура так, чтобы частота среза нестабилизированной системы располагалась между сопрягающими частотами $\frac{1}{T_1}$ и $\frac{\alpha}{T_1}$ стабилизирующего контура.

Величина α выбирается из условия получения необходимого опережения фазы, обеспечивающей устойчивость системы в целом.

Принимаем: $\omega_1 = 30 \text{ сек}^{-1}$; $\alpha = 10$.

Таким образом, параметры дифференцирующего контура, выбранные из условия устойчивости, будут:

$$T_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{30} = 0,033 \text{ сек};$$

$$\alpha = 10.$$

На рис. 3-13 построены логарифмические амплитудная и фазовая характеристики стабилизированной системы $L_{\text{ст}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{ст}}(\omega)$, из которых видно, что система стала устойчивой, с запасом устойчивости по фазе, равным 12° .

Передаточная функция стабилизированной системы будет:

$$W(s) = \frac{k_T k_{\text{нм}} k_{\text{эму}} k_{\text{эу}} k_1 \frac{1}{\alpha} (T_1 s + 1)}{(T' s + 1) (T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кз}} s + 1) \left(\frac{T}{\alpha} s + 1 \right)}.$$

Из этого следует, что стабилизация системы дифференцирующим контуром приводит к снижению коэффициента усиления системы. Поэтому для поддержания неизменной статической точности необходимо иметь возможность повышать коэффициент усиления электронного усилителя.

Пример 3-15. По условиям примера 3-10 привести систему рис. 2-11 в устойчивое состояние введением в нее последовательного интегрирующего контура, передаточная функция которого

$$W(s) = \frac{\frac{T_1}{\alpha} s + 1}{T_1 s + 1}.$$

Решение.

Интегрирующий контур в отличие от дифференцирующего в определенной полосе частот дает на выходе сигнал, отстающий по фазе от входного. Максимум этого отставания определяется частотой

$$\omega_{\text{макс}} = \frac{\sqrt{\alpha}}{T_1} \text{ и фазой } \varphi_{\text{макс}} = \arcsin \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}.$$

Для стабилизации системы сопрягающие частоты стабилизирующего контура $\frac{1}{T_1}$ и $\frac{\alpha}{T_1}$ выбираются таким образом, чтобы они располагались значительно левее частоты среза ω_c . В этом случае «опускание» фазо-частотной характеристики $\varphi(\omega)$ в диапазоне этих частот не окажет влияния на изменение фазы в окрестности частоты среза ω_c , а частота среза ω_c стабилизированной системы должна переместиться влево.

На рис. 3-15 нанесены логарифмические характеристики $L_{\text{нс}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{нс}}(\omega)$ нестабилизированной системы, построение которых было выполнено на рис. 3-10.

Логарифмические характеристики стабилизирующего контура $L_{\text{сз}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{сз}}(\omega)$ построены при следующих значениях сопрягающих частот:

$$\omega_{1\text{сз}} = \frac{1}{T_1} = 0,04 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_{2\text{сз}} = \frac{\alpha}{T_1} = 0,67 \text{ сек}^{-1} \text{ и } \alpha = 16,75.$$

При частоте среза ω_c запас устойчивости по фазе составляет 27° .

Передаточная функция стабилизированной системы будет:

$$W(s) = \frac{k_{\Gamma} k_{\text{нм}} k_{\text{эму}} k_{\text{эу}} k_1 \left(\frac{T_1}{\alpha} s + 1 \right)}{(T' s + 1) (T_{\Sigma} s + 1) (T_{\text{кз}} s + 1) (T_1 s + 1)},$$

где

$$\alpha = \frac{r_1 + r_2}{r_2}; \quad T_1 = (r_1 + r_2) C.$$

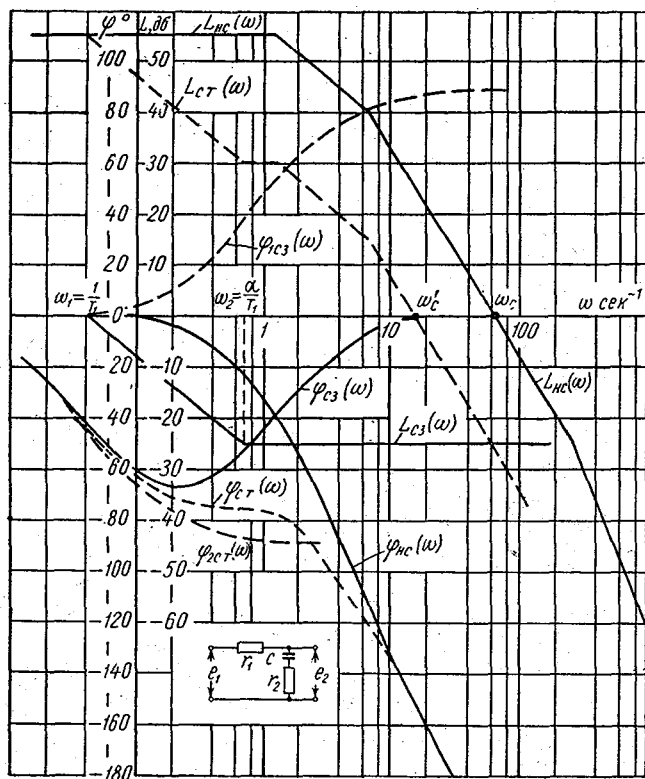


Рис. 3-15.

Пример 3-16. По условиям примера 3-10 привести систему по рис. 2-11 в устойчивое состояние введением последовательного интегро-дифференцирующего контура.

Передаточная функция интегро-дифференцирующего контура имеет вид

$$W(s) = \frac{(T_1 s + 1) (T_2 s + 1)}{T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2 + r_1 C_2) s + 1} = \frac{(T_1 s + 1) (T_2 s + 1)}{(T_1' s + 1) (T_2' s + 1)},$$

где

$$T_1 = r_1 C_1; \quad T_2 = r_2 C_2;$$

$$T'_1 = \frac{2T_1 T_2}{T_1 + T_2 + r_1 C_2 + \sqrt{(T_1 + T_2 + r_2 C_1 - 4T_1 T_2)}};$$

$$T'_2 = \frac{2T_1 T_2}{T_1 + T_2 + r_1 C_2 - \sqrt{(T_1 + T_2 + r_2 C_1 - 4T_1 T_2)}}.$$

Параметры интегро-дифференцирующего контура обычно выбираются такими, при которых обеспечивается неравенство $T_1 \gg T_2$; в этом случае постоянные времени T'_1 и T'_2 с достаточной для практики точностью могут быть выражены формулами:

$$T'_1 = \frac{T_2}{\alpha}; \quad T'_2 = T_2 \alpha,$$

где

$$\alpha = \frac{r_1}{r_1 + r_2}.$$

При этих условиях передаточная функция интегро-дифференцирующего контура примет вид

$$W(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{\left(\frac{T_1}{\alpha} s + 1\right)(T_2 \alpha s + 1)}.$$

Логарифмические характеристики нестабилизированной системы $L_{\text{нс}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{нс}}(\omega)$ и схема интегро-дифференцирующего контура приведены на рис. 3-16.

Для приведения системы в устойчивое состояние сопрягающие частоты логарифмической амплитудно-частотной характеристики стабилизирующего контура $\omega_1 = \frac{\alpha}{T_1}$ и $\omega_2 = \frac{1}{T_1}$ следует отнести влево от частоты среза ω_c нестабилизированной системы так, чтобы фазовая характеристика $\varphi_{\text{сз}}(\omega)$ в окрестности частоты среза ω_c не способствовала нарастанию отставания фазы стабилизированной системы.

Сопрягающие частоты $\omega_3 = \frac{1}{T_2}$ и $\omega_4 = \frac{1}{T_2 \alpha}$ контура рекомендуется выбирать так, чтобы частота среза ω_c нестабилизированной системы примерно находилась посредине этих частот.

Логарифмические характеристики стабилизированной системы $L_{\text{ст}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{ст}}(\omega)$ построены на том же рисунке.

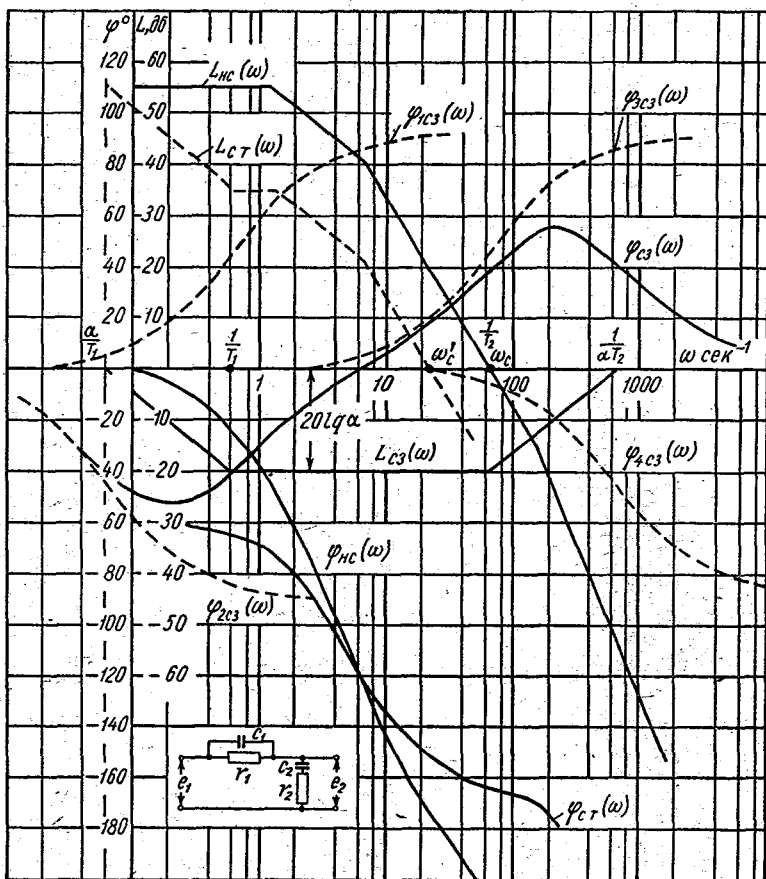


Рис. 3-16.

Параметры интегро-дифференцирующего контура, обеспечивающие устойчивость системы, могут быть определены по сопрягающим частотам и коэффициенту α , численные значения которых находятся из рис. 3-16:

$$\omega_1 = \frac{\alpha}{T_1} = 0,063 \text{ сек}^{-1}; \quad \omega_2 = \frac{1}{T_1} = 0,6 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_2} = 63 \text{ сек}^{-1}; \quad \omega_4 = \frac{1}{T_2 \alpha} = 515 \text{ сек}^{-1};$$

$$20 \lg \alpha = -4 \text{ дб}; \quad \alpha = 0,63.$$

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА И ВЫБОР КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

4-1. Выбор метода расчета

При исследовании линейных автоматизированных систем в переходных режимах могут быть использованы как прямые, так и косвенные методы оценки качества регулирования.

Для приближенного построения переходных процессов в системах широкое применение нашли частотные методы и методы, основанные на приближенном вычислении корней характеристического уравнения.

К косвенным методам, позволяющим производить оценку качества регулирования систем без построения переходных процессов, относятся интегральные оценки переходных процессов, критерии апериодичности, а также некоторые теоретические и эмпирические формулы оценок показателей качества переходного процесса.

В настоящей главе построение переходных процессов в линейных автоматизированных системах и выбор корректирующих устройств выполнен частотными методами. Приближенное построение переходных процессов в системах при управляющем и возмущающем воздействиях произведено по вещественной частотной характеристике замкнутой системы.

4-2. Выбор корректирующих устройств из условий заданных показателей качества

Пример 4-1. Выбрать параметры последовательного корректирующего устройства в системе автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока, осуществляемой по схеме рис. 3-1, с параметрами системы примера 3-1,

при скачкообразном изменении управляющего воздействия; при этом должны быть обеспечены следующие показатели качества:

- а) максимальное перерегулирование $\sigma_{\max} \leq 25\%$;
- б) время затухания переходного процесса $\tau_{\max} \leq 1,5 \text{ сек.}$

Нагрузкой корректирующего устройства считать электронный усилитель с большим входным сопротивлением.

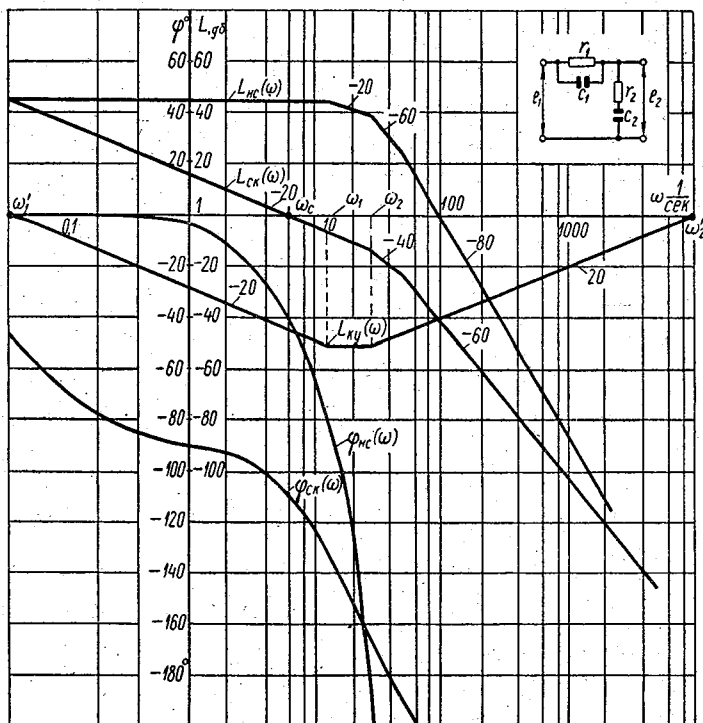


Рис. 4-1.

Решение.

На рис. 4-1 приведены логарифмические амплитудно-частотная $L_{ис}(\omega)$ и фазо-частотная $\varphi_{ис}(\omega)$ характеристики нескорректированной системы, построение которых было выполнено на рис. 3-4. Параметры последовательного корректирующего устройства, обеспечивающие заданные показатели качества, зависят от вида типовой вещественной частотной характеристики $P(\omega)$ или, точнее, от ее параметров (рис. 4-2):

$$\text{основного коэффициента наклона } \kappa = \frac{\omega_d}{\omega_{\Pi}};$$

$$\text{дополнительного коэффициента наклона } \kappa_a = \frac{\omega_a}{\omega_B};$$

коэффициента формы $\lambda = \frac{\omega_{\text{в}}}{\omega_{\text{п}}}$;

максимальной ординаты $P_{\text{макс}}$;

минимальной ординаты $P_{\text{мин}}$.

Так как логарифмические частотные характеристики разомкнутой системы имеют зависимые свойства от вещественно-частотных характеристик замкнутых систем [Л. 15], то построение желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики проводится в следующей последовательности:

1. По заданному значению $\sigma_{\text{макс}} = 25\%$ по кривой $\sigma_{\text{макс}} = f(P_{\text{макс}})$ (см. П-20) находим:

$$P_{\text{макс}} = 1,2.$$

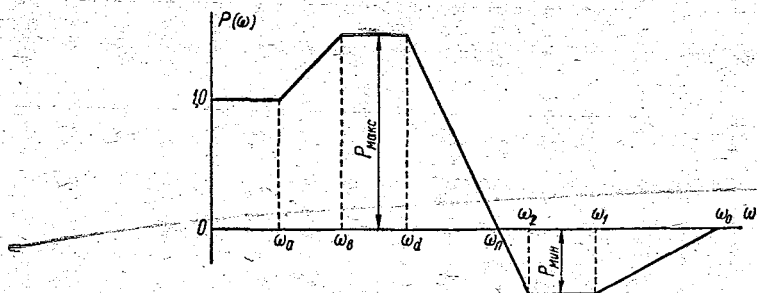


Рис. 4-2. Типовая вещественно-частотная характеристика $P(\omega)$.

2. Для $P_{\text{макс}} = 1,2$, по кривой $\tau_{\text{макс}} = f(P_{\text{макс}})$ получаем:

$$\tau_{\text{макс}} = \frac{3\pi}{\omega_c}.$$

3. Определяем частоту среза:

$$\omega_c = \frac{3\pi}{\tau_{\text{макс}}} = \frac{3\pi}{1,5} = 6,25 \text{ сек}^{-1}.$$

4. Находим $P_{\text{мин}}$ по формуле:

$$|P_{\text{мин}}| = P_{\text{макс}} - 1 = 1,2 - 1 = 0,2.$$

5. На рис. 4-1 через точку ω_c проводим прямую с наклоном -20 дб/сек.

6. По номограмме (см. П-22) определяем для $P_{\text{макс}} = 1,2$ и $P_{\text{мин}} = 0,2$ необходимые запасы устойчивости по фазе γ и амплитуде L_1 , численные значения которых равны:

$$\gamma = 45^\circ; \quad L_1 = \pm 15 \text{ дб.}$$

7. Спрягаем среднечастотную асимптоту желаемой характеристики с низкочастотной и высокочастотной асимптотами нескор-

ректированной логарифмической характеристики системы так, чтобы в этой зоне обеспечивался необходимый запас устойчивости по амплитуде L_1 и фазе γ .

Желаемая логарифмическая характеристика построена на рис. 4-1.

Если обозначить передаточные функции нескорректированной системы через $W_{nc}(s)$, корректирующего устройства через $W_{ку}(s)$, а скорректированной системы через $W_{ск}(s)$, то при последовательном включении корректирующего устройства справедливо следующее выражение:

$$W_{ск}(s) = W_{nc}(s) W_{ку}(s).$$

Переходя к логарифмической амплитудно-частотной характеристике, получим:

$$20 \lg |W_{ск}(j\omega)| = 20 \lg |W_{nc}(j\omega)| + 20 \lg |W_{ку}(j\omega)|$$

или

$$20 \lg |W_{ку}(j\omega)| = 20 \lg |W_{ск}(j\omega)| - 20 \lg |W_{nc}(j\omega)|.$$

Соответственно фазо-частотная характеристика будет:

$$\varphi_{ку}(\omega) = \varphi_{ск}(\omega) - \varphi_{nc}(\omega).$$

Фазо-частотная характеристика $\varphi_{ку}(\omega)$ может быть построена по амплитудно-фазовой характеристике желаемой логарифмической характеристики $L_{ск}(\omega)$, имеющей вид

$$\begin{aligned} W_{ск}(j\omega) &= \frac{k_{\Sigma}}{(T_1 j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1)(T_3 j\omega + 1)} = \\ &= \frac{200}{(28j\omega + 1)(0,0384j\omega + 1)(0,02j\omega + 1)}, \end{aligned} \quad (4-1)$$

где T_1, T_2, T_3 определены для характеристики $L_{ск}(\omega)$ на рис. 4-1.

По выражению (4-1) на рис. 4-1 построена фазо-частотная характеристика желаемой (скорректированной) системы $\varphi_{ск}(\omega)$.

Логарифмическая характеристика корректирующего устройства $L_{ку}(\omega)$, полученная по выражению

$$L_{ку}(\omega) = L_{ск}(\omega) - L_{nc}(\omega),$$

построена на том же рисунке.

По логарифмической характеристике $L_{ку}(\omega)$ выбрана схема корректирующего устройства рис. 4-1, представляющая интегрирующе-дифференцирующее звено, амплитудно-фазовая характеристика которого имеет вид

$$W_{ку}(j\omega) = \frac{(T_1' j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1)}{\left(\frac{T_1'}{a} j\omega + 1\right)(T_2' a j\omega + 1)}.$$

Численные значения параметров корректирующего устройства будут:

$$T'_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{12} = 0,083 \text{ сек};$$

$$T'_2 = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{26} = 0,0385 \text{ сек};$$

$$\frac{T'_1}{\alpha} = \frac{1}{\omega'_1} = \frac{1}{0,035} = 28,6 \text{ сек};$$

$$T'_2 \alpha = \frac{1}{\omega'_2} = \frac{1}{10000} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ сек}.$$

Пример 4-2. Выбрать параметры параллельного корректирующего устройства системы автоматического регулирования скорости электродвигателя по схеме рис. 3-1 и по условиям примеров 3-1 и 4-1. Охваченными обратной связью звеньями считать ЭМУ и электронный усилитель.

Нагрузкой корректирующего устройства является электронный усилитель с большим входным сопротивлением.

Решение.

На рис. 3-4 приведены логарифмические амплитудно-частотная $L_{\text{ис}}(\omega)$ и фазо-частотная $\varphi_{\text{ис}}(\omega)$ характеристики нескорректированной системы. Желаемую логарифмическую амплитудно-частотную характеристику в области средних частот строим в последовательности, изложенной в примере 4-1.

Амплитудно-фазовая характеристика скорректированной системы определяется выражением:

$$W_{\text{ск}}(j\omega) = \frac{W_{\text{но}}(j\omega) W_{\text{охв}}(j\omega)}{1 + W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)}, \quad (4-2)$$

где $W_{\text{но}}(j\omega)$ — амплитудно-фазовая характеристика звеньев, не охваченных обратной связью;

$W_{\text{охв}}(j\omega)$ — амплитудно-фазовая характеристика звеньев, охваченных обратной связью;

$W_{\text{ос}}(j\omega)$ — амплитудно-фазовая характеристика корректирующего устройства.

Выражение (4-2) может быть приведено к виду

$$W_{\text{ск}}(j\omega) = \frac{W_{\text{но}}(j\omega)}{W_{\text{ос}}(j\omega)} \cdot \frac{W_{\text{охв}}(j\omega) \cdot W_{\text{ос}}(j\omega)}{1 + W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega)}. \quad (4-3)$$

Рассматривая такой интервал частот, для которого будет справедливо выражение

$$W_{\text{охв}}(j\omega) W_{\text{ос}}(j\omega) \gg 1,$$

получим:

$$W'_{\text{ск}}(j\omega) = \frac{W_{\text{но}}(j\omega)}{W_{\text{ос}}(j\omega)}. \quad (4.4)$$

Логарифмируя выражение (4.4), получим:

$$20 \lg |W'_{\text{ск}}(j\omega)| = 20 \lg |W_{\text{но}}(j\omega)| - 20 \lg |W_{\text{ос}}(j\omega)|$$

или

$$20 \lg |W_{\text{ос}}(j\omega)| = 20 \lg |W_{\text{но}}(j\omega)| - 20 \lg |W'_{\text{ск}}(j\omega)|.$$

Для определения логарифмической амплитудно-частотной характеристики цепи обратной связи расчет должен производиться в следующей последовательности:

- а) строится логарифмическая характеристика нескорректированной системы $L_{\text{нс}}(\omega)$;
- б) строится логарифмическая характеристика скорректированной системы $L_{\text{ск}}(\omega)$;
- в) строится логарифмическая характеристика звеньев, не охваченных обратной связью $L_{\text{но}}(\omega)$;
- г) находится характеристика корректирующего устройства

$$L_{\text{ос}}(\omega) = L_{\text{но}}(\omega) - L_{\text{ск}}(\omega).$$

На рис. 4-3 приведены амплитудные характеристики нескорректированной системы $L_{\text{нс}}(\omega)$ (построение которой было выполнено в примере 3-4) и звеньев, не охваченных обратной связью $L_{\text{но}}(\omega)$ по выражению:

$$L_{\text{но}}(\omega) = 20 \lg k_d k_{\text{тг}} k_{\text{п}} - 20 \lg \sqrt{1 - T_1^2 \omega^2 + 4\varepsilon^2 T_1^2 \omega^2}.$$

Как видно из рис. 4-3, если систему корректировать в диапазоне низких и высоких частот, то полученная форма логарифмической амплитудно-частотной характеристики обратной связи $L_{\text{ос}}(\omega)$ показывает невозможность ее реализации пассивной корректирующей цепью.

На рис. 4-3 приведена электрическая схема корректирующего устройства, являющаяся одним из возможных вариантов реализации логарифмической амплитудно-частотной характеристики обратной связи.

Следует отметить, что корректирование системы на малых частотах практического влияния на качество переходного процесса не оказывает.

На рис. 4-4 построена логарифмическая характеристика обратной связи $L_{\text{ос}}(\omega)$ без коррекции системы в диапазоне низких частот.

Очевидно, что переходные процессы в системах с желаемыми логарифмическими характеристиками, приведенными на рис. 4-3

и 4-4, существенных различий иметь не будут, так как их вещественно-частотные характеристики при этих корректирующих устройствах практически совпадают, что видно из табл. 4-1.

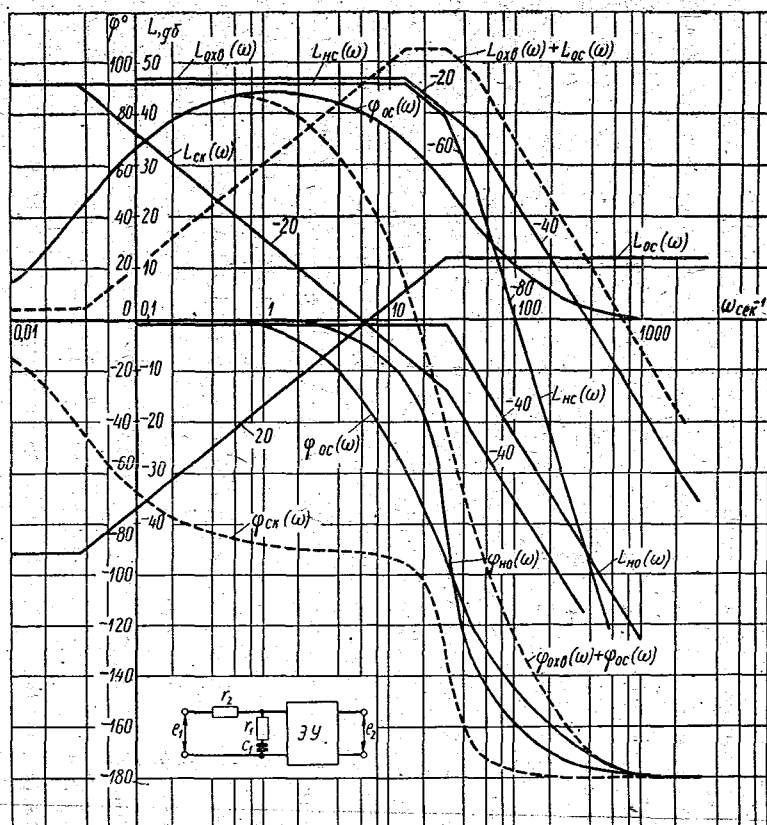


Рис. 4-3.

Таблица 4-1

Значения вещественно-частотных характеристик при различных корректирующих устройствах $P_1(\omega)$ — корректирующее устройство рис. 4-4, $P_2(\omega)$ — корректирующее устройство рис. 4-3

ω сек^{-1}	0,01	0,02	0,04	0,08	0,1	0,4	1	2	4	8	10	20	40	60	80
$P_1(\omega)$	1	1	1	1	1	1	0,975	0,9	0,65	0,35	0,3	-0,075	-0,1	-0,05	-0,025
$P_2(\omega)$	0,988	0,988	0,990	0,993	0,995	1	0,975	0,9	0,65	0,35	0,3	-0,075	-0,1	-0,05	-0,025

Логарифмическая характеристика обратной связи $L_{oc}(\omega)$ реализуется стабилизирующим трансформатором. В этом случае передаточная функция параллельного корректирующего устройства

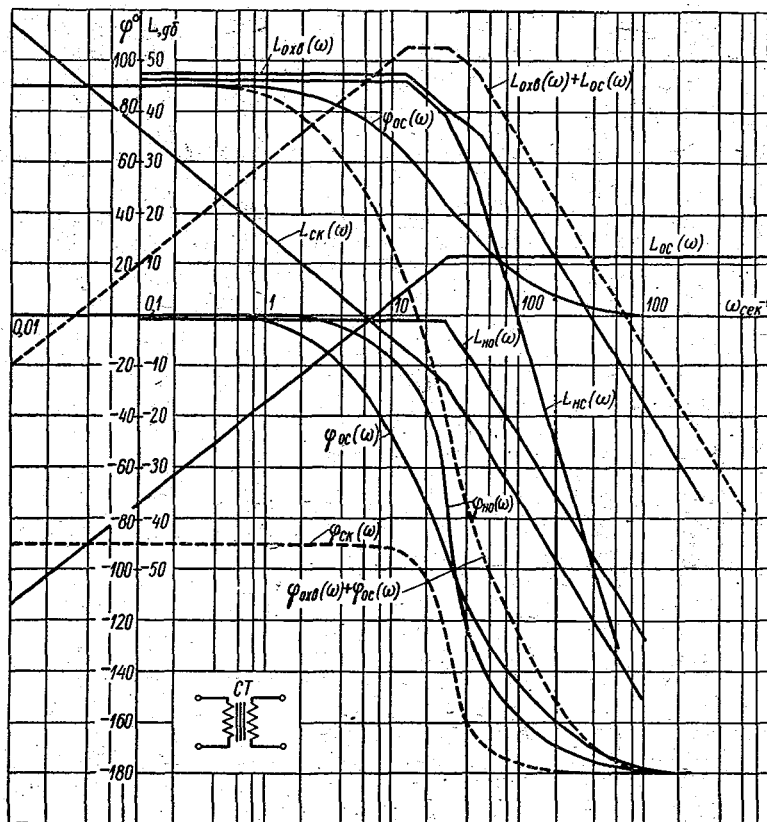


Рис. 4-4.

определится выражением:

$$W_{oc}(s) = \frac{k_T T_{T1} s}{T_{T1} s + 1},$$

где T_{T1} — постоянная времени первичной цепи стабилизирующего трансформатора;

k_T — коэффициент трансформации стабилизирующего трансформатора.

Значения T_{T1} по данным примера составляют 0,0384 сек, а

$$k_T = 4.$$

Проверка на устойчивость внутреннего контура в этом примере проводится аналогично принятому в примере 3-6. В рассматриваемом примере в диапазоне частот от 0,1 до 360 поправка от учета наличия в системе замкнутого внутреннего контура не превышает ± 3 дБ и поэтому уточнения скорректированной системы можно не производить.

Пример 4-3. В системе автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока по схеме рис. 2-11 с параметрами примера 3-10 при скачкообразном управляющем воздействии определить параметры последовательного корректирующего устройства из условий обеспечения следующих показателей качества:

■ максимальное перерегулирование $\sigma_{\max} \leq 25\%$;

время затухания переходного процесса $\tau_{\max} \leq 0,8$ сек.

Нагрузкой корректирующего устройства считать электронный усилитель с большим входным сопротивлением.

Решение.

Передаточная функция нескорректированной системы (2-42):

$$W_{\text{вс}}(s) = \frac{k_r k_{\text{нм}} k_{\text{эму}} k_1 k_{\text{эу}}}{(T' s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)(T_{\text{кз}} s + 1)},$$

где

$$T' = \frac{(r_{\text{н}} + r_{\text{яг}}) T_{\text{вг}}}{r_{\text{н}} + r_{\text{яг}} + k_r r_{\text{н}}} = 0,8 \text{ сек};$$

$$k_1 = \frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{н}} + r_{\text{яг}} + k_r r_{\text{н}}} = 0,448.$$

На рис. 4-5 приведены логарифмические характеристики $L_{\text{вс}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{вс}}(\omega)$ нескорректированной системы, построение которых выполнено на рис. 3-10.

По заданным показателям качества определяем данные, необходимые для построения желаемой логарифмической характеристики (подробное решение см. пример 4-1):

$$\omega_c = \frac{3,75 \cdot 3,14}{0,8} = 14,7 \approx 15 \text{ сек}^{-1};$$

$$P_{\max} = 1,2; \quad P_{\min} = 0,2.$$

Запасы устойчивости по амплитуде и фазе:

$$L_1 = \pm 15 \text{ дБ}; \quad \gamma = 45^\circ.$$

По логарифмической характеристике $L_{\text{ос}}(\omega)$ выбрана схема интегро-дифференцирующего корректирующего устройства, амплитудно-фазовая характеристика которого имеет вид

$$W_{\text{ос}}(j\omega) = \frac{(T_1 j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1)}{\left(\frac{T_1}{\alpha} j\omega + 1\right)(T_2 \alpha j\omega + 1)}.$$

Из рис. 4-5 имеем:

$$T_1 = \frac{1}{\omega_1} = 0,8 \text{ сек}; \quad T_2 = \frac{1}{\omega_2} = 0,15 \text{ сек};$$

$$\frac{T_1}{\alpha} = \frac{\alpha}{\omega} = 3,3 \text{ сек}; \quad T_2 \alpha = \frac{1}{\alpha \omega_2} = 0,0033 \text{ сек}.$$

Пример 4-4. Определить параметры параллельного корректирующего устройства для системы автоматического поддержания

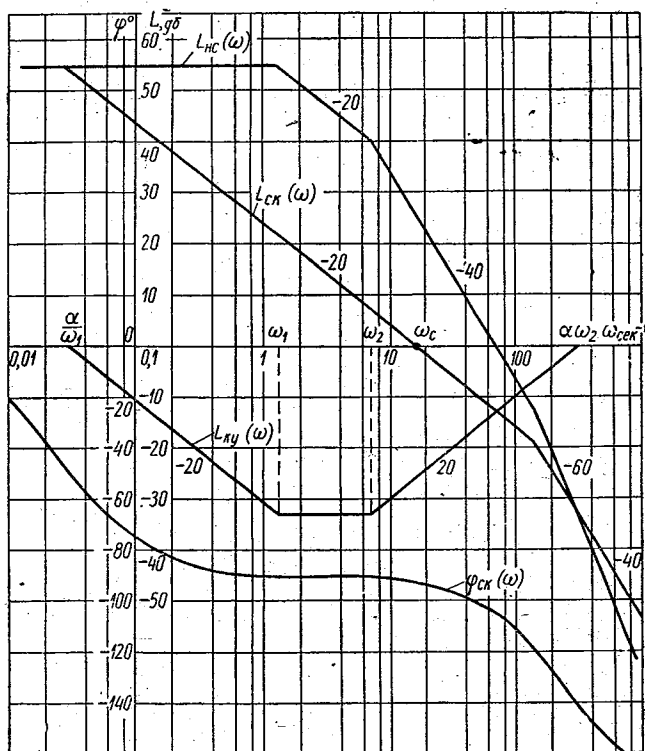


Рис. 4-5.

постоянства скорости вращения секционного электродвигателя бумагоделательной машины по схеме рис. 1-36 примера 1-22. При скачкообразном изменении управляющего воздействия в системе должны обеспечиваться следующие показатели качества:

максимальное перерегулирование $\sigma_{\text{макс}} \leq 25\%$;

время затухания переходного процесса $\tau_{\text{макс}} \leq 1,5 \text{ сек}.$

Звеном, охваченным обратной связью, считать электромашинный усилитель. Расчеты и исходные параметры, необходимые для

построения логарифмических характеристик системы, приведены в примере 3-8.

Решение.

На рис. 4-6 по методике, изложенной в примере 4-2, построены логарифмические характеристики системы:

а) желаемая характеристика $L_{\text{сж}}(\omega)$ с частотой среза $\omega_c = \frac{3\pi}{1,5} \approx 6,3 \frac{1}{\text{сек}}$ и запасами устойчивости по модулю $\pm 15 \text{ дБ}$ и фазе 45° ;

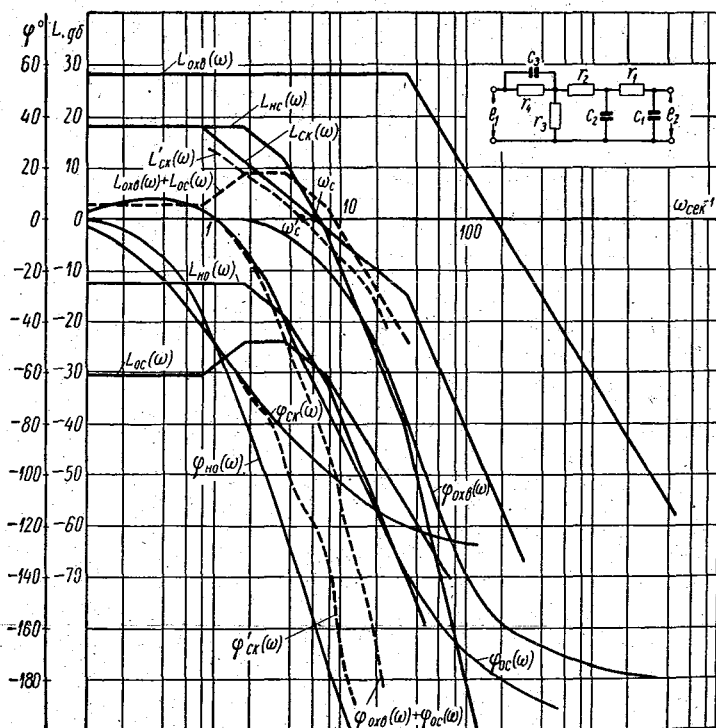


Рис. 4-6.

б) звеньев, не охваченных обратной связью $L_{\text{но}}(\omega)$ по передаточной функции

$$W_{\text{но}}(s) = \frac{k_d k_{\text{тр}} k_{\text{п}} (T_{\text{я}}' s - 1) [-1]}{(T_{\text{в}} s + 1) (T_{1\phi} s + 1) (T_{2\phi} s + 1)};$$

$$L_{\text{но}}(\omega) = L_1(\omega) + L_2(\omega) + L_3(\omega) + L_4(\omega) + L_5(\omega),$$

где

$$\begin{aligned} L_1(\omega) &= 20 \lg k_d k_{\text{тр}} k_n = 20 \lg 0,172; \\ L_2(\omega) &= -20 \lg \sqrt{(T_b \omega)^2 + 1}; \\ L_3(\omega) &= -20 \lg \sqrt{(T_{1\Phi} \omega)^2 + 1}; \\ L_4(\omega) &= -20 \lg \sqrt{(T_{2\Phi} \omega)^2 + 1}; \\ L_5(\omega) &= 20 \lg \sqrt{(T'_a \omega)^2 + 1}, \end{aligned}$$

с численными значениями сопрягающих частот

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{T_b} = \frac{1}{0,556} = 1,8 \text{ сек}^{-1}; \\ \omega_2 &= \frac{1}{T_{1\Phi}} = \frac{1}{0,27} = 3,7 \text{ сек}^{-1}; \\ \omega_3 &= \frac{1}{T_{2\Phi}} = \frac{1}{0,13} = 7,7 \text{ сек}^{-1}; \\ \omega_4 &= \frac{1}{T'_a} = \frac{1}{0,0051} = 196 \text{ сек}^{-1}; \end{aligned}$$

в) логарифмическая характеристика обратной связи:

$$L_{oc}(\omega) = L_{но}(\omega) - L_{ск}(\omega).$$

Одним из возможных корректирующих устройств, реализующим логарифмическую характеристику $L_{oc}(\omega)$, может быть использован контур, электрическая схема которого приведена на рис. 4-6.

Параметры подобного корректирующего устройства определяются по методике, изложенной в [Л. 15].

В целях обеспечения заданной статической точности коэффициент усиления считать до и после введения корректирующего контура неизменным. Сохранение постоянства коэффициента усиления можно обеспечить изменением настройки жесткой обратной связи по напряжению, охватывающей ЭМУ.

Для проверки устойчивости внутреннего контура построена характеристика:

$$L_{вк}(\omega) = L_{охв}(\omega) + L_{oc}(\omega).$$

Логарифмическая характеристика охваченных звеньев построена по амплитудно-фазовой характеристике ЭМУ:

$$W_{охв}(j\omega) = \frac{k_{эму}}{T_1^2(j\omega)^2 + 2\epsilon T_1 j\omega + 1},$$

представляющего колебательное звено с параметрами:

$$T_1 = 0,031; \quad \varepsilon = 0,95; \quad k_{\text{эму}} = 20 \lg 45.$$

Произведем уточнение характеристик скорректированной системы.

Необходимость в уточнении обусловливается тем, что поправка от внутреннего замкнутого контура в диапазоне существенных частот превышает $\pm 3 \text{ дБ}$, т. е. точность приближенного построения асимптотических логарифмических характеристик аperiodических звеньев.

Точные амплитудная $L_{\text{ск}}(\omega)$ и фазовая $\varphi_{\text{ск}}(\omega)$ характеристики системы определяются из уравнений:

$$L'_{\text{ск}}(\omega) = L_{\text{ск}}(\omega) + \Delta L(\omega);$$

$$\varphi'_{\text{ск}}(\omega) = \varphi_{\text{ск}}(\omega) + \Delta \varphi(\omega).$$

Поправочные кривые $\Delta L(\omega)$ и $\Delta \varphi(\omega)$ строятся по номограмме замыкания (см. П-21), входными величинами для которой являются результирующие логарифмические амплитудно- и фазо-частотные характеристики:

$$L_{\text{охв}}(\omega) + L_{\text{ос}}(\omega);$$

$$\varphi_{\text{охв}}(\omega) + \varphi_{\text{ос}}(\omega).$$

Уточненные характеристики приведены на рис. 4-6 и обозначены $L'_{\text{ск}}(\omega)$ и $\varphi'_{\text{ск}}(\omega)$.

4-3. Построение переходных процессов в автоматизированных системах электропривода

Пример 4-5. В системе автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока, осуществляемой по схеме рис. 3-1 с параметрами, приведенными в примере 4-1, построить переходный процесс при скачкообразном изменении управляющего воздействия.

Построение переходного процесса произвести по вещественной частотной характеристике методом типовых трапецидальных характеристик. Логарифмические амплитудно- и фазо-частотные характеристики скорректированной системы построены в примере 4-1.

Решение.

По номограмме (см. П-22) и логарифмическим амплитудной и фазо-частотной характеристикам скорректированной разомкнутой системы $L_{\text{ск}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{ск}}(\omega)$ на рис. 4-1 строится вещественная частотная характеристика $P(\omega)$ (рис. 4-7). Полученная частотная характеристика аппроксимируется ломаной (пунктирная линия), состоящей из наклонных и горизонтальных участков. После ап-

проксимации вещественно-частотная характеристика $P(\omega)$ представляется в виде пяти трапеций со следующими параметрами:

первая трапеция

$$r_{01} = 1; \quad \omega_{d1} = 2,5; \quad \omega_{п1} = 11; \quad \kappa_1 = \frac{\omega_{d1}}{\omega_{п1}} = \frac{2,5}{11} = 0,227;$$

вторая трапеция

$$r_{02} = 0,2; \quad \omega_{d2} = 11; \quad \omega_{п2} = 15,2; \quad \kappa_2 = \frac{11}{15,2} = 0,725;$$

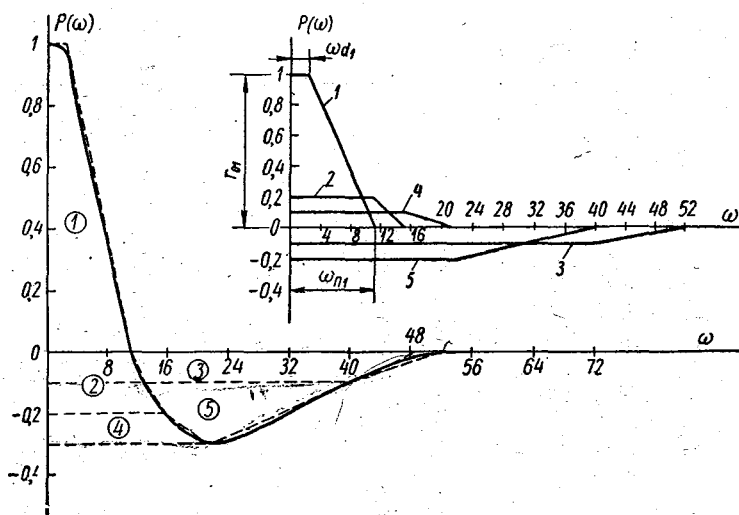


Рис. 4-7.

третья трапеция

$$r_{03} = 0,1; \quad \omega_{d3} = 40; \quad \omega_{п3} = 52; \quad \kappa_3 = \frac{40}{52} = 0,77;$$

четвертая трапеция

$$r_{04} = 0,1; \quad \omega_{d4} = 15,2; \quad \omega_{п4} = 22; \quad \kappa_4 = \frac{15,2}{22} = 0,69;$$

пятая трапеция

$$r_{05} = 0,2; \quad \omega_{d5} = 22; \quad \omega_{п5} = 40; \quad \kappa_5 = \frac{22}{40} = 0,55;$$

где r_{0i} — высота трапеции при частоте $\omega = 0$;
 ω_{di} — интервал равномерного пропускания частот;
 ω_{pi} — интервал пропускания частот;
 κ_i — основной коэффициент наклона.

Для вычисления переходной характеристики $h(t)$, соответствующей вещественно-частотной характеристике $P(\omega)$, первоначально по таблице h -функций (см. П-24) отыскивают переходную характеристику $h_{\kappa}(t)$ для единичной трапецидальной частотной характеристики с параметрами $r_{0i} = 1$, $\omega_{ni} = 1$ и действительным коэффициентом наклона κ_i .

Переходную характеристику $h_i(t)$ для реальной трапецидальной частотной характеристики получают путем умножения всех ее ординат на r_{0i} :

$$h_i(t) = h_{\kappa}(t') r_{0i},$$

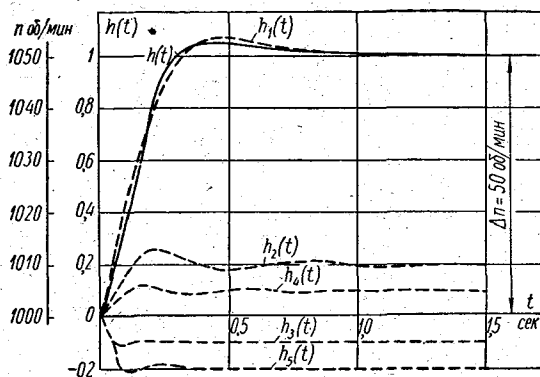


Рис. 4-8.

а все абсциссы делят на ω_{ni} :

$$t = \frac{t'}{\omega_{ni}}.$$

Строя на рис. 4-8 переходные характеристики для всех трапеций $h_1(t)$, $h_2(t)$, $h_3(t)$, $h_4(t)$, $h_5(t)$ и производя алгебраическое суммирование ординат всех составляющих переходного процесса, получим переходную характеристику системы:

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t) + h_3(t) + h_4(t) + h_5(t).$$

Переход от характеристики $h(t)$ к регулируемой величине Δn_{Δ} при управляющем воздействии на систему производится при помощи коэффициента k , устанавливающего зависимость между начальными значениями регулируемой величины $n_{нач}$ и входной

$$U_{вх} = U_{\Delta}.$$

Эта зависимость определяется на основании статического расчета системы и выражается уравнением:

$$k = \frac{n_{нач}}{U_{\Delta}}.$$

Так, например, если при начальном значении $U_{вх} = U_э = 200$ в установившееся значение скорости вращения двигателя $n_{нач}$ составляет 1000 об/мин, то

$$k = \frac{1000}{200} = 5.$$

Таким образом, при изменении $U_э$ на величину $\Delta U_э = 10$ в установившееся приращение скорости составит:

$$\Delta n_d = k \Delta U_э = 5 \cdot 10 = 50 \text{ об/мин.}$$

Текущее значение приращения скорости вращения $\Delta n_d(t)$ может быть получено по переходной характеристике $h(t)$ по выражению:

$$\Delta n_d(t) = \frac{h(t) \Delta n_d}{h(t)_{t \rightarrow \infty}} = \frac{h(t) k \Delta U_э}{h(t)_{t \rightarrow \infty}},$$

где $h(t)$ — текущее значение переходной характеристики;
 Δn_d — установившееся приращение скорости вращения двигателя;
 $h(t)_{t \rightarrow \infty}$ — установившееся значение переходной характеристики.

Пример 4-6. Пользуясь методом трапецидальных вещественных частотных характеристик, построить переходный процесс в системе автоматического поддержания постоянства скорости вращения электродвигателя постоянного тока по схеме рис. 3-1 при скачкообразном изменении нагрузки на его валу.

Параметры нескорректированной системы и корректирующего устройства приведены в примерах 3-1 и 4-1.

Логарифмические характеристики скорректированной системы $L_{ск}(\omega)$ и $\Phi_{ск}(\omega)$ приведены на рис. 4-1.

Решение.

Передаточная функция замкнутой системы регулирования по возмущающему воздействию будет:

$$\Phi_B(s) = \frac{W_{оп}(s)}{1 + W_{ск}(s)}, \quad (4-5)$$

где $W_{оп}(s)$ — передаточная функция электродвигателя по возмущающему воздействию;

$W_{ск}(s)$ — передаточная функция скорректированной системы.

Для построения логарифмической характеристики замкнутой системы передаточную функцию (4-5) преобразуем к виду

$$\Phi_B(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{W_{ск}(s)}} W_{оп}(s).$$

Логарифмическую характеристику первого множителя:

$$\frac{1}{1 + \frac{1}{W_{\text{СК}}(s)}}$$

можно построить по номограмме замыкания (см. П-21), входными значениями для которой будут обратные логарифмические частотные характеристики $L_{\text{СК}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{СК}}(\omega)$.

Следовательно, для одних и тех же частот, определяя значения ординат $L_{\text{СК}}(\omega)$ и фазы $\varphi_{\text{СК}}(\omega)$ из рис. 4-1 и беря эти значения с обратным знаком, по номограмме получаем значения логарифмических характеристик для замкнутой системы по управляющему воздействию.

Результаты определения сведены в табл. 4-2, по данным которой на рис. 4-9 построены логарифмические характеристики $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$.

Таблица 4-2

Значения логарифмических характеристик $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$ замкнутой системы по управляющему воздействию

ω сек ⁻¹	0,1	1	2	4	8	10	20	40	60	100
$L_{\text{СК}}(\omega)$ дб	-36	-16	-10	-3	+3	+5	+10	+20	+30	+42
$\varphi_{\text{СК}}(\omega)$	68 (-292)	90 (-270)	93 (-267)	100 (-260)	115 (-245)	123 (-235)	150 (-210)	180 (-180)	200 (-160)	220 (-140)
$M(\omega)$ дб	-36	-16	-10	-4	±0,6	+1,6	+2,5	+0,9	+0,3	+0,05
$\psi(\omega)$	-292 (68)	-280 (80)	-285 (75)	-300 (60)	-315 (45)	-324 (36)	-348 (12)	-360 (0)	-360 (0)	-360 (0)

Передаточная функция двигателя по возмущающему воздействию:

$$W_{\text{ор}}(s) = \frac{\Delta n_{\text{д}}(s)}{\Delta M_{\text{с}}(s)} = - \frac{k'_{\text{д}}(T_{\text{я}}s + 1)}{T_{\text{я}}T_{\text{эм}}s^2 + T_{\text{эм}}s + 1},$$

или с учетом параметров двигателя получим:

$$W_{\text{ор}}(s) = \frac{\Delta n_{\text{д}}(s)}{\Delta M_{\text{с}}(s)} = - \frac{k'_{\text{д}}(T_{\text{я}}s + 1)}{T_{\text{я}}^2s^2 + 2\epsilon Ts + 1},$$

где $k'_{\text{д}}$ — передаточный коэффициент электродвигателя по возмущающему воздействию.

При определении отклонений регулируемой величины Δn_d по кривой переходного процесса $h(t)$ оказывается удобным возмущающее воздействие выражать в относительных единицах, а передаточную функцию $W_{op}(s)$ записывать в виде

$$W_{op}(s) = \frac{\Delta n_d(s)}{\mu_c(s)} = - \frac{k'_d M_H (T_{я}s + 1)}{T^2 s^2 + 2\varepsilon Ts + 1} = - \frac{\Delta n_c (T_{я}s + 1)}{T^2 s^2 + 2\varepsilon Ts + 1},$$

где

$$\mu_c(s) = \frac{\Delta M_c(s)}{M_H}; \quad k'_d = \frac{r_{я}}{c_e c_M \Phi_d^2};$$

$\Delta n_c = M_H \frac{r_{я}}{c_e c_M \Phi_d^2}$ — изменение скорости вращения двигателя от сброса или наброса номинального момента.

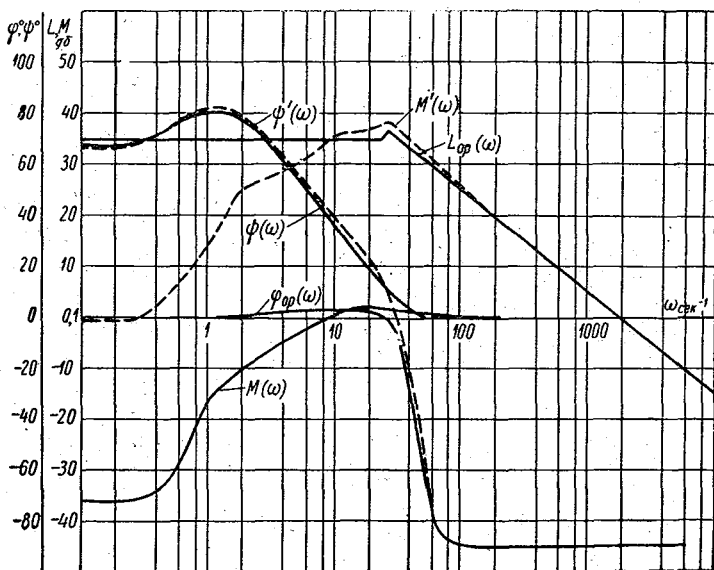


Рис. 4-9.

Из статического расчета Δn_c составляет 60 об/мин. Остальные параметры имеют значения:

$$T_{яд} = 0,041 \text{ сек};$$

$$T = 0,0384 \text{ сек}; \quad \varepsilon = 0,469.$$

Сопрягающие частоты

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{яд}} = \frac{1}{0,041} = 24,4 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,0384} = 26 \text{ сек}^{-1}.$$

Логарифмические характеристики двигателя $L_{op}(\omega)$ и $\Phi_{op}(\omega)$ по возмущающему воздействию построены на рис. 4-9.

Производя алгебраическое сложение логарифмических характеристик $L_{op}(\omega)$, $M(\omega)$ и $\Phi_{op}(\omega)$, $\psi(\omega)$, получим логарифмические характеристики замкнутой системы: амплитудно-частотную $M'(\omega)$ и фазо-частотную $\psi'(\omega)$.

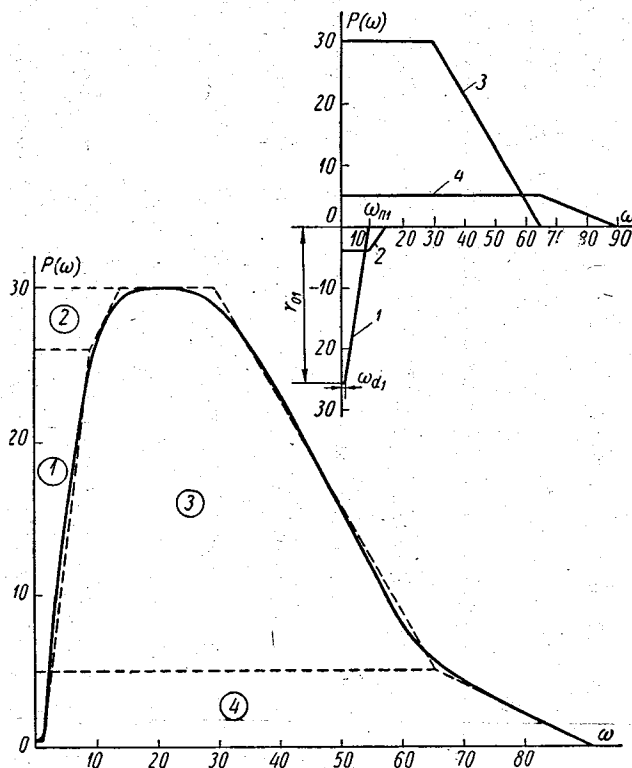


Рис. 4-10.

Определение вещественной частотной характеристики $P(\omega)$ производится по номограмме (см. П-23), входными величинами для которой являются $M'(\omega)$ и $\psi'(\omega)$.

Найденные значения $P(\omega)$ сведены в табл. 4-3, по данным которой на рис. 4-10 построена вещественно-частотная характеристика $P(\omega)$.

При замене вещественно-частотной характеристики $P(\omega)$ трапецеидальными получим четыре трапеции с параметрами:

первая трапеция

$$r_{01} = -25,7; \quad \omega_{d1} = 1; \quad \omega_{n1} = 9; \quad \kappa_1 = \frac{1}{9} = 0,11;$$

Значения вещественно-частотной характеристики $P(\omega)$

$\frac{\omega}{\text{сек}^{-1}}$	0	0,1	0,4	0,8	1	2	4	8	10	20	40	60	100
$M'(\omega)$	—	1	2,5	12	15	25	29	35	36	37	35	30	25
$\Psi'(\omega)$	—	68	72	80	80	78	60	50	40	20	-30	-80	-80
$P(\omega)$	0,3	0,4	0,5	0,7	1	4	14	20	25	30	23	10	0

вторая трапеция

$$r_{02} = 4; \quad \omega_{d2} = 9; \quad \omega_{п2} = 14;$$

$$\kappa_2 = \frac{9}{14} = 0,644;$$

третья трапеция

$$r_{03} = 25; \quad \omega_{d3} = 30; \quad \omega_{п3} = 65;$$

$$\kappa_3 = \frac{30}{65} = 0,48;$$

четвертая трапеция

$$r_{04} = 5; \quad \omega_{d4} = 65; \quad \omega_{п4} = 99;$$

$$\kappa_4 = \frac{65}{99} = 0,722.$$

Переходные характеристики, соответствующие отдельным трапецидальным характеристикам, и переходная характеристика системы построены на рис. 4-11.

Переход от $h(t)$ к $\Delta n_d(t)$ может быть осуществлен по выражению:

$$h(t) = \frac{\Delta n_d(t)}{\mu_c},$$

где $\mu_c = \frac{\Delta M_c}{M_n}$ — относительное изменение момента на валу электродвигателя.

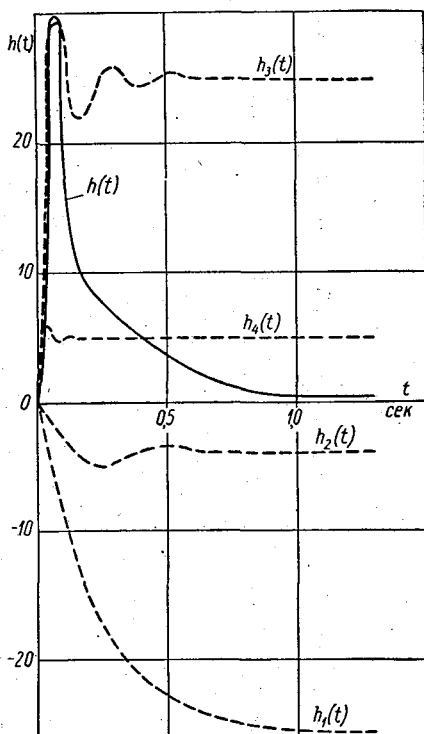


Рис. 4-11.

Пример 4-7. В системе автоматического поддержания постоянства скорости вращения секционного электродвигателя бумагоделательной машины по схеме рис. 1-36 с параметрами системы, приведенными в примерах 1-22 и 4-4, построить переходный процесс при скачкообразном изменении управляющего воздействия.

Приближенное построение переходного процесса провести частотным методом.

Решение.

По желаемой логарифмической амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам $L_{\text{ск}}(\omega)$, $\Phi_{\text{ск}}(\omega)$, построенным на

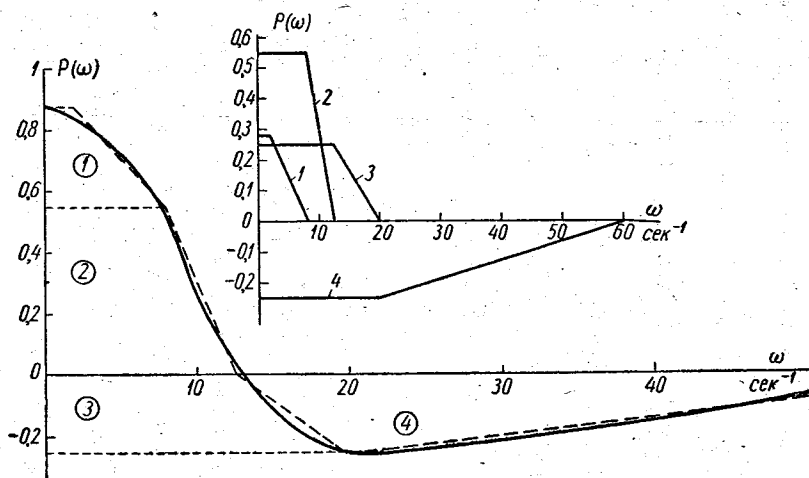


Рис. 4-12.

рис. 4-6, и номограмме (см. П-23) строим вещественно-частотную характеристику $P(\omega)$ способом, изложенным в примере 4-5. Заменяем вещественно-частотную характеристику (рис. 4-12) четырьмя трапециями и определяем их параметры:

$$r_{01} = 0,28; \quad \omega_{d1} = 2; \quad \omega_{n1} = 8; \quad \kappa_1 = \frac{2}{8} = 0,25;$$

$$r_{02} = 0,55; \quad \omega_{d2} = 8; \quad \omega_{n2} = 12,5; \quad \kappa_2 = \frac{8}{12,5} = 0,64;$$

$$r_{03} = 0,25; \quad \omega_{d3} = 12,5; \quad \omega_{n3} = 20; \quad \kappa_3 = \frac{12,5}{20} = 0,62;$$

$$r_{04} = 0,25; \quad \omega_{d4} = 20; \quad \omega_{n4} = 60; \quad \kappa_4 = \frac{20}{60} = 0,33.$$

Переходные характеристики отдельных составляющих $h_1(t)$, $h_2(t)$, $h_3(t)$ и системы $h(t)$ построены на рис. 4-13. Методика перехода от $h(t)$ к реальной характеристике $\Delta n_d = f(t)$ показана в примере 4-5.

Пример 4-8. В системе автоматического поддержания постоянства скорости вращения секционного электродвигателя бумагоделательной машины (рис. 1-36) с параметрами примера 4-4 построить переходный процесс при скачкообразном 30%-ном изменении возмущающего воздействия (момента на валу).

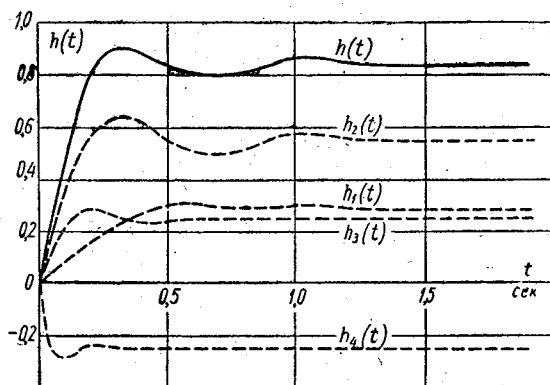


Рис. 4-13.

Решение.

Амплитудная характеристика системы по возмущающему воздействию может быть записана в виде

$$|\Phi_B(j\omega)| = \left| \frac{\frac{1}{W_{\text{СК}}(j\omega)}}{1 + \frac{1}{W_{\text{СК}}(j\omega)}} W_{\text{ОР}}(j\omega) \right|.$$

Амплитудная характеристика первого множителя, выраженная в децибелах:

$$M(\omega) = 20 \lg \left| \frac{\frac{1}{W_{\text{СК}}(j\omega)}}{1 + \frac{1}{W_{\text{СК}}(j\omega)}} \right|$$

и соответствующая ей фазовая характеристика $\varphi(\omega)$ представляют логарифмические характеристики, полученные по номограмме замыкания (см. П-21), входными величинами для которой являются логарифмические характеристики скорректированной разомкнутой системы $L_{\text{СК}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{СК}}(\omega)$, взятые с обратным знаком. Характеристики $L_{\text{СК}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{СК}}(\omega)$ построены на рис. 4-6.

Результаты определения $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$ сведены в табл. 4-4, по данным которой на рис. 4-14 построены кривые $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$. По выражению:

$$W_{op}(j\omega) = \frac{\Delta n_d (T_{яд} j\omega + 1)}{(T_{1\phi} j\omega + 1) (T_{2\phi} j\omega + 1)}$$

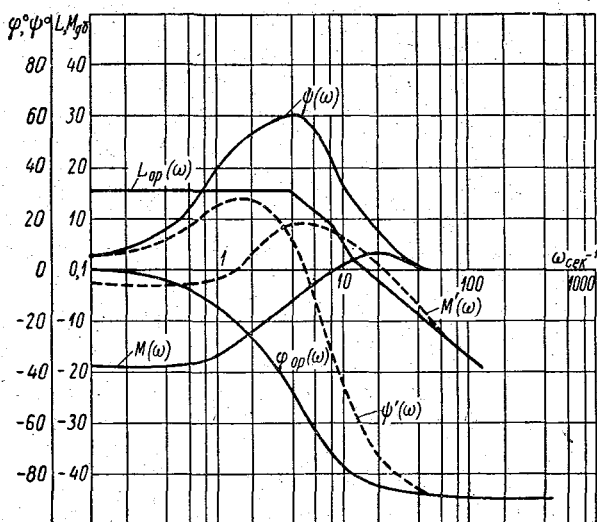


Рис. 4-14.

Таблица 4-4

Значения логарифмических характеристик $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$

ω сек ⁻¹	0,1	0,5	1	2	4	6	8	10	20	30	60
$L_{ск}(\omega)$ дБ	-17,4	-17,4	-16,5	-10	-5	0	2	6	10	12	30
$\psi^\circ(\omega)$	5 (-335)	23 (-337)	45 (-315)	70 (-290)	90 (-270)	100 (-260)	107 (-253)	112 (-248)	145 (-215)	160 (-200)	210 (-150)
$M(\omega)$ дБ	-18	-18	-17	-11	-6	-2	-0,5	+0,6	+2,5	+2,6	+0,35
$\psi^\circ(\omega)$	-335 (5)	-370 (20)	-320 (40)	-326 (34)	-300 (60)	-310 (50)	-315 (45)	-330 (30)	-346 (14)	-352 (8)	-360 0

строятся логарифмические характеристики объекта регулирования $L_{op}(\omega)$ и $\varphi_{op}(\omega)$:

$$\begin{aligned} L_{op}(\omega) &= 20 \lg \Delta n_d + 20 \lg \sqrt{(T_{ад}\omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(T_{2ф}\omega)^2 + 1} = \\ &= 20 \lg 6 + 20 \lg \sqrt{(0,087\omega)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(0,13\omega)^2 + 1} - \\ &\quad - 20 \lg \sqrt{(0,27\omega)^2 + 1}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_{op}(\omega) &= \arctg T_{ад}\omega - \arctg T_{1ф}\omega - \arctg T_{2ф}\omega = \\ &= \arctg 0,0087\omega - \arctg 0,027\omega - \arctg 0,13\omega, \end{aligned}$$

где $\Delta n_d = 6$ об/мин — изменение скорости вращения электродвигателя при 30%-ном изменении нагрузки.

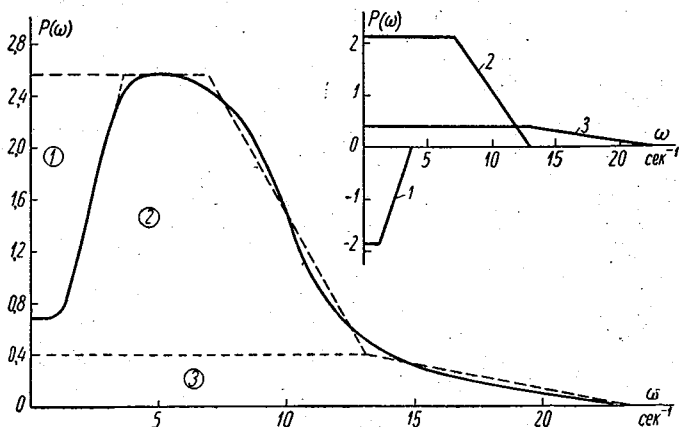


Рис. 4-15.

Логарифмические характеристики $L_{op}(\omega)$ и $\varphi_{op}(\omega)$ построены на том же рис. 4-14.

Произведя алгебраическое сложение характеристик $L_{op}(\omega)$, $\varphi_{op}(\omega)$ и $M(\omega)$, $\psi(\omega)$, получим:

$$M'(\omega) = L_{op}(\omega) + M(\omega);$$

$$\psi'(\omega) = \varphi_{op}(\omega) + \psi(\omega).$$

По характеристикам $M'(\omega)$ и $\psi'(\omega)$ из рис. 4-14 и номограмме, приведенной в приложении (П-23), строится вещественная частотная характеристика $P(\omega)$ замкнутой системы (рис. 4-15).

Заменим вещественно-частотную характеристику $P(\omega)$ тремя трапециями с параметрами:

$$r_{01} = 1,88; \quad \omega_{d1} = 1,2; \quad \omega_{п1} = 3,7; \quad \kappa_1 = 0,325;$$

$$r_{02} = 2,16; \quad \omega_{d2} = 7; \quad \omega_{п2} = 13; \quad \kappa_2 = 0,54;$$

$$r_{03} = 0,4; \quad \omega_{d3} = 13; \quad \omega_{п3} = 23; \quad \kappa_3 = 0,565.$$

Переходные характеристики, соответствующие отдельным трапецеидальным характеристикам $h_1(t)$, $h_2(t)$, $h_3(t)$, и переходная характеристика системы $h(t)$ построены на рис. 4-16.

Пример 4-9. По данным примера 4-3 построить переходный процесс в системе регулирования напряжения генератора постоянного тока по схеме рис. 2-11 при скачкообразном управляющем воздействии.

Решение.

Передаточная функция нескорректированной системы

$$W_{\text{нс}}(s) = \frac{k_r k_{\text{нм}} k_{\text{эму}} k_1 k_{\text{эу}}}{(T' s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)(T_{\text{кз}} s + 1)}$$

Передаточная функция корректирующего устройства:

$$W_{\text{ку}}(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{\left(\frac{T_1}{\alpha} s + 1\right)(T_2 \alpha s + 1)}$$

Передаточная функция скорректированной системы:

$$W_{\text{ск}}(s) = W_{\text{нс}}(s) W_{\text{ку}}(s).$$

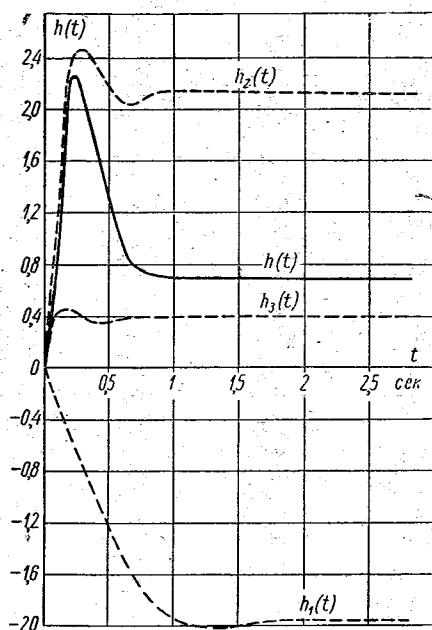


Рис. 4-16.

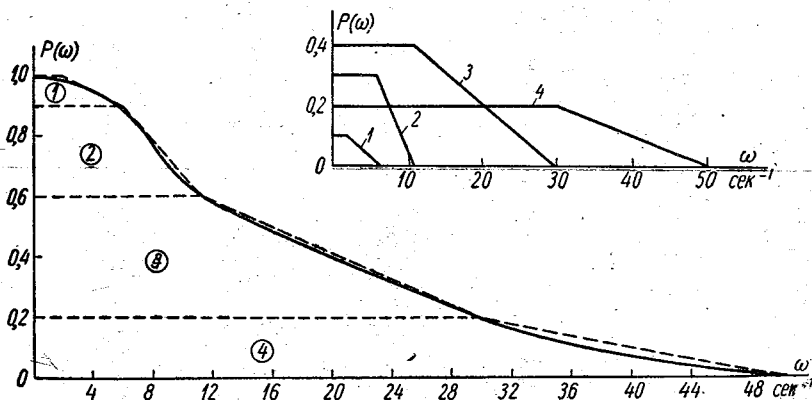


Рис. 4-17.

На рис. 4-17 по логарифмическим характеристикам скорректированной разомкнутой системы $L_{\text{ск}}(\omega)$ и $\Phi_{\text{ск}}(\omega)$ (рис. 4-5) и номограмме (см. П-22) построена вещественно-частотная характеристика $P(\omega)$.

Заменяя $P(\omega)$ четырьмя трапециями и производя алгебраическое сложение переходных характеристик, построенных по отдельным трапециям, получим переходную характеристику системы $h(t)$ (рис. 4-18).

Как видно из рис. 4-18, максимальное перерегулирование $\sigma_{\max} \%$ составляет около 8%, а время переходного процесса около 1,1 сек.

Пример 4-10. По данным примера 4-3 построить переходный процесс в системе автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока по схеме рис. 2-11 при скачкообразном возмущающем воздействии, без учета индуктивности якоря генератора.

Решение.

Передаточная функция объекта регулирования по возмущающему воздействию будет:

$$W_{\text{оп}}(s) = \frac{\Delta u_r(s)}{\Delta r_H(s)} = \frac{I_{\text{я}} \frac{r_{\text{яг}}}{r_H} (T_{\text{вр}} s + 1)}{(T_{\text{вр}} s + 1) \frac{r_H + r_{\text{яг}}}{r_H} + k_{\Gamma}},$$

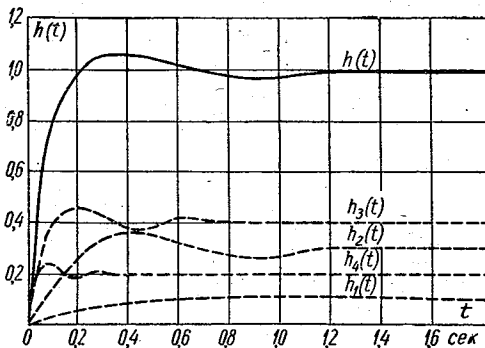


Рис. 4-18.

где $I_{\text{я}} = 440 \text{ а}$; $r_{\text{яг}} = 0,015 \text{ ом}$; $r_H = 0,5 \text{ ом}$; $\Delta r_H = 10\% r_H$.

Выражая возмущающее воздействие в относительных единицах, получим:

$$W_{\text{оп}}(s) = \frac{\Delta u_r(s)}{\mu(s)} = \frac{I_{\text{я}} r_{\text{яг}} (T_{\text{вр}} s + 1)}{(T_{\text{вр}} s + 1) \frac{r_H + r_{\text{яг}}}{r_H} + k_{\Gamma}} = \frac{I_{\text{я}} r_{\text{яг}} (T_{\text{вр}} s + 1)}{(T_{\text{вр}} s + 1) \alpha + k_{\Gamma}}, \quad (4-6)$$

где

$$\mu(s) = \frac{\Delta r_H(s)}{r_H} \cdot 100\%;$$

$$\alpha = 1 + \frac{r_{\text{яг}}}{r_H} = 1 + \frac{0,015}{0,5} = 1,03.$$

Приведя выражение (4-6) к виду, удобному для логарифмирования, получим:

$$W_{\text{оп}}(s) = \frac{\Delta u_r(s)}{\mu(s)} = \frac{k_{\text{эк}} (T_{\text{вр}} s + 1)}{T' s + 1},$$

где

$$k_{\text{эк}} = \frac{I_{\text{я}} r_{\text{яг}}}{\alpha + k_{\Gamma}} = \frac{6,6}{2,23} = 2,95;$$

$$T' = T_{\text{вр}} \frac{\alpha}{\alpha + k_{\Gamma}} = 0,8 \text{ сек}$$

или окончательно:

$$W_{op}(s) = \frac{2,95(1,78s + 1)}{0,8s + 1}.$$

Логарифмическая характеристика объекта регулирования в соответствии с полученной передаточной функцией построена на рис. 4-19 по выражению:

$$L_{op}(\omega) = 20 \lg 2,95 + 20 \lg \sqrt{(1,78\omega)^2 + 1} - \\ - 20 \lg \sqrt{(0,8\omega)^2 + 1}.$$

Значение сопрягающих частот будет:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{вг}} = \frac{1}{1,78} = 0,56 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T'} = \frac{1}{0,8} = 1,25 \text{ сек}^{-1}.$$

Логарифмические характеристики $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$ выражения

$$20 \lg \left| \frac{\frac{1}{W_{ск}(j\omega)}}{1 + \frac{1}{W_{ск}(j\omega)}} \right|$$

строятся по обратным логарифмическим характеристикам скорректированной разомкнутой системы $L_{ск}(\omega)$ и $\varphi_{ск}(\omega)$ (рис. 4-19) и номограмме замыкания (см. П-21).

Данные определения $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$ сведены в табл. 4-5.

Таблица 4-5

Значения логарифмических характеристик $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$ замкнутой системы

ω сек ⁻¹	0,1	1	2	4	6	8	10	20	30	80	100
$L_{ск}(\omega)$ $\frac{\omega}{\omega_0}$	-43	-23	-17	-12	-7	-5	-3	2	5	14	16
$\varphi_{ск}^\circ(\omega)$	75 (-285)	90 (-270)	90 (-270)	90 (-270)	90 (-270)	90 (-270)	91 (-269)	93 (-267)	100 (-260)	107 (-253)	112 (-248)
$M(\omega)$ $\frac{\omega}{\omega_0}$	-43	-23	-17	-12	-8	-6	-4,5	-1,75	-0,7	0,4	0,5
$\psi^\circ(\omega)$	-285 (75)	-275 (85)	-280 (80)	-285 (75)	-295 (65)	-300 (60)	-305 (55)	-322 (38)	-330 (30)	-348 (12)	-348 (12)

Вещественно-частотная характеристика замкнутой системы $P(\omega)$ построена по номограмме (см. П-23) и приведена на рис. 4-20. Разбивая вещественно-частотную характеристику на три трапеции (рис. 4-20), строим переходный процесс системы.

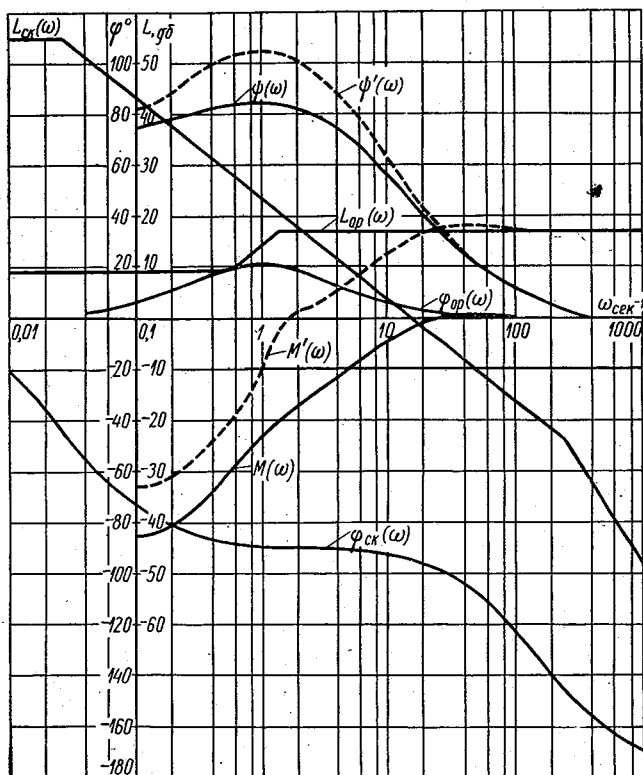


Рис. 4-19.

На рис. 4-21 приведены составляющие переходной характеристики $h_1(t)$, $h_2(t)$, $h_3(t)$ и суммарная характеристика $h(t)$:

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t) + h_3(t).$$

Пример 4-11. Построить переходный процесс в системе автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока по схеме рис. 2-12, работающего на активно-индуктивную нагрузку при скачкообразном изменении активного сопротивления нагрузки.

Стабилизация системы осуществлена последовательным интегро-дифференцирующим контуром.

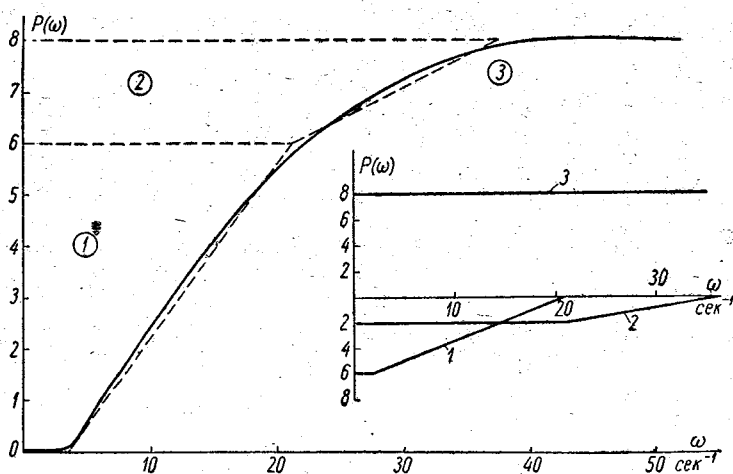


Рис: 4-20.

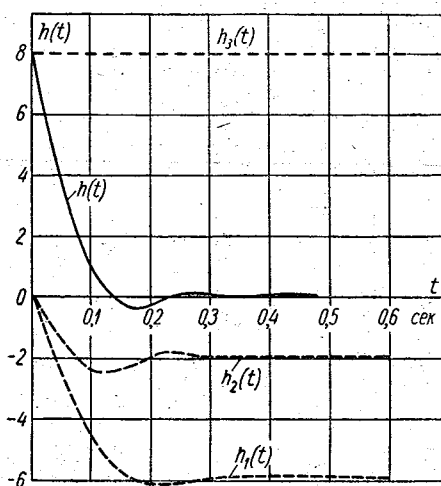


Рис. 4-21.

Параметры системы:

$$k_r = 1,2; \quad k_{\Sigma y} = 60; \quad T_{\kappa 3} = 0,15 \text{ сек}; \quad T_{\text{вг}} = 1,78 \text{ сек};$$

$$r_{яг} = 0,015 \text{ ом};$$

$$k_{\text{нм}} = 0,8; \quad k_{\Sigma y} = 10; \quad T_{\Sigma} = 0,008 \text{ сек}; \quad r_{\text{н}} = 0,5 \text{ ом};$$

$$T_{\text{н}} = 0,76 \text{ сек};$$

$$\alpha = \frac{r_{яг}}{r_{\text{н}}} = 0,03; \quad T_{я} = 0,01 \text{ сек}.$$

Решение.

Передаточная функция разомкнутой системы по управляющему воздействию может быть получена из уравнения (2-46) примера 2-9:

$$W(s) = \frac{\Delta u_r(s)}{\Delta u_{\text{вх}}(s)} = \frac{k_{\Sigma}}{(T_{\text{вс}}s + 1) \left[1 + \alpha \frac{T_{я}s + 1}{T_{\text{н}}s + 1} \right] + k_r} (T_{\Sigma}s + 1) \cdot (T_{\kappa 3}s + 1). \quad (4-7)$$

Приводя выражение (4-7) к виду, удобному для логарифмирования, получим:

$$W_{\text{нс}}(s) = \frac{k'_{\Sigma} (T_{\text{н}}s + 1)}{(T_{\kappa 3}s + 1) (T_{\Sigma}s + 1) (T_1^2s^2 + T_2s + 1)}, \quad (4-8)$$

где

$$k'_{\Sigma} = \frac{k_{\Sigma}}{1 + \alpha + k_r} = 575;$$

$$T_1^2 = \frac{T_r T_{\text{н}} + \alpha T_{я} T_{\text{вг}}}{1 + \alpha + k_r} = \frac{1,78 \cdot 0,76 + 0,000537}{2,23} = \frac{1,35}{2,23} = 0,605;$$

$$T_2 = \frac{(T_{\text{н}} + T_r) + \alpha (T_{\text{вг}} + T_{я}) + T_{\text{н}} k_r}{1 + \alpha + k_r} = \frac{(0,76 + 1,78) + 0,0537 + 0,76 \cdot 1,2}{2,23} = 1,56.$$

Для определения типа звена второго порядка $T_1^2s^2 + T_2s + 1$ определим корни его характеристического уравнения:

$$0,605s^2 + 1,56s + 1 = 0;$$

$$s_{1,2} = \frac{-1,56 \pm \sqrt{1,56^2 - 4 \cdot 0,605}}{2 \cdot 0,605};$$

$$s_{1,2} = -1,3.$$

Так как корни вещественные и равные, то передаточная функция (4-8) может быть приведена к виду

$$W_{\text{нс}}(s) = \frac{k'_{\Sigma} (T_{\text{н}} s + 1)}{(T_{\text{кз}} s + 1) \cdot (T_{\Sigma} s + 1) (T_{1\Phi} s + 1) (T_{2\Phi} s + 1)}, \quad (4-9)$$

где

$$T_{1\Phi} = T_{2\Phi} = \frac{1}{1,3} = 0,764 \text{ сек.}$$

По передаточной функции (4-9) на рис. 4-22 строятся асимптотическая логарифмическая $L_{\text{нс}}(\omega)$ и фазо-частотная $\varphi_{\text{нс}}(\omega)$ характеристики разомкнутой нескорректированной системы по выражениям:

$$L_{\text{нс}}(\omega) = L_1(\omega) + L_2(\omega) + L_3(\omega) + L_4(\omega) + L_5(\omega) + L_6(\omega);$$

$$\varphi_{\text{нс}}(\omega) = \arctg T_{\text{н}} \omega - \arctg T_{\text{кз}} \omega - \arctg T_{\Sigma} \omega - 2 \arctg T_{1\Phi} \omega,$$

где

$$L_1(\omega) = 20 \lg 575;$$

$$L_2(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{1\Phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_3(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{2\Phi} \omega)^2 + 1};$$

$$L_4(\omega) = 20 \lg \sqrt{(T_{\text{н}} \omega)^2 + 1};$$

$$L_5(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\text{кз}} \omega)^2 + 1};$$

$$L_6(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{\Sigma} \omega)^2 + 1}.$$

Значения сопрягающих частот:

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \frac{1}{T_{1\Phi}} = \frac{1}{T_{2\Phi}} = \frac{1}{T_{\text{н}}} = \frac{1}{0,76} = 1,31 \text{ сек}^{-1}.$$

$$\omega_4 = \frac{1}{T_{\text{кз}}} = 6,68 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_5 = \frac{1}{T_{\Sigma}} = 125 \text{ сек}^{-1}.$$

На рис. 4-22 построены логарифмические характеристики разомкнутой неустойчивой системы $L_{\text{нс}}(\omega)$ стабилизирующего интегро-дифференцирующего контура $L_{\text{кы}}(\omega)$ по передаточной функции:

$$W_{\text{кы}}(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{\left(\frac{T_2}{\alpha} s + 1\right)(T_2 \alpha s + 1)};$$

стабилизированной системы $L_{\text{ск}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{ск}}(\omega)$ по передаточной функции:

$$W_{\text{ск}}(s) = W_{\text{нс}}(s) W_{\text{кy}}(s) = \frac{k'_{\Sigma} (T_{\text{н}}s + 1) (T_1s + 1) (T_2s + 1)}{(T_{\text{кз}}s + 1) (T_{\Sigma}s + 1) (T_{1\phi}s + 1) (T_{2\phi}s + 1) \left(\frac{T_2'}{a}s + 1 \right) (T_2as + 1)}.$$

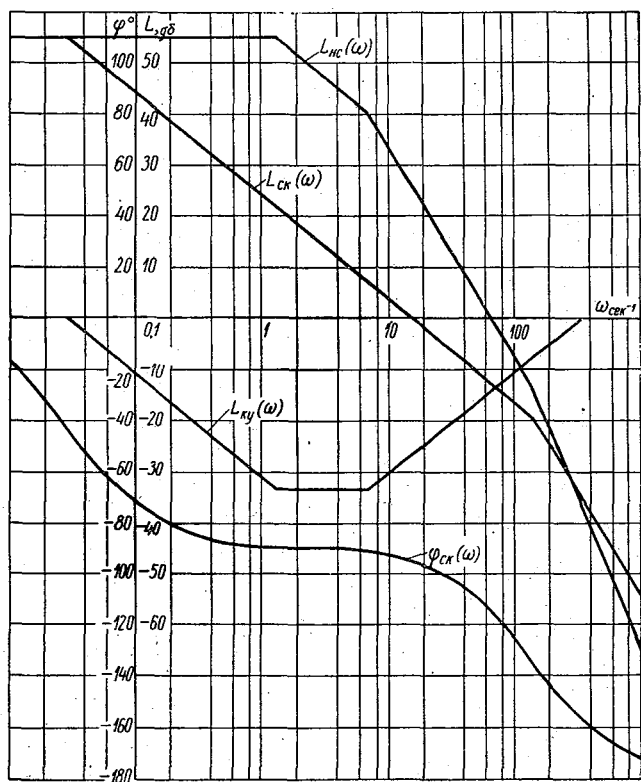


Рис. 4-22.

Передаточная функция генератора по возмущающему воздействию может быть составлена из уравнений регулирования примера 2-9:

$$W(s) = \frac{\Delta u_{\Gamma}(s)}{\Delta r_{\text{н}}(s)} = \frac{I_{\text{я}} \frac{(T_{\text{я}}s + 1)}{(T_{\text{н}}s + 1)} (T_{\text{бр}}s + 1) a}{(T_{\text{бр}}s + 1) \left(1 + a \frac{T_{\text{я}}s + 1}{T_{\text{н}}s + 1} \right) + k_{\Gamma}}. \quad (4-10)$$

Приведа выражение (4-10) к виду, удобному для логарифмирования, получим:

$$\frac{\Delta u_r(s)}{\Delta r_H(s)} = \frac{I_{я\alpha}(T_{я}s + 1)(T_{вр}s + 1)}{1 + \alpha + k_r} \cdot \frac{1}{\frac{T_H T_{вр}s + \alpha T_{вр} T_{я}}{1 + \alpha + k_r} s^2 + \frac{(T_{вр} + T_H) + \alpha(T_{вр} + T_{я}) + T_H k_r}{1 + \alpha + k_r} s + 1}. \quad (4-11)$$

Выражая характеристическое уравнение знаменателя передаточной функции через его корни и приращения нагрузки в относительных единицах, получим:

$$\frac{\Delta u_r(s)}{\mu(s)} = \frac{\frac{I_{я\alpha}}{1 + \alpha + k_r} (T_{я}s + 1)(T_{вр}s + 1)}{(T_{1\phi}s + 1)(T_{2\phi}s + 1)}.$$

Логарифмические характеристики объекта регулирования строятся по составляющим отдельных звеньев:

$$L_{op}(\omega) = L_1(\omega) + L_2(\omega) + L_3(\omega);$$

$$\varphi_{op}(\omega) = \arctg T_{я}\omega + \arctg T_{вр}\omega - \arctg T_{1\phi}\omega - \arctg T_{2\phi}\omega,$$

где

$$L_1(\omega) = 20 \lg \frac{I_{я\alpha}}{1 + \alpha + k_r};$$

$$L_2(\omega) = 20 \lg \sqrt{(T_{вр}\omega)^2 + 1};$$

$$L_3(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{1\phi}\omega)^2 + 1};$$

$$L_4(\omega) = -20 \lg \sqrt{(T_{2\phi}\omega)^2 + 1};$$

$$L_5(\omega) = 20 \lg \sqrt{(T_{я}\omega)^2 + 1}.$$

Значения сопрягающих частот:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{вр}} = \frac{1}{1,78} = 0,56 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_2 = \omega_3 = \frac{1}{T_{1\phi}} = \frac{1}{T_{2\phi}} = \frac{1}{0,76} = 1,31 \text{ сек}^{-1};$$

$$\omega_4 = \frac{1}{T_{я}} = \frac{1}{0,01} = 100 \text{ сек}^{-1},$$

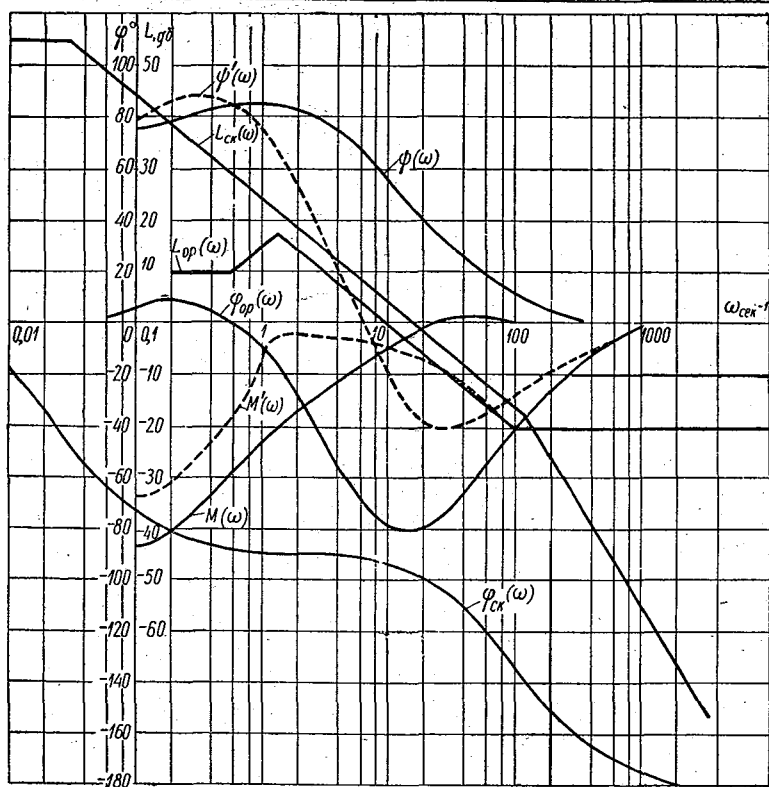


Рис. 4-23.

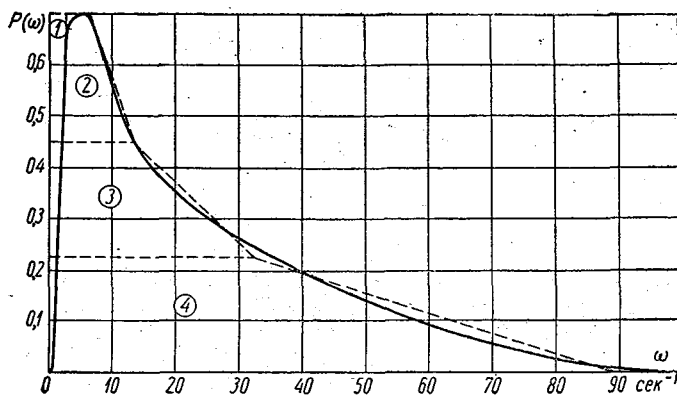


Рис. 4-24.

По логарифмическим характеристикам $M'(\omega)$ и $\psi'(\omega)$, представляющих алгебраическую сумму характеристик

$$M'(\omega) = M(\omega) + L_{\text{оп}}(\omega),$$

$$\psi'(\omega) = \psi(\omega) + \varphi_{\text{оп}}(\omega)$$

и построенных на рис. 4-23, определяется вещественно-частотная характеристика $P(\omega)$ аналогичным способом, рассмотренным в примере 4-6.

Логарифмические характеристики $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$ совпадают с характеристиками примера 4-10 при $L_n = 0$.

Значения $P(\omega)$ сведены в табл. 4-6.

По данным табл. 4-6 на рис. 4-24 построена вещественно-частотная характеристика $P(\omega)$, замененная четырьмя трапециями с параметрами:

$$r_{01} = 0,7; \quad \omega_{d1} = 0,5;$$

$$\omega_{n1} = 3; \quad \kappa_1 = \frac{0,5}{3} = 0,167;$$

$$r_{02} = 0,25; \quad \omega_{d2} = 7;$$

$$\omega_{n2} = 14; \quad \kappa_2 = \frac{7}{14} = 0,5;$$

$$r_{03} = 0,22; \quad \omega_{d3} = 14; \quad \omega_{n3} = 33; \quad \kappa_3 = \frac{14}{33} = 0,42;$$

$$r_{04} = 0,23; \quad \omega_{d4} = 33; \quad \omega_{n4} = 90; \quad \kappa_4 = \frac{33}{90} = 0,367.$$

По трапецеидальным вещественно-частотным характеристикам на рис. 4-25 построены переходные характеристики $h_1(t)$, $h_2(t)$, $h_3(t)$ и $h_4(t)$ и переходная характеристика системы $h(t)$.

Таблица 4-6

Значения вещественно-частотной характеристики $P(\omega)$

ω сек ⁻¹	0,1	0,5	1	2	4	10	20	40	100
$M'(\omega)$ дб	-34	-21	-8	-2,5	-3	-5	-7	-12	-20
$\psi'(\omega)$	80	85	75	50	20	-20	-40	-40	-30
$P(\omega)$	0,008	0,01	0,2	0,5	0,7	0,55	0,35	0,2	0,08

**РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ
В НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ
АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

5-1. О выборе метода расчета

При решении задач о расчете переходных процессов в автоматизированных электроприводах с учетом имеющихся нелинейностей используются приближенные методы решения исходных дифференциальных уравнений.

Применительно к электрическим приводам для решения различных задач получили распространение:

- 1) метод последовательных интервалов (численный метод интегрирования);
- 2) метод кусочно-линейной аппроксимации;
- 3) метод фазовой плоскости;
- 4) графические и графоаналитические методы.

Первые три метода достаточно хорошо освещены в литературе. Общим существенным недостатком их является применимость лишь для решения простейших задач, описываемых системой нелинейных дифференциальных уравнений невысокого порядка (до третьего для первых двух и лишь до второго для метода фазовой плоскости).

Естественно, что для решения задач вычисления переходных процессов в современных автоматизированных электроприводах с обратными связями и нелинейностями эти методы мало эффективны и не могут найти широкого применения.

Наиболее эффективны в этом случае графические методы, и, в частности, обобщенный графический метод, изложенный в [Л. 1], позволяющий решать весьма сложные задачи современного автоматизированного электропривода при любом числе и виде обратных связей и нелинейностей.

Отличительной чертой этого метода являются его простота и наглядность, однотипность графических построений при решении весьма разнообразных задач, возможность выявить влияние отдельных параметров, связей и характеристик на протекание переходного процесса, и, как следствие, возможность выбора этих параметров и характеристик, т. е. осуществление задачи синтеза.

Имея в виду соображения, изложенные выше, авторы не сочли целесообразным давать в настоящей книге решения частных задач методами последовательных интервалов, кусочно-линейной аппроксимации или фазовой плоскости.

В настоящей главе приведены расчеты переходных процессов в различных современных сложных системах автоматизированного электропривода указанным выше обобщенным графическим

методом [Л. 1]. При этом авторы стремились охватить примерами основные типичные системы современных автоматизированных электроприводов как постоянного, так и переменного тока с различными видами управляющих связей и нелинейностей.

Задача решалась с учетом всех видов нелинейностей «в большом», т. е. для режимов пуска, реверса и торможения. Для наглядности часть примеров подкреплена сравнением расчетных и экспериментальных характеристик.

Ввиду того, что поместить полные графические расчеты переходных процессов в книгу затруднительно из-за их значительных габаритов, в настоящей главе приводятся лишь:

- а) условия примера, постановка задачи и необходимые для проведения расчетов параметры и характеристики;
- б) все расчетные уравнения и определяются положения основных геометрических мест, потребных для проведения построений;
- в) в общем виде ход построений при решении поставленной задачи или подлинные построения в масштабах последовательно для каждого звена системы;
- г) описание подготовительных операций и хода построения переходного процесса;
- д) расчетные характеристики переходных процессов и сравнение их с экспериментом.

5-2. Переходные процессы в двухкаскадном электромашинном усилителе с гибкой трансформаторной обратной связью

Рассмотрим расчет переходного процесса возбуждения двухкаскадного электромашинного усилителя с поперечным полем, работающего вхолостую, при наличии гибкой отрицательной обратной связи от стабилизирующего трансформатора.

Принципиальная схема, соответствующая рассматриваемому случаю, изображена на рис. 5-1.

В эксперименте и расчете были приняты электромашинный усилитель с поперечным полем типа ЭМУ-50-3000 и стабилизирующий трансформатор ТС-144-110.

Основные данные электромашинного усилителя:

$$P_H = 4,5 \text{ кВт}; \quad I_H = 19,6 \text{ а};$$

$$U_H = 230 \text{ в}; \quad n_H = 2850 \text{ об/мин}.$$

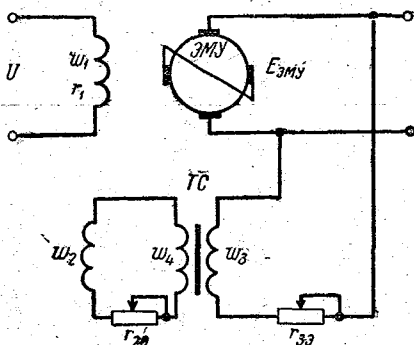


Рис. 5-1. Принципиальная схема электромашинного усилителя с гибкой трансформаторной обратной связью.

В расчете рассмотрены две отрицательные обратные связи: внешняя гибкая отрицательная обратная связь от стабилизирующего трансформатора и внутренняя нелинейная обратная связь

по току поперечной цепи ЭМУ, учитывающая размагничивающее действие поперечной реакции якоря и реакции коммутирующих секций. Статические характеристики внутренних обратных связей для различных значений внешних намагничивающих ампервитков приведены в приложении (П-12).

При включении задающей обмотки ЭМУ на некоторое постоянное напряжение U в системе возникнет переходный процесс, определяемый уравнениями [Л. 1]:

$$\left[\frac{U\omega_1}{r_1} - \frac{\omega_2\omega_4\sigma_2}{r_{23}\Delta t} \Delta\Phi_T - f(I_{K3}) \right] - (i_1\omega_1 - i_2\omega_2) = \frac{\sigma_y}{c_en} \left(\frac{\omega_1^2}{r_1} + \frac{\omega_2^2}{r_{23}} \right) \frac{de_{K3}}{dt}, \quad (5-1)$$

$$\frac{e_{K3}}{r_{K3}} - i_{K3} = \frac{\sigma_{K3}}{c_en} \cdot \frac{\omega_y}{2r_{K3}} \cdot \frac{de_{ЭМУ}}{dt}; \quad (5-2)$$

$$\left[\frac{e_{ЭМУ}\omega_3}{r_3} - \frac{\omega_2\omega_4\sigma_y}{c_enr_{23}\Delta t} \Delta e_{K3} \right] - (i_3\omega_3 - i_4\omega_4) = \left(\sigma_1 \frac{\omega_3^2}{r_{33}} + \sigma_2 \frac{\omega_4^2}{r_{23}} \right) \frac{d\Phi_T}{dt}. \quad (5-3)$$

Заменяя исходные уравнения приближенными уравнениями в конечных разностях, получим исходную систему уравнений, которая далее решается графическим методом:

$$\frac{\Delta e_{K3}}{\left[\frac{U\omega_1}{r_1} - \frac{\omega_2\omega_4\sigma_2}{r_{23}\Delta t} \Delta\Phi_T - f(i_{K3}) \right] - (i_1\omega_1 - i_2\omega_2)} = \frac{\Delta t}{k_1}; \quad (5-4)$$

здесь

$$k_1 = \frac{\sigma_y}{c_en} \left(\frac{\omega_1^2}{r_1} + \frac{\omega_2^2}{r_{23}} \right);$$

$$\frac{\Delta e_{ЭМУ}}{\frac{e_{K3}}{r_{K3}} - i_{K3}} = \frac{\Delta t}{k_2}, \quad (5-5)$$

где

$$k_2 = \frac{\sigma_{ЭМУ}\omega_y}{c_en2r_{K3}};$$

$$\frac{\Delta\Phi_T}{\left[\frac{e_{ЭМУ}\omega_3}{r_{33}} - \frac{\omega_2\omega_4\sigma_y}{c_enr_{23}\Delta t} \cdot \Delta e_{K3} \right] - (i_3\omega_3 - i_4\omega_4)} = \frac{\Delta t}{k_3}, \quad (5-6)$$

причем

$$k_3 = \sigma_1 \frac{\omega_3^2}{r_{33}} + \sigma_2 \frac{\omega_4^2}{r_{23}}.$$

Ниже приведены параметры ЭМУ и стабилизирующего трансформатора в соответствии со схемой, изображенной на рис. 5-1.

а) Параметры электромашиного усилителя;

$$\begin{aligned} n_{\text{кх}} &= 2970 \text{ об/мин} & \omega_1 &= 3200; \\ 2p &= 2; & r_1 &= 2185 \text{ ом}; \\ 2a &= 2; & \omega_2 &= 220; \\ \omega_{\text{я}} &= 350; & r_{2\text{я}} &= 50 \text{ ом}; \\ r_{\text{кз}} &= 0,72 \text{ ом}; \\ \sigma_y &= 1,07 \text{ — коэффициент рассеяния задающей обмотки}; \\ \sigma_{\text{кз}} &= 1,05 \text{ — коэффициент рассеяния поперечной цепи}. \end{aligned}$$

б) Параметры стабилизирующего трансформатора:

$\delta = 3,2 \text{ мм}$ — воздушный зазор (толщина прокладки в магнитной цепи);

$$\omega_3 = 2620; r_{3\text{я}} = 200 \text{ ом}; \omega_4 = 1970;$$

$\sigma_1 = 1,19$ — коэффициент рассеяния первичной обмотки трансформатора;

$\sigma_2 = 1,04$ — коэффициент рассеяния вторичной обмотки.

Характеристики для потоков взаимной индукции стабилизирующего трансформатора, снятые экспериментально, приведены в приложении (П-17).

Так как рассматриваемая система — третьего порядка, то графическое построение ведется соответственно в трех координатных системах: координатных системах первого и второго каскадов ЭМУ и координатной системе стабилизирующего трансформатора, в дальнейшем называемых соответственно координатными системами первого, второго и третьего звеньев.

Расчетный интервал времени принимаем равным $\Delta t = 0,01 \text{ сек}$.

Принятые масштабы:

Координатная система 1-го звена:

$$m_{I\omega 1} = 2 \text{ аВ/см}; \quad m_{E\text{кз}} = 1 \text{ в/см}.$$

Координатная система 2-го звена:

$$m_{I\text{кз}} = 0,4 \text{ а/см}; \quad m_{\text{ЭМУ}} = 5 \text{ в/см}.$$

Координатная система 3-го звена:

$$m_{I\omega 1} = 100 \text{ аВ/см}; \quad m_{\Phi} = 1 \cdot 10^{-5} \text{ вБ/см}.$$

По параметрам звеньев, принятым масштабам построения и выбранному интервалу времени Δt предварительно определялись необходимые расчетные коэффициенты, тангенсы углов наклона статических характеристик связей и лучей построения:

а) тангенс угла наклона основного луча построения в координатной системе 1-го звена:

$$c_e = \frac{pN}{60a} = \frac{1.700}{60 \cdot 1} = 11,67;$$

$$k_1 = \frac{\sigma_y}{c_e n_{xx}} \left(\frac{w_1^2}{r_1} + \frac{w_2^2}{r_{29}} \right) = \frac{1,07}{11,67 \cdot 2970} \left(\frac{3200^2}{2185} + \frac{220^2}{50} \right) = 0,175;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t}{k_1} \cdot \frac{m_{Iw_1}}{m_{E_{K3}}} = \frac{0,01}{0,175} \cdot \frac{2}{1} = 0,115;$$

б) тангенс угла наклона основного луча построения в координатной системе 2-го звена:

$$k_2 = \frac{\sigma_{K3}}{c_e n_{xx}} \cdot \frac{w_y}{2r_{K3}} = \frac{1,05}{11,67 \cdot 2970} \cdot \frac{350}{2 \cdot 0,72} = 0,00737;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{k_2} \cdot \frac{m_{IK3}}{m_{E_{\text{ЭМУ}}}} = \frac{0,01}{0,00737} \cdot \frac{0,4}{5} = 0,1085;$$

в) тангенс угла наклона основного луча построения в координатной системе 3-го звена:

$$k_3 = \sigma_1 \frac{w_3^2}{r_{33}} + \sigma_2 \frac{w_4^2}{r_{29}} = 1,19 \frac{2620^2}{200} + 1,04 \frac{1970^2}{50} = 121650;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{\Delta t}{k_3} \cdot \frac{m_{Iw_T}}{m_{\Phi}} = \frac{0,01}{121650} \cdot \frac{100}{10^{-5}} = 0,822;$$

г) тангенс угла наклона луча прямой связи $s(e_{K3})$ установившихся значений тока поперечной цепи в координатной системе второго звена:

$$\frac{E_{K3}}{I_{K3}} \cdot \frac{m_{IK3}}{m_{EK3}} = r_{K3} \frac{m_{IK3}}{m_{EK3}} = 0,72 \frac{0,4}{1} = 0,288;$$

д) тангенс угла наклона луча прямой связи $s(e_{\text{ЭМУ}})$ установившихся значений ампер-витков стабилизирующего трансформатора в координатной системе третьего звена:

$$\frac{E_{\text{ЭМУ}}}{I_3 w_3} \cdot \frac{m_{Iw_T}}{m_{E_{\text{ЭМУ}}}} = \frac{r_{33}}{w_3} \cdot \frac{m_{Iw_T}}{m_{E_{\text{ЭМУ}}}} = \frac{200}{2620} \cdot \frac{100}{5} = 1,525;$$

е) тангенс угла наклона луча обратной связи от стабилизирующего трансформатора $s(\Delta \Phi_T)$ в координатной системе первого звена:

$$A = \frac{\sigma_2 w_3 w_4}{r_{29} \Delta t} = \frac{1,04 \cdot 220 \cdot 1970}{50 \cdot 0,01} = 903\,000;$$

$$\frac{\Delta \Phi_T}{A \cdot \Delta \Phi_T} \cdot \frac{m_{Iw_1}}{m_{\Phi}} = \frac{1}{A} \frac{m_{Iw_1}}{m_{\Phi}} = \frac{1}{903\,000} \cdot \frac{2}{10^{-5}} = 0,222;$$

ж) тангенс угла наклона луча обратной связи $s(\Delta e_{кз})$ в координатной системе третьего звена:

$$B = \frac{\sigma_y \omega_2 \omega_d}{c_e n_{xx} r_{23} \Delta t} = \frac{1,07 \cdot 220 \cdot 1970}{11,67 \cdot 2970 \cdot 50 \cdot 0,01} = 26,8;$$

$$\frac{\Delta e_{кз}}{B \Delta e_{кз}} \cdot \frac{m_I \omega_T}{m_E \kappa_3} = \frac{1}{B} \cdot \frac{m_I \omega_T}{m_E \kappa_3} = \frac{1}{26,8} \cdot \frac{100}{1} = 3,73.$$

Для графического решения уравнений (5-4) — (5-6) на рис. 5-2 предварительно откладываются [Л. 1]:

в первой координатной системе:

- а) характеристика холостого хода первого каскада ЭМУ;
- б) статическая характеристика отрицательной обратной связи $s(\Delta \Phi_T)$ влево от точки 1 на оси абсцисс, соответствующей установившемуся значению ампер-витков задающей обмотки;
- в) контрольный луч построений под углом α , к оси абсцисс, параллельно которому проводятся лучи построения в первой координатной системе на каждом интервале времени;

во второй координатной системе:

- а) характеристика холостого хода второго каскада ЭМУ;
- б) статическая характеристика связи $s(e_{кз})$ из начала координат;

в) контрольный луч построений под углом α_2 к оси абсцисс; в третьей координатной системе:

- а) характеристика трансформатора $\Phi_T = f(I \omega_T)$;
- б) статическая характеристика связи $s(\Delta e_{кз})$;
- в) контрольный луч построений под углом α_3 к оси абсцисс.

На рис. 5-2 приведен в общем виде ход построений переходного процесса в рассматриваемой системе для двух интервалов времени, так как построения на последующих интервалах совершенно аналогичны. Ход построений обозначен стрелками, а характерные точки, получаемые при построении, обозначены порядковыми номерами.

Построение производилось с введением второго приближения (усреднением приращений величин) лишь по прямым связям.

На рис. 5-3 показана осциллограмма изменения э. д. с. ЭМУ в рассматриваемой системе, а на рис. 5-4 для сравнения приведены кривые начальной части переходного процесса ЭМУ, полученные графическим расчетом (сплошная линия) и из осциллограммы рис. 5-3 (пунктирная линия).

Сравнение полученных кривых показывает достаточную точность расчета даже без введения дальнейших уточнений метода.

На рис. 5-5 представлена осциллограмма переходного процесса в той же системе при ослабленной отрицательной гибкой связи, приведшей к уменьшению колебаний, накладывающихся на процесс.

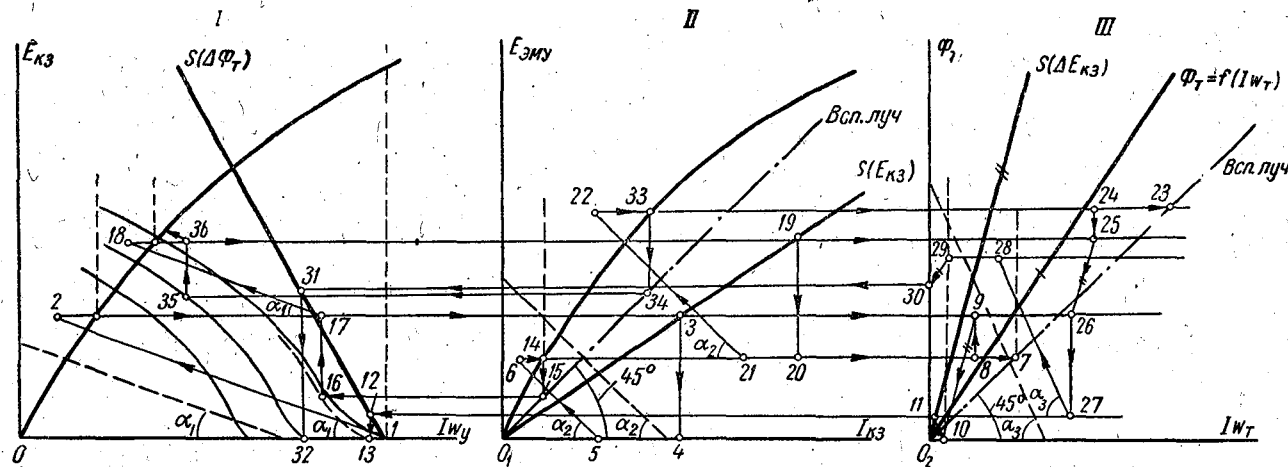


Рис. 5-2. Ход построения переходного процесса для электромашинного усилителя с гибкой трансформаторной обратной связью.

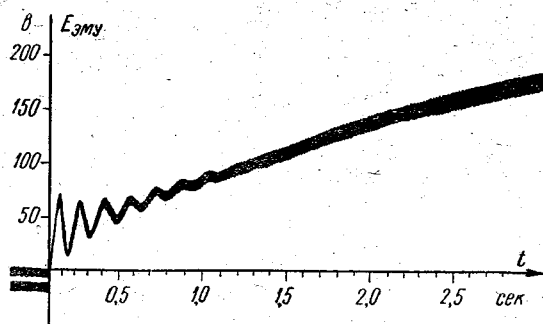


Рис. 5-3. Осциллограмма изменения э. д. с. ЭМУ с гибкой трансформаторной обратной связью.

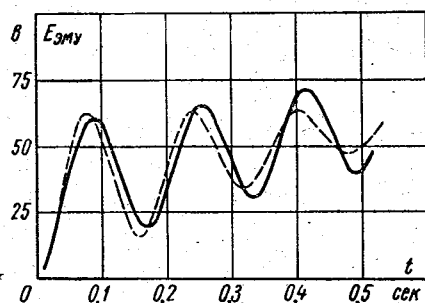


Рис. 5-4. Характеристики переходного процесса.

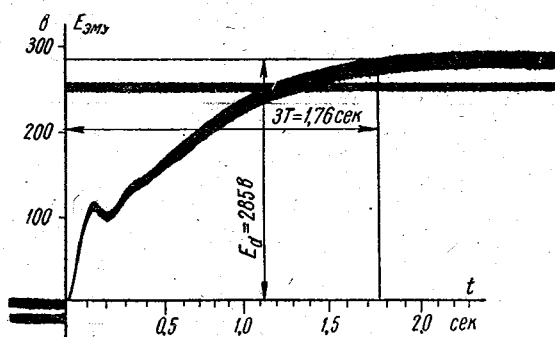


Рис. 5-5. Осциллограмма изменения э. д. с. ЭМУ при измененных параметрах трансформаторной обратной связи.

Графический расчет переходного процесса был произведен аналогично предыдущему без введения второго приближения по обратным связям, исходя из новых численных значений параметров системы:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= 3200; & \omega_3 &= 2620; \\ r_1 &= 2185 \text{ ом}; & r_{33} &= 203 \text{ ом}; \\ \omega_2 &= 220; & \omega_4 &= 1970; \\ r_{23} &= 280 \text{ ом}; & \Delta t &= 0,01 \text{ сек.} \end{aligned}$$

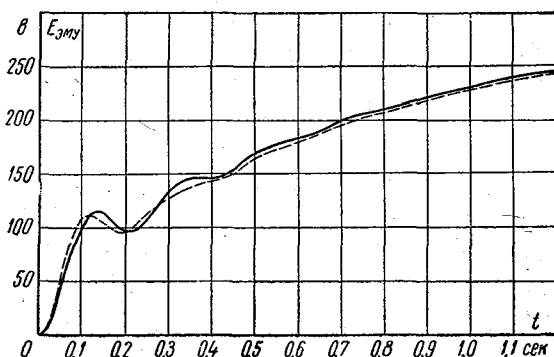


Рис. 5-6. Характеристики переходных процессов.

На рис. 5-6 для сравнения приведены расчетная (сплошная линия) и опытная (пунктирная линия) кривые переходного процесса, показывающие достаточно хорошее их совпадение.

5-3. К расчету переходного процесса в стабилизирующем трансформаторе

Графический метод расчета переходных процессов, изложенный в [Л. 1] и используемый в настоящей главе как основной метод расчета для построения переходного процесса в стабилизирующем трансформаторе, требует знания характеристики намагничивания последнего ($\Phi_T = f(\Sigma I \omega_T)$) и коэффициентов рассеивания σ_1 и σ_2 первичной и вторичной обмоток. Будучи достаточно строгим, этот метод в то же время требует экспериментального определения характеристики намагничивания и коэффициентов рассеивания трансформатора, так как заводами-изготовителями они не предоставляются, что затрудняет практическое применение метода в той форме, как он изложен в [Л. 1].

Вместе с тем заводами-изготовителями для выпускаемых стабилизирующих трансформаторов даются основные параметры (ω , r) обмоток и характеристики зависимостей постоянных времени или индуктивностей обмоток трансформатора от величины воздушного зазора.

Не нарушая строгости предыдущего рассмотрения, покажем, что применение изложенного в [Л. 1] графического метода к расчету переходного процесса в стабилизирующем трансформаторе возможно и на базе материалов, предоставляемых заводами-изготовителями.

Рассмотрим систему, состоящую из генератора, охваченного гибкой обратной связью (рис. 5-7).

Здесь w_1, w_2 — числа витков обмоток возбуждения генератора; w_3, w_4 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора; r_1, r_2, r_3 — полные омические сопротивления соответствующих контуров.

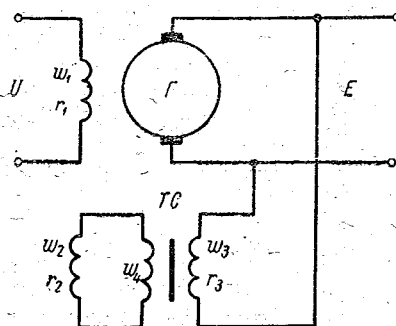


Рис. 5-7. Принципиальная схема узла со стабилизирующим трансформатором.

Переходный процесс в системе при подключении первой обмотки к напряжению сети U будет описываться уравнениями:

$$U = r_1 i_1 + w_1 \frac{\sigma_r}{c_r n_r} \cdot \frac{de}{dt}; \quad (5-7)$$

$$e = r_3 i_3 + \sigma_1 w_3 \frac{d\Phi_r}{dt}; \quad (5-8)$$

$$0 = r_2 i_2 - \sigma_2 w_4 \frac{d\Phi_r}{dt} - w_2 \frac{\sigma_r}{c_r n_r} \cdot \frac{de}{dt}, \quad (5-9)$$

где $c_r = \frac{pN}{60a}$ — коэффициент э. д. с. генератора;

n_r — скорость вращения генератора;

σ_r — коэффициент рассеивания обмоток полюсов генератора;

σ_1, σ_2 — коэффициенты рассеивания обмоток трансформатора.

Преобразуем уравнения (5-8) и (5-9) и найдем общее уравнение, характеризующее переходный процесс в стабилизирующем трансформаторе:

$$\frac{ew_3}{r_3} = i_3 w_3 + \frac{\sigma_1 w_3^2}{r_3} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt}; \quad (5-8a)$$

$$0 = i_2 w_4 - \frac{\sigma_2 w_4^2}{r_2} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} - \frac{w_2 w_4 \sigma_r}{c_r n_r r_2} \cdot \frac{de}{dt}. \quad (5-9a)$$

Вычитая из (5-8a) уравнение (5-9a), получим:

$$\begin{aligned} \left[\frac{ew_3}{r_3} - \frac{\sigma_r}{c_r n_r} \cdot \frac{w_2 w_4}{r_2} \cdot \frac{de}{dt} \right] - (i_3 w_3 - i_2 w_4) = \\ = \left(\frac{\sigma_1 w_3^2}{r_3} + \frac{\sigma_2 w_4^2}{r_2} \right) \cdot \frac{d\Phi_r}{dt}. \end{aligned} \quad (5-10)$$

Имея в виду, что:

$$\Phi_T = k_T \cdot \sum i \omega_T,$$

найдем:

$$\frac{d\Phi_T}{dt} = k_T \frac{d \sum i \omega_T}{dt}.$$

Подставляя выражение для $\frac{d\Phi_T}{dt}$ в уравнение (5-10) и заменяя $i_3 \omega_3 - i_2 \omega_4 = \sum i \omega_T$, получим:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\sigma_1 \omega_3^2}{r_3} + \frac{\sigma_2 \omega_4^2}{r_2} \right) k_T \frac{d \sum i \omega_T}{dt} + \sum i \omega_T = \\ & = \frac{e \omega_3}{r_3} - \frac{\sigma_T}{c_T n_T} \cdot \frac{\omega_2 \omega_4}{r_2} \cdot \frac{de}{dt}. \end{aligned}$$

Но

$$k_T \frac{\sigma_1 \omega_3^2}{r_3} + k_T \frac{\sigma_2 \omega_4^2}{r_2} = T_{1T} + T_{2T} = T_{\Sigma T}.$$

Тогда уравнение переходного процесса для трансформатора окончательно примет вид

$$T_{\Sigma T} \frac{d \sum i \omega_T}{dt} + \sum i \omega_T = \frac{\omega_3}{r_3} e - \frac{\sigma_T}{c_T n_T} \cdot \frac{\omega_2 \omega_4}{r_2} \cdot \frac{de}{dt}. \quad (5-11)$$

Преобразуя уравнения (5-7) и (5-9), найдем общее уравнение для генератора:

$$\frac{U \omega_1}{r_1} = i_1 \omega_1 + \frac{\sigma_T}{c_T n_T} \frac{\omega_1^2}{r_1} \cdot \frac{de}{dt}; \quad (5-7a)$$

$$0 = i_2 \omega_2 - \frac{\sigma_2 \omega_2 \omega_4}{r_2} k_T \frac{d \sum i \omega_T}{dt} - \frac{\sigma_T}{c_T n_T} \cdot \frac{\omega_2^2}{r_2} \cdot \frac{de}{dt}. \quad (5-9b)$$

Вычитая из (5-7a) уравнение (5-9b) и имея в виду, что $T_{2T} = k_T \frac{\sigma_2 \omega_4^2}{r_2}$, получим:

$$\begin{aligned} & \left[\frac{U \omega_1}{r_1} - \frac{\omega_2}{\omega_4} T \frac{d \sum i \omega_T}{dt} \right] - (i_1 \omega_1 - i_2 \omega_2) = \\ & = \frac{\sigma_T}{c_T n_T} \left(\frac{\omega_1^2}{r_1} + \frac{\omega_2^2}{r_2} \right) \frac{de}{dt}. \end{aligned} \quad (5-13)$$

Заменяя (5-11) и (5-13) приближенными уравнениями, выраженными в конечных разностях, и преобразуя их, получим окончательные расчетные уравнения:

а) для генератора

$$\frac{\Delta e}{\left[\frac{U\omega_1}{r_1} - \frac{\omega_2}{\omega_4} T_{2T} \frac{\Delta \Sigma i\omega_T}{\Delta t} \right] - (i_1\omega_1 - i_2\omega_2)} = \frac{\Delta t}{k_1}, \quad (5-14)$$

где

$$k_1 = -\frac{\sigma_r}{c_r n_r} \left(\frac{\omega_1^2}{r_1} + \frac{\omega_2^2}{r_2} \right);$$

б) для трансформатора

$$\frac{\Delta \Sigma i\omega_T}{\left[\frac{e\omega_3}{r_3} - \frac{\sigma_r \omega_2 \omega_4}{c_r n_r r_2} \cdot \frac{\Delta e}{\Delta t} \right] - \Sigma i\omega_T} = \frac{\Delta t}{T_{2T}}. \quad (5-15)$$

Для графического решения уравнений (5-14) и (5-15) производятся следующие предварительные операции.

В первой координатной системе (рис. 5-8) в координатах $E - I\omega$ откладываются характеристика холостого хода генератора и характеристика обратной связи по приращению суммарных ампер-витков трансформатора $s (\Delta \Sigma i\omega_T)$, смещенная относительно начала координат на величину постоянного воздействия независимой обмотки возбуждения генератора $\left(\frac{U\omega_1}{r_1} \right)$.

По формуле

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t}{k_1} \cdot \frac{m_{I\omega}}{m_E}$$

определяется тангенс угла наклона луча построений первой координатной системы и откладывается контрольный луч под углом α_1 .

Во второй координатной системе в координатах $\Sigma I\omega_T - \Sigma I\omega_T$ откладываются:

а) статическая характеристика звена под углом 45° (при одинаковых масштабах для $\Sigma I\omega_T$ по осям координат);

б) характеристика связи по э. д. с. генератора $s(e)$;

в) характеристика связи по приращению э. д. с. генератора $s(\Delta e)$.

Несмотря на то, что связь по Δe — отрицательная, ее характеристика для упрощения операций суммирования откладывается вправо от оси ординат. При этом вычитание воздействия связи $s(\Delta e)$ из воздействия связи $s(e)$ производится с помощью простой операции проведения луча, параллельного лучу связи $s(\Delta e)$, как это показано на рис. 5-8.

По формуле:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{T_{\text{эТ}}}$$

определяется тангенс угла наклона луча построений во второй координатной системе и проводится контрольный луч под углом α_2 .

Ход построений изображен на рис. 5-8, где порядок построения указан стрелками, а характерные точки, получаемые при построении, отмечены последовательными номерами.

Таким образом, графическое построение переходного процесса в стабилизирующем трансформаторе можно производить по урав-

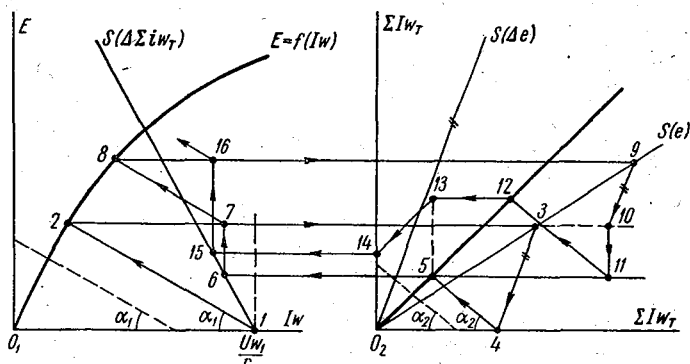


Рис. 5-8. Ход графического расчета переходного процесса в узле со стабилизирующим трансформатором.

нению (5-15), не требующему знания (или экспериментального определения) характеристики намагничивания трансформатора $\Phi_T = f(I w_T)$ для различных значений воздушного зазора δ .

Пользуясь характеристиками зависимости индуктивностей (или постоянных времени) первичной и вторичной обмоток трансформатора от воздушного зазора δ , предоставляемыми заводом-изготовителем, нетрудно определить постоянные времени обмоток с учетом включенных в контур каждой обмотки добавочных сопротивлений и результирующую суммарную постоянную времени стабилизирующего трансформатора $T_{\text{эТ}}$.

Пример. Трансформатор ТС-144-100 имеет воздушный зазор $\delta = 6,2$ мм. Сопротивление первичной обмотки трансформатора (без добавочных сопротивлений) $r_{10} = 53,5$ ом, вторичной — $r_{20} = 26$ ом.

Постоянные времени обмоток трансформатора по характеристикам завода-изготовителя для воздушного зазора $\delta = 6,2$ мм равны:

$$T_1 = 0,46 \text{ сек}; \quad T_2 = 0,39 \text{ сек}.$$

Полное сопротивление контуров обмоток в схеме управления

$$r_{13} = 455 \text{ ом}; \quad r_{23} = 192 \text{ ом}.$$

Пересчитывая конструктивные постоянные времени на действительные, получим:

$$T_{13} = T_1 \frac{r_{10}}{r_{13}} = 0,46 \frac{53,5}{455} = 0,054 \text{ сек.}$$

$$T_{23} = T_2 \frac{r_{20}}{r_{23}} = 0,39 \cdot \frac{26}{192} = 0,053 \text{ сек.}$$

Эквивалентная постоянная времени трансформатора

$$T_{\text{эт}} = T_{13} + T_{23} = 0,054 + 0,053 = 0,107 \text{ сек.}$$

С другой стороны, при выводе расчетных уравнений выше было определено, что:

$$T_{\text{эт}} = k_T \left(\sigma_1 \frac{\omega_3^2}{r_3} + \sigma_2 \frac{\omega_4^2}{r_2} \right).$$

В рассматриваемом примере для $\delta = 6,2 \text{ мм}$

$$r_3 = r_{13} = 455 \text{ ом}; \quad \omega_3 = 2620;$$

$$r_2 = r_{23} = 192 \text{ ом}; \quad \omega_4 = 1970;$$

$$\sigma_1 = 1,21; \quad k_T = 27 \cdot 10^{-7},$$

$$\sigma_2 = 1,07;$$

где σ_1 , σ_2 и k_T взяты на основании опытных данных и характеристик, снятых для трансформатора ТС-144-110 при $\delta = 6,2 \text{ мм}$. См. приложение (П-17) и [Л. 1].

Подставляя численные значения величин в выражение для $T_{\text{эт}}$, получим:

$$T_{\text{эт}} = 27 \cdot 10^{-7} \cdot \left(1,21 \cdot \frac{2620^2}{455} + 1,07 \cdot \frac{1970^2}{192} \right) = 0,1065 \text{ сек.}$$

Сравнение полученных значений эквивалентных постоянных времени трансформатора, определенных различными путями, показывает их полное совпадение и свидетельствует об эквивалентности расчета переходных процессов в стабилизирующем трансформаторе как по его опытным характеристикам намагничивания, так и по данным заводов-изготовителей.

5-4. Переходный процесс в системе возбуждения генератора постоянного тока от силового магнитного усилителя

При расчете переходных процессов в системах автоматизированных электроприводов с магнитными усилителями инерционностью последних в большинстве случаев нельзя пренебрегать. В подобных системах магнитные усилители при переходных процессах, как правило, работают в режимах глубокого насыщения, т. е. представляют собой существенно нелинейные элементы.

Для расчета переходных процессов в магнитных усилителях, работающих на линейной части характеристики, имеющих индуктивную нагрузку на постоянном токе, обычно используется общеизвестное дифференциальное уравнение для инерционного звена

$$T \frac{dU_n}{dt} + U_n = \sum e_k k_{Uk}, \quad (5-16)$$

где U_n — напряжение на индуктивной нагрузке ($U_n = I_n r_n$ в установившемся режиме);

$T = \sum T_k$ — суммарная постоянная времени магнитного усилителя;

T_k — постоянная времени k -го контура управления;

e_k — э. д. с. или напряжение, воздействующее на вход k -ой обмотки управления;

$k_{Uk} = k_{Ik} \frac{r_n}{r_k}$ — коэффициент усиления по напряжению для k -ой обмотки управления.

В уравнении (5-16) величины T и k_{Uk} постоянны только в пределах линейной части характеристики магнитного усилителя $I_n = f(I_y)$, т. е. в области малых результирующих сигналов управления.

Формула (2-4) определяет значение T_k , справедливое также лишь для линейной части характеристики.

В указанных пределах уравнение (5-16) — линейно. При работе магнитного усилителя в режиме насыщения, что имеет место при переходных процессах, величины T и k_{Uk} представляют собой переменные функции режима работы магнитного усилителя, и уравнение (5-16) становится нелинейным.

При расчете переходного процесса наиболее существенным является учет нелинейности изменения коэффициента усиления и насыщения магнитного усилителя.

Изменение величины постоянной времени магнитного усилителя при переходе на нелинейную часть характеристики и в зону насыщения не оказывает существенного влияния на переходный процесс, и им можно пренебречь.

Расчет переходного процесса в магнитном усилителе с учетом нелинейностей целесообразнее всего проводить графическим методом [Л. 1], разработанным и применяемым для нелинейных систем управления.

Для расчета переходного процесса исходное дифференциальное уравнение (5-16) заменяется приближенным уравнением в конечных приращениях и представляется в форме отношения:

$$\frac{\Delta U_n}{\Sigma e_k k_{U_k} - U_n} = \frac{\Delta t}{T}. \quad (5-17)$$

Так как сумма, стоящая в правой части уравнения (5-16), а именно $\Sigma e_k k_{U_k}$, представляет собой установившееся значение напряжения на выходе магнитного усилителя, обязанное суммарному воздействию на его входе, то для нелинейной цепи, ввиду неприменимости к ней принципа наложения, необходимо предварительно

определить результирующее входное воздействие, а затем определять соответствующую ему выходную величину.

Для магнитного усилителя суммирование входных воздействий целесообразно производить в виде намагничивающих сил, выраженных в ампер-витках.

Таким образом, графическое решение уравнения (5-17) будет заключаться в следующем.

Предварительно, в координатах $U_n - \Sigma I_y w_y$

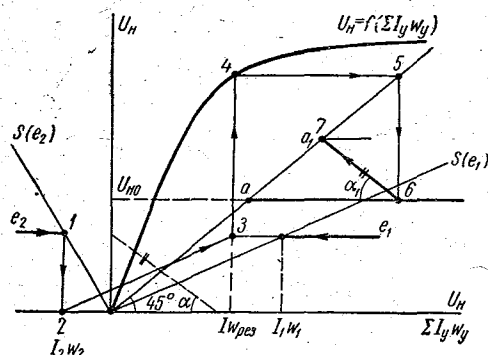


Рис. 5-9. К графическому расчету переходного процесса в магнитном усилителе с учетом насыщения.

(рис. 5-9) откладывается нелинейная характеристика магнитного усилителя $U_n = f(\Sigma I_y w_y)$, перестроенная из обычно задаваемой характеристики магнитного усилителя ($I_n = f(I_y)$). Откладываются также статические характеристики связей с координатами, воздействующими на вход усилителя. Эти характеристики позволяют совершить переход от текущего значения воздействующей координаты e_k к соответствующему значению намагничивающих ампер-витков $I_k w_k$ [Л. 1]. На рис. 5-9 для примера отложены две статические характеристики связей: положительной связи по координате $e_1 - s(e_1)$ и отрицательной связи по координате $e_2 - s(e_2)$. В этой же координатной системе в координатах $U_n - U_n$ откладывается под углом 45° статическая характеристика звена, а также контрольный луч построенный под углом α_1 к оси абсцисс [Л. 1]:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t}{T}.$$

Ход графических построений при решении уравнения (5-17) заключается в следующем.

Принимаем, что на некотором интервале времени начальное значение выходной координаты $U_{н0}$ определено точкой a на характеристике звена. Пусть на этом интервале времени координаты, воздействующие на вход звена (магнитного усилителя), имели соответственно значения e_1 и e_2 , указанные на рис. 5-9 стрелками.

Проведя алгебраическое суммирование воздействий координат, что может быть выполнено графически (точки 1, 2, 3 на рис. 5-9), определим значение установившихся результирующих ампервитков и снесем полученную точку 3 вертикалью на характеристику $U_n = f(\Sigma I_y \omega_y)$ (точка 4). Найденное значение U_n перенесем на горизонталь предыдущего состояния звена, проходящую через точку a , что можно сделать графически, используя характеристику, проведенную под углом 45° . Из найденной таким образом точки 6 проводится луч под углом α_1 , параллельный контрольному лучу построений, до пересечения со статической характеристикой звена (точка 7). Полученная точка a_1 (7) определяет новое значение выходной координаты U_n к концу рассматриваемого интервала времени Δt .

Дальнейшее построение ведется через равные выбранные интервалы времени Δt совершенно аналогично предыдущему и циклически повторяется на каждом интервале времени. Ход построений для одного интервала времени на рис. 5-9 указан стрелками, а характерные точки, получаемые при построении, обозначены порядковыми номерами.

Используя однотипный метод расчета переходных процессов [Л. 1], для остальных звеньев системы автоматизированного электропривода или иной нелинейной системы управления, можно одним общим построением получить переходные процессы во всех звеньях системы управления, содержащей в виде элементов силовые магнитные усилители.

Пример. Рассмотрим пример расчета переходного процесса в простейшей системе, изображенной на рис. 5-10.

Обмотка возбуждения генератора постоянного тока питается через выпрямительный мост от магнитного усилителя. Магнитный усилитель двухтактный, однофазный, соединенный для питания нагрузки по мостовой схеме с внутренней обратной связью, имеет две обмотки управления: независимую и обмотку отрицательной обратной связи по напряжению генератора.

Основные параметры системы.

а) Магнитный усилитель:

$$\omega_{y1} = 2 \times 900; \quad \omega_{\sim} = 1100 \text{ (для одного рабочего плеча);}$$

$$\omega_{y2} = 2 \times 600;$$

$$r_{1s} = 45 \text{ ом; } r = 364 \text{ ом;}$$

$$r_{2s} = 595 \text{ ом; } \alpha = 0,25;$$

$$k_{11} = 1,65; \quad \omega_{oc} = \omega_{\sim} = 1100.$$

$$k_{12} = 1,1;$$

Экспериментально снятая нелинейная характеристика магнитного усилителя $I_H = f(I_y)$, пересчитанная к форме зависимости $U_H = f(I_y w_y)$, отложена в первой координатной системе на рис. 5-11.

б) Генератор:

$$\begin{aligned} \omega_B &= 4550; & 2a &= 2; \\ r_B &= 170 \text{ ом}; & N &= 1740; \\ n &= 2950 \text{ об/мин}; & \sigma &= 1,18. \\ 2p &= 2; \end{aligned}$$

Характеристика холостого хода генератора, снятая экспериментально, отложена во второй координатной системе на рис. 5-11.

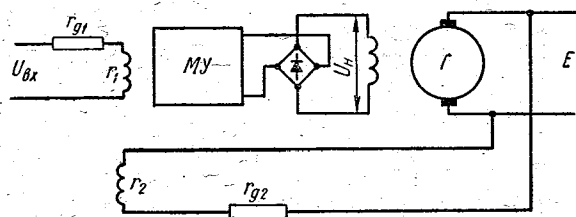


Рис. 5-10. Принципиальная схема возбуждения генератора постоянного тока от силового магнитного усилителя.

В примере рассматривается переходный процесс, возникающий в системе при замыкании обмотки независимого возбуждения МУ на постоянное входное напряжение $U_{вх} = 6,2 \text{ в}$.

Графический расчет переходного процесса ведется в двух координатных системах (рис. 5-11): в первой координатной системе для магнитного усилителя решается совместно система уравнений:

$$T \frac{dU_H}{dt} + U_H = U_{вх} k_{U1} - E k_{U2} = U_{H \text{ уст}}; \quad (5-16a)$$

$$U_{H \text{ уст}} = f(i_1 \omega_1 - i_2 \omega_2); \quad (5-18)$$

во второй — согласно [Л. 1], решается совместно система уравнений:

$$U_H = r_B i_B + \frac{\sigma}{c_e n} \omega_B \frac{de}{dt}; \quad (5-19)$$

$$E = f(i_B) \quad (5-20)$$

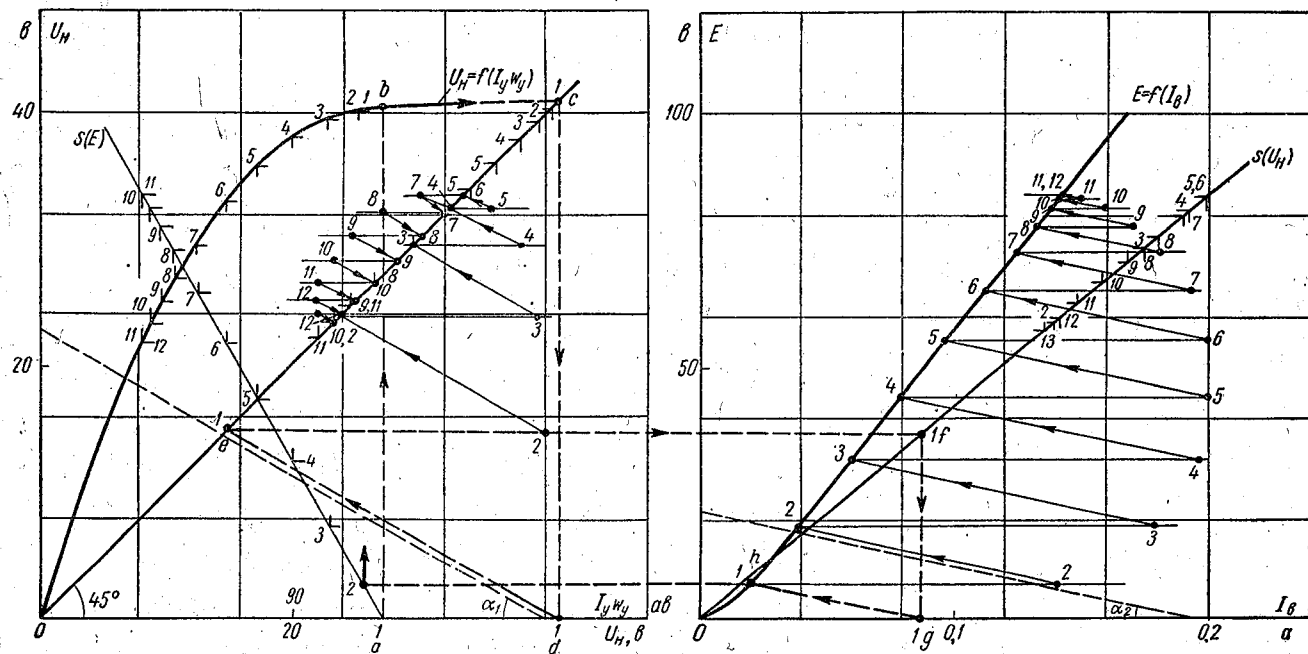


Рис. 5-11. Графический расчет переходного процесса в системе возбуждения генератора постоянного тока от силового магнитного усилителя.

Для графического решения дифференциальные уравнения (5-16), (5-19) заменяются приближенными уравнениями в конечных разностях и представляются в форме отношений:

$$\frac{\Delta U_H}{U_{H \text{ уст}} - U_H} = \frac{\Delta t}{T}; \quad (5-17a)$$

$$\frac{\Delta e}{\frac{U_H}{r_B} - i_B} = \frac{\Delta t}{k}, \quad (5-21)$$

где

$$k = \frac{\sigma}{c_e n} \cdot \frac{w_B}{r_B}.$$

Уравнения статических характеристик (5-18), (5-20) задаются графически (рис. 5-11) и учитываются автоматически в ходе построений.

Определение основных расчетных параметров.

а) Для усилителя:

$$T_1 = \frac{r w_{y1} (w_{y1} + a k_{I1} w_{oc})}{8 f w_{\sim}^2 r_{12}} = \frac{364 \cdot 1800 (1800 + 0,25 \cdot 1,65 \cdot 1100)}{8 \cdot 50 \cdot 1100^2 \cdot 45} = 0,0676 \text{ сек};$$

$$T_2 = \frac{r w_{y2} (w_{y2} + a k_{I2} w_{oc})}{8 f w_{\sim}^2 r_{23}} = \frac{364 \cdot 1200 (1200 + 0,25 \cdot 1,1 \cdot 1100)}{8 \cdot 50 \cdot 1100^2 \cdot 595} = 0,0023 \text{ сек};$$

$$T = T_1 + T_2 = 0,0676 + 0,0023 = 0,07 \text{ сек.}$$

Расчетный интервал времени принимаем:

$$\Delta t = 0,04 \text{ сек.}$$

Так как в первой координатной системе ($U_H - U_H$) масштабы по осям одинаковы, то

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{0,04}{0,07} = 0,57.$$

б) Для генератора:

$$c_e = \frac{pN}{60a} = \frac{1 \cdot 1740}{60 \cdot 1} = 29;$$

$$k = \frac{\sigma}{c_e n} \cdot \frac{w_B}{r_B} = \frac{1,18 \cdot 4550}{29 \cdot 2950 \cdot 170} = 3,69 \cdot 10^{-4}.$$

Принятые масштабы по осям для построений во второй координатной системе:

$$m_I = 0,02 \text{ а/см}; \quad m_E = 10 \text{ в/см};$$

при $\Delta t = 0,04 \text{ сек}$

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{k} \cdot \frac{m_I}{m_E} = \frac{0,04 \cdot 0,02 \cdot 10^4}{3,69 \cdot 10} = 0,217;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_2 \approx 0,22.$$

Для проведения графического расчета в первой координатной системе предварительно откладываются:

характеристика $U_n - f(I_y \omega_y)$;

статическая характеристика звена под углом 45° ;

статическая характеристика отрицательной обратной связи $s(E)$ по э. д. с. генератора из точки 1, соответствующей установившемуся значению ампер-витков $\frac{U_{вх} \omega_{y1}}{r_{13}}$ независимой обмотки управления;

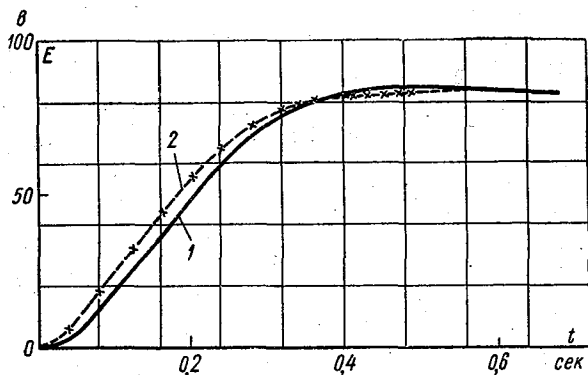


Рис. 5-12. Характеристики переходного процесса генератора.

1 — эксперимент; 2 — расчет.

контрольный луч построений под углом α_1 к оси абсцисс.

Во второй координатной системе откладываются:

характеристика холостого хода генератора $E = f(I_n)$;

статическая характеристика связи $s(U_n)$ по напряжению усилителя;

контрольный луч построений под углом α_2 к оси абсцисс.

На рис. 5-11 приведен полный графический расчет переходного процесса в рассматриваемой системе. Ход построений для одного интервала времени (первого) показан пунктирными линиями и стрелками, а характерные точки, получаемые при построении, обозначены латинскими буквами в алфавитном порядке. Ход построений на других интервалах аналогичен и циклически повторяется. Характерные точки, получаемые на каждом интервале, обозначены цифрами, соответствующими порядку интервала.

На рис. 5-12 приведены для сравнения характеристики переходных процессов в рассматриваемой системе, полученные экспериментально и расчетом по изложенной выше методике.

5-5. Система электропривода с электромашинной автоматикой и совмещенными отсечками

Рассмотрим расчет переходного процесса в системе автоматизированного электропривода постоянного тока, управляемого по

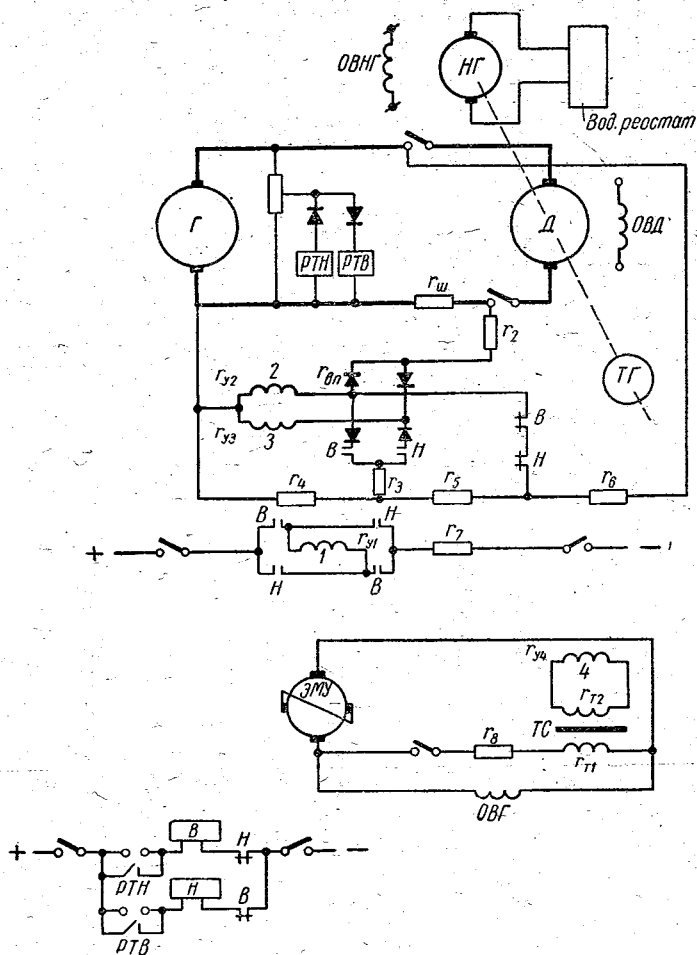


Рис. 5-13. Принципиальная схема системы электропривода с совмещенными отсечками.

системе генератор-двигатель от электромашинного усилителя с поперечным полем, при наличии в схеме управления узла с совмещенными отсечками (рис. 5-13).

Расчет процессов выполнен графическим методом; экспериментальное исследование их производилось на опытной установке,

созданной в лаборатории электрификации и автоматизации промышленности ЛЭТИ.

Основные данные установки.

а) Электродвигатель типа ПН-205 ХЭМЗ:

$$U_n = 220 \text{ в}; \quad I_n = 110 \text{ а}; \quad P_n = 20,5 \text{ кВт}; \quad n_n = 950 \text{ об/мин.}$$

б) Генератор типа ПН-290 ХЭМЗ:

$$U_n = 220 \text{ в}; \quad I_n = 151 \text{ а}; \quad P_n = 29 \text{ кВт}; \quad n_n = 950 \text{ об/мин.}$$

в) Электромашинный усилитель типа ЭМУ-25-3000:

$$U_n = 230 \text{ в}; \quad I_n = 10,9 \text{ а}; \quad P_n = 2,5 \text{ кВт}; \quad n_n = 2850 \text{ об/мин.}$$

г) Стабилизирующий трансформатор типа ТС-144/110.

Расчетные параметры системы имели следующие значения:

$$r_{яц} = 0,356 \text{ ом}; \quad \omega_{y1} = 500; \quad c_{e \text{ ЭМУ}} = 21;$$

$$L_{яц} = 0,01 \text{ гн}; \quad r_{y1} = 37,0 \text{ ом}; \quad r_{кз} = 2,1 \text{ ом};$$

$$CD^2 = 9,08 \text{ кг/м}^2; \quad \omega_{y2} = 330; \quad \sigma_y = 1,07;$$

$$\omega_r = 6000; \quad r_{y2} = 18,4 \text{ ом}; \quad \sigma_{кз} = 1,05;$$

$$r_r = 54 \text{ ом}; \quad \omega_{y3} = 330; \quad \sigma_r = 1,10;$$

$$c_{er} = 13,1; \quad r_{y3} = 18,4 \text{ ом}; \quad r_{ш} = 0,0437 \text{ ом};$$

$$c_{ed} = c_{ed} I_d = 0,214; \quad \omega_{y4} = 330; \quad r_{y4} = 15,6 \text{ ом};$$

$$r_2 = 4,54 \text{ ом}; \quad \omega_{T1} = 2520;$$

$$r_3 = 1,86 \text{ ом}; \quad \omega_{T2} = 1970;$$

$$r_4 = 18,4 \text{ ом}; \quad r_{T13} = 455 \text{ ом};$$

$$r_5 = 54 \text{ ом}; \quad r_{T23} = 192 \text{ ом};$$

$$r_6 = 208 \text{ ом}; \quad r_{вп} = 10 \text{ ом};$$

$$r_7 = 366 \text{ ом}; \quad \sigma_{T1} = 1,21;$$

$$\sigma_{T2} = 1,07.$$

Переходный процесс в системе рис. 5-13 описывается дифференциальным уравнением шестого порядка. В соответствии с этим графическое решение его ведется в шести координатных системах по числу элементарных звеньев системы.

Расчетные уравнения для элементарных звеньев системы будут иметь вид [Л. 1].

1. Для первого каскада ЭМУ:

$$\frac{\Delta e_{кз}}{\left[\frac{\omega_{y1}}{r_{y1}} U_{вх} - \beta e_r - \gamma i_r - \frac{\omega_{y4} \omega_{T2} \sigma_{T2}}{r_{T23} \Delta t} \Delta \Phi_T - f(i_{кз}) \right] - (i_1 \omega_{y1} - i_2 \omega_{y2} - i_4 \omega_{y4})} = \frac{\Delta t}{k_1},$$

где

$$k_1 = \frac{\sigma_y}{c_{e \text{ ЭМУ}} \cdot n_{\text{ЭМУ}}} \left(\frac{\omega_{y1}^2}{r_{y1}} + \frac{\omega_{y2}^2}{r_{23}} + \frac{\omega_{y4}^2}{r_{T23}} \right).$$

Коэффициенты β , γ и $r_{2\text{э}}$ в зависимости от режима работы узла с совмещенными отсечками принимают следующие значения:

а) для случая протекания по обмотке 2 тока, обусловленного воздействием только по току $i_{\text{я}}$ якорной цепи главных машин:

$$\beta = 0; \quad \gamma = \frac{r_{\text{ш}} \omega_{y2}}{r_{y2} + r_2 + r_{\text{вп}}}; \quad r_{2\text{э}} = r_{y2} + r_2 + r_{\text{вп}};$$

б) для случая протекания по обмотке 2 тока, обусловленного воздействием только по э. д. с. генератора $e_{\text{г}}$:

$$\beta = \frac{\alpha \omega_{y2}}{r_{y2} + r_{\text{вп}} + r_3 + \frac{r_4(r_5 + r_6)}{r_4 + r_5 + r_6}}; \quad \alpha = \frac{r_4}{r_4 + r_5 + r_6};$$

$$\gamma = 0; \quad r_{2\text{э}} = r_{y2} + r_{\text{вп}} + r_3 + \frac{r_4(r_5 + r_6)}{r_4 + r_5 + r_6};$$

в) для случая протекания по обмотке 2 тока, обусловленного одновременными воздействиями по току цепи якорей $i_{\text{я}}$ и э. д. с. генератора $e_{\text{г}}$:

$$\beta = \frac{\alpha \omega_{y2}}{R_2}; \quad \gamma = \frac{r_{\text{ш}} \left[r_{\text{вп}} + r_3 + \frac{r_4(r_5 + r_6)}{r_4 + r_5 + r_6} \right] \omega_{y2}}{(r_{\text{вп}} + r_2) R_2};$$

$$r_{2\text{э}} = R_2,$$

где

$$R_2 = r_{y2} + \frac{r_{\text{вп}} + r_{y2} + r_2}{r_{\text{вп}} + r_2} \left[r_{\text{вп}} + r_3 + \frac{r_4(r_5 + r_6)}{r_4 + r_5 + r_6} \right].$$

2. Для второго каскада ЭМУ:

$$\frac{\frac{\Delta e_{\text{ЭМУ}}}{e_{\text{кз}} - i_{\text{кз}}} = \frac{\Delta t}{k_2}; \quad k_2 = \frac{\sigma_{\text{кз}}}{c_{\text{е ЭМУ}} n_{\text{ЭМУ}}} \cdot \frac{\omega_{\text{я ЭМУ}}}{2 r_{\text{кз}}}.$$

3. Для генератора:

$$\frac{\frac{\Delta e_{\text{Г}}}{e_{\text{ЭМУ}} - i_{\text{Г}}} = \frac{\Delta t}{k_3}; \quad k_3 = \frac{\sigma_{\text{Г}}}{c_{\text{е Г}} n_{\text{Г}}} \cdot \frac{\omega_{\text{Г}}}{r_{\text{Г}}}.$$

4. Для токового квадранта электродвигателя:

$$\frac{\Delta i_{\text{я}}}{e_{\text{Г}} - r_{\text{яц}} i_{\text{я}} - c_{\text{е д}} \Phi_{\text{д}} n_{\text{д}}} = \frac{\Delta t}{L_{\text{яц}}}.$$

5. Для скоростного квадранта электродвигателя:

$$\frac{\Delta n_d}{i_a - I_c} = \frac{\Delta t}{k_5}; \quad k_5 = \frac{GD^2 1,03}{375 c_{e d} \Phi_d}.$$

6. Для стабилизирующего трансформатора:

$$\frac{\Delta \Phi_T}{\left[\frac{e_{\text{ЭМУ}} w_{T1}}{r_{T1\text{Э}}} - \frac{w_{y4} w_{T2} \sigma_y}{c_{e \text{ЭМУ}} n_{\text{ЭМУ}} r_{T2\text{Э}} \Delta t} \cdot \Delta e_{K3} \right] - (i_{T1} w_{T1} - i_4 w_{T2})} = \frac{\Delta t}{k_8},$$

где

$$k_8 = \sigma_{T1} \frac{w_{T1}^2}{r_{T1\text{Э}}} + \sigma_{T2} \frac{w_{T2}^2}{r_{T2\text{Э}}}.$$

Для проведения графических расчетов приняты следующие масштабы по осям соответствующих координатных систем:

$$\begin{aligned} m_{Iw_y} &= 10 \text{ ав/см}; & m_{I_a} &= 10 \text{ а/см}; \\ m_{E_{K3}} &= 5 \text{ в/см}; & m_{n_d} &= 40 \text{ об/мин.см}; \\ m_{I_{K3}} &= 10 \text{ а/см}; & m_{Iw_T} &= 50 \text{ ав/см}; \\ m_{E_{\text{ЭМУ}}} &= 10 \text{ в/см}; & m_{\Phi_T} &= 2 \cdot 10^{-4} \text{ вб/см}. \\ m_{I_r} &= 0,5 \text{ а/см}; \\ m_{E_r} &= 10 \text{ в/см}; \end{aligned}$$

В соответствии с изложенной в [Л. 1] методикой для проведения графических построений во всех координатных системах откладываются статические характеристики элементарных звеньев, статические характеристики связей и вспомогательные лучи построения. Примем для подсчетов минимальное значение интервала времени $\Delta t = 0,01 \text{ сек.}$

Для рассматриваемой системы в координатной системе первого каскада ЭМУ откладываются (рис. 5-14а):

а) статическая характеристика первого каскада ЭМУ $E_{K3} = f(Iw_y)$;

б) статические характеристики внутренних обратных связей, учитывающих размагничивающее действие реакции якоря и коммутационных секций (для ЭМУ-25-3000 указанные статические характеристики приведены в приложении (П-8);

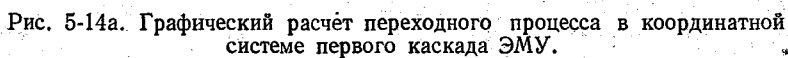
в) точка K , соответствующая установившемуся значению ампер-витков обмотки 1 независимого возбуждения ЭМУ;

г) статическая характеристика связи $K - E_r$ по e_r при питании обмотки 2 только от e_r (от точки K — влево):

$$\text{tg } \varphi_1 = \frac{r_{2\text{Э}}}{\alpha w_{y2}} \cdot \frac{m_{Iw_y}}{m_{E_r}} = 2,27,$$

где

$$r_{2\text{Э}} = 49,3 \text{ ом}; \quad \alpha = 0,066.$$



д) статическая характеристика связи $K - I$ по i_a при питании обмотки 2 только от i_a (от точки K — влево):

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{r_{23}}{r_{\text{ш}} \omega_{y2}} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_{Ia}} = 2,28,$$

где

$$r_{23} = 33 \text{ ом};$$

$r_{\text{ш}}$ — суммарное сопротивление цепи между точками главной цепи якорей, от которых берется питание обмотке 2;

е) статическая характеристика связи $K - E_r$ по e_r при совместном питании обмотки 2 (от точки K — влево):

$$\operatorname{tg} \varphi'_1 = \frac{R_3}{\alpha \omega_{y2}} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_{Er}} = 3,88,$$

где

$$R_3 = 84,4 \text{ ом};$$

ж) статическая характеристика связи $K - I'$ по i_a при совместном питании обмотки 2 (от точки K — влево):

$$\operatorname{tg} \varphi'_2 = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_I} = 2,84,$$

где

$$\gamma = 0,34;$$

з) луч отсечки $E_r - I$ по e_r (вправо от точки K).

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{r_{y2} \cdot r_4}{r_{\text{ш}} (r_{y2} + r_{\text{вп}} + r_3 + r_4) \left[r_5 + r_6 + \frac{r_4 (r_{y2} + r_{\text{вп}} + r_3)}{r_4 + r_{y2} + r_{\text{вп}} + r_3} \right]} \times \\ \times \frac{m_{Er}}{m_{Ia}} = 0,575;$$

и) луч отсечки $I - E_r$ по i_a (вправо от точки K);

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{r_{y2} r_{\text{ш}}}{\alpha (r_{y2} + r_{\text{вп}} + r_2)} \cdot \frac{m_I}{m_{Er}} = 0,374;$$

к) вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений величин с вертикальной оси на горизонтальную.

Определяется тангенс угла наклона луча построенный в первой координатной системе:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t}{k_1} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_{E_{K3}}} = 0,21,$$

где

$$k_1 = \frac{\sigma_y}{c_e \varepsilon \mu n \varepsilon \mu_y} \left(\frac{\omega_{y1}^2}{r_{y1}} + \frac{\omega_{y2}^2}{r_{23}} + \frac{\omega_{y4}^2}{r_{T23}} \right) = 0,0955.$$

Помимо этого, для удобства построения в отдельной координатной системе под координатной системой первого каскада ЭМУ откладывается статическая характеристика связи со стабилизирующим трансформатором:

$$\operatorname{tg} \varphi_9 = \frac{r_{T23} \Delta t}{\omega_{y4} \omega_{T2} \sigma_{T2}} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_{\Phi_T}} = 0,135.$$

В координатной системе второго каскада ЭМУ откладываются (рис. 5-14б):

а) статическая характеристика второго каскада ЭМУ:

$$E_{\text{ЭМУ}} = f(I_{\text{кз}});$$

б) статическая характеристика связи с первым каскадом $O_2 - P_2$:

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = r_{\text{кз}} \frac{m_{I_{\text{кз}}}}{m_{E_{\text{кз}}}} = 0,42;$$

в) статическая характеристика связи со стабилизирующим трансформатором $O_2 - P_6$:

$$\operatorname{tg} \varphi_7 = \frac{r_{T13}}{\omega_{T1}} \cdot \frac{m_{I\omega_T}}{m_{E_{\text{ЭМУ}}}} = 0,9;$$

г) луч переноса значений $i_{\text{кз}}$ из второго квадранта в первый (масштаб $i_{\text{кз}}$ для построения статических характеристик внутренних связей в первой координатной системе уменьшен в два раза).

Определяется тангенс угла наклона луча построений:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{k_2} \cdot \frac{m_{I_{\text{кз}}}}{m_{E_{\text{ЭМУ}}}} = 0,38;$$

$$k_2 = \frac{\sigma_{\text{кз}} \cdot 60}{4n_{\text{Э}} r_{\text{кз}}} = \frac{\sigma_{\text{кз}} \omega_{\text{ЭМУ}}}{c_{\text{ЭМУ}} n_{\text{ЭМУ}} 2r_{\text{кз}}} = 2,63 \cdot 10^{-3}.$$

В координатной системе генератора откладываются (рис. 5-14в):

а) статическая характеристика генератора $E_r - f(I_r)$;

б) статическая характеристика $O_3 - P_3$ связи с ЭМУ:

$$\operatorname{tg} \varphi_4 = r_r \frac{m_{I_r}}{m_{E_r}} = 2,7.$$

Определяется тангенс угла наклона луча построений:

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{\Delta t}{k_3} \cdot \frac{m_{I_r}}{m_{E_r}} = 0,055,$$

где

$$k_3 = \frac{\sigma_r}{c_{\text{Э}} r n_r} \cdot \frac{\omega_r}{r_r} = 9,3 \cdot 10^{-3}$$

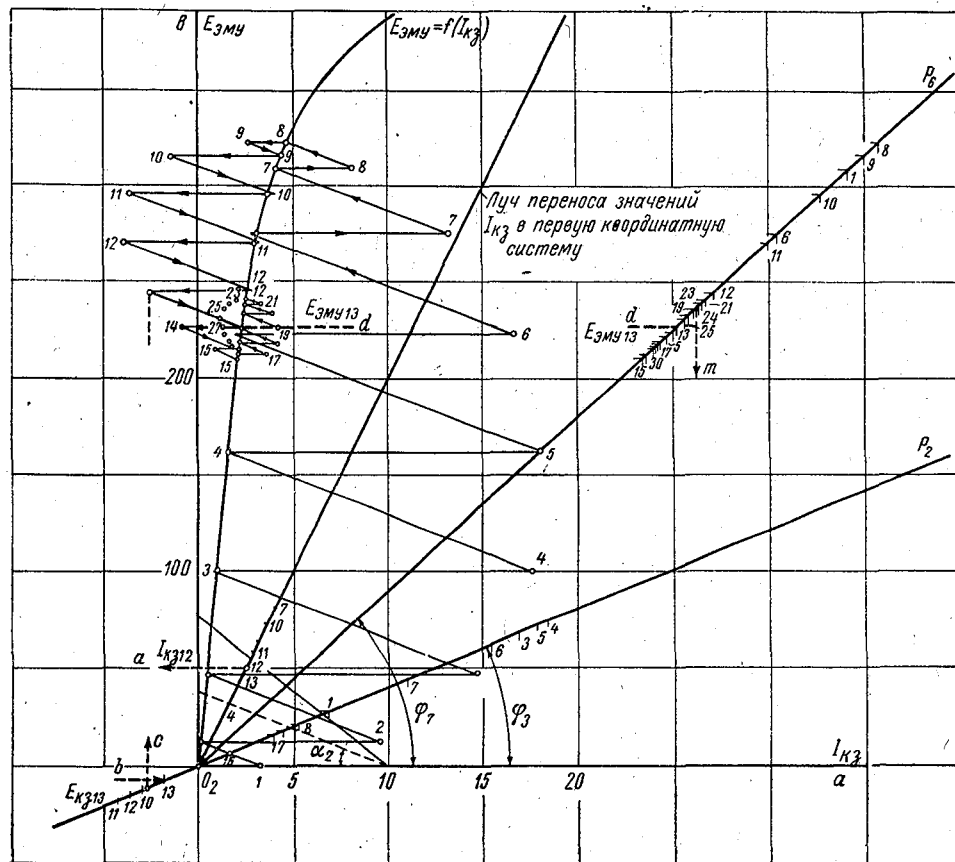
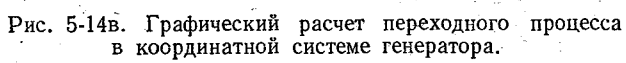


Рис. 5-146. Графический расчет переходного процесса в координатной системе второго каскада ЭМУ.



В токовой и скоростной координатных системах электродвигателя (рис. 5-14г и д) откладываются: луч связи с генератором под углом 45° , лучи I_K и $c_e n_d$:

$$\operatorname{tg} \varphi_5 = \frac{1}{r_{яц}} \cdot \frac{m_{E\Gamma}}{m_{Iя}} = 2,8;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_6 = \frac{1}{c_{eд} \Phi_d} \cdot \frac{m_{E\Gamma}}{m_{нд}} = 1,15.$$

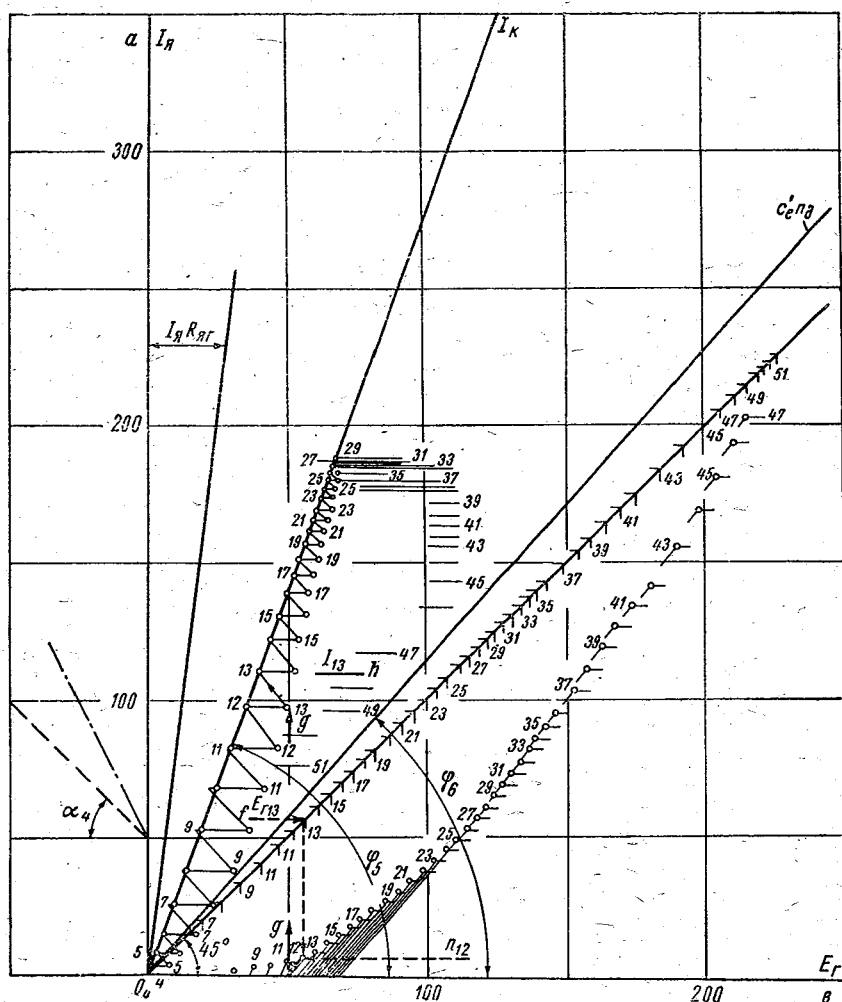


Рис. 5-14г. Графический расчет переходного процесса в токовой координатной системе электродвигателя.

Помимо этого, откладывается вспомогательный луч для определения величины падения напряжения в якоре генератора.

Определяются тангенсы углов наклона лучей построения:

$$\operatorname{tg} \alpha_4 = \frac{\Delta t}{L_{\text{яц}}} \cdot \frac{m_{E\Gamma}}{m_{I\text{я}}} = 1;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_5 = \frac{\Delta t \cdot 375 \cdot c_{e\text{д}} \Phi_{\text{д}}}{GD^2 \cdot 1,03} \cdot \frac{m_{I\text{я}}}{m_{n\text{д}}} = 0,022.$$

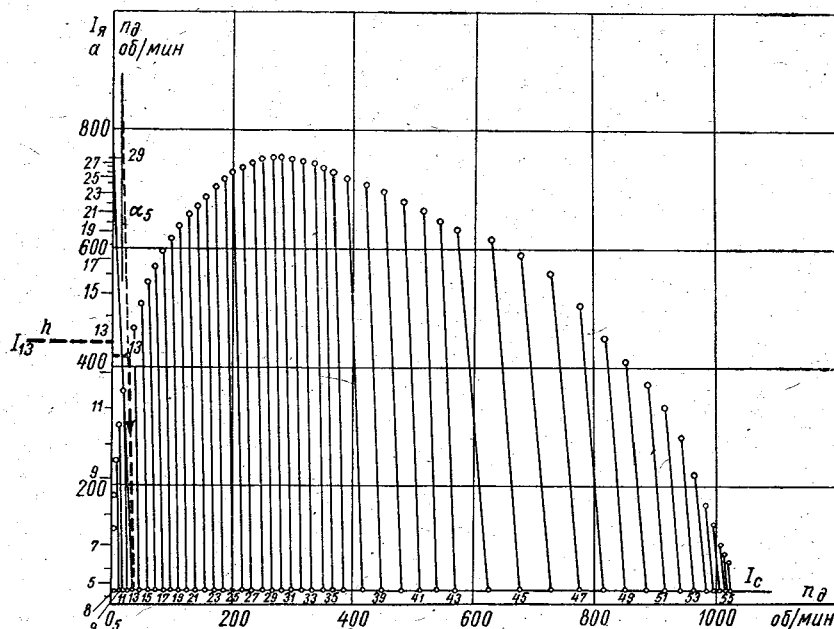


Рис. 5-14д. Графический расчет переходного процесса в скоростной координатной системе электродвигателя.

Наконец в координатной системе стабилизирующего трансформатора (рис. 5-14е) откладываются: статическая характеристика трансформатора $\Phi_T = f(I_{wT})$ и луч $O_6 - T$ связи по $\Delta e_{\text{кз}}$:

$$\operatorname{tg} \varphi_8 = \frac{c_{e\text{эм}} \cdot n_{\text{эм}} \cdot r_{T23} \cdot \Delta t}{w_{y4} w_{T2} \sigma_y} \cdot \frac{m_{IwT}}{m_{E\text{кз}}} = 1,6.$$

Вычисляется тангенс угла наклона луча построений:

$$\operatorname{tg} \alpha_6 = \frac{\Delta t}{k_6} \cdot \frac{m_{IwT}}{m_{\Phi T}} = 0,065,$$

где

$$k_6 = \sigma_{T1} \frac{w_{T1}^2}{r_{T13}} + \sigma_{T2} \frac{w_{T2}^2}{r_{T23}} = 38570.$$

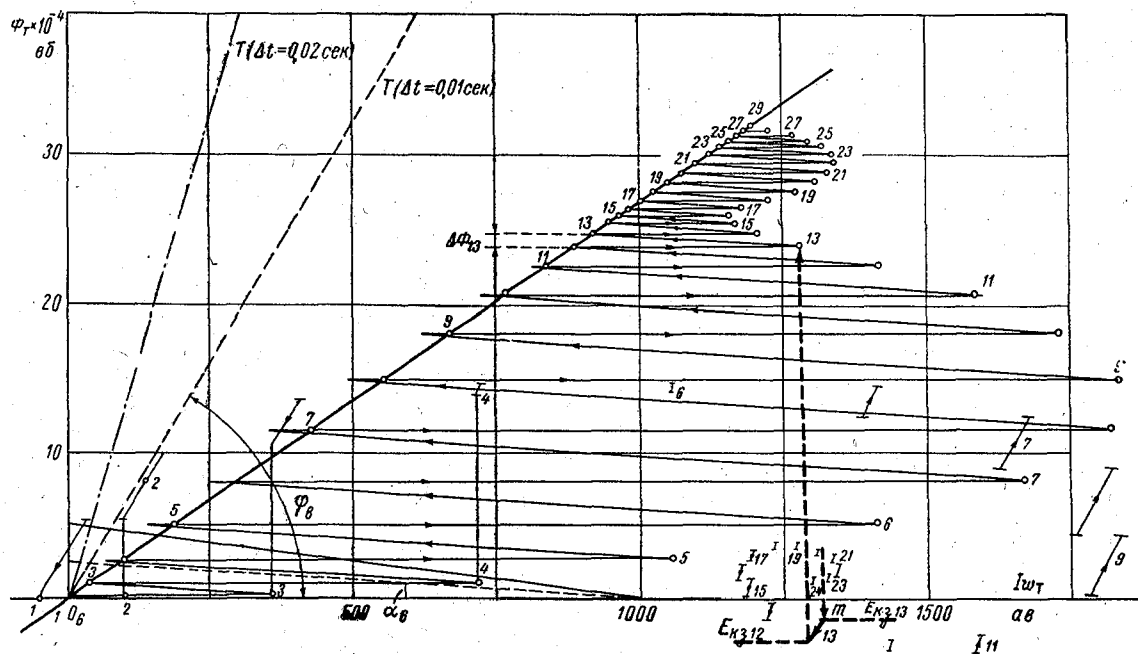


Рис. 5-14е. Графический расчет переходного процесса в координатной системе стабилизирующего трансформатора.

На рис. 5-14а помещена координатная система первого каскада ЭМУ и ниже — вспомогательный луч для переноса воздействий стабилизирующего трансформатора в первый каскад ЭМУ. На рис. 5-14б изображена координатная система второго каскада ЭМУ, ниже нее расположена координатная система стабилизирующего трансформатора, приведенная на рис. 5-14е. На рис. 5-14в, г и д последовательно показаны координатные системы генератора, токовая и скоростная для двигателя.

В первой и второй координатных системах, чтобы не затемнять чертежа, показано построение лишь для первых 30 точек. На чертеже точки, относящиеся к одному и тому же интервалу времени, отмечены во всех координатных системах одинаковыми цифрами. Так как построения на отдельных интервалах времени идентичны и повторяются циклически, то для пояснения общего хода построения на чертеже особыми точками и пунктирными линиями выделен ход построения на тринадцатом интервале времени.

Сущность построения заключается в следующем.

Просуммировав значения воздействий обратных связей, имевших место в конце 12-го интервала времени, откладываем эту сумму ампер-витков по оси абсцисс в первой координатной системе от точки K влево. Из найденной точки проводим характеристику внутренней обратной связи по $i_{ка}$ и сносим на нее ($a-a$) значение $i_{кз\ 12}$ из второй координатной системы. Найденная точка, будучи опущена на линию предыдущего состояния, определит точку, исходную для проведения луча построений на 13-м интервале времени.

Найдя значение $e_{кз\ 13}$, сносим его ($b-b$) на луч $O_2 - P_2$, и, определив среднее значение приращения входного воздействия для второго каскада, переносим его на линию предыдущего состояния ($c-c$). Проведя из найденной точки луч построений, находим значение $e_{эму\ 13}$. Совершенно аналогично построение в координатной системе генератора ($d-d$, $e-e$). В токовой координатной системе двигателя на вертикаль, соответствующую $e_{г\ 13}$, сносится значение n_{12} , с помощью луча $c'_e n_d$ учитывается э. д. с. двигателя, находится точка, исходная для построений на 13-м интервале времени ($g-g$). Пояснения построений в скоростной координатной системе электродвигателя не требуется.

Для построений в координатной системе стабилизирующего трансформатора среднее значение $e_{эму\ 13\ ср}$ ($m-m$) переносится на линию, соответствующую $e_{кз\ 13}$. Из полученной точки проводится линия, параллельная лучу $O_6 - T$, до пересечения с горизонталью, соответствующей $e_{кз\ 12}$. Снося полученную точку на линию предыдущего состояния, проводим луч построения и определяем $\Delta\Phi_{13}$. Более подробное объяснение построений в координатных системах отдельных звеньев системы и обоснование этих построений изложены в [Л. 1].

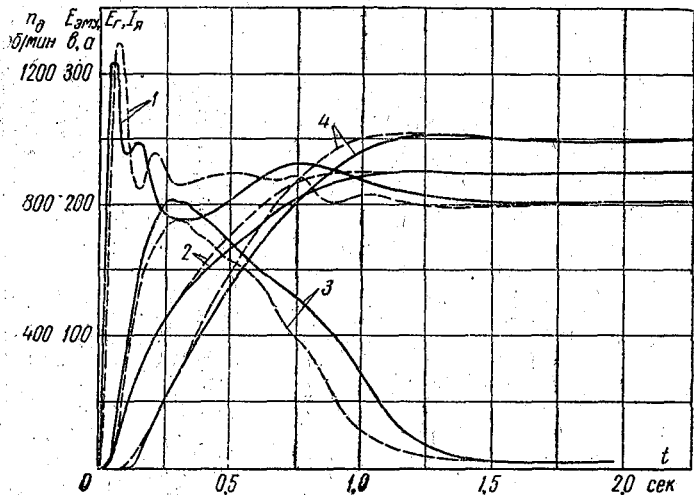
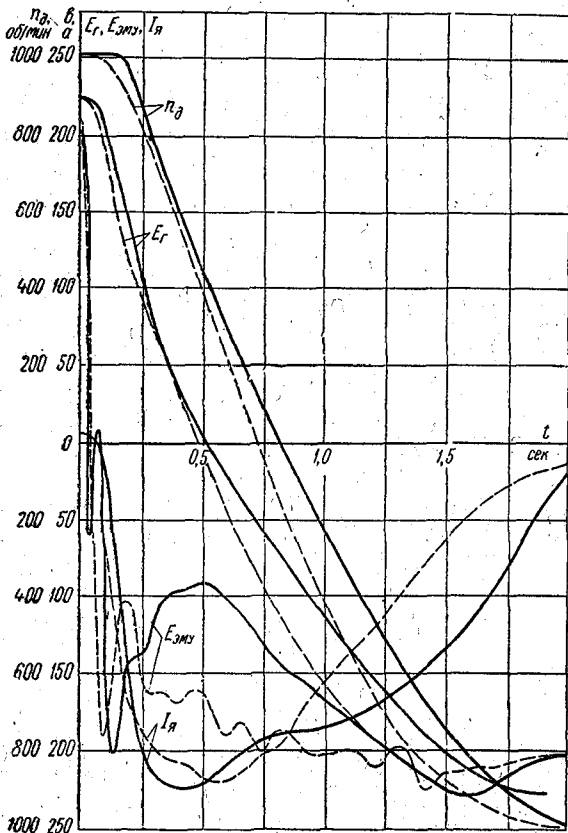


Рис. 5-15. Характеристики переходных процессов для режима пуска.

1 — э. д. с. и напряжение электромагнитного усилителя; 2 — напряжение генератора; 3 — ток якоря электродвигателя; 4 — скорость вращения электродвигателя.

Рис. 5-16. Характеристики переходных процессов для режима реверса.



На рис. 5-15 для сравнения приведены экспериментальные (сплошные линии) и расчетные (пунктирные линии) характеристики переходных процессов для пуска электродвигателя.

На рис. 5-16 с той же целью показаны экспериментальные (сплошные линии) и расчетные (пунктирные линии) кривые переходных процессов для режима реверса электродвигателя.

Полный расчет режима реверса в настоящей работе не дается, так как он по ходу подобен изложенному выше. Особенности расчета при реверсе являются:

1. Проведение графических построений по обращенным статическим характеристикам звеньев и связей, соответствующих режиму реверса.

2. Учет изменения контуров цепи управления ЭМУ на время переключения контакторов (в течение интервала времени $\Delta t = 0,05 \text{ сек}$ расчет производился по схеме, соответствующей обесточенному состоянию контакторов).

5-6. Система дроссельного электропривода переменного тока

Рассмотрим переходный процесс в системе автоматического регулирования скорости асинхронного короткозамкнутого элек-

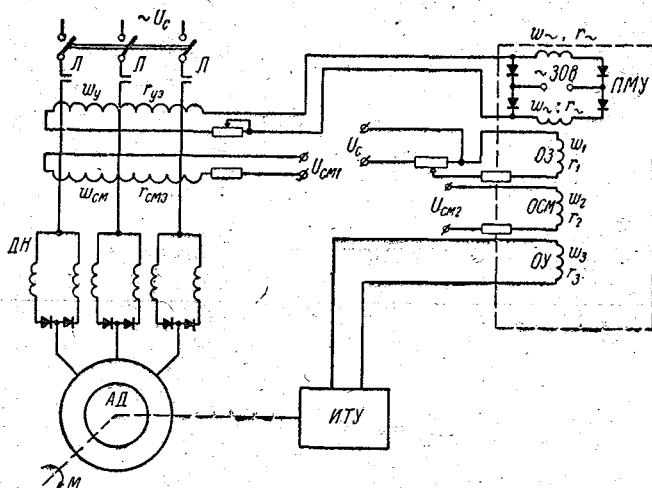


Рис. 5-17. Принципиальная схема дроссельного асинхронного электропривода.

тродвигателя с помощью дросселей насыщения. На рис. 5-17 представлена принципиальная схема системы регулирования.

В цепь статора асинхронного электродвигателя включен по симметричной схеме трехфазный дроссель насыщения ДН с внутренней обратной связью. Дроссель насыщения имеет две обмотки

управления: обмотку смещения, питаемую от стороннего источника постоянного напряжения, и обмотку управления, питаемую от обратной связи по скорости через промежуточный магнитный усилитель ПМУ. Промежуточный магнитный усилитель имеет три обмотки управления: задающую обмотку ОЗ, питаемую регулируемым напряжением постоянного тока, обмотку смещения ОСМ, питаемую от стороннего источника постоянного тока, и управляющую обмотку ОУ, которая получает питание от импульсного тахометрического устройства ИТУ, осуществляющего обратную связь по скорости вращения ротора электродвигателя.

Рассматриваемая система была осуществлена в лаборатории электропривода ЛЭТИ, подвергалась расчетам и экспериментальным исследованиям.

Основные данные установки

Электродвигатель типа МТ-11-6, короткозамкнутый с повышенным скольжением:

$$P_n = 1,1 \text{ кВт (при ПВ \% = 100 \%);}$$

$$P_n = 2,2 \text{ кВт (при ПВ \% = 25 \%);}$$

$$I_n = 7,2 \text{ а; } U_n = 380 \text{ в; } n_0 = 1000 \text{ об/мин.}$$

В качестве нагрузочного генератора использовалась машина постоянного тока типа ПН-28,5.

Суммарный маховый момент установки

$$GD^2 = 0,4 \text{ кгм}^2;$$

$$s_0 = 0,3 \text{ (скольжение при холостом ходе двигателя).}$$

Основные параметры системы

(рис. 5-17)

1. Дросселя насыщения ДН:

$$\omega_y = 500;$$

$$r_{y\pm} = 45 \text{ ом (включая добавочные сопротивления и сопротивление цепи переменного тока ПМУ);}$$

$$\omega_{cm} = 500;$$

$$r_{cm\pm} = 400 \text{ ом (включая добавочное сопротивление);}$$

$$\sigma_{дн} = 1,05; N = 6 \text{ — число стержней магнитопровода ДН.}$$

2. Промежуточного магнитного усилителя ПМУ:

$$\omega_{\sim} = 2200; \quad \omega_1 = 550; \quad \omega_2 = 3500;$$

$$r_{\sim} = 25 \text{ ом; } r_1 = 7 \text{ ом; } r_2 = 1500 \text{ ом;}$$

$$\omega_3 = 70; \quad T_1 = 0,008 \text{ сек; } T_3 = 0,0043 \text{ сек;}$$

$$r_3 = 1,45 \text{ ом; } T_2 = 0,012 \text{ сек;}$$

$$I_1 \omega_1 = 16,4 \text{ ас (ампер-витки задающей обмотки ПМУ).}$$

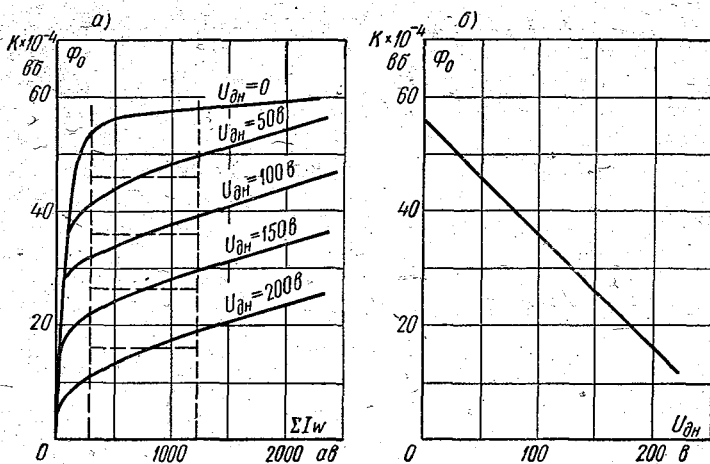


Рис. 5-18. Характеристики дросселя насыщения: а — характеристики первого рода $\Phi_0 = f(I_w)$ с учетом внутренней обратной связи; б — характеристика $\Phi_0 = f(U_{\partial H})$, построенная по идеализированным характеристикам.

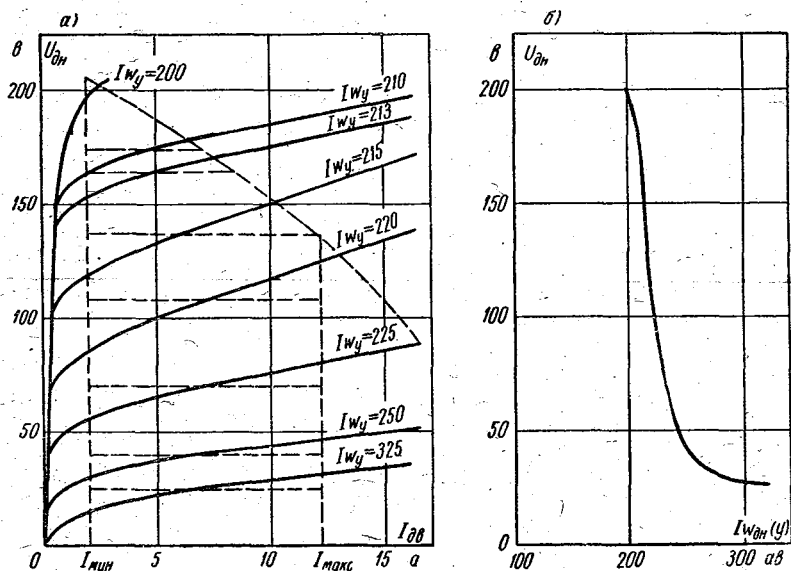


Рис. 5-19. Характеристики магнитного усилителя: а — характеристики второго рода $U_{\partial H} = f(I_{\partial H})$ с учетом внутренней ОС; б — характеристика $U_{\partial H} = f(I_{\partial H})$, построенная по идеализированным характеристикам.

Характеристики одновременного намагничивания дросселя насыщения первого и второго рода показаны соответственно на рис. 5-18, а и 5-19, а.

Характеристики первого рода $[B_0 = f(H_0)]$ при различных $B_{m\sim}$ на рис. 5-18, а приведены к виду зависимости постоянной составляющей магнитного потока (одного сердечника) от суммарных намагничивающих ампер-витков $\Phi_0 = f(\Sigma I\omega)$ при различных значениях напряжения $U_{дв}$ на дросселе насыщения с учетом действия внутренней обратной связи (построение характеристик этого рода изложено в [Л. 2]).

Характеристики второго рода $[B_{m\sim} = f(H_{\sim})]$ при различных H_0 на рис. 5-19, а приведены к виду зависимости напряжения на дросселе насыщения от тока электродвигателя $U_{дн} = f(I_{дв})$ при различных значениях подмагничивающих управляющих ампер-витков $I\omega_y = I\omega_{дн}$. Эти характеристики, представленные с учетом действия внутренней обратной связи и смещения в функции лишь управляющих ампер-витков $I\omega_y = I\omega_{дн}$, могут быть получены экспериментально, либо рассчитаны согласно изложенному в [Л. 8].

На рис. 5-20 представлена статическая характеристика промежуточного магнитного усилителя, построенная уже с учетом смещения в виде зависимости $I_{дн} = f(I\omega_{пму})$.

Наконец на рис. 5-21 изображена характеристика зависимости между напряжениями на дросселе насыщения и на электродвигателе $U_{дн} = f(U_{дв})$ (для одной фазы).

Для упрощенного расчета указанные напряжения считают находящимися в квадратуре, т. е.

$$U_{\Phi} = \sqrt{U_{дн}^2 + U_{дв}^2}.$$

Однако для более точного расчета следует учитывать отклонение реальной характеристики зависимости от дуги окружности, вызываемое влиянием свойств материала сердечника, скольжения электродвигателя и другими факторами. Построение характеристики вида $U_{дн} = f(U_{дв})$ изложено в различных литературных источниках, в том числе в [Л. 8].

Для различных значений скольжения электродвигателя получают различные характеристики зависимости $U_{дн} = f(U_{дв})$, однако они незначительно отличаются друг от друга, и для расчета переходных процессов семейство характеристик может быть заменено некоторой средней характеристикой.

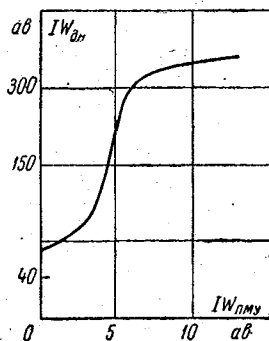


Рис. 5-20. Характеристика промежуточного магнитного усилителя.

На рис. 5-21 представлена такая средняя характеристика, построенная для рассматриваемых дросселя насыщения и электродвигателя.

Все указанные выше характеристики являются исходными для подготовительных операций и проведения графического расчета переходного процесса в системе дроссельного электропривода.

В качестве примера рассматривается переходный процесс при замыкании якоря нагрузочного генератора на сопротивление, что соответствует режиму внезапного приложения нагрузки к валу электродвигателя.

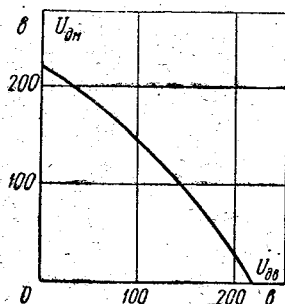


Рис. 5-21. Характеристика связи между напряжениями дросселя насыщения и двигателя.

Рассматриваемая система состоит из трех инерционных звеньев: электродвигателя, дросселя насыщения и промежуточного магнитного усилителя.

Имея в виду, что результирующая постоянная времени промежуточного магнитного усилителя.

$$T = T_1 + T_2 + T_3 = 0,008 + 0,012 + 0,0043 = 0,0243 \text{ сек}$$

весьма мала и не может существенно повлиять на ход переходного процесса, его можно пренебречь и рассматривать ПМУ как безынерционное звено.

При этом допущении переходный процесс в системе будет определяться системой уравнений:

$$u_y = r_{y\epsilon} i_y + \sigma_{дн} \omega_y N \frac{d\Phi_0}{dt}, \quad (5-22)$$

$$U_{см} = r_{см\epsilon} i_{см} + \sigma_{дн} \omega_{см} N \frac{d\Phi_0}{dt}, \quad (5-23)$$

$$M_d = M_c + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (5-24)$$

где $r_{y\epsilon}$ и $r_{см\epsilon}$ — соответственно эквивалентные сопротивления контуров обмоток управления и смещения ДН;
 ω_y и $\omega_{см}$ — числа витков обмоток управления и смещения ДН;

u_y — напряжение на выходе ПМУ;

Φ_0 — постоянная составляющая магнитного потока ДН для одного сердечника;

$\sigma_{дн}$ — коэффициент рассеивания ДН;

N — число сердечников, охваченных обмоткой управления и смещения.

Преобразуя (5-22) и (5-23) к одному общему уравнению движения первого звена и заменяя его приближенным уравнением в конечных разностях [Л. 1], получим исходное расчетное уравнение для ДН:

$$\frac{\Delta \Phi_0}{\left[\frac{u_y w_y}{r_{y3}} + \frac{U_{cm} w_{cm}}{r_{cm3}} \right] - (t_y w_y + t_{cm} w_{cm})} = \frac{\Delta t}{k_1}, \quad (5-25)$$

$$k_1 = \sigma_{дн} \left(\frac{w_y^2}{r_{y3}} + \frac{w_{cm}^2}{r_{cm3}} \right) N.$$

Аналогично уравнение (5-24) может быть заменено приближенным расчетным уравнением вида

$$\frac{\Delta n}{M_d - M_c} = \frac{\Delta t}{k_2}, \quad (5-26)$$

где

$$k_2 = \frac{GD^2}{375}.$$

Помимо приведенных выше уравнений при расчете переходного процесса должны быть также учтены статические уравнения связей между величинами, а именно:

$$I_{дн} = f(Iw_{пму}), \quad M = f(U_{дв}),$$

которые являются нелинейными и при расчете задаются в виде графических зависимостей.

Графическое построение переходного процесса удобнее всего вести в четырех координатных системах.

Предварительно в координатных системах откладываются статические характеристики звеньев и связей и для инерционных звеньев — контрольные лучи построения.

Принятые масштабы построений:

$$\begin{aligned} m_{\Phi} &= 2 \cdot 10^{-4} \text{ вб/см}; & m_n &= 40 \text{ об/мин} \cdot \text{см}; \\ m_{Iw_{дн}} &= 5 \text{ ав/см}; & m_{Iw_{пму}} &= 1 \text{ ав/см}; \\ m_{U_{дв}} &= 10 \text{ в/см}; & \Delta t &= 0,17 \text{ сек.} \\ m_M &= 0,2 \text{ кгМ/см}; \end{aligned}$$

В первой координатной системе откладываются (рис. 5-22):

1. Характеристика $\Phi_0 = f(Iw_{дн})$ (Φ_0 — постоянная составляющая магнитного потока одного сердечника ДН).

Аналогично, заменяя характеристики $U_{\text{дн}} = f(I_{\text{дв}})$ в рабочем диапазоне изменения тока электродвигателя горизонтальными прямыми (рис. 5-19, а), можно построить одну новую характеристику $U_{\text{дн}} = f(Iw_{\text{дв}})$, заменяющую исходное семейство характеристик одной кривой (рис. 5-19, б).

2. Характеристика $U_{\text{дв}} = f(I\omega_{\text{дв}})$, которая строится на основании имеющихся зависимостей $U_{\text{дн}} = f(I\omega_{\text{дн}})$ и $U_{\text{дн}} = f(U_{\text{дв}})$.

3. Контрольный луч построен в первой координатной системе под углом α_1 к оси абсцисс:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t m_{Iw_{\text{дн}}}}{k_1 m_{\Phi}} = \frac{0,16}{39\,000} \cdot \frac{5}{2 \cdot 10^{-4}} = 0,103,$$

где

$$k_1 = \sigma_{\text{дн}} N \left(\frac{\omega_y^2}{r_{y3}} + \frac{\omega_{\text{см}}^2}{r_{\text{см}3}} \right) = 1,05 \cdot 6 \left(\frac{500^2}{45} + \frac{500^2}{400} \right) = 39\,000.$$

Во второй координатной системе (рис. 5-22) откладываются характеристики зависимости $U_{\text{дв}} = f(M)$ для различных значений скольжения электродвигателя (построение характеристик см. [Л. 8]). Расчетные характеристики для рассматриваемого примера приведены на рис. 5-24.

В третьей координатной системе, расположенной для удобства построения под второй в обращенном виде (рис. 5-22), откладываются:

а) характеристика момента электродвигателя при холостом ходе

$$M_{\text{хх}} = f(s);$$

б) характеристика момента статических сопротивлений

$$M_c = f(s) \quad (M_c = kn).$$

Зависимости момента холостого хода двигателя и момента статических сопротивлений от скольжения для опытной установки представлены на рис. 5-25;

в) контрольный луч построен под углом α_2 к оси абсцисс

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t 375}{GD^2} \cdot \frac{m_M}{m_n} = \frac{0,16 \cdot 375}{0,4} \cdot \frac{0,2}{40} = 0,75.$$

В четвертой координатной системе, расположенной для удобства построения под первой в повернутом виде (рис. 5-22), откладываются:

а) характеристика промежуточного усилителя $Iw_{\text{дн}} = f(Iw_{\text{пму}});$

б) характеристика нелинейной отрицательной обратной связи $Iw_{\text{ос}} = f(s)$ из точки на оси $Iw_{\text{пму}}$, соответствующей установившемуся значению ампер-витков задающей обмотки $I_1 w_1$, в сторону уменьшения ампер-витков $Iw_{\text{пму}}$ (характеристика обратной связи $Iw_{\text{ос}} = f(s)$, создаваемой импульсным тахометрическим устройством, снятая экспериментально, приведена на рис. 5-23);

в) вспомогательный луч под углом 45° для перенесения значений величины скольжения s из третьей координатной системы на характеристику обратной связи $Iw_{\text{ос}} = f(s).$

Графический расчет переходного процесса в общем виде для двух интервалов времени приведен на рис. 5-22. Ход графических построений указан стрелками, а характерные точки, получаемые при построении, обозначены порядковыми номерами.

Порядок расчета после осуществления подготовительных операций состоит в следующем.

Через точку 1 на характеристике $M_{xx} = f(s)$ в третьей координатной системе, соответствующей $s_0 = 0,3$, проводится горизонталь, определяющая начальное состояние электродвигателя ($n_{нач}$). Эта точка через вспомогательный луч, характеристики обратной связи и ПМУ во второй координатной системе сно-

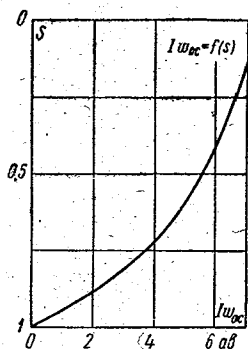


Рис. 5-23. Характеристика обратной связи.

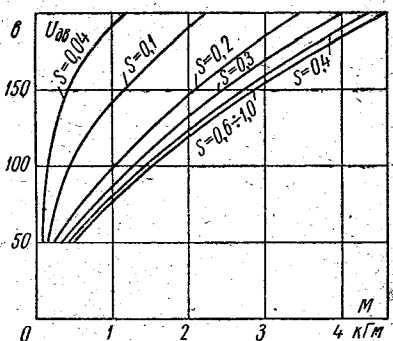


Рис. 5-24. Характеристики зависимости $U_{дв} = f(M)$ для двигателя МТ-11-6.

сится в первую координатную систему на характеристику $\Phi_0 = f(I\omega_{дв})$, чем определяется начальное значение $\Phi_{0нач}$ (построение пунктирными линиями на рис. 5-22).

Далее из точки 1, как начальной, проводится луч под углом α_2 к оси абсцисс, параллельный контрольному лучу, до пересечения с характеристикой момента статических сопротивлений (точка 2). Точка 2, определяющая новое значение скольжения электродвигателя (к концу первого интервала времени после наброса нагрузки), через вспомогательный луч (точка 3), характеристику обратной связи (точка 4) и характеристику ПМУ (точка 5) сносится на горизонталь предыдущего состояния в первую координатную систему (точка 6). Из точки 6 проводится луч построений, параллельный контрольному лучу, под углом α_1 к оси абсцисс до пересечения с характеристикой $\Phi_0 = f(I\omega_{дв})$. Полученная точка 7, определяющая новое значение Φ_0 к концу первого интервала времени, сносится вертикально на характеристику $U_{дв} = f(I\omega_{дв})$ (точка 8) и далее во вторую координатную систему на характеристику $U_{дв} = f(M)$, соответствующую новому значению скольжения электродвигателя (точка 9). Точка 9 опреде-

ляющая значение момента вращения электродвигателя к началу второго интервала времени, сносится вертикалью вниз в третью координатную систему на горизонталь, проходящую через точку 2 и представляющую собой горизонталь предыдущего состояния для второго интервала времени (точка 10). Полученная точка 10 является исходной для проведения луча построений на втором интервале времени.

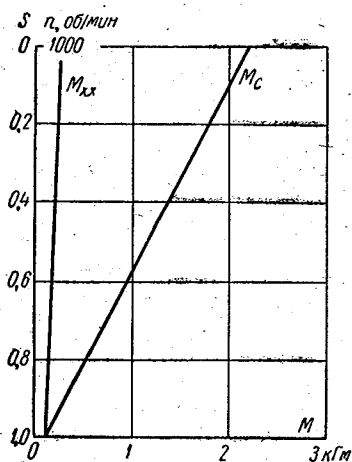


Рис. 5-25. Характеристики момента холостого хода двигателя и момента статических сопротивлений в опытной установке.

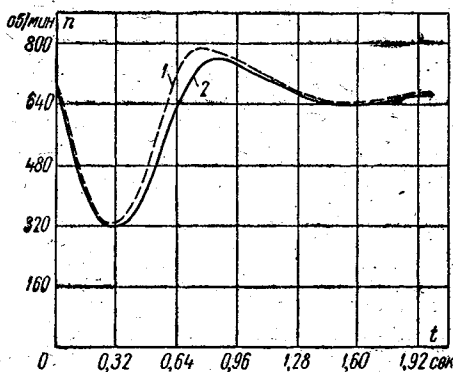


Рис. 5-26. Характеристики переходного процесса.

1 — расчет; 2 — эксперимент.

Дальнейший ход построений совершенно аналогичен и циклически повторяется, в чем можно убедиться, просмотрев построения на втором интервале времени, приведенные на рис. 5-22.

На рис. 5-26 для сравнения представлены расчетная (пунктирная) и экспериментальная (сплошная) характеристики переходного процесса для рассматриваемого примера.

5-7. К расчету переходного процесса в электроприводе при моменте статических сопротивлений, зависящем от пути

При решении поставленной задачи одновременно находят закон изменения скорости электродвигателя $n = f(t)$ и закон изменения пути $\alpha = f(t)$.

При нахождении зависимости $n = f(t)$ для электропривода постоянного тока задача может решаться либо с учетом индуктивности якорной цепи [решение двух дифференциальных уравнений и нахождение зависимостей $I = f(t)$ и $n = f(t)$], или упрощенно, без учета индуктивности якорной цепи [решение одного дифференциального уравнения и нахождение зависимости $n = f(t)$].

Решение поставленной задачи с помощью обобщенного графического метода [Л. 1] проще и в то же время шире и глубже, нежели методами, применявшимися до сих пор и широко освещенными в литературе (например: метод пропорций, метод Савенкова и др.).

Покажем в общем виде применение графического метода на примере электропривода с кривошипно-шатунной передачей, полагая для простоты, что момент статических сопротивлений задан как функция угла поворота кривошипа.

А. Расчет переходного процесса без учета индуктивности якорной цепи

Решаются следующие два уравнения:

$$M_d = M_c + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}; \quad (5-27)$$

$$n = \frac{30}{\pi} \cdot \frac{d\alpha}{dt}, \quad (5-28)$$

где α — угол поворота вала электродвигателя в радианах.

Но

$$n_k = \frac{n}{i};$$

здесь n_k — скорость вращения вала кривошипа;

n — скорость вращения вала электродвигателя;

i — передаточное число между валом электродвигателя и валом кривошипа ($i = \text{const}$).

Тогда уравнение (5-28) может быть преобразовано к виду

$$n_k = \frac{30}{\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{или} \quad \frac{n}{i} = \frac{30}{\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt},$$

откуда окончательно:

$$n = \frac{30 \cdot i}{\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt}, \quad (5-29)$$

где φ — угол поворота вала кривошипа в радианах.

Для графического решения уравнения (5-27) и (5-29) заменяются приближенными уравнениями в конечных разностях и представляются в форме.

$$\frac{\Delta n}{M_d - M_c} = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^2}; \quad (5-30)$$

$$\frac{\Delta \varphi}{n} = \frac{\pi}{30 \cdot i} \Delta t. \quad (5-31)$$

Тангенсы углов наклона лучей построения будут определяться соотношениями:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^2} \cdot \frac{m_M}{m_n} \quad (5-32)$$

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\pi}{30 \cdot i} \Delta t \frac{m_n}{m_\phi} \quad (5-33)$$

Графическое решение уравнений (5-30) и (5-31) совместно с уравнением связи $M_c = f(\phi)$ производится в трех координатных системах (рис. 5-27).

Для графического решения в первой координатной системе в координатах $n - M$ откладываются:

а) пусковая диаграмма двигателя $M = f(n)$ (статическая характеристика звена);

б) вспомогательный луч под углом 45° ;

в) контрольный луч, построенный под углом α_1 к оси абсцисс. (Для удобства и большей точности построений этот луч, в отличие от принятого в других случаях, откладывается в левом квадранте первой координатной системы и при построении проводится от точки, соответствующей M_c , к характеристике M_d , а не наоборот.)

Во второй координатной системе в координатах $\phi - n$ откладываются:

а) вспомогательный луч под углом 45° ;

б) контрольный луч, построенный под углом α_2 к оси абсцисс (статической характеристикой звена в этой координатной системе служит ось ординат).

Третья координатная система является вспомогательной и служит для определения значений величины M_c по найденным значениям угла ϕ . В этой координатной системе в координатах $\phi - M_c$ откладываются:

а) обращенная характеристика зависимости $M_c = f(\phi)$;

б) вспомогательный луч под углом 45° .

Ход графических построений приведен на рис. 5-27 в предположении нулевых начальных условий.

Из начала координат (точка 1; $M_c = 0$) в первой координатной системе проводится луч построений до пересечения с механической характеристикой двигателя (точка 2). Полученная точка горизонтально сносится на вспомогательный луч во вторую координатную систему (точка 3) и на линию предыдущего состояния (на первом интервале ось абсцисс). Из полученной точки 4 проводится луч построений до оси ординат (точка 5). Найденная точка горизонтально сносится в третью координатную систему на характеристику $M_c = f(\phi)$ (точка 6), и полученное значение M_c через вспомогательные лучи 3-й и 1-й координатных систем (точки 7 и 8) переносится на линию предыдущего состояния первой координатной системы. Полученная точка 9 является исходной для

проведения луча построения на втором интервале времени. Дальнейшие построения аналогичны и циклически повторяются. На рис. 5-27 приведено построение для трех интервалов времени. Ход построения указан стрелками, а характерные точки, получаемые при построениях, обозначены порядковыми номерами.

При ненулевых начальных условиях ($M_{\infty} \neq 0$; $n_0 \neq 0$; $\varphi_0 \neq 0$) начальной точкой для построений является точка, получаемая

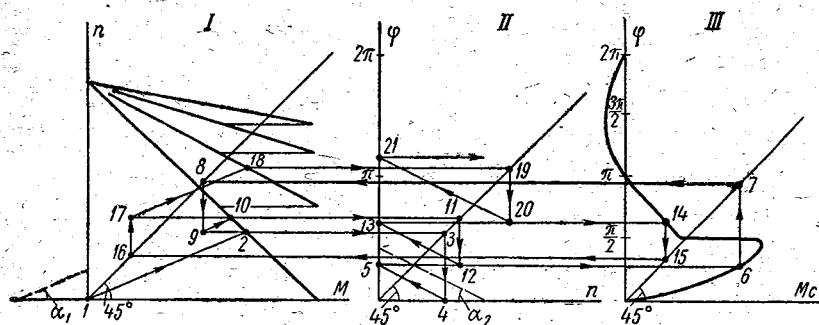


Рис. 5-27. К расчету переходного процесса без учета индуктивности якорной цепи.

сносением значения M_{∞} через вспомогательные лучи на линию предыдущего состояния 1-го звена (n_0), и все дальнейшие построения ведутся как обычно от горизонталей предыдущего состояния.

Ход построений на рис. 5-27 указан без усреднения приращений величин на отдельных интервалах времени и при укрупненном интервале времени.

Для более точных построений целесообразно вводить усреднения приращений величин и выбирать интервал времени достаточно малым, чтобы тангенсы углов наклона лучей построения были невелики (0,1—0,2).

Б. Расчет переходного процесса с учетом индуктивности цепи якоря электродвигателя

В рассматриваемом случае решаются следующие уравнения:

$$U = r_{\text{я}} I + L_{\text{я}} \frac{dI}{dt} + c'_{\text{я}} n;$$

$$M_{\text{я}} = M_{\text{с}} + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt};$$

$$n = \frac{30 \cdot i}{\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt}.$$

Для графического решения эти уравнения заменяются приближенными уравнениями, выраженными в конечных разностях, и представляются в форме отношений:

$$\frac{\Delta I}{U - r_{я}I - c'_e n} = \frac{\Delta t}{L_{я}}, \quad (5-34)$$

$$\frac{\Delta n}{M_{я} - M_c} = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^2}, \quad (5-35)$$

$$\frac{\Delta \Phi}{n} = \frac{\pi}{30t} \Delta t, \quad (5-36)$$

где $r_{я}$ — сопротивление якорной цепи;

$L_{я}$ — индуктивность якорной цепи;

$$c'_e = c_e \Phi; \quad c_e = \frac{pN}{60a}.$$

Коэффициент c'_e определяется из соотношения:

$$c'_e = \frac{U_n - r_{я}I_n}{n_n},$$

или по формуле:

$$c'_e = \frac{pN}{60a} \Phi,$$

где p — число пар полюсов;

N — число активных стержней ротора;

a — число пар параллельных ветвей якоря;

Φ — магнитный поток, сцепленный с ротором (в веберах).

Тангенсы углов наклона лучей построения определяются из соотношений:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t}{L} \frac{m_U}{m_I}, \quad (5-37)$$

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^2} \cdot \frac{m_M}{m_n}, \quad (5-38)$$

где

$$m_M = \frac{m_U m_I}{1,03 m_n};$$

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{\Delta t \pi}{30t} \cdot \frac{m_n}{m_{\Phi}}. \quad (5-39)$$

Для нахождения переходных процессов графически решается система уравнений (5-34), (5-35), (5-36) совместно с уравнением связи $M_c = f(\Phi)$.

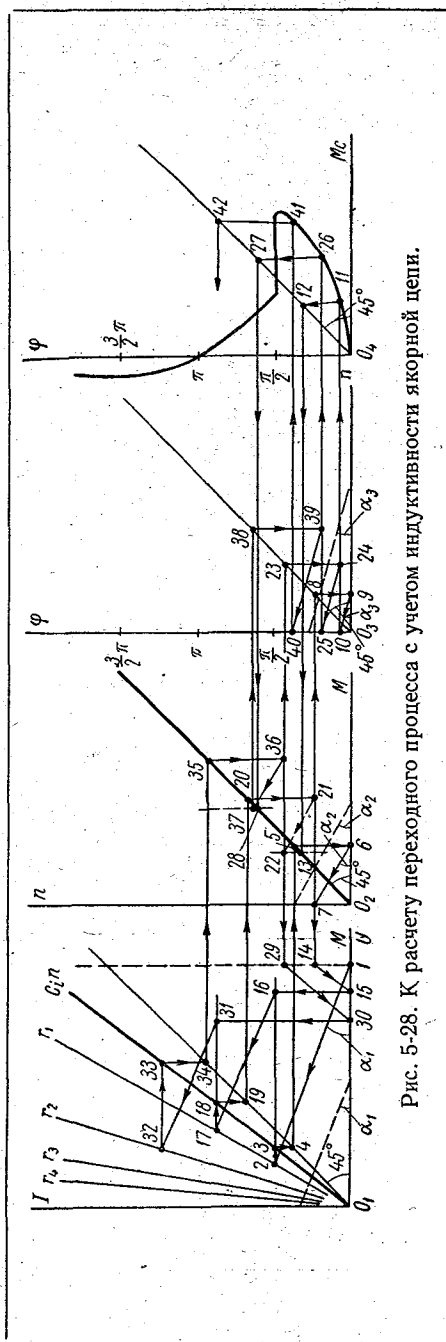


Рис. 5-28. К расчету переходного процесса с учетом индуктивности якорной цепи.

Таким образом, построения производятся в четырех координатных системах. На рис. 5-28 в общем виде представлен ход графических построений во всех координатных системах для трех интервалов времени. Построение переходных процессов ведется с учетом пуска двигателя. Построения при установившемся режиме — аналогичны, и переход к ним от пускового периода совершается автоматически в ходе построений.

Для графических построений предварительно проводятся следующие операции.

В первой координатной системе в координатах $I — U$ откладываются:

а) значение напряжения U , подводимого к якору, и проводится вертикаль;

б) луч $c_e n$, учитывающий э. д. с. якоря электродвигателя (при выбранном выше масштабе m_M луч $c_e n$ одновременно служит для измерения величин моментов вращения электродвигателя [Л. 1];

в) лучи токов короткого замыкания, соответствующие различным сопротивлениям якорной цепи на отдельных этапах пуска и работы электродвигателя;

г) вспомогательный луч под углом 45° ;

д) контрольный луч построений под углом α_1 .

Во второй координатной системе в координатах $n — M$ откладываются:

а) вспомогательный луч под углом 45° ;

б) контрольный луч построений под углом α_2 .

Что касается третьей и четвертой координатных систем, то подготовительные операции и ход построений в них аналогичны описанным в предыдущем параграфе.

Ход построений заключается в следующем. В первой координатной системе из точки 1, как начальной (для пуска), проводится луч построений до пересечения с лучом r_1 (точка 2), соответствующим сопротивлению якорной цепи на первой ступени пуска. Горизонталь, проведенная через точку 2 до пересечения с характеристикой $c_p n$, укажет точку 3, определяющую значение вращающего момента электродвигателя. Это значение сносится через вспомогательные лучи (точки 4, 5) на ось абсцисс (в дальнейшем на горизонталь предыдущего состояния) второй координатной системы. Из полученной точки 6 проводится луч построений до пересечения с вертикалью, соответствующей M_c на данном интервале времени.

Так как на первом интервале $M_c = 0$, то такой вертикалью будет ось ординат. Полученная точка 7 сносится через вспомогательный луч (точка 8) на ось абсцисс третьей координатной системы (точка 9), где проведением луча построения до пересечения с осью ординат находим точку 10, определяющую значение φ на первом интервале времени.

Снося точку 10 горизонтально в четвертую координатную систему на характеристику $M_c = f(\varphi)$, находим значение M_c , соответствующее началу второго интервала времени (точка 11). Это значение, будучи снесено во вторую координатную систему, определит точку 13, через которую проходит вертикаль, соответствующая M_c на втором интервале времени.

Для построения на втором интервале времени точка 7, определяющая значение скорости вращения в конце первого интервала времени, сносится горизонтально на вертикаль U (точка 14). Из полученной точки проводится луч, параллельный лучу $c_p n$, до пересечения с осью абсцисс. Найденная точка 15, будучи снесена на горизонталь предыдущего состояния, определит точку 16, исходную для проведения луча построений на втором интервале.

Дальнейшие построения аналогичны и циклически повторяются.

На рис. 5-28 ход построения указан стрелками, а характерные точки, получаемые при построениях, обозначены порядковыми номерами. Следует иметь в виду, что по истечении промежутка времени, соответствующего уставке реле, контролирующего пуск на первой ступени, или при достижении величиной, контролирующей пуск (ток, скорость) значения, соответствующего переходу на другую ступень пуска, луч построений на очередном последующем интервале должен проводиться до характеристики r_2 , определяемой сопротивлением якорной цепи на второй ступени пуска.

Аналогичные переходы на очередные характеристики следует производить на последующих ступенях пуска.

Во второй координатной системе луч построений на каждом интервале проводится до вертикали момента статических сопротивлений, соответствующего этому интервалу и определяемого построениями, производимыми в четвертой координатной системе.

Ординаты точек 2, 17, 32, ... определяют значения тока якоря I на последовательных интервалах времени. Абсциссы точек 3, 18, 33, ... — значения момента вращения электродвигателя. Ординаты точек 7, 22, 37, ... — значения скорости вращения электродвигателя. Точки 10, 25, 40, ... — значения угла поворота кривошипа φ . Абсциссы точек 11, 26, 41, ... — значения момента статических сопротивлений.

Естественно, что усреднение приращений величин на отдельных интервалах времени, как и в предыдущем случае, повысит точность расчета.

Применение обобщенного графического метода для построения переходных процессов в электроприводах при моменте статических сопротивлений, зависящем от пути, позволяет без особых затруднений учитывать при расчете переменный магнитный поток электродвигателя (для двигателей последовательного и смешанного возбуждения), переменный суммарный маховый момент GD^2 привода, переменное передаточное число i от вала электродвигателя к рабочему органу привода, что имеет место для ряда производственных механизмов.

Учет указанных выше факторов при построении переходных процессов будет показан ниже на конкретном примере.

5-8. Система электропривода при моменте статических сопротивлений, зависящем от пути, и переменных параметрах

На прокатном стане «600» перед чистовой клетью установлен кантователь, совершающий кантовку изделия перед подачей его в клеть. Кинематическая схема кантователя, содержащая зубчатую и кривошипно-шатунные передачи, приведена на рис. 5-29.

Электропривод кантователя осуществляется при помощи электродвигателя смешанного возбуждения типа ДП-41.

Схема управления электродвигателем кантователя предусматривает трехступенчатый пуск в функции тока якоря и динамическое торможение в две ступени с наложением в конце торможения колодочного тормоза. Силовая часть схемы управления электродвигателем кантователя приведена на рис. 5-30. На рис. 5-31 представлена его пусковая диаграмма, построенная обычным методом на основании статических характеристик. Момент статических сопротивлений кантователя (рис. 5-32, кривая 1) и маховый момент электропривода, приведенный к валу электродвига-

Рис. 5-29. Кинематическая схема электропривода кантователя.

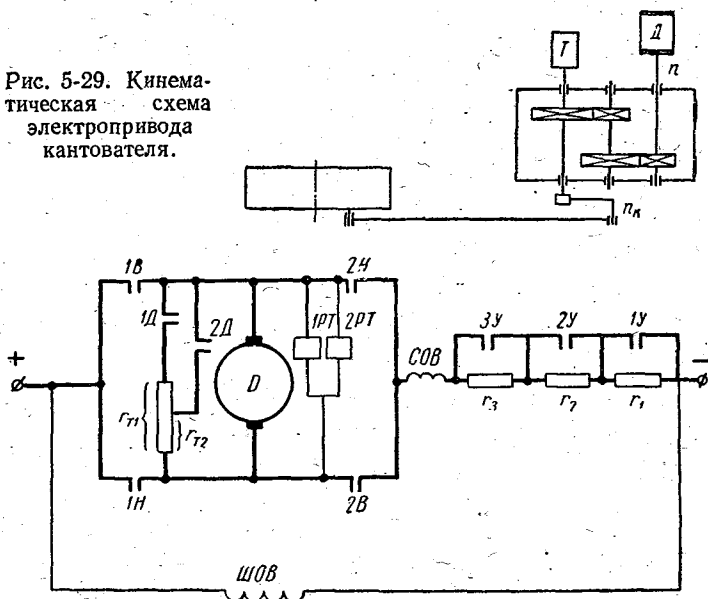


Рис. 5-30. Принципиальная схема силовой части системы электропривода.

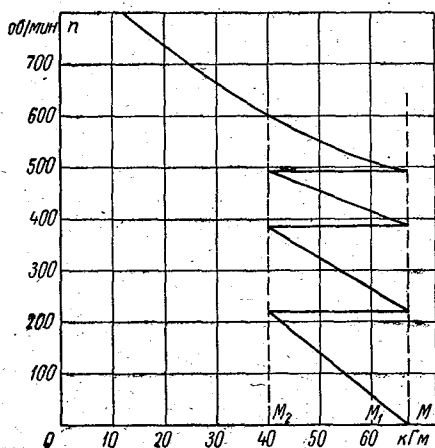


Рис. 5-31. Пусковая диаграмма привода.

теля (кривая 2) представляют собой нелинейные зависимости от угла поворота φ рабочего органа кантователя. Ход рабочего органа кантователя φ составляет угол в 100° ; при этом кривошип шестеренной передачи совершает поворот на 150° .

На рис. 5-33 приведен график переменного передаточного числа между кривошипом и рабочим органом кантователя.

Таким образом, режим кантовки изделия состоит из пуска и торможения электропривода на заданном пути, т. е. состоит из переходных процессов, протекающих при переменном магнитном потоке электродвигателя, переменном моменте статических сопро-

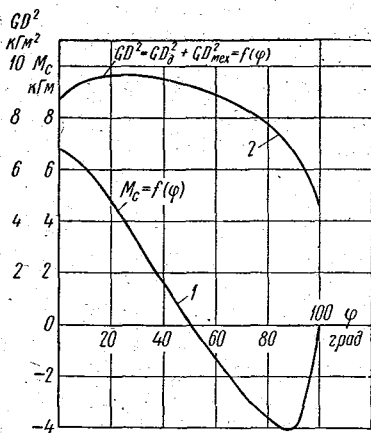


Рис. 5-32. Характеристики нелинейных зависимостей от пути.

1 — момента статических сопротивлений;
2 — приведенного суммарного махового момента.

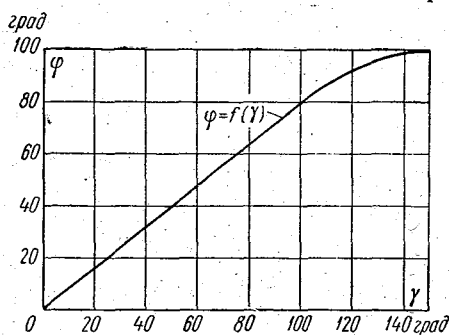


Рис. 5-33.

тивлений, зависящем от пути, переменных маховом моменте и передаточном числе электропривода.

Основные данные установки:

Электродвигатель ДП-41.

$$P_n = 16 \text{ кВт}; \quad I_n = 87 \text{ а}; \quad M_n = 21,7 \text{ кг} \cdot \text{м};$$

$$U_n = 220 \text{ в}; \quad n_n = 720 \text{ об/мин}; \quad GD_n^2 = 3,2 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

$$r_{я} = 0,252 \text{ ом}; \quad \Phi_n = 1,67 \cdot 10^{-2} \text{ вб};$$

$$\omega_{ш} = 1870; \quad r_1 = 0,64 \text{ ом};$$

$$\omega_c = 9; \quad r_2 = 0,35 \text{ ом};$$

$$r_{ш} = 179 \text{ ом}; \quad r_3 = 0,18 \text{ ом};$$

$$a = 1; \quad r_{т1} = 0,53 \text{ ом};$$

$$p = 2; \quad r_{т2} = 0,2 \text{ ом};$$

$$N = 492; \quad \Phi_0 = 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ вб};$$

$$L_{яц} = 0,011 \text{ гн}.$$

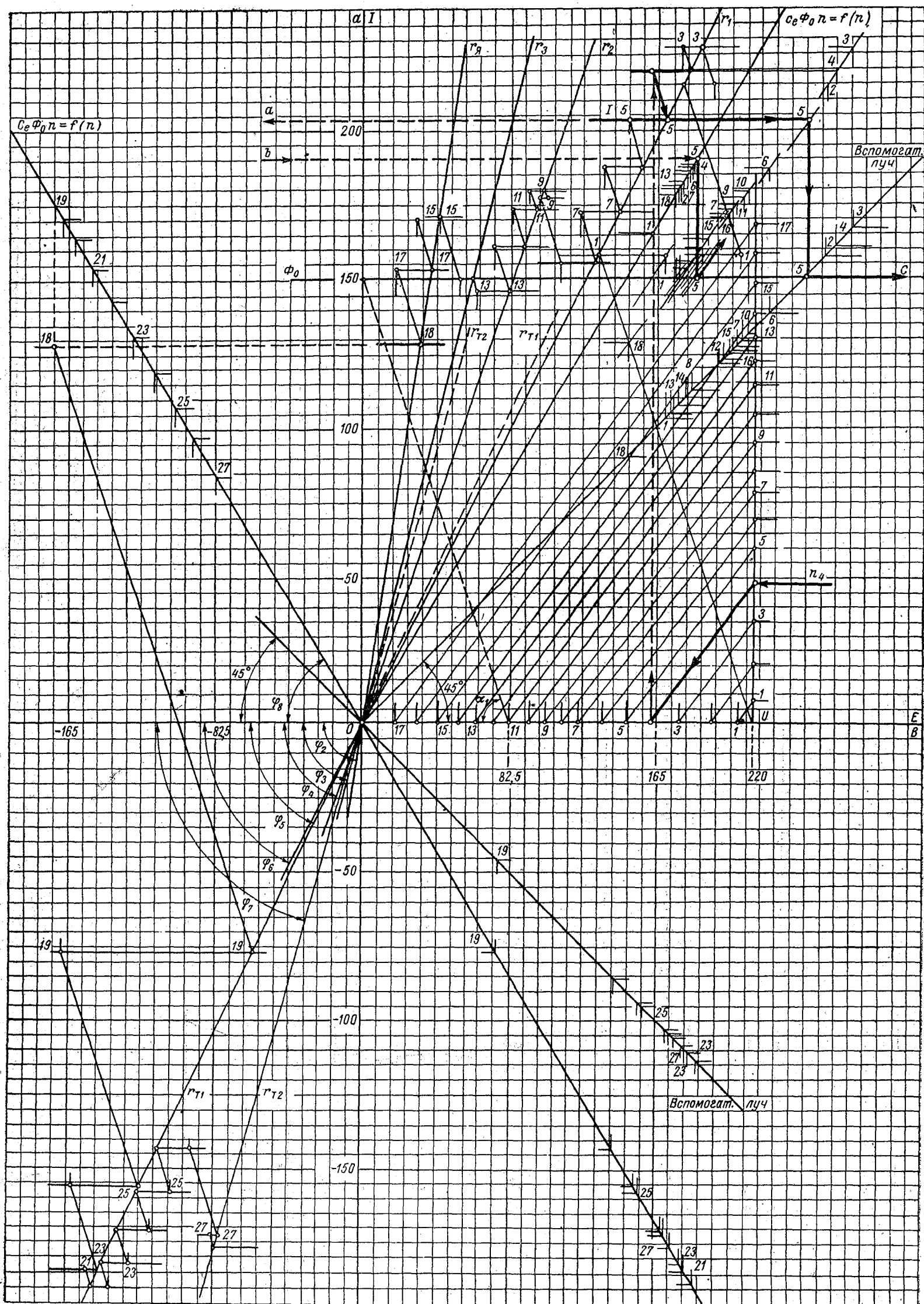


Рис. 5-346. Построение в токовой координатной системе электродвигателя.

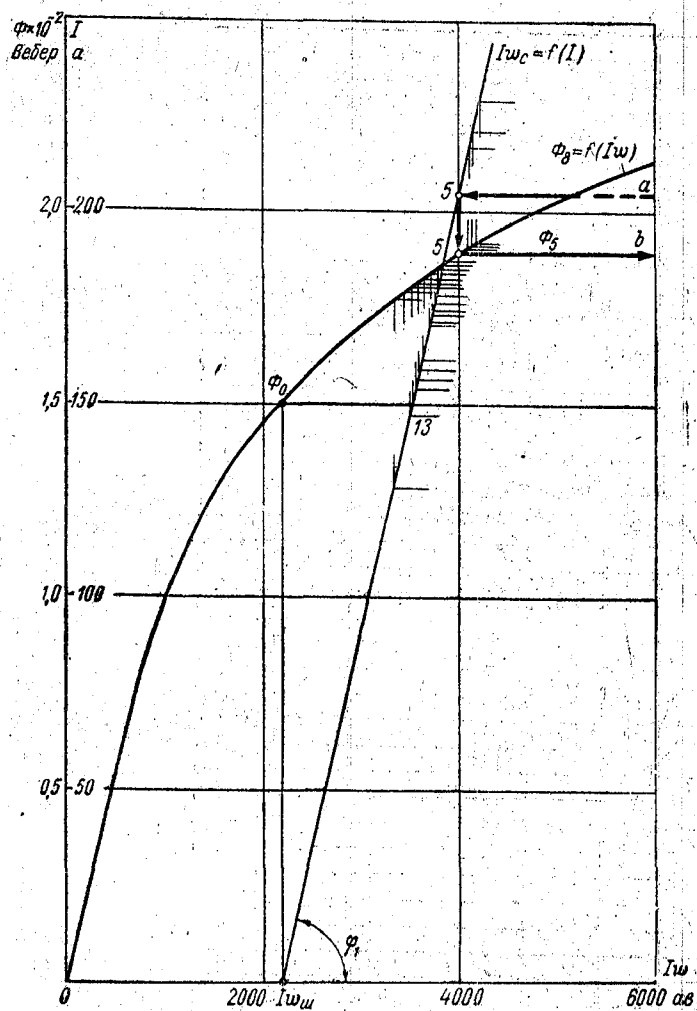


Рис. 5-34а. Построения в координатной системе возбуждения электродвигателя.

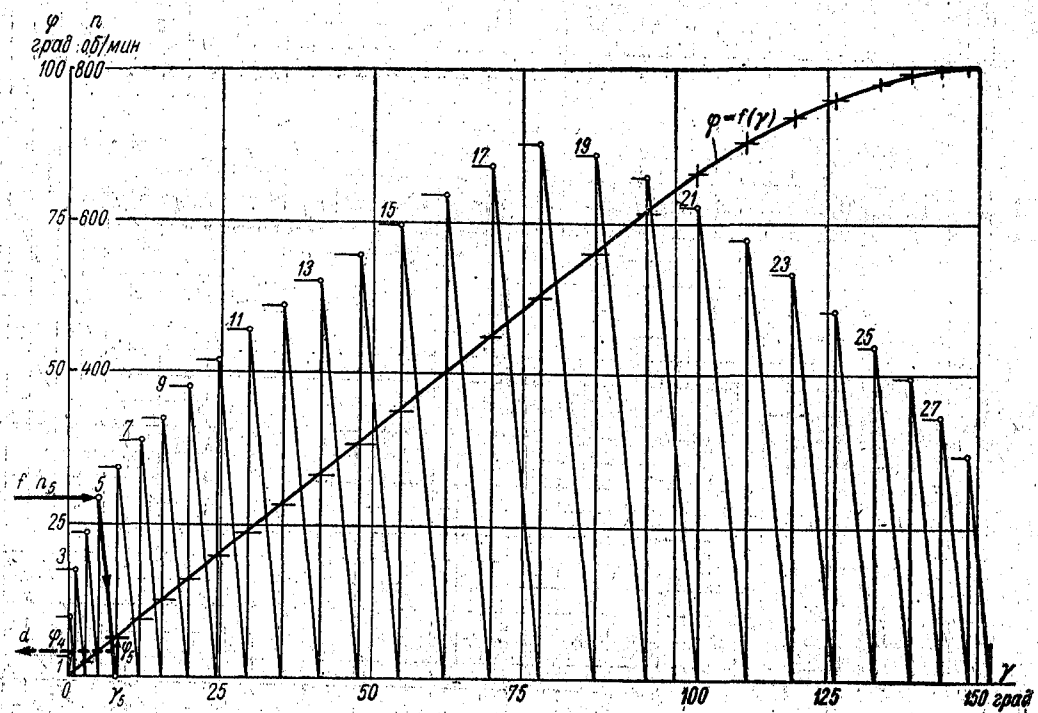


Рис. 5-34г. Построения в координатной системе для пути.

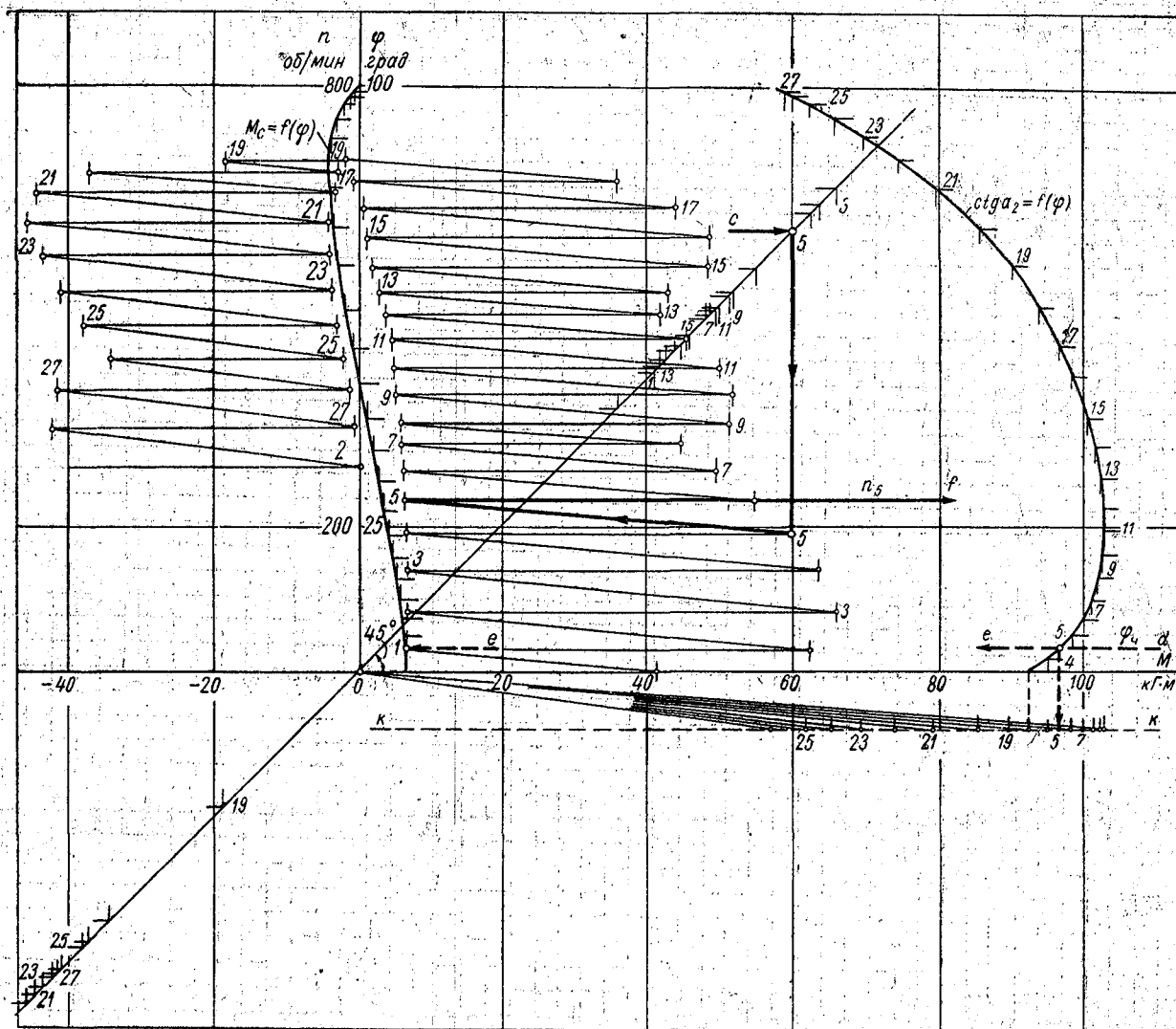


Рис. 5-34в. Построения в скоростной координатной системе электродвигателя.

Сопrotивление последовательной обмотки возбуждения не учитывается.

Передаточное число зубчатого редуктора $i = 9,6$.

Номинальный момент механического тормоза $M_{\text{тн}} = 50 \text{ кгм}$.

Рассмотрим переходный процесс пуска и торможения электропривода на заданном рабочем пути с учетом индуктивности якорной цепи электродвигателя и переменных параметров системы. При этом, имея в виду, что в подобных системах режимы замедлений обычно допустимы на 20—25% более интенсивными, нежели режимы пуска, будем предполагать, что переключение системы с режима пуска на режим торможения происходит при прохождении приводом 0,6 заданного пути отработки.

А. Режим пуска

Переходный процесс в режиме пуска определяется следующими основными уравнениями:

$$U = r_{\text{я}} I + L_{\text{яц}} \frac{dI}{dt} + c_e \Phi n, \quad (5-40)$$

$$M_{\text{д}} = M_{\text{с}} + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (5-41)$$

$$n = \frac{i}{6} \cdot \frac{d\gamma}{dt}, \quad (5-42)$$

$$\Phi = f(\gamma), \quad (5-43)$$

где $r_{\text{я}}$ — суммарное сопротивление якорной цепи на рассматриваемой ступени пуска;

$$c_e = \frac{pN}{60 \cdot a} = \frac{2 \cdot 492}{60 \cdot 1} = 16,4;$$

γ — угол поворота кривошипа, выраженный в градусах. При этом

$$\omega_{\text{к}} = \frac{d\gamma}{dt} = \frac{\pi}{30 \cdot i} \cdot \frac{360}{2\pi} n = \frac{6}{i} n,$$

откуда

$$n = \frac{i}{6} \cdot \frac{d\gamma}{dt}.$$

После замены исходных дифференциальных уравнений для графического их решения приближенными уравнениями в конечных разностях [Л. 1] расчетные уравнения примут вид

$$\frac{\Delta I}{U - r_{\text{я}} I - c_e \Phi n} = \frac{\Delta t}{L_{\text{яц}}}; \quad (5-44)$$

$$\frac{\Delta n}{M_{\text{д}} - M_{\text{с}}} = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^2}; \quad (5-45)$$

$$\frac{\Delta \gamma}{n} = \frac{6}{i} \Delta t. \quad (5-46)$$

Уравнение связи (5-43) задается графически и автоматически используется при построениях.

Графическое решение уравнений (5-44), (5-45), (5-46) ведется соответственно в трех координатных системах.

Так как электропривод осуществляется двигателем смешанного возбуждения, то графические построения, относящиеся к определению переменного результирующего магнитного потока электродвигателя, целесообразно вынести в отдельную вспомогательную координатную систему.

Таким образом, общее построение переходного процесса ведется в четырех координатных системах: магнитного потока, тока и скорости вращения электродвигателя и пути, проходимого рабочим органом привода.

Примем для расчета следующие масштабы построений:

$$\begin{aligned} m_{\Phi} &= 1 \cdot 10^{-3} \text{ вб/см}; & m_M &= 4 \text{ кг} \cdot \text{м/см}; \\ m_{Iw} &= 400 \text{ ас/см}; & m_{\gamma} &= m_{\varphi} = 5 \text{ град/см}; \\ m_I &= 10 \text{ а/см}; & m_n &= 40 \text{ об/мин} \cdot \text{см}; \\ m_U &= m_E = \frac{1,03 m_M m_n}{m_I} = \frac{1,03 \cdot 4 \cdot 40}{10} = 16,5 \text{ в/см} \end{aligned}$$

Примем расчетный интервал времени $\Delta t = 0,02 \text{ сек.}$

Для графических построений предварительно проводятся следующие операции:

1. В координатной системе возбуждения электродвигателя (рис. 5-34а, вклейка).

а) откладывается характеристика намагничивания электродвигателя $\Phi = f(Iw)$;

б) из точки на оси абсцисс $Iw_{ш}$, соответствующей ампер-виткам обмотки параллельного возбуждения, вправо откладывается характеристика зависимости намагничивающих ампер-витков обмотки последовательного возбуждения от тока якоря $Iw_c = f(I)$:

$$Iw_{ш} = \frac{Uw_{ш}}{r_{ш}} = \frac{220}{179} \cdot 1870 = 2280 \text{ ас};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{1}{w_c} \cdot \frac{m_{Iw}}{m_I} = \frac{1}{9} \cdot \frac{400}{10} = 4,45.$$

2. В токовой координатной системе электродвигателя откладываются (рис. 5-34б, вклейка):

а) лучи токов короткого замыкания для различных значений сопротивлений якорной цепи:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{1}{r_{я}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{1}{0,252} \cdot \frac{16,5}{10} = 6,5;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{1}{r_{я} + r_{\eta}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{1}{0,252 + 0,18} \cdot \frac{16,5}{10} = 3,84;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_4 = \frac{1}{r_{\text{я}} + r_2} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{1}{0,252 + 0,35} \cdot \frac{16,5}{10} = 2,75;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_5 = \frac{1}{r_{\text{я}} + r_1} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{1}{0,252 + 0,64} \cdot \frac{16,5}{10} = 1,85;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_6 = \frac{1}{r_{\text{я}} + r_{\text{T}1}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{1}{0,252 + 0,53} \cdot \frac{16,5}{10} = 2,1;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_7 = \frac{1}{r_{\text{я}} + r_{\text{T}2}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{1}{0,252 + 0,2} \cdot \frac{16,5}{10} = 3,65;$$

б) луч связи по э. д. с. двигателя для режима обесточенной обмотки последовательного возбуждения:

$$\operatorname{tg} \varphi_8 = \frac{1}{c_e \Phi_0} \cdot \frac{m_E}{m_n} = \frac{1}{16,5 \cdot 1,5 \cdot 10^{-2}} \cdot \frac{16,5}{40} = 1,67,$$

где

$$c_e = \frac{pN}{60a} = \frac{2 \cdot 492}{60 \cdot 1} = 16,5;$$

в) контрольный луч построенный под углом α_1 к оси абсцисс:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t}{L_{\text{яи}}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{0,02}{0,011} \cdot \frac{16,5}{10} = 3,0;$$

г) горизонталь, соответствующая магнитному потоку Φ_0 двигателя, создаваемому обмоткой независимого возбуждения;

д) вертикаль, соответствующая напряжению питающей сети $U = 220$ в;

е) вспомогательные лучи под углом 45° для переноса значений величин с горизонтальной на вертикальную ось и наоборот.

3. В скоростной координатной системе электродвигателя откладываются (рис. 5-34в, вклейка):

а) характеристика момента статических сопротивлений $M_c = f(\varphi)$;

б) характеристика зависимости $\operatorname{ctg} \alpha_2 = f(\varphi)$, определяемая из соотношения:

$$\operatorname{ctg} \alpha_2 = \frac{GD^2}{375\Delta t} \cdot \frac{m_n}{m_M} = \frac{GD^2}{375 \cdot 0,02} \cdot \frac{40}{4} = 1,33GD^2$$

и характеристики зависимости $GD^2 = f(\varphi)$ (рис. 5-32), для чего, приняв неизменный катет равным 2 см, определяем масштаб для $\operatorname{ctg} \alpha_2$ и строим по точкам всю характеристику;

в) вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений величин с горизонтальной на вертикальную ось и наоборот.

4. В координатной системе для пути откладываются (рис. 5-34г, вклейка):

а) характеристика зависимости $\varphi = f(\gamma)$, определяющая переменное передаточное число между кривошипом и рабочим органом механизма (рис. 5-33);

б) контрольный луч построений под углом α_3 к оси ординат (для удобства построений координатные оси в этой координатной системе повернуты: аргумент — скорость n — откладывается по оси ординат, функция — угол поворота кривошипа γ — по оси абсцисс):

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{6\Delta t}{i} \cdot \frac{m_n}{m_\gamma} = \frac{6 \cdot 0,02}{9,6} \cdot \frac{40}{5} = 0,1.$$

Для более четкого представления о порядке графических построений на рис. 5-34 (а, б, в и г) жирными линиями выделено построение на пятом интервале времени.

Порядок построений заключается в следующем.

Значение скорости n_4 , полученное к концу четвертого интервала времени, сносится во вторую координатную систему на вертикальную прямую, соответствующую напряжению, приложенному к якору электродвигателя (рис. 5-34б). Из найденной точки проводится луч, параллельный лучу $c_e\Phi n$, соответствующему значению магнитного потока двигателя Φ_4 в конце четвертого интервала времени, до пересечения с осью абсцисс. Полученная точка сносится вертикально на линию предыдущего значения тока цепи якоря. Из найденной таким образом точки, как исходной, проводится луч, параллельный основному лучу построений, под углом α_1 к оси абсцисс до пересечения с характеристикой короткого замыкания, соответствующей сопротивлению r_1 , введенному в цепь якоря на рассматриваемой ступени пуска. Полученная точка 5 укажет новое значение тока цепи якоря электродвигателя I_5 на пятом интервале времени.

Значение тока I_5 сносится горизонтально в первую координатную систему ($a-a$) на характеристику $Iw_c \approx f(I)$ и далее вертикально на характеристику намагничивания электродвигателя. Найденное таким путем новое значение величины магнитного потока электродвигателя Φ_5 сносится горизонтально ($b-b$) во вторую координатную систему на луч $c_e\Phi_5 n$ и далее вертикально на горизонталь Φ_0 . Через полученную точку и начало координат проводится прямая, определяющая собой луч $c_e\Phi_5 n$ (на рис. 5-34б проведена лишь часть луча, необходимая для дальнейших построений). Ток I_5 горизонтально сносится на найденный луч $c_e\Phi_5 n$, и полученная точка через вспомогательные лучи ($c-c$) переносится в третью координатную систему на горизонталь предыдущего состояния скорости.

Для определения тангенса угла наклона луча построений в третьей координатной системе на пятом интервале времени значение пути в конце четвертого интервала φ_4 из четвертой координатной системы сносится ($d-d$) в третью координатную систему на характеристику $\operatorname{ctg} \alpha_2 = f(\varphi)$. Найденная точка вертикально сносится на линию $k-k$, являющуюся базисной для определения значений $\operatorname{tg} \alpha_2$ и проведенную параллельно и ниже оси абсцисс на

расстоянии 2 см. Соединяя начало координат с полученной точкой, определим положение контрольного луча построений для пятого интервала времени. То же значение пути φ_4 сносится далее горизонтально ($e-e$) на характеристику $M_c = f(\varphi)$, чем определяется значение момента статических сопротивлений на пятом интервале времени. Проводя теперь из полученной ранее точки 5 на горизонтали предыдущего состояния скорости луч, параллельный найденному контрольному лучу построений, до пересечения с вертикалью, соответствующей значению M_c на пятом интервале, получим искомое значение скорости на этом же интервале времени.

Полученное значение скорости n_5 горизонтально сносится ($f-f$) в четвертую координатную систему на вертикаль, соответствующую предыдущему состоянию пути кривошипа γ . Из полученной точки 5 проводится луч построений под углом α_3 к оси ординат, параллельный контрольному, до пересечения с осью абсцисс. Эта точка пересечения укажет новое значение пути кривошипа γ_5 . Восстанавливая из найденной точки вертикаль до пересечения с характеристикой $\varphi = f(\gamma)$, определим искомое значение пути рабочего органа кантователя на пятом интервале φ_5 .

Построения на других интервалах времени совершенно аналогичны и циклически повторяются.

Переход во второй координатной системе рис. 5-34б с одного луча короткого замыкания на другой (лучи r_1, r_2, r_3, r_4) осуществляется при снижении тока якоря электродвигателя менее минимального значения, соответствующего моменту переключения M_2 , заданного пусковой диаграммой на рис. 5-31.

Б. Режим торможения

По прохождении механизмом 0,6 заданного пути электропривод переключается на режим динамического торможения. При этом якорь электродвигателя отключается от сети и замыкается на сопротивление. Обмотка последовательного возбуждения обесточивается, и весь режим торможения протекает при постоянном магнитном потоке электродвигателя, равном Φ_0 .

Для режима торможения уравнение (5-40) в общей системе уравнений, определяющих движение электропривода, следует заменить уравнением:

$$0 = r_{я}I + L_{яц} \frac{dI}{dt} + c_e \Phi_0 n, \quad (5-47)$$

остальные уравнения исходной системы останутся без изменений.

Таким образом, расчетное уравнение (5-44) заменяется выражением:

$$\frac{\Delta I}{-r_{я}I - c_e \Phi_0 n} = \frac{\Delta t}{L_{яц}}. \quad (5-48)$$

Для графического решения этого уравнения во второй координатной системе (рис. 5-34, б) луч $c_e \Phi_0 n$ откладывается влево от оси ординат.

При графических построениях значения скорости сносят горизонтально из третьей во вторую координатную систему на луч $c_e \Phi_0 n$, и найденные таким образом точки вертикально переносятся на соответствующие горизонтали предыдущего состояния тока, чем определяются точки, исходные для проведения лучей

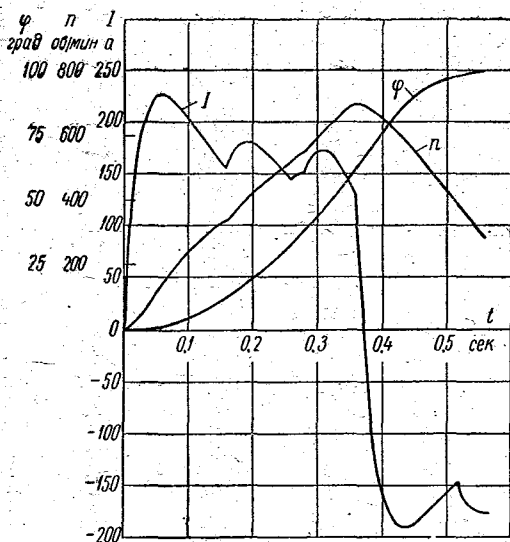


Рис. 5-35. Расчетные характеристики переходных процессов.

режим привод не успевает полностью отработать на заданном пути рабочего органа (ток и скорость не равны нулю).

Вместе с тем характеристики переходных процессов свидетельствуют также о том, что выбор параметров системы, произведенный лишь на основании равномерной пусковой диаграммы на рис. 5-31, построенной без учета переходных процессов, не является удовлетворительным.

Для правильной работы привода необходимо изменение как параметров системы (числа ступеней и величины сопротивлений при пуске и торможении), так и места установки переключателя, переводящего электропривод в режим торможения.

5-9. Система электропривода с трехобмоточным возбудителем и $M_c = f(n)$

Гребная электрическая установка спасательного судна (рис. 5-36) состоит из двух дизельгенераторов, работающих на один гребной электродвигатель.

Якори генераторов соединены последовательно, а их обмотки возбуждения — параллельно; обмотки питаются от общего возбуждателя. Трехобмоточный возбуждатель генераторов имеет независимое возбуждение (обмотка 1), положительную обратную связь по напряжению возбуждателя (обмотка 2) и отрицательную обратную связь по току якоря двигателя (обмотка 3).

Ставится задача при заданных параметрах гребной электрической установки рассчитать переходный процесс при ее реверсе, осуществляемом переключкой рукоятки поста управления с положения «полный вперед» на положение «полный назад» (на схеме это — изменение полярности на обмотке 1 возбуждателя). Время переключки принять равным 2 сек.

Основные данные установки:

Возбудитель ПН-290

$$\begin{aligned} P_{\text{н}} &= 14,2 \text{ квт}; & r_{1\text{э}} &= 300 \text{ ом}; \\ U_{\text{н}} &= 220 \text{ в}; & r_{2\text{э}} &= 660 \text{ ом}; \\ I_{\text{н}} &= 64,5 \text{ а}; & r_{3\text{э}} &= 2,65 \text{ ом}; \\ n_{\text{н}} &= 1500 \text{ об/мин}; & r_{\text{ш}} &= 0,0051 \text{ ом}; \\ \omega_1 &= 1218; & \sigma_{\text{в}} &= 1,15; \\ \omega_2 &= 1206; & c_{\text{ев}} &= \frac{PN}{60a} = 22; \\ \omega_3 &= 65; & U &= 220 \text{ в}; \\ & & r_{\text{д}} &= 3000 \text{ ом}. \end{aligned}$$

Генератор ГП-1375-810

$$\begin{aligned} P_{\text{н}} &= 1375 \text{ квт}; & c_{\text{ег}} &= 15; \\ U_{\text{н}} &= 500 \text{ в}; & r_{\text{г}} &= 9,4 \text{ ом}; \\ I_{\text{н}} &= 2750 \text{ а}; & \omega_{\text{г}} &= 2640; \\ n_{\text{н}} &= 810 \text{ об/мин}; & \sigma_{\text{г}} &= 1,15. \end{aligned}$$

Электродвигатель ПГК-180/75

$$\begin{aligned} P_{\text{н}} &= 2570 \text{ квт}; & GD^2 &= 22\,000 \text{ кгм}^2; \\ U_{\text{н}} &= 1000 \text{ в}; & c_{\text{е}} &= c_{\text{е}} \Phi_{\text{д}} = 4,8; \\ I_{\text{н}} &= 2720 \text{ а}; & n_{\text{уд}} &= 205 \text{ об/мин}. \end{aligned}$$

Суммарное сопротивление цепи якорей

$$r_{\text{яц}} = r_{\text{яцд}} + 2r_{\text{яцг}} + r_{\text{сп}} = 0,023 \text{ ом}.$$

Суммарная индуктивность цепи якорей

$$L_{\text{яц}} = L_{\text{яд}} + L_{\text{код}} + L_{\text{дпд}} + 2(L_{\text{яг}} + L_{\text{ког}} + L_{\text{дпг}}) = 0,006 \text{ гн}.$$

Характеристики холостого хода возбуждателя и генератора приведены на рис. 5-37 и 5-38:

На рис. 5-39 построена характеристика момента статических сопротивлений, приведенная к валу электродвигателя, для режима реверса гребной электрической установки.

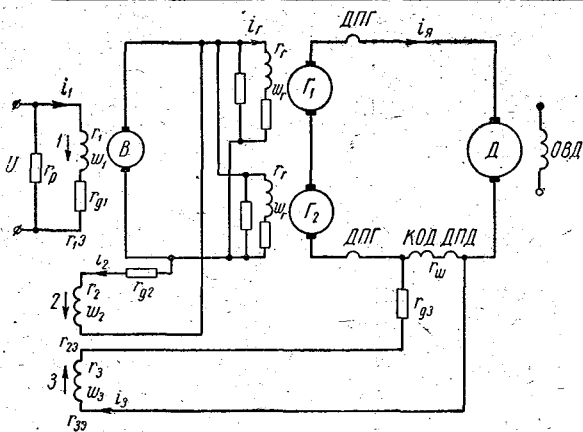


Рис. 5-36. Принципиальная схема гребной электрической установки с трехобмоточным возбудителем.

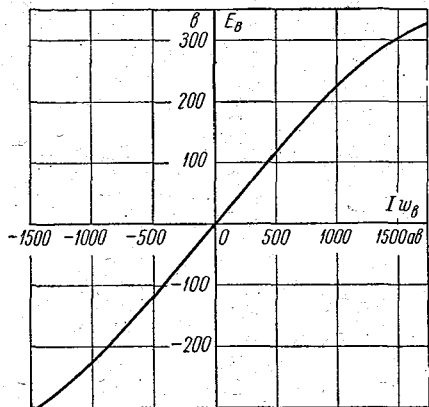


Рис. 5-37. Характеристика холостого хода возбудителя.

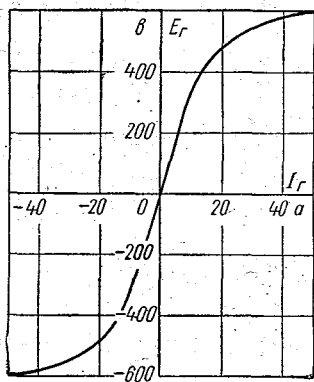
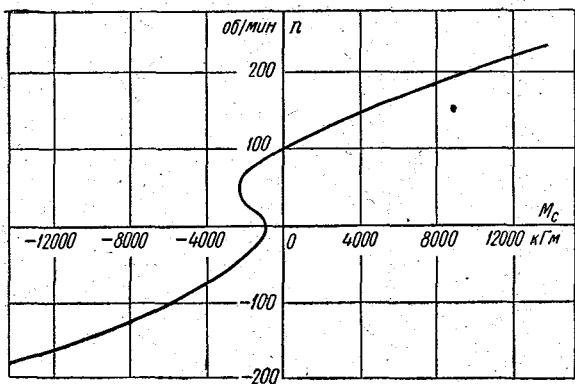


Рис. 5-38. Характеристика холостого хода генератора.

Рис. 5-39. Характеристика момента статических сопротивлений на валу электродвигателя при реверсе.



Переходный процесс в рассматриваемой системе описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений четвертого порядка. Соответственно графическое построение переходного процесса ведется в четырех координатных системах: возбудителя, генератора, токовой и скоростной электродвигателя.

Переходный процесс в возбудителе с учетом действия всех связей будет определяться системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U &= r_{13}i_1 + w_1 \frac{\sigma_B}{c_{eB}n_B} \cdot \frac{de_B}{dt}; \\ e_B &= r_{23}i_2 + w_2 \frac{\sigma_B}{c_{eB}n_B} \cdot \frac{de_B}{dt}; \\ i_{яIII} &= r_{33}i_3 - w_3 \frac{\sigma_B}{c_{eB}n_B} \cdot \frac{de_B}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (5-49)$$

После простейших преобразований и совместного решения системы уравнений (5-49) получим обобщенное дифференциальное уравнение, определяющее переходный процесс в возбудителе:

$$\begin{aligned} \left[\frac{Uw_1}{r_{13}} + \frac{e_Bw_2}{r_{23}} - \frac{i_{яIII}w_3}{r_{33}} \right] - (i_1w_1 + i_2w_2 - i_3w_3) = \\ = \frac{\sigma_B}{c_{eB}n_B} \left(\frac{w_1^2}{r_{13}} + \frac{w_2^2}{r_{23}} + \frac{w_3^2}{r_{33}} \right) \cdot \frac{de_B}{dt}. \end{aligned} \quad (5-50)$$

Заменяя полученное обобщенное дифференциальное уравнение (5-50) приближенным уравнением в конечных приращениях и представляя его в виде отношения, получим исходное расчетное уравнение для возбудителя:

$$\frac{\Delta e_B}{\left[\frac{Uw_1}{r_{13}} + \frac{e_Bw_2}{r_{23}} - \frac{i_{яIII}w_3}{r_{33}} \right] - (i_1w_1 + i_2w_2 - i_3w_3)} = \frac{\Delta t}{k_1}, \quad (5-51)$$

где

$$k_1 = \frac{\sigma_B}{c_{eB}n_B} \left(\frac{w_1^2}{r_{13}} + \frac{w_2^2}{r_{23}} + \frac{w_3^2}{r_{33}} \right).$$

Напряжение U сети, питающей обмотку независимого возбуждения, принимается положительным для режима пуска, отрицательным для режима реверса и равным нулю на период переключки рукоятки поста управления.

Так как в период переключки рукоятки поста управления обмотка 1 независимого возбуждения отключается от сети, но

остается замкнутой на разрядное сопротивление, то расчетное уравнение на время переключения примет вид

$$\frac{\Delta e_B}{\left[\frac{e_B \omega_2}{r_{23}} - \frac{i_{я' \text{ ш}} \omega_3}{r_{33}} \right] - (i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2 - i_3 \omega_3)} = \frac{\Delta t}{k_1}, \quad (5-51a)$$

где

$$k_1 = \frac{\sigma_B}{c_{eB} n_B} \left(\frac{\omega_1^2}{r_{13} + r_p} + \frac{\omega_2^2}{r_{23}} + \frac{\omega_3^2}{r_{33}} \right).$$

Переходный процесс в обмотке возбуждения генератора будет описываться дифференциальным уравнением вида

$$e_B = r_{\Gamma} i_{\Gamma} + w_{\Gamma} \frac{\sigma_{\Gamma}}{c_{e\Gamma} n_{\Gamma}} \cdot \frac{de_{\Gamma}}{dt}. \quad (5-52)$$

После замены (5-52) приближенным уравнением в конечных приращениях будем иметь:

$$\frac{\Delta e_{\Gamma}}{\frac{e_B}{r_{\Gamma}} - i_{\Gamma}} = \frac{\Delta t}{k_2}, \quad (5-53)$$

где

$$k_2 = \frac{\sigma_{\Gamma}}{c_{e\Gamma} n_{\Gamma}} \cdot \frac{w_{\Gamma}}{r_{\Gamma}}.$$

Для двигателя переходный процесс с учетом электромагнитной инерции цепи якорей будет определяться двумя дифференциальными уравнениями и уравнением для момента статических сопротивлений:

$$\left. \begin{aligned} 2e_{\Gamma} &= r_{яц} i_{я} + L_{яц} \frac{di_{я}}{dt} + c'_{en}; \\ M_{\text{д}} &= M_{\text{с}} + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}; \\ M_{\text{с}} &= f(n). \end{aligned} \right\} \quad (5-54)$$

Для графического решения дифференциальные уравнения 5-54 заменяются приближенными уравнениями в конечных приращениях:

$$\frac{\Delta i_{я}}{2e_{\Gamma} - i_{я} r_{яц} - c'_{en}} = \frac{\Delta t}{L_{яц}}, \quad (5-55)$$

$$\frac{\Delta n}{M_{\text{д}} - M_{\text{с}}} = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^2}, \quad (5-56)$$

а третье уравнение системы (5-54) задается графически (рис. 5-39) и автоматически учитывается при построениях.

Для графических построений переходных процессов в соответствии с методикой, изложенной в [Л. 1], во всех координатных системах предварительно откладываются статические характеристики элементарных звеньев, статические характеристики связей и контрольные лучи построений в соответствии с выбранным шагом интегрирования.

Примем для решения поставленной задачи расчетный интервал времени $\Delta t = 0,1$ сек и следующие масштабы построения:

$$\begin{aligned} m_{IW_B} &= 100 \text{ ас/см}; & m_{I_A} &= 200 \text{ а/см}; \\ m_{E_B} &= 20 \text{ в/см}; & m_{E_T} &= 80 \text{ в/см (для III ква-} \\ & & & \text{дранта);} \\ m_{I_T} &= 4 \text{ а/см}; & m_n &= 20 \text{ об/мин · см}; \\ m_{E_T} &= 40 \text{ в/см (для II квадранта).} \end{aligned}$$

$$m_M = \frac{m_{I_A} m_{E_T}}{1,03 m_n} = \frac{200 \cdot 80}{1,03 \cdot 20} = 776 \text{ кгМ/см.}$$

Для рассматриваемой системы предварительно откладываются (рис. 5-40):

1. В координатной системе возбудителя

- а) характеристика холостого хода возбудителя $E_B = f(I_{W_B})$;
- б) статическая характеристика положительной обратной связи по э. д. с. возбудителя $s(e_p)$;

$$\text{tg } \varphi_1 = \frac{r_{23}}{\omega_2} \cdot \frac{m_{IW_B}}{m_{E_B}} = \frac{660}{1206} \cdot \frac{100}{20} = 2,74$$

вправо для режима перекладки рукоятки поста управления из начала координат и для режима реверса из точки, соответствующей установившемуся значению ампер-витков обмотки независимого возбуждения $\left(-\frac{U_{W_1}}{r_{13}}\right)$;

в) статическая характеристика отрицательной обратной связи по току цепи якорей $s(i_a)$:

$$\text{tg } \varphi_2 = \frac{r_{23}}{r_{13} \omega_3} \cdot \frac{m_{IW_B}}{m_{I_A}} = \frac{2,65}{0,0051 \cdot 65} \cdot \frac{100}{200} = 4$$

влево для режима перекладки из начала координат и для режима реверса из точки $\left(-\frac{U_{W_1}}{r_{13}}\right)$;

г) контрольные лучи построений под углом α , к оси абсцисс для режима реверса:

$$\begin{aligned} \text{tg } \alpha_1 &= \frac{\Delta t}{k_1} \cdot \frac{m_{IW_B}}{m_{E_B}} = \frac{0,1}{0,304} \cdot \frac{100}{20} = 1,65, \\ k_1 &= \frac{\sigma_B}{c_{EB} n_B} \left(\frac{r_1^2}{\omega_{13}} + \frac{\omega_2^2}{r_{23}} + \frac{\omega_3^2}{r_{33}} \right) = \\ &= \frac{1,15}{22 \cdot 1500} \left(\frac{1218^2}{300} + \frac{1206^2}{660} + \frac{65^2}{2,65} \right) = 0,304, \end{aligned}$$

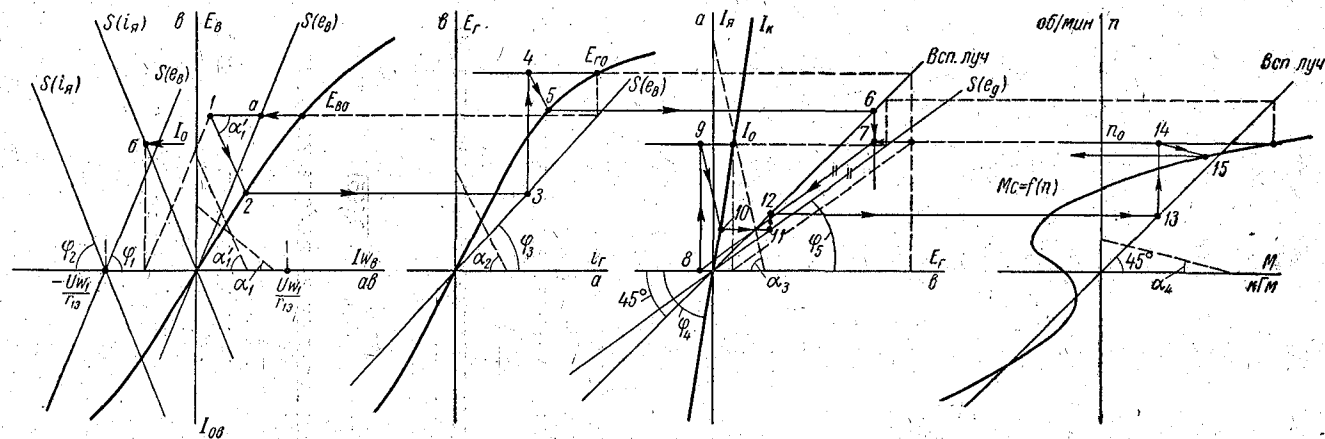


Рис. 5-40. Общий ход графических построений при расчете переходного процесса.

и под углом α' , к оси абсцисс для режима переключки:

$$\operatorname{tg} \alpha'_1 = \frac{\Delta t}{k'_1} \cdot \frac{m_{IWB}}{m_{eB}} = \frac{0,1}{0,147} \cdot \frac{100}{20} = 3,4,$$

где

$$k'_1 = \frac{\sigma_B}{c_{eB} n_B} \left(\frac{w_1^2}{r_{13} + r_P} + \frac{w_2^2}{r_{23}} + \frac{w_3^2}{r_{33}} \right) = \\ = \frac{1,15}{22 \cdot 1500} \left(\frac{1218^2}{3300} + \frac{1206^2}{660} + \frac{65^2}{2,65} \right) = 0,147.$$

2. В координатной системе генератора

а) характеристика холостого хода генератора $E_r = f(i_r)$;

б) статическая характеристика прямой связи по э. д. с. возбуждателя $s(e_B)$:

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = r_r \frac{m_{I_r}}{m_{E_B}} = 9,4 \frac{4}{20} = 1,88;$$

в) контрольный луч построенный под углом α_2 к оси абсцисс:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{k_2} \cdot \frac{m_{I_r}}{m_{E_r}} = \frac{0,1}{0,025} \cdot \frac{4}{40} = 0,4,$$

где

$$k_2 = \frac{\sigma_r}{c_{er} n_r} \cdot \frac{w_r}{r_r} = \frac{1,15}{16 \cdot 810} \cdot \frac{2640}{9,4} = 0,025.$$

3. В токовой координатной системе электродвигателя

а) линия тока короткого замыкания I_K :

$$\operatorname{tg} \varphi_4 = \frac{1}{r_{яц}} \cdot \frac{m_{E_r}}{m_{I_я}} = \frac{1}{0,023} \cdot \frac{80}{200} = 17,4;$$

б) статическая характеристика связи по э. д. с. двигателя $s(e_D)$:

$$\operatorname{tg} \varphi_5 = \frac{1}{c_e} \cdot \frac{m_{er}}{m_n} = \frac{1}{4,8} \cdot \frac{80}{20} = 0,83;$$

в) вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений величин в другую координатную систему;

г) контрольный луч построенный под углом α_3 к оси абсцисс:

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{\Delta t}{L_{яц}} \cdot \frac{m_{er}}{m_{I_я}} = \frac{0,1}{0,006} \cdot \frac{80}{200} = 6,67.$$

4. В скоростной координатной системе электродвигателя

а) характеристика момента статических сопротивлений $M_c = f(n)$ для режима реверса;

б) вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений с вертикальной на горизонтальную ось;

в) контрольный луч построений под углом α_4 к оси абсцисс:

$$\operatorname{tg} \alpha_4 = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^3} \cdot \frac{m_M}{m_n} = \frac{0,1 \cdot 375}{22000} \cdot \frac{776}{20} = 0,065.$$

Ход графических построений при расчете переходного процесса приведен в общем виде на рис. 5-40 для одного интервала времени и указан стрелками, а характерные точки, получаемые при построениях, отмечены порядковыми номерами.

Порядок операций при построениях заключается в следующем. Начальные значения э. д. с. возбудителя $E_{в0}$ и тока якоря электродвигателя I_0 сносятся в первую координатную систему на соответствующие лучи связей $s(e_a)$ и $s(i_a)$, для режима перекладки проходящие через начало координат (точки a и b). Полученные значения воздействий связей суммируются, и результирующее воздействие сносится на горизонталь предыдущего состояния возбудителя (точка 1). Из точки 1 проводится луч построений, параллельный контрольному, до пересечения с характеристикой холостого хода возбудителя (точка 2). Найденное новое значение э. д. с. возбудителя через луч связи сносится на горизонталь предыдущего состояния генератора во вторую координатную систему (точки 3, 4). Из точки 4 проводится луч построений до пересечения с характеристикой холостого хода генератора (точка 5). Полученное новое значение э. д. с. генератора сносится в третью токовую координатную систему через вспомогательный луч на горизонталь предыдущего значения скорости вращения (точки 6 и 7). Из точки 7 проводится луч, параллельный лучу $s(e_d)$ до пересечения с осью абсцисс (точка 8), и найденная точка вертикально сносится на горизонталь предыдущего состояния тока (точка 9).

Проведя из точки 9 луч построений до пересечения с линией I_n , получим точку 10, определяющую новое значение тока якоря двигателя. Полученное значение тока через луч $s(e_d)$ и вспомогательные лучи, проведенные под углом 45° в третьей и четвертой координатной системах, сносится на горизонталь предыдущего состояния скорости в четвертую координатную систему (точки 11, 12, 13, 14). Проведя из точки 14, определяющей значение момента вращения электродвигателя, луч построений до пересечения с характеристикой $M_c = f(n)$, получим точку 15, определяющую новое значение скорости электродвигателя.

Дальнейшие построения на последующих интервалах времени совершенно аналогичны и циклически повторяются.

Следует заметить, что при постоянном потоке возбуждения электродвигателя построения при переходе из токового в скоростной квадрант можно несколько упростить, используя для перехода от тока к моменту вращения электродвигателя луч $s(e_d)$,

дублируемый в скоростной координатной системе, причем отпадает надобность в использовании двух вспомогательных лучей, проводимых под углом 45° .

Так как время перекладки поста управления принято равным 2 сек, а расчетный интервал времени $\Delta t = 0,1$ сек, то по истечении

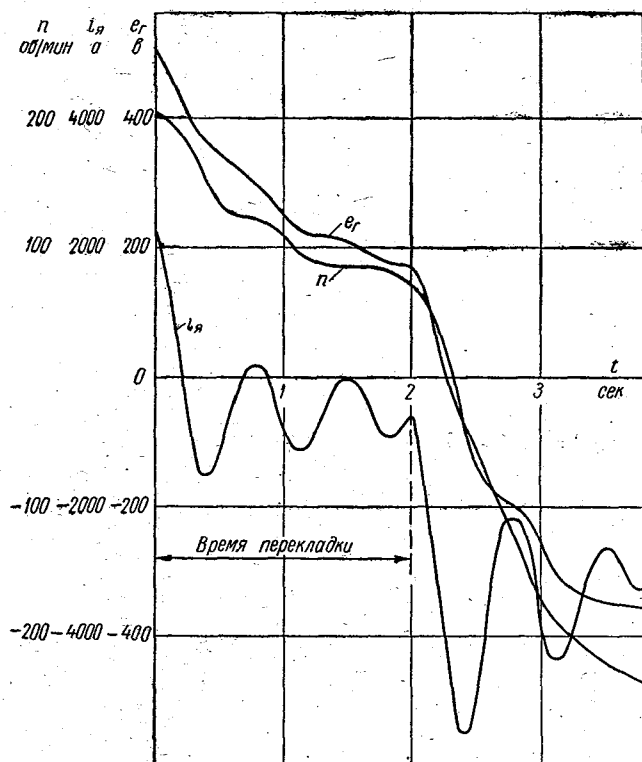


Рис. 5-41. Расчетные характеристики переходных процессов.

e_r — э. д. с. генератора; i_a — ток цепи якорей; n — скорость вращения электродвигателя.

20 интервалов дальнейшие построения в первой координатной системе возбудителя ведутся с использованием лучей связей $s(e_a)$ и $s(i_a)$, сдвинутых влево от начала координат на величину намагничивающих ампер-витков обмотки независимого возбуждения $\left(-\frac{U\omega_1}{r_{12}}\right)$.

На рис. 5-41 приведены расчетные характеристики переходных процессов для э. д. с. генератора, тока и скорости вращения электродвигателя, полученные в рассматриваемой системе при заданных ее параметрах.

5-10. Система ионного электропривода

Для привода лебедок конусов системы загрузки доменной печи применен реверсивный электрический привод постоянного тока, питаемый от управляемых ртутных выпрямителей с импульсным регулированием величины установившейся скорости.

На рис. 5-42 приведена упрощенная принципиальная схема электрического привода, представленная для одного направления

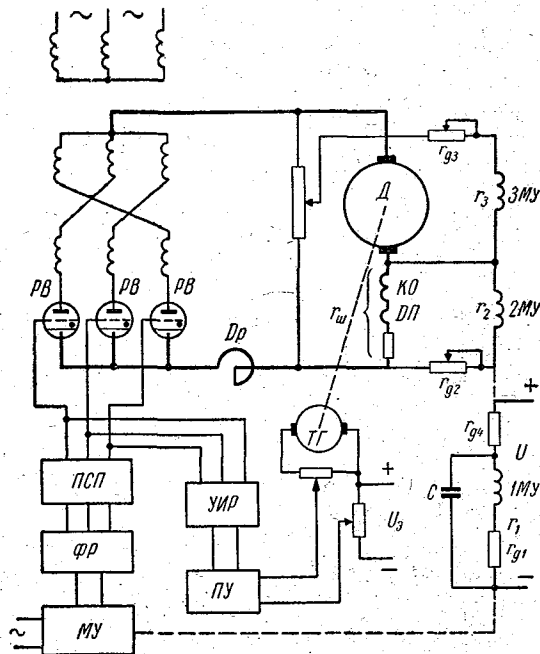


Рис. 5-42. Упрощенная принципиальная схема ионного электропривода с импульсным регулированием скорости.

вращения. Система содержит следующие основные элементы: главный приводной электродвигатель постоянного тока D , ртутные выпрямители PB , панель сеточного питания $ПСП$, фазорегулятор ΦP , суммирующий магнитный усилитель $МУ$, узел импульсного регулирования $УИР$, промежуточный усилитель (ламповый) $ПУ$, тахометрический генератор $TГ$, дроссель, сглаживающий пульсации выпрямленного тока $Др$.

Пуск системы электропривода осуществляется при непрерывном горении вентилей и управляется связями, воздействующими на суммирующий магнитный усилитель системы управления сеточным питанием ртутных выпрямителей.

Суммирующий магнитный усилитель системы непрерывного управления имеет три обмотки: задающую, отрицательной обратной связи по току и отрицательной обратной связи по э. д. с. двигателя.

Задающая обмотка $1МУ$ получает независимое питание от сети 220 в. Так как ртутные выпрямители и их система управления практически безынерционны, то во избежание чрезмерных толчков тока в цепи якоря двигателя при пуске, реверсе и торможении и для обеспечения плавного нарастания напряжения на задающей обмотке — последняя шунтируется некоторой емкостью C .

Обмотка отрицательной обратной связи по току $2МУ$ получает питание от шунта в цепи якоря электродвигателя, состоящего из обмоток дополнительных полюсов и компенсационной и некоторого добавочного сопротивления.

Обмотка отрицательной обратной связи по э. д. с. или, что то же, по скорости вращения двигателя $3МУ$ получает питание от тахометрического моста, обеспечивающего сигнал управления, пропорциональный разности напряжения на зажимах якоря и падения напряжения в якоре электродвигателя.

По достижении электродвигателем заданной скорости система электропривода автоматически переводится на импульсное управление.

Заданная скорость электродвигателя контролируется тахометрическим генератором. Сигнал, пропорциональный разности эталонного напряжения и напряжения тахометрического генератора, через промежуточный усилитель подается в узел импульсного управления. Последний с заданной периодичностью и скважностью подает сигналы на сетки ртутных выпрямителей, срезая положительные импульсы, подаваемые панелью сеточного питания для зажигания ртутных выпрямителей, и на определенные промежутки времени запирая зажигание клапанов. Тем самым на зажимах якоря электродвигателя обеспечивается чередование импульсов напряжения определенной величины и длительности.

Ставится задача: рассчитать переходный процесс при разгоне электрического привода и импульсном регулировании его скорости.

Основные исходные данные установки:

а) Электродвигатель:

$$P_H = 150 \text{ квт};$$

$$I_H = 400 \text{ а};$$

$$U_H = 400 \text{ в};$$

$$n_H = 1000 \text{ об/мин.}$$

б) Ртутный выпрямитель:

$$U_{d0} = 510 \text{ в}; \quad I'_d = 350 \text{ а}; \quad I_{d\text{тр}} = 650 \text{ а}.$$

Параметры системы имеют следующие значения:

$$\begin{array}{ll}
 r_{яц} = 0,104 \text{ ом}; & c'_e = c_e \Phi = 0,384; \\
 L_{яц} = 0,0048 \text{ гн}; & r_{ш} = 0,0455 \text{ ом}; \\
 GD^2 = 76 \text{ кгм}^2; & M_c = 73 \text{ кгм}; \\
 I_c = 196 \text{ а}; & \omega_1 = 1100; \\
 r_1 = 400 \text{ ом}; & \omega_2 = 1100; \\
 r_2 = 400 \text{ ом}; & \omega_3 = 1100; \\
 r_3 = 206 \text{ ом}; & C = 16,3 \text{ мкф}; \\
 r_{д1} = 24,1 \text{ ком}; & n_y = 980 \text{ об/мин}; \\
 r_{д2} = 20 \text{ ком}; & U = 220 \text{ в.} \\
 r_{д3} = 100 \text{ ком}; & \\
 r_{д4} = 24,5 \text{ ком}. &
 \end{array}$$

Период чередования импульсов $T = 0,1 \text{ сек.}$

Скважность импульсов:

$$\gamma = \frac{T_p}{T_p + T_n} = \frac{T_p}{T} = 0,6.$$

Начальное значение импульса напряжения, подаваемого на якорь электродвигателя, $U_0 = 500 \text{ в.}$

Переходный процесс в рассматриваемой системе (рис. 5-42) описывается системой дифференциальных уравнений третьего порядка. Ртутные выпрямители, устройства панели сеточного питания, фазовращательного моста, тахометрического генератора, промежуточного усилителя и узла импульсного регулирования практически безынерционны. Магнитный усилитель в рассматриваемой системе также практически безынерционен, так как в цепи его обмоток управления включены значительные сопротивления $r_{д1}$, $r_{д2}$, $r_{д3}$ и $r_{д4}$, делающие постоянные времени обмоток управления МУ пренебрежимо малыми.

Таким образом, инерционностью будут обладать узел задержки в цепи задающей обмотки МУ и электродвигатель. Ртутные выпрямители со всем устройством управления в цепях сеток могут рассматриваться как нелинейный, но безынерционный элемент системы.

Переходный процесс в цепи задержки, определяющий характер изменения напряжения на задающей обмотке магнитного усилителя, будет описываться уравнением:

$$kU = T \frac{du_3}{dt} + u_3, \quad (5-57)$$

где

U — напряжение сети, приложенное к зажимам узла задающей обмотки;

u_3 — напряжение на зажимах участка цепи, задающей обмотки магнитного усилителя, охваченного емкостью;

$T = r_s C = 13\,000 \cdot 16,3 \cdot 10^{-6} = 0,2 \text{ сек}$ — постоянная времени контура задержки;

$$r_s = \frac{r_{д4}(r_1 + r_{д1})}{r_1 + r_{д1} + r_{д4}} = \frac{24,5 \cdot (0,4 + 24,1)}{0,4 + 24,1 + 24,5} = 13 \text{ ком};$$

$$k = \frac{r_1 + r_{д1}}{r_1 + r_{д1} + r_{д4}} = \frac{0,4 + 24,1}{0,4 + 24,1 + 24,5} = 0,5.$$

Напряжение ртутного выпрямителя, подаваемое к якорию электродвигателя, определяется по нелинейной результирующей характеристике безынерционного звена:

$$U_{pv} = f(\sum I\omega), \quad (5-58)$$

где $I\omega$ — суммарные результирующие намагничивающие ампервитки, создаваемые обмотками управления магнитного усилителя.

Переходный процесс в электродвигателе будет определяться уравнениями:

$$U_{pv} = r_{яц}i + L_{яц} \frac{di}{dt} + c_e n; \quad (5-59)$$

$$i = I_c + \frac{GD^2 \cdot 1,03}{375c_e'} \cdot \frac{dn}{dt}. \quad (5-60)$$

Используя графический метод расчета переходных процессов в автоматизированном электроприводе [Л. 1], заменяя исходные дифференциальные уравнения (5-57), (5-59) и (5-60) приближенными уравнениями в конечных приращениях, получим систему расчетных уравнений в виде

$$\frac{\Delta u_s}{kU - u_s} = \frac{\Delta t}{T}, \quad (5-61)$$

$$U_{pv} = f(i\omega_s - i\omega_I - i\omega_n), \quad (5-62)$$

$$\frac{\Delta i}{U_{pv} - r_{яц}i - c_e' n} = \frac{\Delta t}{L_{яц}}, \quad (5-63)$$

$$\frac{\Delta n}{i - I_c} = \frac{\Delta t}{k_1}, \quad (5-64)$$

где

$$k_1 = \frac{GD^2 \cdot 1,03}{375 \cdot c_e'} = \frac{76 \cdot 1,03}{375 \cdot 0,384} = 0,54.$$

Таким образом, расчет переходных процессов для рассматриваемой системы целесообразно производить в четырех координатных системах: узла задержки, ртутного выпрямителя, токовой и скоростной электродвигателя.

Примем следующие масштабы построений:

$$\begin{aligned} m_{U_3} &= 10 \text{ в/см}; & m_I &= 40 \text{ а/см}; \\ m_{I\omega} &= 0,5 \text{ ав/см}; & m_E &= 25 \text{ в/см}; \\ m_{U_{\text{рв}}} &= 25 \text{ в/см}; & m_n &= 40 \text{ об/мин} \cdot \text{см}. \end{aligned}$$

Интервалы времени берем следующие:

а) для режима разгона при непрерывном горении вентиляей

$$\Delta t_1 = 0,02 \text{ сек}; \quad \Delta t_2 = 0,04 \text{ сек};$$

б) для режима импульсного регулирования скорости

$$\Delta t_3 = 0,01 \text{ сек}.$$

Для графических построений переходных процессов в соответствии с методикой, изложенной в [Л. 1], во всех координатных системах предварительно откладываются статические характеристики звеньев, статические характеристики связей и контрольные лучи построений в соответствии с выбранным шагом интегрирования.

В координатной системе узла задержки откладываются (рис. 5-43а):

а) статическая характеристика звена $U_3 = f(kU)$ в виде прямой, проведенной под углом 45° ;

б) вертикаль из точки на оси абсцисс, соответствующей

$$kU = 0,5 \cdot 220 = 110 \text{ в};$$

в) контрольные лучи построений для двух принятых интервалов времени:

$$\operatorname{tg} \alpha_{11} = \frac{\Delta t_1}{T} = \frac{0,02}{0,2} = 0,1;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_{12} = \frac{\Delta t_2}{T} = \frac{0,04}{0,2} = 0,2.$$

В координатной системе ртутного выпрямителя откладываются (рис. 5-43а):

а) статическая характеристика звена, приведенная к зависимости $U_{\text{рв}} = f(\Sigma I\omega)$;

б) характеристика прямой связи по задающему напряжению $s(u_3)$ вправо от оси ординат:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{r_1 + r_{\text{д1}}}{\omega_1} \cdot \frac{m_{I\omega}}{m_{U_3}} = \frac{400 + 24100}{1100} \cdot \frac{0,5}{10} = 1,1;$$

в) характеристика отрицательной обратной связи по току якоря электродвигателя $s(i)$ влево от оси ординат:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{r_{23}}{r_{\text{ш}}\omega_2} \cdot \frac{m_{I\omega}}{m_I} = \frac{20400}{0,0455 \cdot 1100} \cdot \frac{0,5}{40} = 5,1;$$

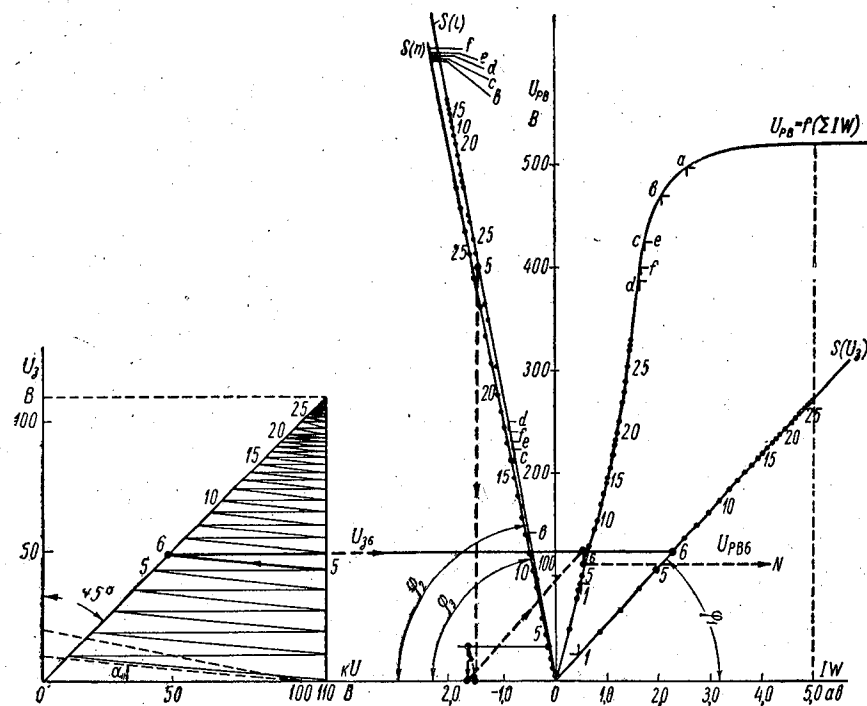


Рис. 5-43а. Графическое построение переходных процессов в координатных системах узла задержки и ртутного выпрямителя.

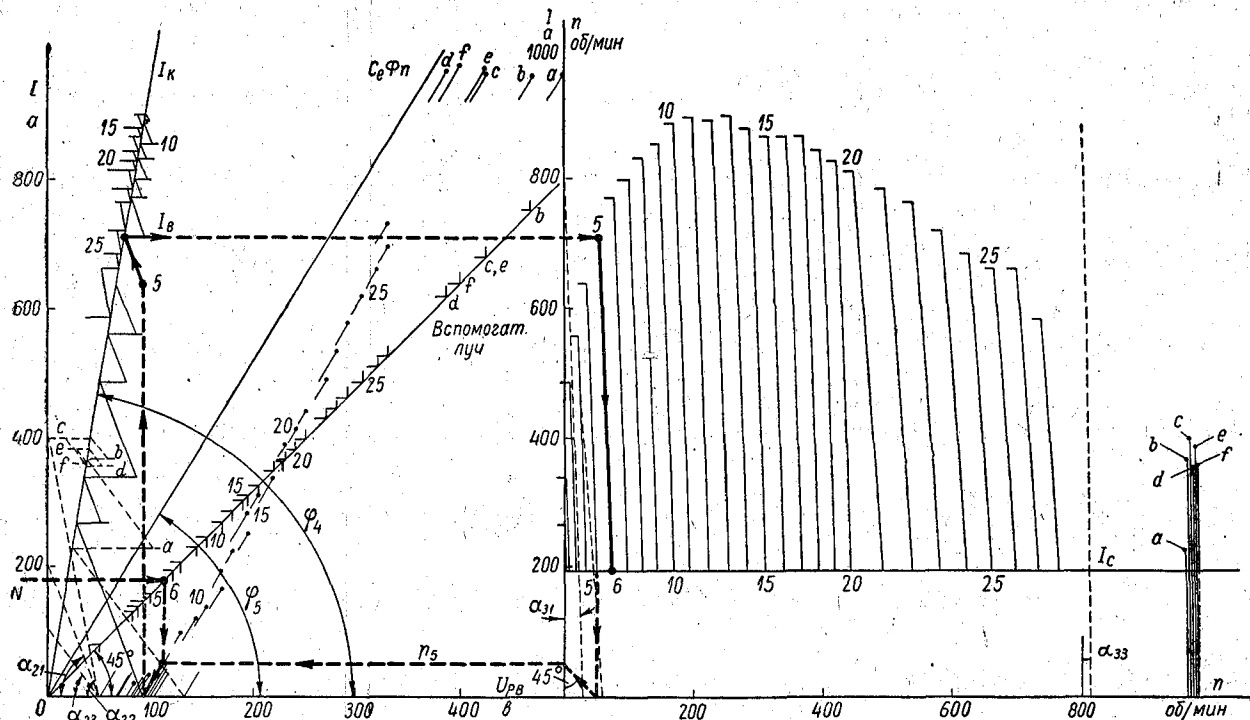


Рис. 5-436. Графическое построение переходных процессов в координатных системах тока и скорости электродвигателя.

г) характеристика отрицательной обратной связи по скорости вращения электродвигателя $s(n)$ влево от оси ординат с таким расчетом, чтобы при обесточенном якоре электродвигателя напряжение на его зажимах при заданной установившейся скорости $n_y = 980 \text{ об/мин}$ было равно заданному начальному значению напряжения импульса $U_0 = 500 \text{ в}$.

По характеристике ртутного выпрямителя $U_{pv} = f(\Sigma I \omega)$ определяется, что для $U_0 = 500 \text{ в}$ обратная связь по скорости (при заданной скорости $n_y = 980 \text{ об/мин}$) должна создавать отрицательные намагничивающие ампер-витки, равные $2,5 \text{ ав}$.

Таким образом, характеристика обратной связи по скорости проводится через начало координат и точку, соответствующую $2,5 \text{ ав}$ при $n_y = 980 \text{ об/мин}$. Тангенс угла наклона луча $s(n)$:

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{n_y}{I_w} \cdot \frac{m_{Iw}}{m_n} = \frac{980}{2,5} \cdot \frac{0,5}{40} = 4,9.$$

В токовой координатной системе электродвигателя откладываются (рис. 5-43б):

а) линия короткого замыкания I_K :

$$\operatorname{tg} \varphi_4 = \frac{1}{r_{яц}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{1}{1,04} \cdot \frac{25}{40} = 6;$$

б). линия э. д. с. якоря электродвигателя $c_e \Phi n = c'_e n$:

$$\operatorname{tg} \varphi_5 = \frac{1}{c'_e} \cdot \frac{m_E}{m_n} = \frac{1}{0,384} \cdot \frac{25}{40} = 1,62;$$

в) вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений величин с вертикальной на горизонтальную ось;

г) контрольные лучи построений для принятых интервалов времени:

$$\operatorname{tg} \alpha_{21} = \frac{\Delta t_1}{L_{яц}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{0,02}{0,0048} \cdot \frac{25}{40} = 2,6;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_{22} = \frac{\Delta t_2}{L_{яц}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{0,04}{0,0048} \cdot \frac{25}{40} = 5,2;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_{23} = \frac{\Delta t_3}{L_{яц}} \cdot \frac{m_E}{m_I} = \frac{0,01}{0,0048} \cdot \frac{25}{40} = 1,3.$$

В скоростной координатной системе электродвигателя откладываются (рис. 5-43б):

а) горизонталь, соответствующая току I_c :

$$I_c = \frac{M_c}{c'_M} = \frac{M_c \cdot 1,03}{c'_e} = \frac{73 \cdot 1,03}{0,384} = 196 \text{ а};$$

б) контрольные лучи построений для принятых интервалов времени:

$$\operatorname{tg} \alpha_{31} = \frac{\Delta t_1 375 c_e m_I}{GD^2 1,03 m_n} = \frac{0,02 \cdot 375 \cdot 0,384 \cdot 40}{76 \cdot 1,03 \cdot 40} = 0,037;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_{32} = 0,074; \quad \operatorname{tg} \alpha_{33} = 0,0185.$$

В рассматриваемом случае для удобства построение производится в обращенной скоростной координатной системе (ток — по оси ординат, скорость — по оси абсцисс), и поэтому луч построений ориентируется относительно оси ординат.

На рис. 5-43а приведено построение переходного процесса в координатных системах узла задержки и ртутного выпрямителя, а на рис. 5-43б — в токовой и скоростной координатных системах электродвигателя.

А. Построение переходного процесса для режима разгона

На рис. 5-43а и 5-43б приведено построение переходного процесса на 28 интервалах времени, причем на первых 20 интервалах времени построение произведено при $\Delta t_1 = 0,02$ сек, а на последующих 8 интервалах — при $\Delta t_2 = 0,04$ сек. Для более четкого усвоения последовательности операций на рис. 5-43а и 5-43б жирными линиями выделено построение на шестом интервале. Ход построений указан стрелками. Последовательность операций построения заключается в следующем.

Из точки 5 на вертикали в координатной системе узла задержки (рис. 5-43а) проводится луч построений под углом α_{11} к оси абсцисс до пересечения с характеристикой звена (точка 6). Из этой точки, определяющей значение u_3 на шестом интервале, проводится горизонталь во вторую координатную систему. Суммируя воздействия отрицательных обратных связей от значений величин на предыдущем интервале времени [точки 5 на лучах связей $s(i)$ и $s(n)$] с воздействием прямой связи на шестом интервале и снося результирующее воздействие на характеристику ртутного выпрямителя, получим точку 6, определяющую значение напряжения, подаваемого на якорь электродвигателя на этом интервале. На рис. 5-43а для наглядности суммирование воздействий связей произведено графически. При практических расчетах суммирование можно производить по отрезкам. Полученная точка 6 горизонтально (линия $N-N$) сносится на вспомогательный луч в третью координатную систему (рис. 5-43б).

Из точки пересечения вертикали, опущенной из точки 6 на вспомогательном луче третьей координатной системы (рис. 5-43б), с горизонталью n_3 значения скорости электродвигателя на пятом интервале проводится луч, параллельный лучу $c_e \Phi n$, до пересечения с осью абсцисс, и найденная точка сносится вертикально

на линию предыдущего состояния тока (точка 5). Из полученной точки под углом α_{21} к оси абсцисс проводится луч построений до пересечения с линией I_K .

Найденное значение тока I_6 горизонтально сносится в четвертую координатную систему на вертикаль, соответствующую предыдущему значению скорости (точка 5), и из полученной точки

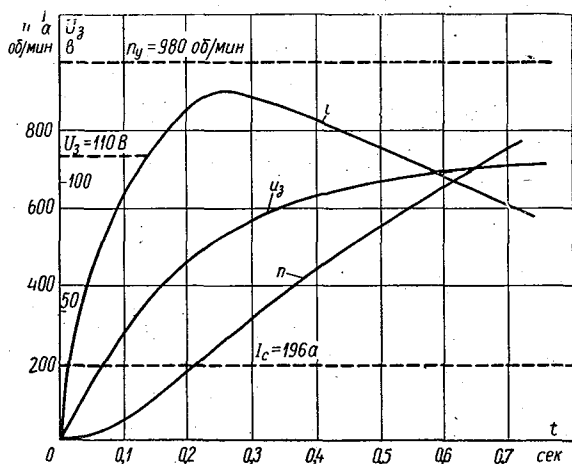


Рис. 5-44. Характеристики переходных процессов при пуске.

u_3 — задающее напряжение; i — ток якоря электродвигателя; n — скорость вращения электродвигателя.

под углом α_{31} к оси ординат проводится луч построений до пересечения с линией тока статических сопротивлений I_c . Этим заканчивается цикл построений на одном интервале времени.

Построения на других интервалах времени совершенно аналогичны и циклически повторяются.

На рис. 5-44 приведены расчетные характеристики изменения задающего напряжения u_3 , тока якоря i и скорости вращения n электродвигателя при пуске.

Б. Построение переходного процесса для режима импульсного регулирования скорости

Узел импульсного регулирования скорости вступает в действие в момент достижения скоростью заданного значения. При этом импульсный режим работы начинается с запираания сеток ртутных выпрямителей, т. е. с паузы, а затем происходит чередование подачи импульсов напряжения и пауз. Так как среднее значение скорости должно оставаться неизменным, то достаточно произвести построение переходного процесса для одного цикла импульсного регулирования.

При заданной длительности цикла $T = 0,1$ сек и скважности $\gamma = 0,6$ длительность паузы будет равна $T_p = 0,04$ сек, а длительность импульса $T_p = 0,06$ сек.

Расчет переходного процесса целесообразно вести с интервалом, кратным длительности импульса, паузы и всего цикла.

Примем расчетный интервал времени $\Delta t_3 = 0,01$ сек. Таким образом, четыре интервала построений проводятся при отсутствии напряжения и тока в якорной цепи электродвигателя (пауза). При этом переходный процесс определяется лишь одним уравнением:

$$0 = C_M \Phi I_c + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (5-65)$$

которое может быть приведено для графического расчета к виду

$$\frac{\Delta n}{-I_c} = \frac{\Delta t}{k_1}, \quad (5-66)$$

где k_1 имеет указанное ранее значение.

Шесть интервалов времени расчет производится аналогично режиму пуска, т. е. с учетом изменения напряжения ртутного выпрямителя, тока и скорости вращения электродвигателя.

Рис. 5-45. Характеристики переходных процессов при импульсном регулировании скорости.

U_{PB} — напряжение ртутного выпрямителя; I — ток якоря электродвигателя; n — скорость вращения электродвигателя.

При этом переходный процесс определяется системой расчетных уравнений (5-62), (5-63) и (5-64).

Построения для периода паузы производятся лишь в координатной системе скорости электродвигателя и заключаются в следующем. Из точки на оси абсцисс четвертой координатной системы, соответствующей установившемуся значению скорости $n_y = 980$ об/мин под углом α_{33} к оси ординат проводится луч построений до пересечения с линией тока статических сопротивлений I_c . Полученная точка вертикально опускается на ось абсцисс и на последующих интервалах построение повторяется.

Построение в период подачи импульса производится в трех координатных системах (ртутного выпрямителя, токовой и скоростной электродвигателя) и совершенно аналогично построениям, описанным для режима пуска. Характерные точки, получаемые при построении в период подачи импульса, на рис. 5-43а

и 5-436 обозначены латинскими буквами в алфавитном порядке: *a, b, c, d, e, f*.

На рис. 5-45 приведены расчетные характеристики переходных процессов при импульсном регулировании скорости для напряжения ртутного выпрямителя, тока и скорости вращения электродвигателя.

5-11. Система электропривода с силовым трехфазным магнитным усилителем

На рис. 5-46 приведена упрощенная принципиальная схема электрического привода механизма поворота экскаватора для третьего положения командоконтроллера, соответствующего пуску электропривода на полную рабочую скорость.

Механизм поворота экскаватора приводится в движение двумя электродвигателями 1ДВ и 2ДВ, работающими на один общий вал. Обмотки якорей электродвигателей включены последовательно и питаются от общего генератора ГВ.

Управление электродвигателями производится при неизменном их потоке возбуждения путем регулирования напряжения генератора, основная обмотка возбуждения которого ГВ (ОВ) питается от силового трехфазного магнитного усилителя (МУВ). Генератор имеет также противокомпаундную обмотку, включенную в цепи якоря параллельно обмоткам компенсационной и дополнительных полюсов. Система управления электроприводом содержит положительную обратную связь по напряжению генератора, осуществляемую с помощью обмотки МУВ (ОН) магнитного усилителя и отрицательную обратную связь по току якорной цепи, которая совмещена с задающим сигналом на двух параллельно соединенных обмотках МУВ (ОЗ) магнитного усилителя.

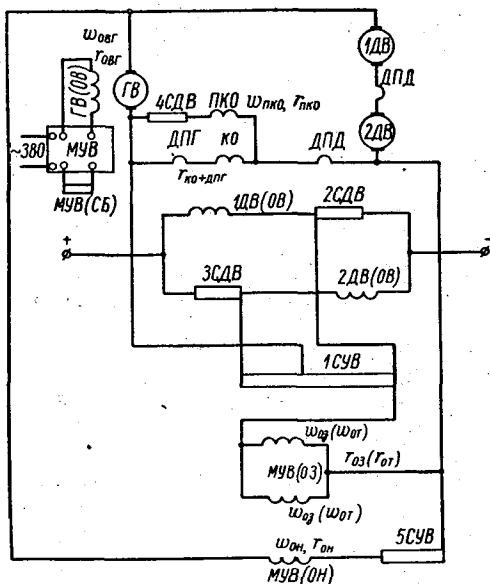


Рис. 5-46. Принципиальная схема электропривода механизма поворота экскаватора.

Задающее напряжение снимается с диагонали моста, состоящего из двух обмоток возбуждения электродвигателей 1ДВ (ОВ) и 2ДВ (ОВ) и двух добавочных сопротивлений 2СДВ и 3СДВ, что обеспечивает компенсацию температурных изменений основных параметров системы.

Обратная связь по току цепи якорей подается с шунта, образованного добавочными полюсами и компенсационной обмоткой генератора и добавочными полюсами одного из электродвигателей (ДПГ, ДПД, КО). Собственная индуктивность этих обмоток создает дополнительную гибкую обратную связь по току якорной цепи.

Ставится задача: рассчитать переходные процессы изменения тока якорной цепи и скорости вращения электродвигателя при пуске электропривода. При расчете процессов учесть влияние падения напряжения в генераторе и индуктивность якорной цепи на работу управляющих обратных связей.

Основные данные установки.

а) Генератор типа МПЭ-14-12/4:

$$U_n = 600 \text{ в}; I_n = 341 \text{ а}; P_n = 225 \text{ кВт}; n_n = 1000 \text{ об/мин.}$$

б) Электродвигатели типа ДПВ-72;

$$U_n = 305 \text{ в}; I_n = 360 \text{ а}; P_n = 100 \text{ кВт}; n_n = 750 \text{ об/мин.}$$

в) Магнитный усилитель типа МУ-ЗП:

$$U_n = 220 \text{ в}; P_n = 4,2 \text{ кВт}; I_n = 20 \text{ а.}$$

Основные расчетные параметры системы:

$$\begin{aligned} GD^2 &= 698 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; & r_{\text{ш}} &= r_{\text{дпг}} + r_{\text{ко}} + r_{\text{дпд}} = 0,051 \text{ ом}; \\ r_{\text{яц}} &= 0,126 \text{ ом}; & L_{\text{ш}} &= L_{\text{дпг}} + L_{\text{ко}} + L_{\text{дпд}} = 0,0015 \text{ гн}; \\ L_{\text{яц}} &= 0,007 \text{ гн}; & r_{\text{яг}} + r_{\text{ш}} &= 0,0838 \text{ ом}; \\ C'_{\text{ед}} &= c_{\text{ед}} \Phi_{\text{д}} = 0,394; & r_{\text{овг}} &= 3,6 \text{ ом}; \\ \omega_{\text{овг}} &= 1269; & r_{\text{пк оэ}} &= 1,86 \text{ ом}; \\ \omega_{\text{кпо}} &= 180; & r_{\text{ко+дпг}} &= 0,0396 \text{ ом}; \\ r_{\text{нэ}} &= 12,8 \text{ ом}; & U_{\text{оэ}} &= 44,6 \text{ в}; \\ r_{\text{оэ}} &= 20,6 \text{ ом}; & I_{\text{оэ}} &= 2,16 \text{ а}; \\ r_{\text{онэ}} &= 1500 \text{ ом}; & \sigma_{\text{г}} &= 1,1; \\ T_{\text{му}} &= 0,032 \text{ сек}; & c_{\text{ег}} &= 1,14. \\ \omega_{\text{оэ}} &= \omega_{\text{от}}; \end{aligned}$$

Характеристика магнитного усилителя приведена на рис. 5-47, а на рис. 5-48 представлена характеристика холостого хода генератора МПЭ-14-12/4.

Переходный процесс в силовом магнитном усилителе (§ 5-4) будет определяться уравнениями:

$$T_{\text{му}} \frac{du_{\text{му}}}{dt} + u_{\text{му}} = U_{\text{му уст}},$$

$$U_{\text{му уст}} = f_1(\Sigma i \omega_y),$$

где

$$u_{\text{му}} = I_{\text{н}} r_{\text{нз}} = I_{\text{обг}} r_{\text{нз}}.$$

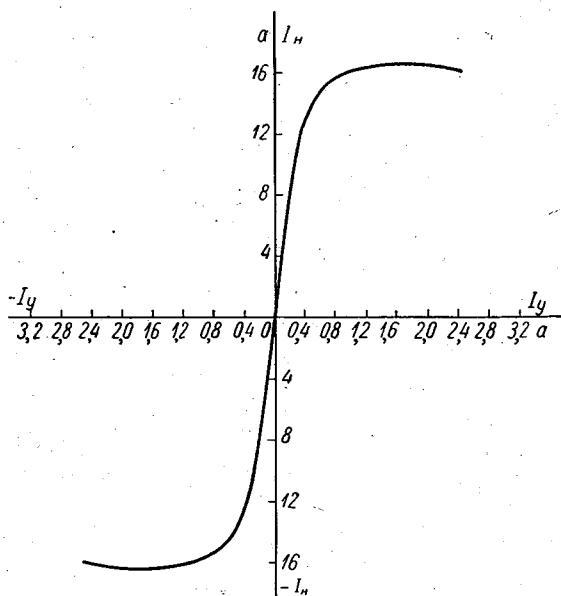


Рис. 5-47. Характеристика силового трехфазного магнитного усилителя УМ-ЗП.

Имея в виду, что все обмотки управления усилителя имеют одинаковые числа витков, последнее уравнение может быть заменено следующим:

$$U_{\text{му уст}} = f_2(\Sigma i_y),$$

где

$$\Sigma i_y = i_{\text{оз (от)}} + i_{\text{он}} = \frac{U_{\text{оз}} - i_{\text{я}} r_{\text{ш}} - L_{\text{ш}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}}{r_{\text{озз}}} + \frac{e_{\text{г}} - i_{\text{я}} (r_{\text{яг}} + r_{\text{ш}})}{r_{\text{онз}}}$$

(влиянием э. д. с. индукции на величину напряжения, действующего на вход обмотки обратной связи по напряжению, пренебрегаем ввиду его малости);

- $r_{нэ}$ — эквивалентное полное сопротивление цепи нагрузки магнитного усилителя, включая сопротивления обмоток переменного тока, вентиля, балластное и обмотки возбуждения генератора;
 $U_{оэ}$ — задающее напряжение, снимаемое с диагонали моста обмоток возбуждения электродвигателей;
 $i_{я}$ — ток якорной цепи;
 $r_{ш}$ — сопротивление шунта;
 $r_{оээ}$ — эквивалентное сопротивление контура задающей обмотки;
 $r_{оэп}$ — эквивалентное полное сопротивление контура обмотки обратной связи по напряжению.

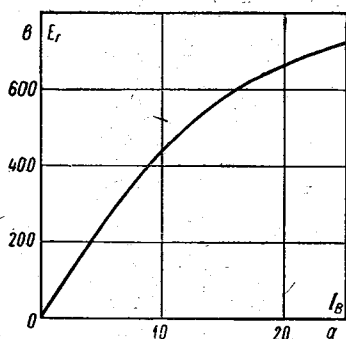


Рис. 5-48. Характеристика холодного хода генератора МПЭ 14-12/4.

Заменяя дифференциальное уравнение магнитного усилителя приближенным уравнением в конечных приращениях, получим расчетное уравнение в виде

$$\frac{\Delta u_{му}}{U_{му \text{ уст}} - u_{му}} = \frac{\Delta t}{T_{му}}.$$

Переходный процесс в генераторе с учетом действия противокомпаундной обмотки будет определяться обобщенным дифференциальным уравнением:

$$\left[\frac{u_{му} \cdot w_{овг}}{r_{нэ}} - \frac{i_{я} (r_{дпг} + r_{ко}) w_{пко}}{r_{пкоэ}} \right] - (i_{овг} w_{овг} - i_{пко} w_{пко}) = \frac{\sigma_{г}}{c_{ег} n_{г}} \left(\frac{w_{овг}^2}{r_{нэ}} + \frac{w_{пко}^2}{r_{пкоэ}} \right) \frac{de_{г}}{dt}.$$

Заменяя исходное дифференциальное уравнение приближенным уравнением в конечных приращениях, получим для генератора расчетное уравнение в виде

$$\frac{\Delta e_{г}}{\left[\frac{u_{му} w_{овг}}{r_{нэ}} - \frac{i_{я} (r_{дпг} + r_{ко}) w_{пко}}{r_{пкоэ}} \right] - (i_{овг} w_{овг} - i_{пко} w_{пко})} = \frac{\Delta t}{k},$$

где

$$k = \frac{\sigma_{г}}{c_{ег} n_{г}} \left(\frac{w_{овг}^2}{r_{нэ}} + \frac{w_{пко}^2}{r_{пкоэ}} \right).$$

Исходными дифференциальными уравнениями для электродвигателя будут:

$$e_{г} = r_{яц} i_{я} + L_{яц} \frac{di_{я}}{dt} + 2c_{ед} \Phi_{д} n,$$

$$M_{д} = M_{с} + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}.$$

Эти уравнения могут быть заменены приближенными расчетными уравнениями вида

$$\frac{\Delta i_{\text{я}}}{e_{\text{г}} - r_{\text{яц}} i_{\text{я}} - 2c_{\text{ед}} \Phi_{\text{д}} n} = \frac{\Delta t}{L_{\text{яц}}};$$

$$\frac{\Delta n}{M_{\text{д}} - M_{\text{с}}} = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^2}.$$

Таким образом, переходный процесс в рассматриваемой системе электропривода будет описываться системой дифференциальных уравнений четвертого порядка, а следовательно, графическое построение переходного процесса должно производиться в четырех координатных системах: магнитного усилителя, генератора, токовой и скоростной электродвигателя.

Примем следующие масштабы для построений:

$$\begin{aligned} m_{I_{\text{у}}} &= 0,1 \text{ а/см}; & m_{I_{\text{я}}} &= 40 \text{ а/см}; \\ m_{U_{\text{му}}} &= 12,8 \text{ в/см}; & m_n &= 10 \text{ об/мин} \cdot \text{см}; \\ m_{E_{\text{г}}} &= 20 \text{ в/см}; & m_M &= 77,5 \text{ кГм/см}; \\ m_{I_{\text{шг}}} &= 1296 \text{ ав/см}; & m_{U_{\text{ш}}} &= 2 \text{ в/см}. \end{aligned}$$

Примем расчетный интервал времени $\Delta t = 0,05 \text{ сек.}$

В соответствии с принятой методикой решения задачи [Л. 1] проведем подготовительные операции во всех координатных системах.

В координатной системе магнитного усилителя откладываются (рис. 5-49):

а) статическая характеристика магнитного усилителя $U_{\text{му}} = f(\Sigma I_{\text{у}})$,

б) статическая характеристика связи по напряжению генератора $s(u_{\text{г}})$:

$$\text{tg } \varphi_1 = r_{\text{онз}} \frac{m_{I_{\text{у}}}}{m_{E_{\text{г}}}} = 1500 \cdot \frac{0,1}{20} = 7,5;$$

в) статическая характеристика связи по напряжению шунта $s(u_{\text{ш}})$:

$$\text{tg } \varphi_2 = r_{\text{озз}} \frac{m_{I_{\text{у}}}}{m_{U_{\text{ш}}}} = 20,6 \cdot \frac{0,1}{2} = 1,03.$$

Эта характеристика откладывается не из начала координат O_1 , а из точки 1 на оси абсцисс, соответствующей величине тока задающих обмоток при напряжении на шунте, равном нулю, т. е.

$$i_{\text{оз}} = \frac{U_{\text{оз}}}{r_{\text{озз}}} = \frac{44,6}{20,6} = 2,16 \text{ а},$$

так как ток в узле задающих обмоток определяется одновременным воздействием неизменного по величине задающего напряжения и переменного по величине напряжения, снимаемого с шунта;

В токовой координатной системе электродвигателя (рис. 5-49) откладываются:

а) характеристика короткого замыкания I_k :

$$\operatorname{tg} \varphi_{I_k} = \frac{1 \cdot m_{E\Gamma}}{r_{яц} \cdot m_{Iя}} = \frac{1 \cdot 20}{0,126 \cdot 40} = 3,97;$$

б) характеристика падения напряжения в шунте (I):

$$\operatorname{tg} \varphi_I = \frac{1}{r_{дпг} + r_{ко} + r_{дд}} \cdot \frac{m_{Uш}}{m_{Iя}} = \frac{1 \cdot 2}{0,051 \cdot 40} = 0,98;$$

в) характеристика падения напряжения в якоре генератора и шунте (II):

$$\operatorname{tg} \varphi_{II} = \frac{1}{r_{яг} + r_{ш}} \cdot \frac{m_{E\Gamma}}{m_{Iя}} = \frac{1}{0,0838} \cdot \frac{20}{40} = 5,8;$$

г) характеристика для определения величины э. д. с. индукции в шунте — луч s ($\Delta i_{я}$):

$$\operatorname{tg} \varphi_{Lш} = \frac{\Delta t}{L_{ш}} \cdot \frac{m_{Uш}}{m_{Iя}} = \frac{0,05 \cdot 2}{0,0015 \cdot 40} = 1,67;$$

д) характеристика э. д. с. двигателя — луч c'_n :

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{1}{2c_{ед} \Phi_d} \cdot \frac{m_{E\Gamma}}{m_n} = \frac{1 \cdot 20}{2 \cdot 0,394 \cdot 10} = 2,54.$$

Все указанные углы откладываются от оси абсцисс;

е) контрольный луч построений под углом α_3 к оси абсцисс:

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{\Delta t}{L_{яц}} \cdot \frac{m_{E\Gamma}}{m_{Iя}} = \frac{0,05 \cdot 20}{0,007 \cdot 40} = 3,57.$$

Проводится вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений величин с горизонтальной на вертикальную ось и наоборот.

В скоростной координатной системе электродвигателя (рис. 5-49) откладываются:

а) характеристика момента статических сопротивлений M_c ; дублируется луч c'_n , по которому совершается переход от значений тока цепи якоре к суммарному моменту вращения электродвигателей;

б) контрольный луч построений под углом α_4 к оси абсцисс:

$$\operatorname{tg} \alpha_4 = \frac{\Delta t \cdot 375}{GD^2} \cdot \frac{m_M}{m_n} = \frac{0,05 \cdot 375 \cdot 77,5}{698 \cdot 10} = 0,208.$$

Этим заканчиваются подготовительные операции во всех координатных системах.

На рис. 5-49 в общем виде приведен ход построений переходных процессов в рассматриваемой системе для двух последовательных интервалов времени.

Порядок операций при построениях заключается в следующем. Из точки 1 на оси абсцисс первой координатной системы, определяющей начальное установившееся значение тока в цепи задающей обмотки, проводится вертикаль до пересечения с характеристикой магнитного усилителя (точка 2). Полученная точка через луч, проведенный под углом 45° , переносится на горизонталь предыдущего состояния первого звена для первого интервала времени ось абсцисс (точки 3 и 4). Из точки 4 проводится луч, параллельный контрольному лучу построений, до пересечения с характеристикой звена (точка 5). Найденная точка 5 определит значение $u_{\text{м}}^{\text{у}}$ на первом интервале времени. Эта точка горизонтально сносится на луч связи s ($u_{\text{м}}^{\text{у}}$) и далее на ось абсцисс (горизонталь предыдущего состояния) во вторую координатную систему (точки 6 и 7). Из точки 7 проводится луч, параллельный контрольному лучу построений, до пересечения с характеристикой холостого хода генератора (точка 8). Эта точка определяет значение э. д. с. генератора на первом интервале времени.

Полученная точка через вспомогательный луч переносится на ось абсцисс третьей координатной системы (точки 9 и 10). Из точки 10 проводится луч, параллельный контрольному, до пересечения с характеристикой $I_{\text{к}}$. Найденная точка 11 укажет значение тока цепи якорей на первом интервале времени.

Точка 11 через луч $s'_{\text{п}}$ переносится на ось абсцисс четвертой координатной системы (12, 13) и из найденной точки 13 проводится луч, параллельный контрольному, до пересечения с характеристикой момента статических сопротивлений. Точка 14 укажет значение скорости вращения электродвигателей на первом интервале времени.

Для построений на втором и последующем интервалах времени, как и в любом случае ненулевых начальных условий, необходимо определить величины входных воздействий на связи.

Снося значение $i_{\text{я1}}$ (точка 11) горизонтально на лучи I, II и s ($\Delta i_{\text{я}}$), получим точки a , b и c (на первом интервале времени $\Delta i_{\text{я}} = i_{\text{я}}$).

Суммируя абсциссы точек a и c , получим значение падения напряжения на шунте $u_{\text{ш1}}$, которое снесем в первую координатную систему на луч связи s ($u_{\text{ш}}$) — точка 15.

Абсцисса точки b укажет величину падения напряжения в якоре генератора и на шунте. Вычитая его из величины э. д. с. генератора, определяемого ординатой точки 8, получим значение напряжения генератора $u_{\text{г1}}$, подаваемого к якорям электродвигателей. Полученное значение $u_{\text{г1}}$ снесем на луч связи s ($u_{\text{г}}$) — точка 16.

Суммируя воздействия связей в первой координатной системе (абсциссы точек 15 и 16), получим результирующее воздействие к началу второго интервала времени, определяемое точкой 17. Снося вертикально полученную точку на характеристику магнитного усилителя (18) и далее найденное значение $U_{\text{му уст}}$ через луч, проведенный под углом 45° , на горизонталь предыдущего состояния, получим точку 20, исходную для проведения луча построений на втором интервале времени. Проведя из найденной точки 20 луч, получим точку 21, определяющую значение $u_{\text{му}}$ на втором интервале времени.

Точку 21 горизонтально сносим на луч связи s ($u_{\text{му}}$) во вторую координатную систему (22). Снеся значение тока $i_{\text{я1}}$ из третьей координатной системы во вторую ($K-K$) на луч связи s ($i_{\text{я}}$), получим точку 23.

Суммируя алгебраически воздействия связей во второй координатной системе (вычитая абсциссу точки 23 из абсциссы точки 22), получим результирующее воздействие в точке 24, которое, будучи снесено на горизонталь предыдущего состояния, определит точку 25, исходную для проведения луча построений во второй координатной системе на втором интервале времени. Проводя из точки 25 луч построений до пересечения с характеристикой холостого хода генератора, получим точку 26, указывающую значение э. д. с. генератора, соответствующее второму интервалу времени.

Точка 26 горизонтально сносится в третью координатную систему на вспомогательный луч, и из полученной точки 27 опускается вертикаль. На эту вертикаль из четвертой координатной системы сносится значение скорости вращения (точка 14) на предыдущем интервале, и из полученной точки 28 проводится до пересечения с осью абсцисс луч, параллельный лучу c'_n . Точка 29, снесенная на горизонталь предыдущего состояния тока якоря, определит точку 30, из которой проводится луч построений на втором интервале. Пересечение последнего с линией I_k укажет точку 31, определяющую значение тока цепи якорей $i_{\text{я2}}$ на втором интервале времени.

Снеся эту точку через луч c'_n на горизонталь предыдущего состояния в четвертую координатную систему (32 и 33) и проведя из найденной точки 33 луч построений, определим на вертикали M_c точку 34, соответствующую значению скорости вращения электродвигателей на втором интервале времени.

Дальнейшие построения аналогичны и на всех интервалах времени циклически повторяются. Следует лишь иметь в виду, что при определении входных воздействий на связи в третьей координатной системе на лучи I и II сносятся абсолютные значения тока $i_{\text{я}}$, а на луч s ($\Delta i_{\text{я}}$) лишь его приращения (точки a' , b' и c' для второго интервала времени).

Ход построений на рис. 5-49 указан стрелками, а характерные точки, получаемые при построениях, обозначены порядковыми номерами.

На рис. 5-50 приведены расчетные характеристики переходных процессов для режима пуска.

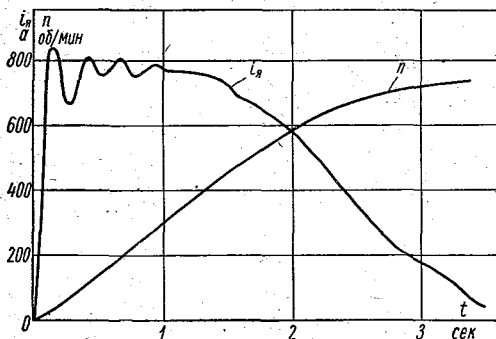


Рис. 5-50. Расчетные характеристики переходных процессов для режима пуска.

$i_{я}$ — ток цепи якорей; n — скорость вращения электродвигателей.

телей для режима пуска.

При построениях лучи связей обычно продолжают в область положительных и отрицательных значений, и при суммировании воздействий связей следует не забывать об их знаках (алгебраическое суммирование), которые могут изменяться в зависимости от характера протекания переходного процесса.

Аналогично рассчитываются режимы реверса и торможения. При этом следует учитывать ненуле-

вые начальные условия этих режимов, определяя предварительно их предыдущие (установившиеся) состояния во всех координатных системах, а также возможные изменения конфигурации и параметров цепей, изменяющие в свою очередь расположения статических характеристик связей и величины углов наклона лучей построения.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ УЗЛОВ И СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

6-1. Графический метод синтеза

Вопросы синтеза нелинейных систем управления вообще разработаны недостаточно и еще меньше в литературе представлено конкретных примеров синтеза нелинейных систем.

В этой главе на нескольких примерах показано практическое применение графического метода синтеза нелинейных систем управления, изложенного в [Л. 1]. Этот метод охватывает различные характерные виды обратных связей и нелинейностей, что позволяет говорить о его общности. Использование реальных статических характеристик элементов и связей системы, а также типо-

вых статических характеристик входных воздействий, приведенных в [Л. 1], дает возможность производить графический синтез систем с учетом физической осуществимости выбираемых решений.

Задача графического синтеза заключается в следующем. На основании заданных статической и динамической характеристик на выходе системы при заданной основной структуре, ее характеристиках и параметрах определению подлежат:

а) число, вид (последовательная или параллельная, гибкая или жесткая, линейная или нелинейная) и место включения управляющих или стабилизирующих связей;

б) структура и численные значения параметров связей;

в) форма входного воздействия на систему, если она не оговорена в задании.

Задача может носить и более частный характер в виде оптимизации системы, т. е. при заданной структуре системы и характеристиках на выходе подлежат определению оптимальные значения ее параметров.

И та, и другая задачи могут решаться как при использовании абсолютных значений величин (в «большом»), так и отклонений их от заданного установившегося значения (в «малом»).

Метод представляет большие возможности для значительного круга специалистов, работающих в области исследования, проектирования и расчета, а иногда и наладки системы автоматизированного электропривода.

Ввиду достаточной простоты и наглядности, графический метод может также получить применение (в связи с развитием методов моделирования и современных средств счетно-решающей техники) как один из элементов комплексного метода синтеза нелинейных систем управления. В частности, он с успехом применялся для предварительного определения структуры системы и задания программы для моделирующей установки.

Ограниченный объем книги не позволил охватить примерами все широкие возможности метода. Проводимые примеры знакомят читателя лишь с техникой применения графического метода синтеза для решения конкретных задач в области автоматизированного электропривода.

6-2. Синтез цепи управления генератора с гибкой емкостной обратной связью

Рассмотрим пример графического синтеза простейшего узла системы автоматического управления в виде генератора постоянного тока, охваченного гибкой связью (рис. 6-1).

Генератором постоянного тока служит электромашинный усилитель типа ЭМУ-25-3000 с разомкнутой поперечной цепью.

Основные данные генератора:

$$\omega_1 = 500; \quad r_2 = 18,5 \text{ ом}; \quad c_e = \frac{pN}{60a} = 21.$$

$$r_1 = 36,5 \text{ ом}; \quad \sigma_y = 1,07; \\ \omega_2 = 330; \quad n_n = 2850 \text{ об/мин};$$

В качестве обмотки независимого возбуждения принята вторая обмотка управления, а первая используется как гибкая обратная связь.

Положим, что э. д. с. генератора при установившемся режиме должна составлять 100 в и обеспечиваться только за счет воздействия обмотки независимого возбуждения.

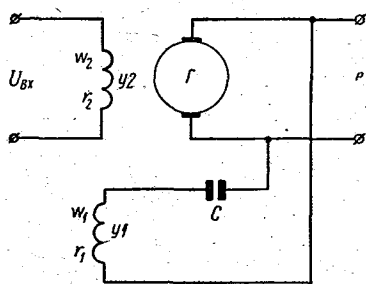


Рис. 6-1. Принципиальная схема генератора, охваченного емкостной обратной связью.

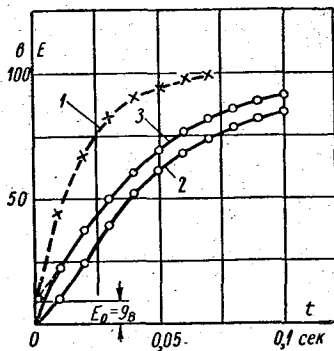


Рис. 6-2. Характеристики переходных процессов в генераторе.

1 — без обратной связи (опытная);
2 — при емкостной обратной связи и нулевых начальных условиях (расчетная); 3 — при емкостной обратной связи и ненулевых начальных условиях (опытная и расчетная).

На рис. 6-2 приведена (кривая 1) осциллограмма переходного процесса возбуждения генератора при холостом ходе его только от обмотки независимого возбуждения.

Допустим, что при прежних величинах входного напряжения $U_{вх}$ и установившегося значения э. д. с. генератора E необходимо обеспечить более замедленное протекание переходного процесса. Такая постановка задачи предполагает введение гибкой управляющей связи.

Графическое решение задачи производится [Л. 1] в трех координатных системах с координатами по осям $E-I\omega$, $q-E$ и $E-t$, где q — заряд конденсатора.

Примем следующие масштабы по координатным осям:

$$m_E = 5 \text{ в/см}; \quad m_q = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ кл/см}; \quad m_{I\omega} = 10 \text{ ав/см}.$$

Для проведения графического синтеза гибкой связи в третьей координатной системе на рис. 6-3 отложим желаемую характеристику зависимости $E = f(t)$.

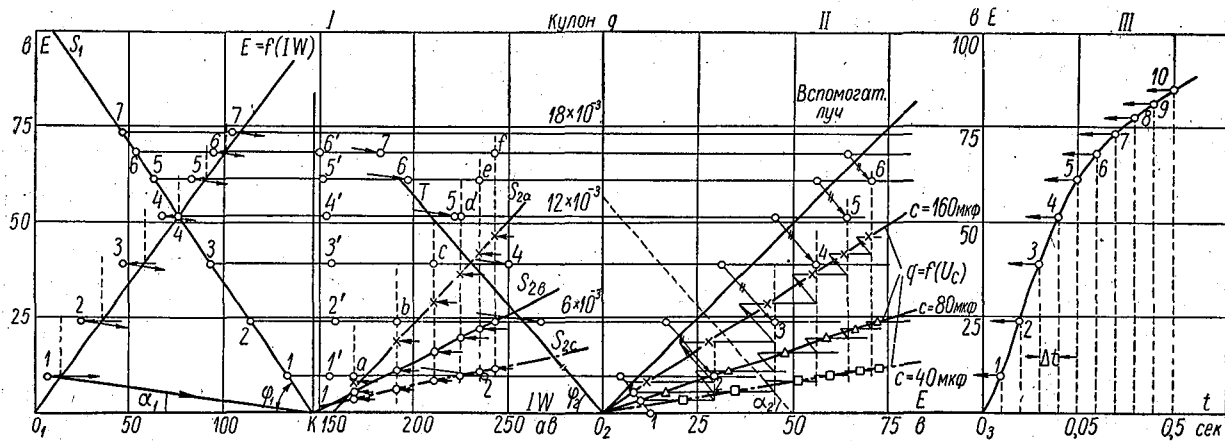


Рис. 6-3. Графический синтез узла генератора, охваченного емкостной обратной связью при нулевых начальных условиях.

В первой координатной системе откладываем характеристику холостого хода генератора $E = f(I\omega)$ и на оси абсцисс — точку K , соответствующую установившимся ампер-виткам возбуждения генератора при $E = 100$ в.

Выбрав интервал времени $\Delta t = 0,01$ сек, определим в третьем квадранте значения E , соответствующие последовательным интервалам времени; полученные значения сносим в первую координатную систему, определив точки 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, исходные для проведения лучей построения в обратном порядке (построение производится с усреднением приращений величин на отдельных интервалах времени).

Соединив точки 1 и K прямой, получим тангенс угла наклона луча построений в координатной системе генератора:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = 0,133.$$

Проводя из последующих точек 2, 3, 4, ... лучи построения под углом α_1 до пересечения с горизонталями предыдущего состояния (точки 2, 3, 4, ... в правой половине I квадранта), найдем результирующую статическую характеристику входных воздействий. Расположение точек 1, 2, 3, 4, 5, ... этой характеристики правее вертикали, проходящей через точку K , указывает на конденсаторный вариант гибкой связи.

Определим теперь параметры цепей управления [Л. 1]. По $\operatorname{tg} \alpha$ найдем величину k_1 :

$$k_1 = \frac{\Delta t}{\operatorname{tg} \alpha_1} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_E} = \frac{0,01}{0,133} \cdot \frac{10}{5} = 0,15.$$

Принимая, что цепь первой обмотки управления включается через конденсатор без введения дополнительных сопротивлений, находим величину добавочного сопротивления в цепи обмотки независимого возбуждения и potřebное напряжение на входе:

$$r_{23} = \frac{w_2^2}{\frac{k_1 c_{en}}{\sigma_y} - \frac{w_1^2}{r_1}} = \frac{10,9 \cdot 10^4}{\frac{0,15 \cdot 21 \cdot 2900}{1,07} - \frac{15 \cdot 10^4}{36,5}} = 64 \text{ ом}.$$

Таким образом, необходимое добавочное сопротивление цепи первой обмотки

$$r_{2д} = r_{23} - r_2 = 64 - 18,5 = 45,5 \text{ ом},$$

а напряжение, подаваемое к контуру задающей обмотки,

$$U_{вх} = \frac{I\omega_2}{\omega_2} r_{23} = \frac{147 \cdot 64}{330} = 28,5 \text{ в},$$

где $I\omega_2 = 147$ ас — ампер-витки в точке K (рис. 6-3).

Для определения величины емкости конденсатора C , согласно изложенному в [Л. 1] в первой координатной системе из точки K проводим луч $K - s_1$ связи по э. д. с. генератора E :

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{r_1}{\omega_1} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_E} = \frac{36,5}{500} \cdot \frac{10}{5} = 0,146.$$

Во второй координатной системе влево от оси ординат откладывается луч $O_2 - T$:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\Delta tnc_e}{\sigma_y \omega_1} \cdot \frac{m_E}{m_E} = \frac{0,01 \cdot 21 \cdot 2900}{1,07 \cdot 500} = 1,14$$

и определяется угол наклона луча построений:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{r_1} \cdot \frac{m_E}{m_q} = \frac{0,01}{36,5} \cdot \frac{5}{1,2 \cdot 10^{-3}} = 1,14.$$

Определив с помощью статической характеристики входных воздействий и луча статической характеристики связи s_1 по э. д. с. генератора E входные воздействия, создаваемые связью по заряду конденсатора q , проведем через полученные точки a, b, c, d, e, f пунктирные вертикали.

В координатной системе конденсатора (рис. 6-3) обратным построением находим точки 1, 2, 3, 4, 5, 6 и проводим через них пунктирные вертикали, на которых должны лежать точки, исходные для проведения лучей построения.

Задаваясь значениями емкости конденсатора, равными 160, 80 и 40 мкф, отложим соответствующие этим емкостям характеристики конденсатора и произведем по ним построения переходных процессов в конденсаторе. Найденные для последовательных интервалов времени приращения заряда конденсатора снесятся на пунктирные вертикали в первую координатную систему. Соединив лучами s_{2a}, s_{2b} и s_{2c} точки, соответствующие каждому из выбранных значений емкости C , определим, что через точку K проходит луч s_{2b} .

Таким образом, потребная величина емкости конденсатора $C = 80$ мкф.

На рис. 6-2 кривая 2 соответствует заданному переходному процессу, а кривая 3 — процессу, полученному экспериментально для выбранной системы и численных значений ее параметров, осциллограмма которого приведена на рис. 6-4.

Сдвиг экспериментальной кривой относительно заданной обусловлен наличием у генератора остаточной э. д. с. $E_0 = 9$ в.

Для сравнения на рис. 6-5 приведено графическое построение при синтезе системы по опытной осциллограмме с учетом ненулевых начальных условий. Полученные при этом значения параметров системы полностью совпадают с найденными ранее.

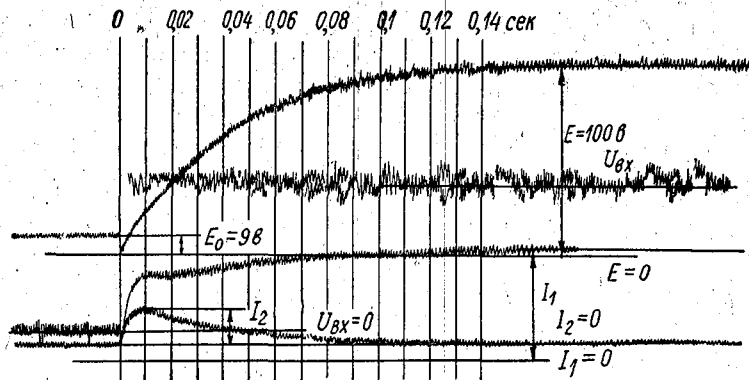


Рис. 6-4. Осциллограмма переходного процесса в генераторе, охваченном емкостной обратной связью.

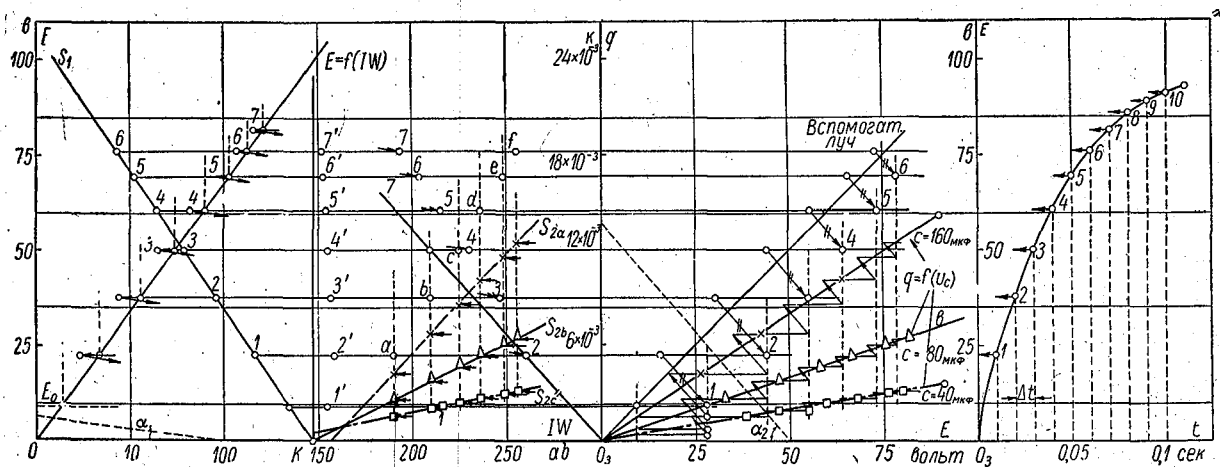


Рис. 6-5. Графический синтез узла генератора, охваченного емкостной обратной связью при ненулевых начальных условиях.

6-3. Синтез узла электромашинного усилителя с поперечным полем, охваченного гибкой трансформаторной обратной связью

Рассмотрим пример синтеза узла ЭМУ с поперечным полем, охваченного гибкой трансформаторной связью (см. рис. 5-1).

Допустим, что при постоянном воздействии на задающую обмотку ЭМУ на выходе последнего при холостом ходе должна обеспечиваться э. д. с. $E_{\text{эму}}(y) = 275$ в. Допустим также, что процесс нарастания э. д. с. на якоре ЭМУ должен быть монотонным, и время достижения $E_{\text{эму}}$ величины $0,95 E_{\text{эму}}(y) = 260$ в должно составлять 0,4 сек.

Для практического решения поставленной задачи примем ЭМУ = 50-3000, основные данные которого приведены в § 5-2.

Предположим, что параметры и характеристики заданного ЭМУ известны.

Графическое решение задачи [Л. 1] производится в четырех координатных системах: первого и второго каскадов ЭМУ, стабилизирующего трансформатора и вспомогательной, где откладывается заданный переходный процесс.

Построение соответственно ведется в координатах:

$$E_{\text{кз}} - I\omega_y; E_{\text{эму}} - I_{\text{кз}}; \Phi - I\omega_T \text{ и } E_{\text{эму}} - t.$$

Масштабы построений следующие:

$$\begin{aligned} m_{E_{\text{кз}}} &= 2 \text{ в/см}; & m_{\Phi} &= 5 \cdot 10^{-6} \text{ вб/см}; \\ m_{I\omega_y} &= 2 \text{ ав/см}; & m_{I_{\text{вт}}} &= 10 \text{ ав/см}; \\ m_{E_{\text{эму}}} &= 10 \text{ в/см}; & m_t &= 0,02 \text{ сек/см}. \\ m_{I_{\text{кз}}} &= 0,4 \text{ а/см}; \end{aligned}$$

Расчетный интервал времени $\Delta t = 0,02$ сек.

На рис. 6-6 для пояснений в общем виде показан ход построений, произведенный в первом приближении (без усреднения величин).

Полное построение при решении данного примера в принятых масштабах производилось с усреднением приращений величин на отдельных интервалах времени, и для расчетов ниже принимаются реальные значения величин, полученные при этом построении. Самое построение, произведенное в крупном масштабе, в настоящей книге не приводится.

Для определения кривой переходного процесса, исходной для проведения графического синтеза, в координатной системе $E_{\text{эму}} - t$ (рис. 6-6) предварительно откладываем экспоненту, удовлетворяющую заданным качественным показателям (пунктирная линия). Далее, имея в виду, что процесс в рассматриваемой системе определяется кривой выше первого порядка, заменяем экспоненту кривой $E_{\text{эму}} = f(t)$, изображенной сплошной линией. Эту кривую принимаем исходной для синтеза.

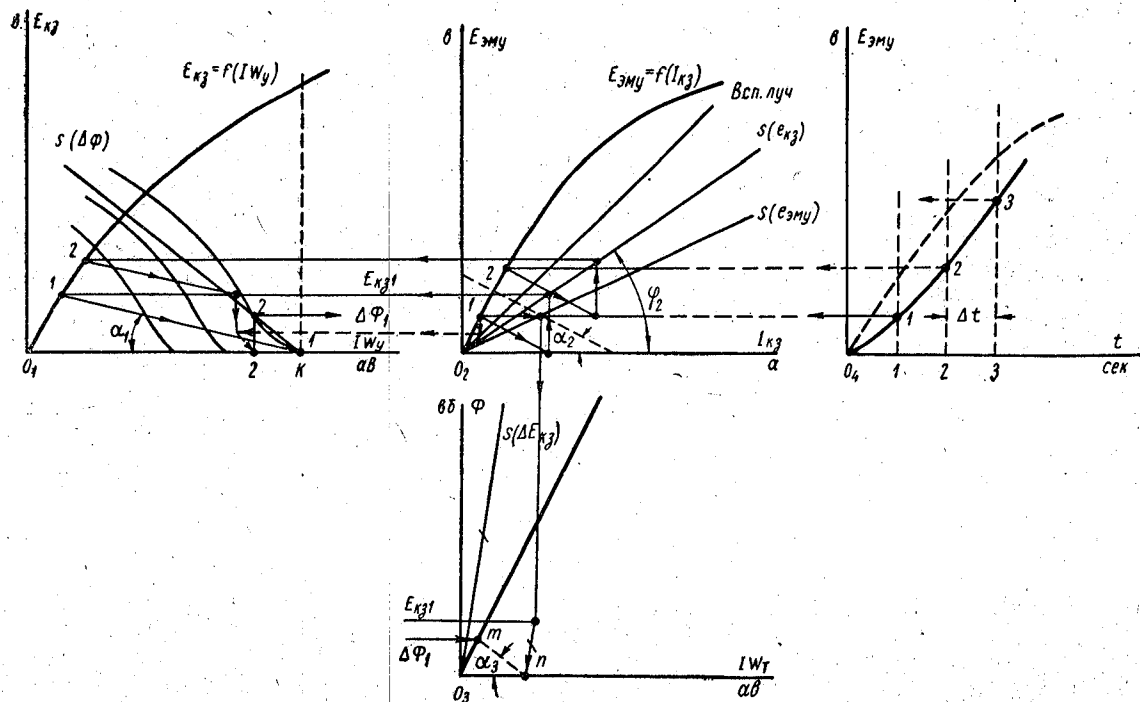


Рис. 6-6. Ход графических построений при синтезе узла ЭМУ, охваченного гибкой трансформаторной связью.

Для дальнейших построений предварительно в координатной системе первого каскада ЭМУ откладываются:

а) статическая характеристика первого каскада ЭМУ

$$E_{кз} = f(I\omega_y);$$

б) характеристики внутренних обратных связей, учитывающих размагничивающее действие реакции якоря и коммутирующих секций;

в) намагничивающая сила задающей обмотки управления (точка К), выраженная в ампер-витках ($I\omega_{y1} = 38 \text{ ав}$).

В координатной системе второго каскада ЭМУ откладываются:

а) статическая характеристика второго каскада $E_{эму} = f(I_{кз})$;

б) характеристика связи с первым каскадом $s(e_{кз})$.

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = r_{кз} \cdot \frac{m_{I_{кз}}}{m_{E_{кз}}} = 0,72 \frac{0,4}{2} = 0,144;$$

в) вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений в первую координатную систему.

Определяется тангенс угла наклона луча построений во второй координатной системе:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{k_2} \cdot \frac{m_{I_{кз}}}{m_{E_{эму}}} = \frac{0,02}{0,00737} \cdot \frac{0,4}{10} = 0,108.$$

$k_2 = 0,00737$ — см. § 5-2.

В соответствии с изложенной в [Л. 1] методикой синтеза по заданной кривой переходного процесса определяются значения $E_{эму}$ для последовательных интервалов времени Δt . Полученные значения $E_{эму}$ сносят в координатную систему второго каскада ЭМУ, и обратным построением находится статическая характеристика входных воздействий.

Ход построения на рис. 6-6 указан стрелками, а характерные точки, относящиеся к одному и тому же интервалу времени, во всех координатных системах обозначены одинаковыми цифрами.

Полученная статическая характеристика входных воздействий в некоторой своей части может оказаться неплавной, что затрудняет осуществление синтеза первого каскада ЭМУ.

Учитывая некоторую произвольность задания исходной кривой переходного процесса, в этом случае производим корректировку найденной статической характеристики входных воздействий, заменяя ее плавной кривой. Прямым построением определяем скорректированные значения $E_{эму}$ для последовательных интервалов времени, а с помощью статической характеристики входных воздействий и луча связи находим последовательные значения $E_{кз}$.

Значения $E_{кз}$ для последовательных интервалов времени сносим в первую координатную систему, определяя характерные точки построения.

Точку I на характеристике $E_{кз} = f(Iw_y)$ в первой координатной системе соединяем лучом с точкой K и находим тангенс угла наклона луча построений в первой координатной системе: $\text{tg } \alpha_1 = 0,135$.

Используя найденное значение $\text{tg } \alpha_1$, обратным построением с учетом действия внутренних обратных связей на оси абсцисс находим ряд точек, определяющих последовательные значения результирующих установившихся ампер-витков от действия внешних связей.

Вычитая из каждого значения результирующих ампер-витков ампер-витки задающей обмотки, определим результирующую ста-

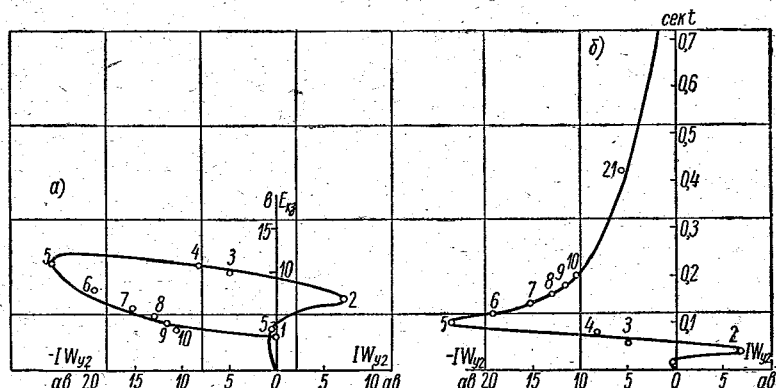


Рис. 6-7. Статическая характеристика входных воздействий дополнительной связи: а) $Iw_{y2} = f(E_{кз})$; б) $Iw_{y2} = f(t)$.

тическую характеристику входных воздействий дополнительной связи, изображенную на рис. 6-7, а и б в виде зависимостей $Iw_{y2} = f(E_{кз})$ и $Iw_{y2} = f(t)$. Характер этих зависимостей указывает на необходимость введения дополнительной гибкой трансформаторной обратной связи.

Для осуществления гибкой обратной связи возьмем стандартный стабилизирующий трансформатор типа ТС-144/110.

Примем для стабилизирующего трансформатора $w_4 = 1970$; $\delta = 6$ мм (воздушный зазор); $\sigma_{т1} = 1,21$; $\sigma_{т2} = 1,07$ и положим, что вторичная обмотка трансформатора (w_4) подключена к обмотке управления ЭМУ, имеющей число витков $w_{y2} = 220$.

Имея в виду, что для задающей обмотки ЭМУ $w_{y1} = 3200$, $r_{y1} = 2156$ ом, по найденному значению $\text{tg } \alpha_1$ определяем величину сопротивления контура второй обмотки управления:

$$r_{29} = \frac{w_{y2}^2}{\frac{\Delta t c_e n m I w_y}{\text{tg } \alpha_1 \sigma_y m E_{кз}} - \frac{w_{y1}^2}{r_{y1}}} = 807 \text{ ом.}$$

По найденной величине r_{23} и известным параметрам системы определим коэффициенты:

$$A = \frac{\sigma_{T2} \omega_{y2} \omega_4}{r_{23} \Delta t} = 28\,800;$$

$$B = \frac{\sigma_y \omega_{y2} \omega_4}{c_e n r_{23} \Delta t} = 0,83.$$

Используя значение коэффициента A и выбрав масштабы по осям координатной системы трансформатора, отложим из точки K в координатной системе первого каскада ЭМУ статическую характеристику $s(\Delta\Phi)$ связи со стабилизирующим трансформатором.

В координатной системе трансформатора отложим статическую характеристику последнего $\Phi = f(I_{\omega_T})$ для $\delta = 6$ мм. В этой же координатной системе откладывается луч $s(\Delta e_{кз})$ связи по $\Delta e_{кз}$.

Так как число витков первичной обмотки трансформатора и сопротивление ее контура — искомые величины, то для их определения зададимся предварительно отношением $\frac{\omega_3}{r_{33}}$, которое должно быть меньше отношения, определенного по величине r_{33} , взятой для длительно допустимого тока обмотки при заданном значении $E_{эму}(y)$.

Задаваясь величиной $\frac{\omega_3}{r_{33}} = 7$, определим во второй координатной системе ЭМУ положение луча $s(e_{эму})$ связи с трансформатором по $e_{эму}$.

По точке 2 на оси абсцисс координатной системы первого каскада ЭМУ, используя луч связи $s(\Delta\Phi)$, определяем величину $\Delta\Phi_1$, которая, будучи перенесена в координатную систему трансформатора, определит точку m , являющуюся конечной для проведения луча построений в координатной системе трансформатора на первом интервале времени.

По точке 1, определяющей в координатной системе второго каскада ЭМУ величину $E_{эму1}$, лучу связи по $e_{эму} — s(e_{эму})$ и лучу связи по $\Delta e_{кз} — s(\Delta e_{кз})$ определяем положение точки n на оси абсцисс координатной системы трансформатора, исходной для проведения луча построения на первом интервале времени.

Соединяя точки $m—n$ прямой, найдем тангенс угла наклона луча построений:

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = 1,5.$$

По значению $\operatorname{tg} \alpha_3$ определяем k_3 :

$$k_3 = \frac{\Delta t m I_{\omega_T}}{\operatorname{tg} \alpha_3 m \Phi} = 26\,700$$

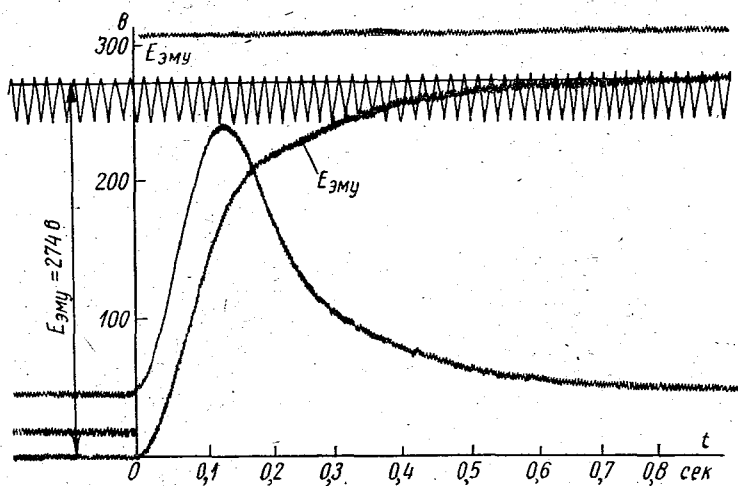


Рис. 6-8. Осциллограмма переходного процесса в спроектированном узле.

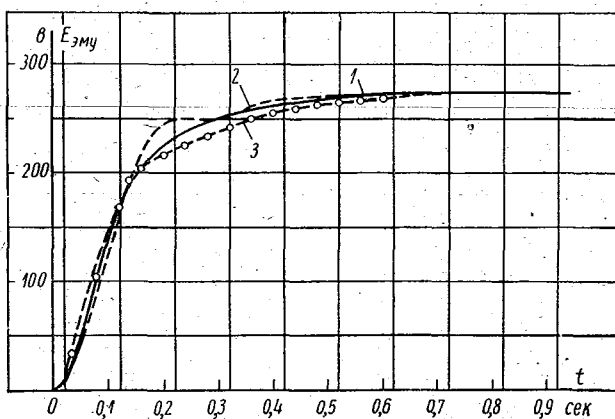


Рис. 6-9. Характеристики переходного процесса в спроектированном узле.

1 — заданная; 2 — расчетная; 3 — экспериментальная.

и ω_3 из соотношения:

$$\omega_3 = \frac{k_3 - \sigma_{T2} \frac{\omega_4^2}{r_{23}}}{\sigma_{T1} \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha_3}} = 2540.$$

Так как у трансформатора ТС-144/110 первичная обмотка имеет секции на 1920 и 2620 витков, принимаем $\omega_3 = 2620$, откуда:

$$r_{39} = \frac{\omega_3}{7} = \frac{2620}{7} = 374 \text{ ом}.$$

Таким образом полностью определяются структура и численные значения параметров системы.

Так как в процессе синтеза допускалась некоторая корректировка, то с целью проверки правильности выбора параметров системы, для последней по выбранным параметрам прямым путем был произведен графический расчет переходного процесса в соответствии с изложенным в § 5-2.

На рис. 6-8 показана осциллограмма переходного процесса в указанной системе при выбранных выше значениях ее параметров.

На рис. 6-9 для сравнения приведены заданная (1), расчетная (2) и экспериментальная (3) кривые переходного процесса в системе. Сравнение приведенных кривых показывает достаточно хорошее их совпадение и удовлетворение выбранной системы предъявляемым к ней требованиям.

6-4. Синтез узла электродвигателя и определение характеристики регулируемого напряжения на его зажимах

Для регулируемого электродвигателя постоянного тока, питаемого от управляемого ртутного выпрямителя, задан закон изменения скорости, который требуется осуществить при набросе нагрузки, равной $0,3 M_n$ (рис. 6-10).

Ставится задача: по заданному закону изменения скорости электродвигателя и приращению момента статических сопротивлений определить характер изменения тока якоря и потребный закон изменения напряжения на его зажимах.

Основные исходные параметры системы:

$$\begin{aligned} r_{яц} &= 0,132 \text{ ом}; & \Delta M_c &= 0,3 M_{сн} = 10 \text{ кгм}; \\ L_{яц} &= 0,047 \text{ гн}; & GD^2 &= 355 \text{ кгм}^2. \\ c_e' &= c_e \Phi = 0,28; \end{aligned}$$

В общем случае переходный процесс в электродвигателе будет описываться системой дифференциальных уравнений:

$$u = r_{\text{яц}} i + L_{\text{яц}} \frac{di}{dt} + c_e \Phi n;$$

$$M_d = M_c + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}.$$

При малых отклонениях величин удобнее оперировать не с абсолютными значениями величин, а с их приращениями. В этом случае графический расчет переходных процессов для приращений можно вести, беря за нулевые условия для приращений величин их предыдущие установившиеся состояния и откладывая все статические характеристики звеньев и связей из начала координат, как и в общем случае.

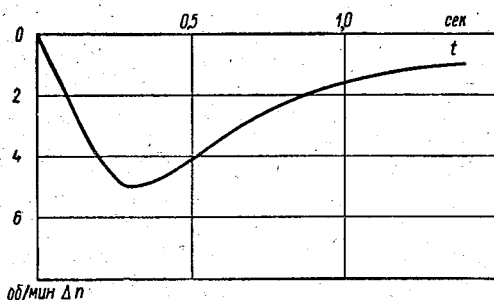


Рис. 6-10. Заданная характеристика изменения скорости вращения электродвигателя при переходном процессе.

Рассматривая не абсолютные значения величин, а лишь их приращения по отношению к предыдущему установившемуся состоянию, написанную выше систему уравнений можно заменить аналогичной системой уравнений, отнесенной только к приращениям величин:

$$\Delta u = r_{\text{яц}} \Delta i + L_{\text{яц}} \frac{d\Delta i}{dt} + c_e \Phi \Delta n;$$

$$\Delta M_d = \Delta M_c + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{d\Delta n}{dt}.$$

Заменяя полученные дифференциальные уравнения для приращений приближенными уравнениями в конечных разностях и представляя их в форме отношений, получим окончательные расчетные уравнения:

$$\frac{\Delta(\Delta i)}{\Delta u - c_e \Phi \Delta n - r_{\text{яц}} \Delta i} = \frac{\Delta t}{L_{\text{яц}}};$$

$$\frac{\Delta(\Delta n)}{\Delta M_d - \Delta M_c} = \frac{\Delta t 375}{GD^2}.$$

Графическое решение задачи производится [Л. 1] в трех координатных системах: токовой и скоростной электродвигателя и вспомогательной, в которой откладывается заданная характеристика переходного процесса, являющаяся исходной для построений.

Построения производятся соответственно в координатах:

$$\Delta i - \Delta u; \Delta n - \Delta M; \Delta n - t.$$

Примем следующие масштабы для построений:

$$m_{\Delta i} = 4 \text{ а/см}; \quad m_{\Delta n} = 1 \text{ об/мин. см};$$

$$m_{\Delta u} = 1 \text{ в/см};$$

$$m_{\Delta M} = \frac{m_{\Delta i} m_{\Delta u}}{1,03 m_{\Delta n}} = \frac{4 \cdot 1}{1,03 \cdot 1} = 3,9 \text{ кгм/см}.$$

Расчетный интервал времени $\Delta t = 0,1 \text{ сек.}$ Аналогично изложенному ранее, во всех координатных системах выполняются подготовительные операции.

В токовой координатной системе откладываются (рис. 6-11):

а) луч тока короткого замыкания (ΔI_{κ}) под углом

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{1}{r_{\text{яц}}} \cdot \frac{m_{\Delta u}}{m_{\Delta i}} = \frac{1}{0,132} \cdot \frac{1}{4} = 1,9;$$

б) луч связи по э. д. с. электродвигателя ($c_e \Phi \Delta n$) под углом

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{1}{c_e \Phi} \cdot \frac{m_{\Delta u}}{m_{\Delta n}} = \frac{1}{0,28} \cdot \frac{1}{1,0} = 3,57.$$

Определяется тангенс угла наклона основного луча построений и откладывается контрольный луч

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\Delta t}{L_{\text{яц}}} \cdot \frac{m_{\Delta u}}{m_{\Delta i}} = \frac{0,1}{0,047} \cdot \frac{1}{4} = 0,53.$$

В скоростной координатной системе откладываются:

а) характеристика момента статических сопротивлений ΔM_c ,

б) контрольный луч построений под углом α_2 к оси абсцисс:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t 375}{GD^2} \cdot \frac{m_{\Delta M}}{m_{\Delta n}} = \frac{0,1 \cdot 375}{355} \cdot \frac{3,9}{1} = 0,82;$$

в) повторно откладывается луч связи по э. д. с. ($c_e \Phi \Delta n$), который при выбранном масштабе $m_{\Delta M}$ позволяет осуществлять непосредственный переход от ΔM к Δi . Дублирование луча $c_e \Phi \Delta n$ в скоростной координатной системе электродвигателя позволяет отказаться от вспомогательных лучей, проводимых в обеих координатных системах под углом в 45° , и сократить число операций при построениях.

В третьей координатной системе откладывается заданная характеристика $\Delta n = f(t)$.

Ход построений заключается в следующем.

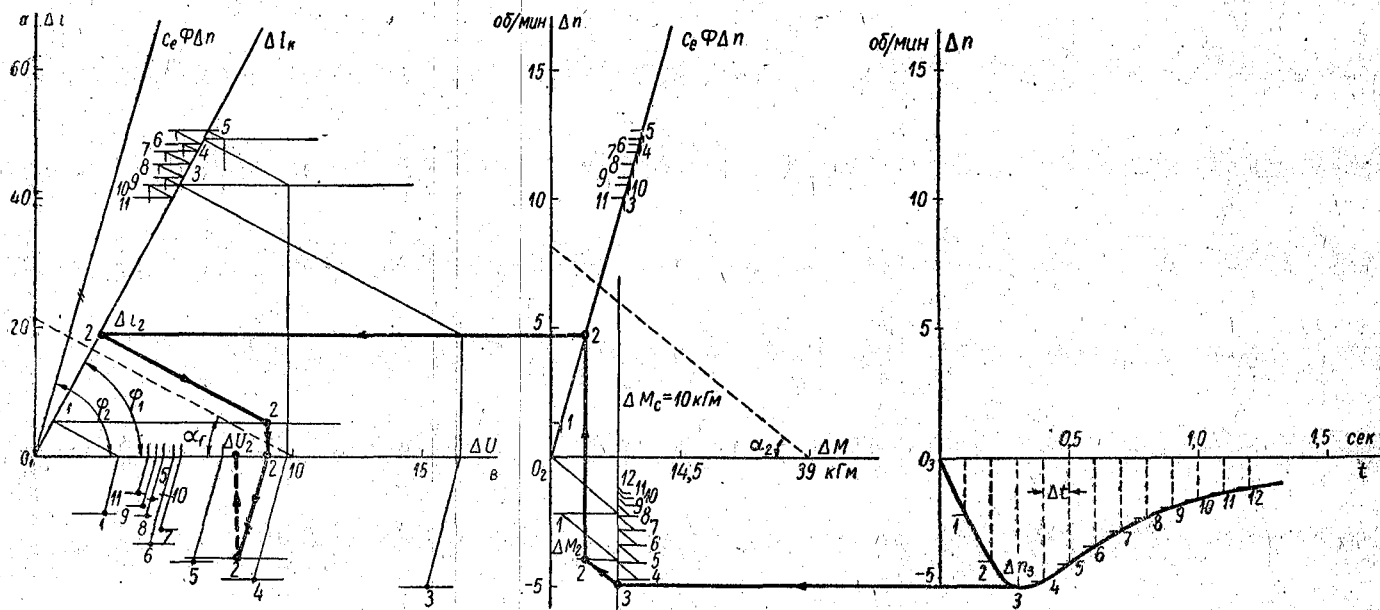


Рис. 6-11. Ход графических построений при синтезе цепи управления электродвигателя [определение зависимостей $\Delta u = f(t)$ и $\Delta i = f(t)$].

В третьей координатной системе проводятся вертикали через выбранный интервал времени и определяются последовательные значения Δl на отдельных интервалах. Значения Δl сносятся во вторую координатную систему на линию ΔM_c , и из полученных точек в обратном направлении проводятся лучи построений до пересечений с горизонталями предыдущих состояний.

Найденные значения ΔM_d через характеристику $c_e \Phi \Delta n$, расположенную в скоростной координатной системе электродвигателя, переносятся на луч ΔI_k в первую координатную систему. Тем самым определяются последовательные значения приращения тока Δi .

Для отыскания значений напряжения на зажимах якоря двигателя из полученных таким образом точек в обратном направлении проводятся лучи построения до пересечений с горизонталями предыдущих состояний тока; найденные точки вертикально опускаются на ось абсцисс, и из полученных точек проводятся лучи, параллельные лучу $c \Phi \Delta n$, до пересечения с горизонталями, соответствующими значениям приращения скорости на предыдущих интервалах времени. Полученные точки, будучи снесены на ось абсцисс, укажут искомые значения Δu .

Описанные построения однотипны и циклически повторяются на каждом интервале времени.

На рис. 6-11 представлено в масштабе полное графическое решение задачи. Для более ясного усвоения операций построение на третьем интервале времени выделено жирными линиями, ход построения указан стрелками, а характерные точки помечены цифрами. На рис. 6-12 приведены искомые характеристики зависимостей $\Delta i = f(t)$ и $\Delta u = f(t)$, полученные расчетным путем.

6-5. Синтез комбинированной системы регулирования скорости электродвигателя постоянного тока

Рассмотрим пример графического синтеза системы регулирования скорости электродвигателя постоянного тока небольшой мощности, питаемого по системе генератор-двигатель.

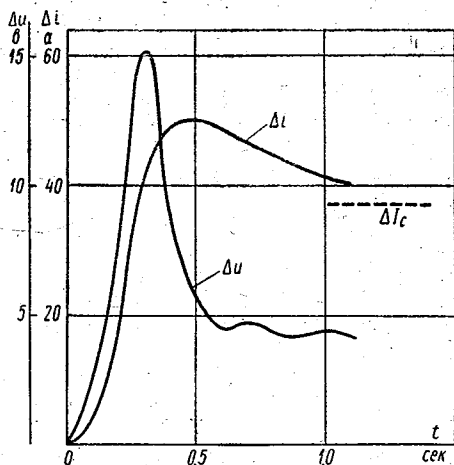


Рис. 6-12. Характеристики переходных процессов, потребные для обеспечения заданного закона изменения скорости вращения электродвигателя: Δi — приращения тока якоря; Δu — приращения напряжения на зажимах якоря.

Наложим на систему следующие условия:

а) при набросах и сбросах нагрузки система должна обеспечивать поддержание заданной скорости $n = 1200 \text{ об/мин}$ с точностью 0,1%;

б) переходный процесс при набросе и сбросе нагрузки может быть колебательным, но не должен содержать более двух колебаний;

в) максимальное отклонение скорости от заданного значения при набросе или сбросе нагрузки, близкой к номинальной, не должно превышать 5%;

г) через 0,7 сек отклонение скорости от заданного значения не должно превышать 1%;

д) двигатель включается на постоянную нагрузку $M_c = \text{const}$.
Выберем в качестве электродвигателя машину типа ПН-45 со следующими основными данными:

$$\begin{aligned} P_n &= 2,5 \text{ кВт}; & I_n &= 14,4 \text{ а}; \\ U_n &= 220 \text{ в}; & n_n &= 1000 \text{ об/мин}. \end{aligned}$$

Примем, что при холостом ходе электродвигателя ток его $I_{xx} = 1,4 \text{ а}$, а при нагрузке $I_c = 10 \text{ а}$.

В качестве генератора принимаем электромашинный усилитель типа ЭМУ-25-3000.

Основные параметры установки:

$$\begin{aligned} GD^2 &= 0,82 \text{ кг} \cdot \text{м}; & \sigma_y &= 1,07; \\ L_{яц} &= 0,012 \text{ гн}; & \sigma_{кз} &= 1,05; \\ r_{яц} &= 6,5 \text{ ом}; & r_{кз} &= 1,8 \text{ ом}; \\ c'_e &= c_e \Phi_d = 0,175; & r_1 &= 18,5 \text{ ом}; \\ \omega_1 &= \omega_2 = \omega_3 = 330; & r_2 &= 16 \text{ ом}; \\ n_{xx} &= 2960 \text{ об/мин}; & r_3 &= 18,5 \text{ ом}; \\ n_n &= 2850 \text{ об/мин}; & N &= 1260. \\ c_{e \text{ ЭМУ}} &= \frac{pN}{60a} = 21; \end{aligned}$$

Задачей синтеза системы является выбор вида, числа и места включения управляющих связей и определение численных значений их параметров.

Так как рассматриваемая система по основной (заданной) ее структуре — четвертого порядка, то графический синтез соответственно ведется в четырех основных координатных системах: двух для ЭМУ и двух для электродвигателя.

Примем следующие масштабы построений:

$$\begin{aligned} m_{E_{кз}} &= 2 \text{ в/см}; & m_I &= 0,333 \text{ а/см}; \\ m_{I_{WY}} &= 2 \text{ ав/см}; & m_{E_{Г}} &= 10 \text{ в/см}; \\ m_{E_{ЭМУ}} &= 10 \text{ в/см} & m_{n1} &= 40 \text{ об/мин·см}; \\ m_{I_{кз}} &= 0,2 \text{ а/см}; & m_{n2} &= 5 \text{ об/мин·см}. \end{aligned}$$

Расчетный интервал времени $\Delta t = 0,02 \text{ сек.}$

Графический синтез системы приведен на рис. 6-13, а и б. Согласно изложенной выше методике синтеза во всех координатных системах откладываются на основании известных (заданных) элементов системы основные геометрические места построений.

В координатной системе первого каскада ЭМУ откладываются (рис. 6-13, а):

- а) характеристика холостого хода первого каскада;
- б) статические характеристики внутренних связей, учитывающих размагничивающее действие реакции якоря и коммутационных секций.

Для удобства дальнейших построений часть характеристики холостого хода ЭМУ в увеличенном масштабе отложена ниже первой координатной системы.

В координатной системе второго каскада ЭМУ откладываются (рис. 6-13, а):

- а) характеристика холостого хода второго каскада;
- б) статическая характеристика связи с первым каскадом

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = r_{кз} \cdot \frac{m_{I_{кз}}}{m_{E_{кз}}} = 1,8 \cdot \frac{0,2}{2} = 0,18;$$

в) вспомогательный луч под углом 45° .

Вычисляется тангенс угла наклона луча построений

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{k_2} \cdot \frac{m_{I_{кз}}}{m_{E_{ЭМУ}}} = \frac{0,02}{0,00314} \cdot \frac{0,2}{10} = 0,127,$$

где

$$k_2 = \frac{\sigma_{кз}}{c_{\epsilon} \epsilon_{МУ} n_H} \cdot \frac{\omega_{я}}{2r_{кз}} = \frac{1,05 \cdot 630}{21 \cdot 2850 \cdot 2 \cdot 1,8} = 0,00314.$$

В токовой координатной системе электродвигателя откладываются (рис. 6-13, б):

- а) линия тока I_k

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{1}{r_{яц}} \cdot \frac{m_{E_{Г}}}{m_I} = \frac{1}{6,5} \cdot \frac{10}{0,333} = 4,6;$$

- б) линия c_n учета э. д. с. двигателя

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{1}{c_e} \cdot \frac{m_{E_{Г}}}{m_{n1}} = \frac{1}{0,175} \cdot \frac{10}{40} = 1,42.$$



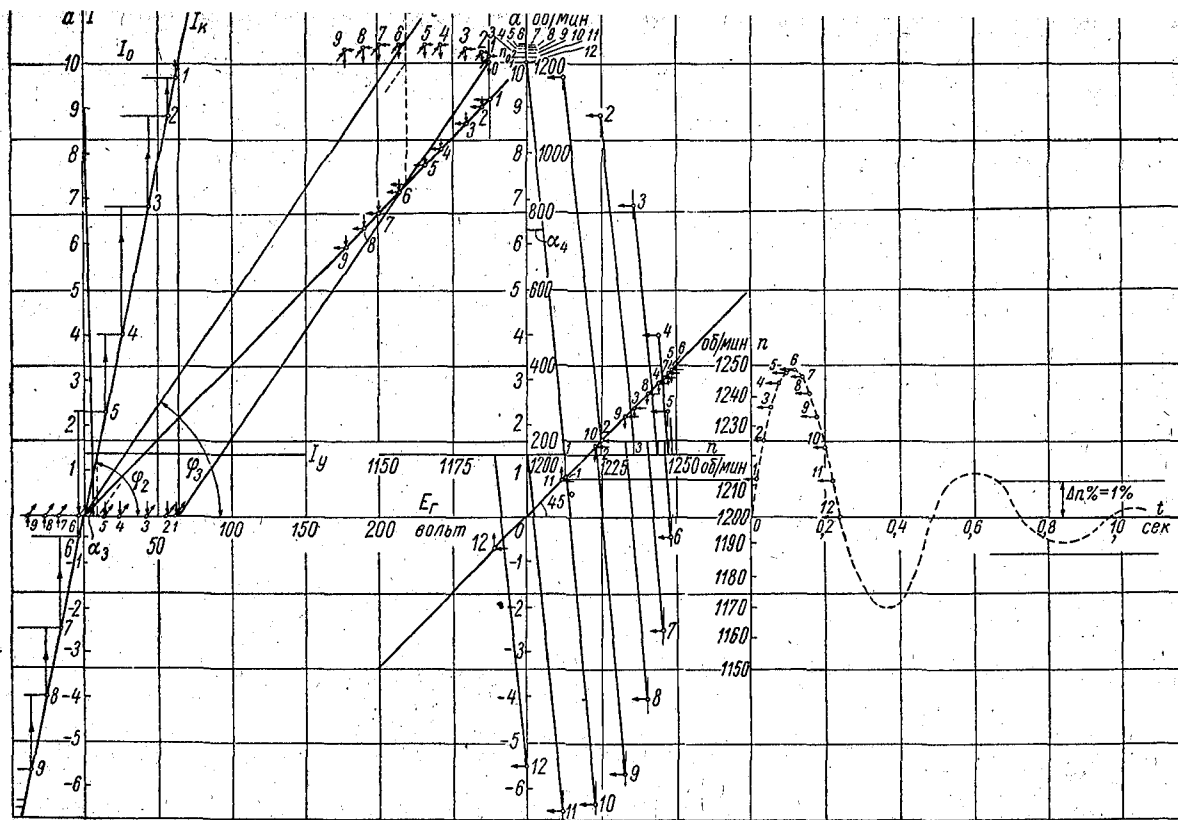


Рис. 6-13. Графический синтез системы регулирования скорости электродвигателя: а—построения в координатных системах первого и второго каскадов ЭМУ; б—построения в токовой и скоростной координатных системах электродвигателя.

Проводятся горизонтали, соответствующие току холостого хода и току нагрузки двигателя.

Вычисляется тангенс угла наклона луча построений:

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{\Delta t}{L_{яц}} \cdot \frac{m_{Er}}{m_I} = \frac{0,02}{0,012} \cdot \frac{10}{0,333} = 50.$$

В координатной системе скорости электродвигателя построение для удобства производится в масштабе, увеличенном по оси абсцисс, причем отсчет скорости ведется от установившегося значения. В этой координатной системе откладываются (рис. 6-13, б):

а) горизонтали, соответствующие току холостого хода и току нагрузки электродвигателя;

б) вспомогательный луч под углом 45° .

Вычисляется тангенс угла наклона луча построений:

$$\operatorname{tg} \alpha_4 = \frac{\Delta t \cdot 375 c_M}{GD^2} \cdot \frac{m_I}{m_{n2}} = \frac{0,02 \cdot 375 \cdot 0,175 \cdot 0,333}{0,82 \cdot 1,03 \cdot 5} = 0,1.$$

Помимо этого, в отдельной координатной системе откладывается заданный переходный процесс системы $n = f(t)$.

Для удобства проведения синтеза системы последний ведется по характеристике $n = f(t)$ для сброса нагрузки. Ход синтеза на рис. 6-13, а и б указан стрелками, а характерные точки, относящиеся к одному и тому же интервалу времени, во всех координатных системах обозначены одинаковыми цифрами.

Прежде всего проводится предварительный синтез системы по статическим режимам. Полагая, что в начальном состоянии системы при работе ее под нагрузкой $I_0 = I_c$ и в установившемся состоянии после сброса нагрузки $I_y = I_{xx}$ скорость вращения должна оставаться постоянной, обратным построением определим необходимые управляющие воздействия на вход системы (точки H и K на оси абсцисс первой координатной системы).

Полагая, что заданный режим при холостом ходе обеспечивается соответствующим выбором параметров обмотки независимого возбуждения ЭМУ, введем для компенсации действия нагрузки жесткую связь по самой нагрузке.

Так как момент статических сопротивлений пропорционален току, то, проводя в первой координатной системе горизонтали, соответствующие $I_0 = I_c$ и $I_y = I_{xx}$, снесем точку H на горизонталь I_0 и точку K — на горизонталь I_y . Прямая, соединяющая найденные точки $K' - H'$, определит статическую характеристику связи по моменту статических сопротивлений.

Определим параметры выбранных цепей управления.

Из чертежа ампер-витки обмотки независимого возбуждения $I_1 w_1 = 36 \text{ ab}$, откуда

$$I_1 = \frac{I_1 w_1}{w_1} = \frac{36}{330} = 0,109 \text{ a.}$$

Полагая $U_{\text{вх}} = 110$ в, найдем:

$$r_{19} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_1} = \frac{110}{0,109} = 1009 \text{ ом.}$$

В опытной лабораторной установке связь по моменту статических сопротивлений осуществлялась в форме связи по току нагрузочного генератора. Принимая сопротивление шунта в цепи якоря нагрузочного генератора $r_{\text{ш}} = 2 \text{ ом}$ и определяя из чертежа тангенс угла наклона луча $K'-H'$ по отношению к вертикали, найдем:

$$r_{39} = \text{tg } \varphi' r_{\text{ш}} \omega_3 \frac{m_I}{m_{I\omega y}} = 0,5 \cdot 2 \cdot 330 \cdot \frac{0,333}{2} = 55 \text{ ом.}$$

Для определения дополнительных управляющих связей, обеспечивающих заданный характер переходного процесса, по заданным значениям скорости в координатных системах двигателя обратным построением определяем последовательные значения тока якоря двигателя и по значениям тока и скорости вращения находим соответствующие величины э. д. с. второго каскада ЭМУ.

Снеся последние в координатную систему второго каскада ЭМУ, обратным построением ищем значения э. д. с. первого каскада. Получаемые при обратном построении точки, отмеченные на чертеже треугольничками, имеют некоторый разброс, затрудняющий физическое осуществление процесса в первом каскаде ЭМУ. В связи с этим вводим усредняющую корректировку, обеспечивающую плавное протекание процесса, и прямым построением (на чертеже оно произведено пунктиром) проверяем отклонения величины $E_{\text{ЭМУ}}$ от найденных ранее значений.

Приняв новые значения величин за истинные, переходим к построениям в первой координатной системе.

Предполагая, что на первом интервале времени после сброса нагрузки действует лишь задающая обмотка управления, найдем положение луча построений первой координатной системы на первом интервале времени, определяемое точками $a-b$ (рис. 6-13, а, нижний рисунок). Из чертежа $\text{tg } \alpha_{10} = 0,298$.

Из соотношения для $\text{tg } \alpha_{10}$ находим коэффициент k_{10} :

$$k_{10} = \frac{\Delta t}{\text{tg } \alpha_{10}} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_{E\kappa 3}} = \frac{0,02}{0,298} \cdot \frac{2}{2} = 0,067.$$

Так как

$$k_{10} = \left(\frac{\omega_1^2}{r_{19}} + \frac{\omega_2^2}{r_{29}} + \frac{\omega_3^2}{r_{39}} \right) \frac{\sigma_y}{c_{e\text{ЭМУ}} n_{\text{ХХ}}},$$

то

$$\begin{aligned} \frac{\omega_2^2}{r_{29}} &\geq \frac{k_{10} c_{e\text{ЭМУ}} n_{\text{ХХ}}}{\sigma_y} - \frac{\omega_1^2}{r_{19}} - \frac{\omega_3^2}{r_{39}} = \\ &= \frac{21 \cdot 2960 \cdot 0,067}{1,07} - \frac{330^2}{1009} - \frac{330^2}{55} = 1811, \end{aligned}$$

откуда

$$r_{23} = \frac{330^2}{1811} = 60 \text{ см.}$$

Предполагая дополнительную управляющую обратную связь взятой по скорости вращения электродвигателя, угол наклона луча обратной связи найдем из соотношения:

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{k r_{23}}{\omega_a} \cdot \frac{m_{I \omega y}}{m_n} = \frac{13,60}{330} \cdot \frac{2}{5} = 0,94,$$

где $k = \frac{n_{\text{тг}}}{E_{\text{тг}}} = 13$ — передаточный коэффициент тахогенератора.

Проведем предварительно выбранный луч обратной связи и определим ампер-витки обратной связи по среднему значению приращения скорости $\Delta n_{\text{ср1}}$ на первом интервале времени. Внося поправку на действие обратной связи по скорости, найдем уточненное положение луча построений первой координатной системы (луч $I-b$, рис. 6-13, a нижний рисунок).

Из чертежа $\operatorname{tg} \alpha_1 = 0,27$.

Проведя повторные корректировочные расчеты, получим:

$$r_{23} = 50,2 \text{ см; } \operatorname{tg} \varphi' = 0,78.$$

Для определения формы статической характеристики связи по скорости и определения возможности решения задачи введением лишь одной дополнительной связи проведем обратное построение в первой координатной системе для последующих интервалов времени и найдем средние значения ампер-витков, создаваемых связью на этих интервалах (точки 1, 2, 3, 4, 5 на оси абсцисс первой координатной системы рис. 6-13, a). Проводя через найденные точки пунктирные вертикали и снося на них соответственные средние значения приращений скорости вращения электродвигателя, найдем точки 1, 2, 3, 4, 5, отмеченные крестиками, которые должны лежать на статической характеристике связи.

Расположение точек позволяет провести прямую $K-S$, т. е. обеспечить заданный переходный процесс за счет введения одной дополнительной линейной связи по скорости вращения электродвигателя. Но так как эта связь при скорости вращения электродвигателя, соответствующей заданному значению, не должна осуществлять регулирующего воздействия, в цепь тахометрического генератора, питающего обмотку этой связи, следует ввести эталонное напряжение, определение величины которого не представляет затруднений.

Таким образом полностью определились структура и численные значения параметров системы.

На рис. 6-14 представлена принципиальная схема спроектированной системы.

С целью проверки правильности выбора параметров и структуры системы, а также влияния внесенных в процессе построений

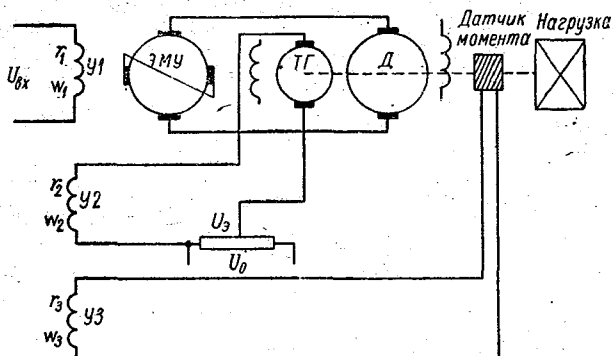


Рис. 6-14. Принципиальная схема спроектированной системы.

корректив и усреднений, для выбранной структуры и параметров системы был произведен поверочный графический расчет переходного процесса.

На рис. 6-15 для сравнения приведены кривые переходного процесса $n = f(t)$ в системе при сбросе нагрузки. На рисунке сплошная линия — заданная кривая; пунктирная линия — кривая, полученная в результате поверочного расчета. Заданная и расчетная кривые весьма мало отличаются друг от друга.

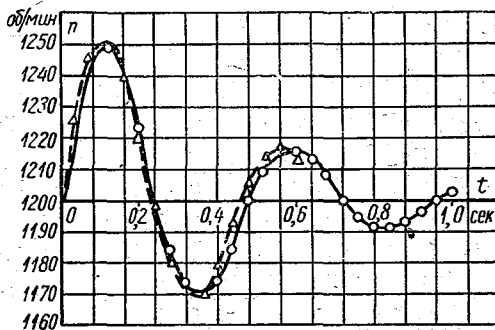


Рис. 6-15. Заданная и расчетная характеристики переходного процесса изменения скорости электродвигателя.

В экспериментальной установке были приняты следующие округленные значения найденных параметров:

$$r_{1s} = 1000 \text{ ом}; \quad r_{2s} = 50 \text{ ом}; \quad r_{3s} = 55 \text{ ом}.$$

Связь по моменту статических сопротивлений осуществлялась в функции тока нагрузочного генератора; в качестве эталонного напряжения в цепи связи по скорости использовался эталонный генератор, включенный навстречу тахометрическому генератору.

На рис. 6-16 приведено сравнение экспериментальных и расчетных кривых зависимостей $n = f(t)$ и $I = f(t)$. Сплошными линиями указаны экспериментальные кривые, кружочками и треугольничками обозначены расчетные кривые. Сравнение этих кривых показывает, что экспериментальные и расчетные кривые

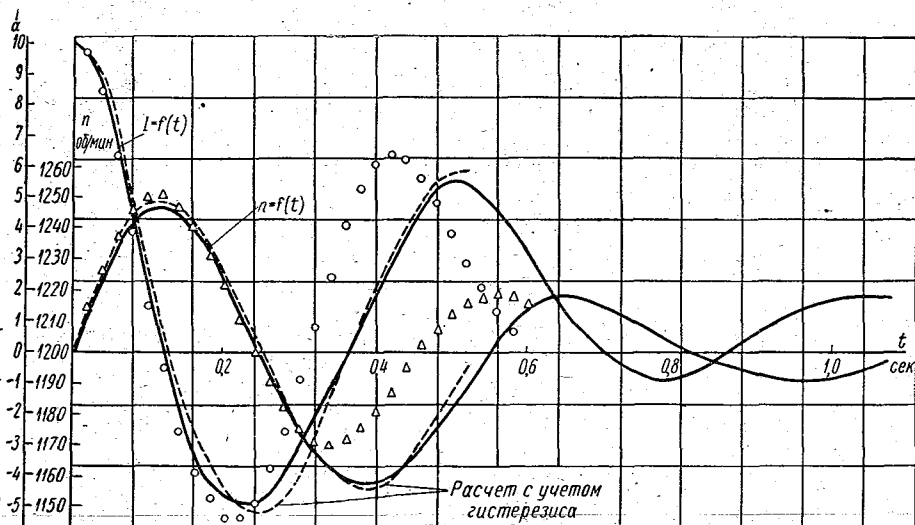


Рис. 6-16. Расчетные и экспериментальные характеристики переходных процессов в спроектированной системе.

весьма точно совпадают на первой полуволне колебаний. Далее экспериментальная кривая отстает в своем изменении от расчетной. Это объясняется влиянием гистерезисных явлений в ЭМУ. На том же рисунке пунктиром приведены кривые, полученные при тех же параметрах расчетным путем по петле гистерезиса, определенной экспериментально.

Результаты расчета и эксперимента показали, что спроектированная система удовлетворяет всем поставленным условиям.

6-6. Синтез системы автоматического регулирования напряжения синхронного генератора в автономной установке

В автономных установках электропривода (шагающие экскаваторы, судовые установки и др.) для питания электродвигателя или группы приемников применяется отдельный синхронный генератор. Так как мощность генератора соизмерима с мощностью установленного электродвигателя или питаемых приемников, то в подобных системах требуется автоматическое регулирование напряжения генератора при набросах и сбросах или изменениях нагрузки. Задачей системы регулирования является обес-

печение надлежащего качества переходного процесса, определяемого в первую очередь величиной и временем наступления максимального провала напряжения генератора и временем его первого восстановления, а также обеспечение минимального отклонения напряжения генератора от заданного значения в установившихся режимах его работы при различных нагрузках.

В качестве одного из примеров для иллюстрации разработанного графического метода проведем синтез системы автоматического регулирования напряжения синхронного генератора для опытной установки, имеющейся в лаборатории электроприводов ЛЭТИ.

Исходя из сказанного выше, положим в основу синтеза системы автоматического регулирования напряжения синхронного генератора:

а) требуемый переходный процесс изменения напряжения генератора при набросе и сбросе нагрузки, заданный тремя точками: мгновенного провала напряжения, максимального провала напряжения и точкой первого восстановления напряжения;

б) величину статической ошибки при набросе нагрузки.

Наложим на систему следующие основные условия:

1) система должна состоять из машин: синхронный генератор, возбудитель, управляющий электромашинный усилитель;

2) система не должна содержать сторонних источников питания, помимо самого синхронного генератора (отдельного питания задающей обмотки, эталонных источников напряжения и т. п.);

3) нагрузка генератора — чисто индуктивная;

4) при набросе чисто индуктивной номинальной нагрузки максимальный провал напряжения генератора должен наступать через 2—3 периода переменного тока и не должен превышать 17—18%; первое восстановление номинального напряжения генератора должно достигаться через 0,2 сек; переходный процесс не должен иметь более одного колебания;

5) отклонение напряжения генератора от номинального значения при набросе нагрузки в установившемся режиме не должно превышать 0,5%.

Основные данные электрических машин:

а) синхронный трехфазный генератор типа МСА 72-4А:

$$P_n = 15 \text{ ква};$$

$$U_n = 230 \text{ в};$$

$$I_n = 37,6 \text{ а};$$

$$n_n = 1500 \text{ об/мин};$$

б) возбудитель синхронного генератора типа МПВ 11,7/4:

$$P_n = 0,463 \text{ кВт}; \quad U_n = 22 \text{ в};$$

$$I_n = 21 \text{ а};$$

$$n_n = 1500 \text{ об/мин};$$

в) управляющий электромашинный усилитель с поперечным полем типа ЭМУ-3А:

$$\begin{aligned} P_n &= 0,2 \text{ квт}; & U_n &= 115 \text{ в}; \\ I_n &= 1,75 \text{ а}; & n_n &= 2850 \text{ об/мин.} \end{aligned}$$

Методика графического расчета переходных процессов в электромашинных усилителях, возбудителях и др. была достаточно подробно разобрана выше и на ней мы останавливаться не будем. Что касается синхронного генератора, то на нем имеет смысл остановиться подробнее.

Обычно расчеты и исследования процессов в синхронных машинах принято вести в относительных единицах. Не отступая от общепринятой методики, получим для синхронного генератора уравнение, исходное для графических построений, также в относительных единицах.

Известно, что уравнение равновесия напряжений для цепи возбуждения генератора при холостом ходе может быть выражено:

$$L_{\text{вр}} \frac{dI_{\text{вр}}}{dt} + r_{\text{вр}} I_{\text{вр}} = E_{\text{в}}, \quad (6-1)$$

где $L_{\text{вр}}$ — индуктивность обмотки ротора синхронного генератора;
 $r_{\text{вр}}$ — активное сопротивление цепи ротора синхронного генератора;

$E_{\text{в}}$ — э. д. с. возбуждения (возбудителя);

$I_{\text{вр}}$ — ток возбуждения синхронного генератора.

Заменяя характеристику холостого хода синхронного генератора секущей, проведенной через точку номинального напряжения, т. е. предполагая при холостом ходе прямую пропорциональность между э. д. с. генератора (E_d) и током ротора, и переходя к относительным единицам, приняв за базисную величину ток возбуждения генератора, соответствующий номинальному напряжению его при холостом ходе, уравнение (6-1) можно привести к виду:

$$T_{d0} \frac{dE_d}{dt} + E_d = E_{\text{в}}, \quad (6-2)$$

где T_{d0} — постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутой цепи статора.

При набросе на генератор чисто индуктивной нагрузки уравнение (6-2) преобразуется следующим образом:

$$T_{d0} \frac{dE'_d}{dt} + \frac{T_{d0}}{T'_d} E'_d = E_{\text{в}}, \quad (6-3)$$

где T'_d — постоянная времени цепи возбуждения генератора при замкнутом через набрасываемую нагрузку статоре;

E'_d — переходная э. д. с. генератора — величина, пропорциональная результирующей намагничивающей силе статора и ротора.

Как известно [Л. 1], связь между постоянными времени T'_d и T_{d0} выражается уравнением:

$$T'_d = \frac{x'_{dH}}{x_d + x_H} \cdot T_{d0} = \frac{x'_d + x_H}{x_d + x_H} \cdot T_{d0},$$

где x'_d — переходное индуктивное сопротивление;

x_d — синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси;

x_H — индуктивное сопротивление нагрузки.

Все сопротивления выражены в относительных единицах.

Пользуясь векторной диаграммой для явнополюсного синхронного генератора, можно установить связь между E_d (в относительных единицах $E_d = I_p$) и E'_d , а также между U_r и E'_d в виде

$$I_{вр} = E_d = \frac{x'_d + x_H}{x_d + x_H} E'_d \quad (6-4)$$

и

$$U_r = \frac{x_H}{x'_d + x_H} E'_d. \quad (6-5)$$

При холостом ходе генератора переходная э. д. с. (E'_d) принимается равной единице. Поэтому первое отклонение напряжения генератора при набросе нагрузки (мгновенный провал напряжения) в относительных единицах будет:

$$\Delta U_r = 1 - k = 1 - \frac{x_H}{x'_d + x_H} = \frac{x'_d}{x'_d + x_H}.$$

Уравнение (6-3) является исходным для расчетов. Это уравнение получено в несколько упрощенном виде при следующих допущениях:

- 1) не учитывается изменение скорости вращения генератора при набросе нагрузки;
- 2) не учитывается аperiodическая составляющая тока статора;
- 3) характеристика холостого хода генератора заменена секущей прямой.

Заменяя (6-3) приближенным уравнением, выраженным в конечных разностях, получим для генератора обычную принятую выше для графических построений форму:

$$\frac{\Delta E'_d}{E_B - E'_d \cdot \frac{T_{d0}}{T_d}} = \frac{\Delta t}{T_{d0}}. \quad (6-6)$$

Вычисляя по уравнению (6-6) путем его графического решения закон изменения $E_d' = f(t)$, нетрудно с помощью соотношений (6-4) и (6-5) определить закон изменения $U_r = f(t)$ и $I_p = f(t)$ как в относительных единицах, так и, зная базисные величины, в абсолютных единицах.

Возвращаясь к синтезу системы регулирования, будем полагать заданными параметры основной структуры системы. Для опытной установки ЛЭТИ эти параметры имели следующие значения:

синхронный генератор:

$$T_{d0} = 0,495 \text{ сек}; \quad x_d = 1,2; \quad x_h = 1;$$

$$T_d' = 0,252 \text{ сек}; \quad x_d' = 0,12; \quad r_{вг} = 1,2 \text{ ом};$$

возбудитель:

$$r_{яц} = 1,45 \text{ ом}; \quad r_{яв} = 0,25 \text{ ом}; \quad r_{вв} = 3,8 \text{ ом}$$

(ввиду отсутствия обмоточных данных возбудителя, расчетные коэффициенты для возбудителя определялись опытным путем);

электромашиный усилитель:

$$\omega_1 = \omega_2 = 2900; \quad \omega_я = 1010; \quad p = 1;$$

$$r_1 = r_2 = 1000 \text{ ом}; \quad r_{кз} = 5,7 \text{ ом}; \quad a = 1;$$

$$\sigma_y = 1,07; \quad r_{яэмy} = 11,6 \text{ ом}; \quad \sigma_{кз} = 1,05.$$

Графический синтез системы регулирования напряжения синхронного генератора для заданной установки приведен на рис. 6-17, а и б.

Так же, как при графическом расчете переходных процессов, проведение графического синтеза требует предварительного построения известных уже характерных геометрических мест в виде статических характеристик элементарных звеньев, статических характеристик связей, вспомогательных лучей и определения тангенсов углов наклона лучей построения для звеньев, параметры которых полностью известны.

Примем за номинальное напряжение генератора, поддерживаемое на его зажимах, $U_r = 210 \text{ в}$.

Принимаем следующие масштабы построения:

$$m_{E_{кз}} = 1 \text{ в/см}; \quad m_{\phi} = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ вб/см};$$

$$m_{I_{wу}} = 2,8 \text{ а/см}; \quad m_{I_{wг}} = 100 \text{ а/см};$$

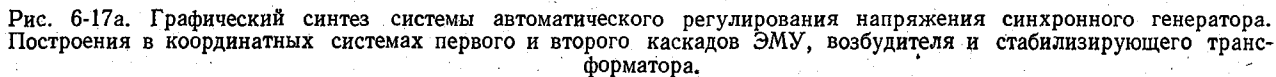
$$m_{E_{эмy}} = 2,5 \text{ в/см}; \quad m_{E'd} = 0,01 \text{ ое/см};$$

$$m_{I_{кз}} = 0,1 \text{ а/см}; \quad m_{I_{вг}} = 1 \text{ а/см};$$

$$m_{E_{в}} = 1 \text{ в/см}; \quad m_{U_r} = 10 \text{ в/см};$$

$$m_{I_{вв}} = 0,2 \text{ а/см}; \quad m_{E_{в}} = 0,2 \text{ ое/см}.$$

Расчетный интервал времени $\Delta t = 0,01 \text{ сек}$,



Пользуясь параметрами генератора и полученными соотношениями, найдем величину мгновенного и максимального провала напряжения при набросе нагрузки:

$$\Delta U_{\text{г мгн}} = \frac{x'_d}{x'_d + x_n} = \frac{0,12}{0,12 + 1} = 0,107,$$

или

$$\Delta U_{\text{г мгн}} = 210 \cdot 0,107 = 22,5 \text{ в.}$$

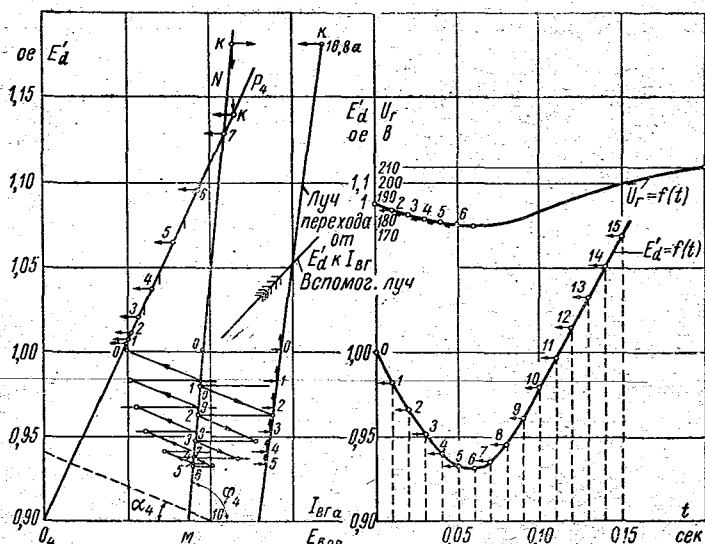


Рис. 6-17б. Графический синтез системы автоматического регулирования напряжения синхронного генератора. Построение в координатной системе генератора.

Принимая максимальный провал напряжения равным 17,5%, получим:

$$\Delta U_{\text{г макс}} = 210 \cdot 0,175 = 36,7 \text{ в.}$$

Время наступления максимального провала примем равным 0,06 сек.

В правой координатной системе рис. 6-17, б в координатных осях $U_r - t$ откладываются характерные точки зависимости $U_r = f(t)$ и через эти точки проводится предполагаемая кривая переходного процесса.

Пользуясь соотношением

$$U_r = \frac{x_n}{x'_d + x_n} E'_d = E'_d \cdot \frac{1}{1,12} = 0,893 E'_d,$$

кривую зависимости $U_r = f(t)$, выраженную в абсолютных еди-

ницах, переводим в кривую зависимости $E'_d = f(t)$, выраженную в относительных единицах, считая, что базисная величина $U_r = 210$ в. Полученную зависимость $E'_d = f(t)$ откладываем в виде кривой в той же правой координатной системе в координатах $E'_d - t$. Эти кривые являются исходными для синтеза системы регулирования.

В левой координатной системе рис. 6-17, б, представляющей координатную систему синхронного генератора, в координатах $E'_d - E_B$, откладываем:

а) основную статическую характеристику звена $M-N$, представляющую собой зависимость $E'_d = f(E_B)$ (для удобства построений по оси ординат величины откладываются не от нуля); тангенс угла наклона этой характеристики к оси абсцисс определяется соотношением:

$$\operatorname{tg} \varphi_4 = \frac{T'_d}{T_{d0}} \cdot \frac{m_{E_B}}{m_{E'_d}} = \frac{0,252}{0,495} \cdot \frac{0,2}{0,01} = 10,2;$$

б) луч $O_4 - P_4$ переноса абсолютных значений э. д. с. возбудителя E_B из координатной системы возбудителя в относительных единицах в координатную систему генератора; для этого, принимая за единицу э. д. с. возбудителя ($E_B = 10,4$ в), обеспечивающую при холостом ходе номинальное ($U_r = 210$ в) напряжение генератора на вертикали, проходящей в квадранте генератора через точку $E_B = 1$, в масштабе оси ординат возбудителя откладываем $E_B = 10,4$ в и через полученную точку из начала координат проводим луч $O_4 - P_4$;

в) луч перехода от E'_d к абсолютным значениям тока возбуждения генератора. Принимая за единицу ток возбуждения генератора при холостом ходе ($I_{вр} = 7,3$ а), обеспечивающий номинальное напряжение генератора ($U_r = 210$ в), зададимся двумя значениями E'_d . Пользуясь соотношением

$$I_{вр} = E_d = \frac{x_d + x_H}{x_d^1 + x_H} E'_d = 1,96 E'_d,$$

находим соответствующие выбранным величинам E'_d значения тока возбуждения генератора и через полученные точки проводим луч перехода;

г) вспомогательный луч переноса под углом 45° .

Определяется тангенс угла наклона луча построений в квадранте генератора:

$$\operatorname{tg} \alpha_4 = \frac{\Delta t}{T_{d0}} \cdot \frac{m_{E_B}}{m_{E'_d}} = \frac{0,01}{0,495} \cdot \frac{0,2}{0,01} = 0,404.$$

Заметим, что масштабы по координатным осям выбирают произвольно, исходя из удобства графических построений.

В координатной системе возбудителя (рис. 6-17, а справа) откладываются:

- а) характеристика холостого хода возбудителя;
- б) статическая характеристика связи O_3-P_3 возбудителя с электромашинным усилителем, тангенс угла наклона которой к оси абсцисс определяется соотношением:

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = (r_{\text{яв}} + r_{\text{яэму}}) \frac{m_{I \text{ вв}}}{m_{E \text{ эму}}} = 15,4 \cdot \frac{0,2}{2,5} = 1,23;$$

- в) характеристика O_3-R падения напряжения в якоре возбудителя от тока возбуждения генератора:

$$\operatorname{tg} \varphi_3' = \frac{1}{r_{\text{яв}}} \cdot \frac{m_{E \text{ в}}}{m_{I \text{ вг}}} = \frac{1}{0,25} \cdot \frac{1}{1} = 4.$$

Определяется тангенс угла наклона луча построений в координатной системе возбудителя:

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{\Delta t}{k_3} \cdot \frac{m_{I \text{ вв}}}{m_{E \text{ в}}} = \frac{0,01}{0,00345} \cdot \frac{0,2}{1} = 0,58$$

(коэффициент k_3 для возбудителя был определен опытным путем).

Проводится вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений величин с одной оси на другую.

В координатной системе второго каскада электромашинного усилителя откладываются (рис. 6-17, а):

- а) характеристика холостого хода второго каскада;
- б) статическая характеристика O_2-P_2 связи с первым каскадом:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = r_{\text{кз}} \frac{m_{I \text{ кз}}}{m_{E \text{ кз}}} = 5,7 \frac{0,1}{1} = 0,57.$$

Определяется тангенс угла наклона луча построений:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\Delta t}{k_2} \cdot \frac{m_{I \text{ кз}}}{m_{E \text{ эму}}} = \frac{0,01}{9,52 \cdot 10^{-4}} \cdot \frac{0,1}{2,5} = 0,42,$$

где

$$k_2 = \frac{\sigma_{\text{кз}} 60}{4 n_{\text{эму}} r_{\text{кз}}} = \frac{1,05 \cdot 60}{4 \cdot 2900 \cdot 5,7} = 9,52 \cdot 10^{-4}.$$

Проводится вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений $I_{\text{кз}}$ в квадрант первого каскада ЭМУ.

В координатной системе первого каскада ЭМУ откладываются (рис. 6-17, а):

- а) характеристика холостого хода первого каскада ЭМУ;

б) статические характеристики внутренних обратных связей учитывающих размагничивающее действие реакции якоря и коммутирующих секций, определенные согласно изложенному ранее [Л. 1].

На этом подготовительные построения для синтеза системы заканчиваются.

Ход графического синтеза заключается в следующем.

В правой координатной системе на рис. 6-17, б определяются последовательные значения E_d' через выбранный интервал времени $\Delta t = 0,01 \text{ сек}$ (точки 1, 2, 3, 4, ...). Во всех последующих координатных системах точки, относящиеся к одному и тому же интервалу времени, в дальнейшем обозначаются одинаковыми цифрами. Так, например, точка 1 во всех координатных системах соответствует первому интервалу времени.

Снося полученные точки на линию $M-N$ в квадрант генератора, обратным проведением лучей построения из этих точек до горизонталей предыдущего состояния получим ряд точек, который, будучи снесен на луч O_4-P_4 , укажет последовательные средние значения величины E_b на отдельных интервалах времени (штрихи на линии O_4-P_4). Все дальнейшие построения будем вести с учетом средних значений приращений величин на отдельных интервалах времени. По средним значениям не представляет труда определить конечные значения величины E_b на каждом интервале времени (точки 1, 2, 3, 4, ..., на луче O_4-P_4).

Точки 1, 2, 3, 4, ... сносятся на характеристику холостого хода возбудителя (рис. 6-17, а справа). Обратным построением с учетом усредненных значений приращений величин находим на луче O_3-P_3 точки 1, 2, 3, 4, ..., соответствующие последовательным значениям э. д. с второго каскада электромашинного усилителя $E_{эм}$.

Обратным построением по точкам 1, 2, 3, 4, ... в координатной системе второго каскада ЭМУ на горизонталях предыдущего состояния получим точки, отмеченные крестиками. Этим точкам на луче связи O_2-P_2 соответствуют точки 1', 2', 3', 4', 5', отмеченные крестиками и определяющие последовательные значения величины $E_{кз}$ на отдельных интервалах времени.

Так как расположение точек 1', 2', 3', 4', 5' не определяет плавного процесса изменения $E_{кз}$, что затрудняет физическую осуществимость его в первом каскаде ЭМУ, то в этом случае целесообразно прибегнуть к корректировке процесса.

Сдвигая полученные точки, расположим искусственно точки 1, 2, 3, 4, 5 на характеристике O_2-P_2 так, чтобы они обеспечивали плавное изменение величины $E_{кз}$, и произведем прямым построением проверку, насколько допущенная корректировка отклонит значения величины $E_{эм}$ от полученных ранее.

Построение, проведенное во втором квадранте ЭМУ пунктиром, показывает, что полученные отклонения невелики и не окажут существенного влияния на процессы в последующих звеньях.

Точки 1, 2, 3, 4, 5, будучи снесены на характеристику холостого хода первого каскада ЭМУ, являются исходными для дальнейших построений.

Угол наклона луча построений в первой координатной системе нам неизвестен, так как неизвестны параметры управляющих контуров. Так как ЭМУ-3А имеет лишь две обмотки управления, то все управляющие воздействия на ЭМУ должны осуществляться через эти обмотки. Найдем по параметрам обмоток управления ЭМУ $\text{tg } \alpha_1$ минимум:

$$k_{1\text{макс}} = \frac{\sigma_y}{c_e \text{ ЭМУ} n_{\text{ЭМУ}}} \left(\frac{\omega_1^2}{r_1} + \frac{\omega_2^2}{r_2} \right) = \frac{1,07}{33,6 \cdot 2900} \times \\ \times \left(\frac{2800^2}{1000} + \frac{2800^2}{1000} \right) = 0,172;$$

$$\text{tg } \alpha_{1\text{мин}} = \frac{\Delta t}{k_{1\text{макс}}} \cdot \frac{m_{I\omega y}}{m_{E\kappa z}} = \frac{0,01}{0,172} \cdot \frac{2,8}{1} = 0,163.$$

Имея в виду, что для настройки системы в цепи обмоток управления усилителя необходимо введение некоторых добавочных сопротивлений, примем за расчетное значение

$$\text{tg } \alpha_1 = 0,2.$$

Проводя обратное построение в координатной системе первого каскада ЭМУ с учетом действия внутренних связей от реакции якоря и коммутирующих секций, на оси абсцисс получим ряд точек 1, 2, 3, 4, 5, определяющих средние значения суммарных ампер-витков управления на отдельных интервалах времени.

Так как система регулирования по условию автономна и не должна иметь сторонних источников питания, будем искать статическую характеристику основной управляющей связи в виде связи по напряжению генератора U_r .

Определив $I\omega_{y0}$ при холостом ходе генератора, снесем полученную точку на горизонталь, соответствующую $U_{r0} = 210 \text{ в}$. Удваивая полученное приращение управляющих ампер-витков на первом интервале времени, определяемое точкой 1 на оси абсцисс, находим точку 1'. Эту точку сносим вертикально на горизонталь напряжения генератора, соответствующую мгновенному провалу. Проведя через найденные точки прямую, получим искомую результирующую статическую характеристику АВ связи по U_r .

Так как, по условию, система в установившемся режиме при набросе нагрузки должна обеспечивать отклонение напряжения

от заданного значения не более чем на 0,5 %, то, определяя результирующие управляющие ампер-витки для установившегося режима при нагрузке (точки, соответствующие установившемуся режиму на чертеже во всех квадрантах отмечены буквой K), полученную в первой координатной системе точку K снесем на характеристику AB (точка K').

Найденная точка K' показывает, что только за счет основной управляющей жесткой связи по U_r не может быть обеспечена достаточная точность регулирования, так как потребное для обеспечения установившегося режима статическое отклонение равно 6 в, т. е. 2,85 %.

Чтобы обеспечить заданную точность регулирования, введем в систему жесткую положительную обратную связь по току нагрузки ЭМУ. Для этого, приняв статическое отклонение напряжения генератора $\Delta V_r = 18$ (0,47 %), определим необходимые дополнительные подмагничивающие ампер-витки в виде отрезка $l-m$.

Откладывая полученный отрезок от оси ординат при токе возбуждения возбuditеля, соответствующем установившемуся режиму (отрезок $l'-m'$), через найденную точку проведем луч O_1-S , который и будет искомой статической характеристикой внутренней положительной обратной связи по току продольной цепи ЭМУ.

Так как при выбранных жестких управляющих связях система регулирования оказывается полностью сбалансированной при установившихся режимах как до, так и после наброса нагрузки, то все остальные потребные дополнительные воздействия должны осуществляться за счет гибких связей.

Статическая характеристика AB основной управляющей связи представляет собой результирующую характеристику воздействия по U_r . Возникает вопрос о физическом, конструкторском осуществлении такой связи.

Имея в виду автономность установки при отсутствии в системе эталонных и задающих источников напряжения, осуществим статическую характеристику связи AB по напряжению генератора U_r с помощью датчика, осуществляющего раздельное питание обмоток управления через линейный и нелинейный преобразователи.

Принимая величину длительного установившегося тока равной 3,5-кратной от номинального тока обмотки управления ЭМУ, т. е. равной 28 ма, проведем через выбранную точку прямую $O-S_1$ (рис. 6-18). Тогда простым вычитанием на основании статической результирующей характеристики AB связи по U_r и выбранной характеристике связи через линейный преобразователь находится статическая характеристика связи через нелинейный преобразователь. На том же рис. 6-18 приведены экспериментальные статические линейная и нелинейная характеристики датчика, осуществленные в экспериментальной установке.

Принимая сопротивление цепи второй обмотки управления ЭМУ, питаемой через нелинейный преобразователь, равным сопротивлению самой обмотки, т. е. $r_{29} = 1000 \text{ ом}$, на основании выбранного тангенса угла наклона луча построений в первой координатной системе определим сопротивление цепи первой обмотки управления ЭМУ и потребное добавочное сопротивление:

$$k_1 = \frac{\Delta t}{\operatorname{tg} \alpha_1} \cdot \frac{m_{I \omega y}}{m_{E \kappa \alpha}} = \frac{0,01}{0,2} \cdot \frac{2,8}{1} = 0,14;$$

$$r_{19} = \frac{\omega_1^2}{k_1 \frac{C_{\text{е эмун}} n_{\text{эмун}}}{\sigma_y} - \frac{\omega_2^2}{r_{29}}} = \frac{2800^2}{0,14 \frac{33,6 \cdot 2900}{1,07} - \frac{2800^2}{1000}} = 1600 \text{ ом}.$$

Отсюда

$$r_{1д} = r_{19} - r_1 = 1600 - 1000 = 600 \text{ ом}.$$

Так как для обеспечения тока $I_{y1} = 28 \text{ ма}$ на зажимах цепи управления необходимо иметь выпрямленное напряжение:

$$U_{\text{вп}} = I_{y1} \cdot r_{19} = 0,028 \cdot 1600 = 45 \text{ в},$$

или действующее значение напряжения на входе выпрямителя

$$U_1 = \frac{U_{\text{вп}}}{0,9} = \frac{45}{0,9} = 50 \text{ в},$$

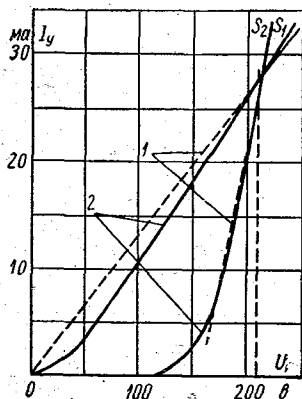


Рис. 6-18. Линейная и нелинейная статические характеристики датчика.

1 — расчетные; 2 — экспериментальные.

то в цепи линейного элемента датчика должен быть предусмотрен трансформатор, понижающий напряжение генератора с 210 до 50 в, т. е. с коэффициентом трансформации $k = 0,238$.

Аналогично должны быть согласованы параметры входа и выхода нелинейного преобразователя датчика.

Что касается внутренней связи по току нагрузки ЭМУ, то она без труда осуществляется с помощью соответствующей настройки сопротивления, шунтирующего компенсационную обмотку ЭМУ.

Для определения значений дополнительных воздействий от искомых гибких связей выделим соответствующие им составляющие входных воздействий (ампер-витков) на отдельных интервалах времени.

С этой целью, определяя значения воздействий, создаваемых на отдельных интервалах времени уже найденными жесткими связями (точки 2, 3, 4, 5 на характеристике АВ и точки 1, 2, 3, 4, 5 на характеристике О₁—S), суммируя их для соответствен-

ных интервалов времени и вычитая полученный результат из значений результирующих ампер-витков для тех же интервалов времени, найдем последовательные значения ампер-витков, создаваемых дополнительными связями.

Так как электромашинный усилитель имеет лишь две управляющие обмотки, примем трансформаторный вариант исполнения гибкой связи при включении вторичной обмотки стабилизирующего трансформатора последовательно с первой обмоткой управления ЭМУ.

В качестве стабилизирующего трансформатора берем трансформатор стандартного изготовления типа ВТ 190/3 со следующими данными:

$$\omega_{T1} = 1000; \quad r_{T1} = 5,8 \text{ ом}; \quad \sigma_{T1} = \sigma_{T2} = 1,1.$$

$$\omega_{T2} = 3000; \quad r_{T2} = 27 \text{ ом};$$

Определяя угол наклона статической характеристики связи стабилизирующего трансформатора с ЭМУ, отложим ее в отдельной координатной системе под координатной системой первого каскада ЭМУ (рис. 6-17, а, слева внизу):

$$\text{tg } \varphi_5 = \frac{r_{13} \Delta t}{\omega_1 \omega_{T2} \sigma_{T2}} \cdot \frac{m_{I \omega y}}{m_\Phi} = \frac{1600 \cdot 0,01 \cdot 2,8}{2800 \cdot 3000 \cdot 1,1 \cdot 2,5 \cdot 10^{-5}} = 0,194.$$

Откладывая найденные значения входных воздействий (ампер-витков), обязанных действию гибкой связи, по оси абсцисс дополнительной координатной системы гибкой связи найдем на ее статической характеристике точки 1, 2, 3, 4, указывающие потребные приращения магнитного потока стабилизирующего трансформатора для последовательных интервалов времени, соответствующие потребным ампер-виткам управления от гибкой связи.

Будем искать решение для гибкой связи, предположив питание первичной обмотки стабилизирующего трансформатора от зажимов якоря возбудителя.

При включении вторичной обмотки стабилизирующего трансформатора последовательно с обмоткой управления усилителя расчетное уравнение для стабилизирующего трансформатора примет вид

$$\left[\frac{U_{B \omega_{T1}}}{r_{T13}} + \frac{0,9 K U_{T \omega_{T2}}}{r_{13}} - \frac{\omega_1 \omega_{T2} \sigma_y}{c_{\text{ЭМУ}} n_{\text{ЭМУ}} r_{13} \Delta t} \Delta E_{K3} \right] - \\ - (I \omega_{T1} + I \omega_{T2}) = \left(\sigma_{T1} \frac{\omega_{T1}^2}{r_{T1}} + \sigma_{T2} \frac{\omega_{T2}^2}{r_{13}} \right) \frac{\Delta \Phi_T}{\Delta t}.$$

Расположив координатную систему стабилизирующего трансформатора под координатной системой возбудителя (рис. 6-17, а), отложим в ней:

а) характеристику намагничивания трансформатора, приняв воздушный зазор $\delta = 1 \text{ мм}$ (стандартный, указываемый заводом-изготовителем);

б) статическую характеристику связи $s_1(U_r)$;

в) статическую характеристику связи $s_2(\Delta E_{кз})$;

г) вспомогательный луч под углом 45° для переноса значений с горизонтальной на вертикальную ось.

В силу того что нам неизвестно сопротивление первичного контура трансформатора, остаются неизвестными положение статической характеристики связи по U_B и тангенс угла наклона луча построений в координатной системе трансформатора.

Задаваясь несколькими значениями $r_{т1з}$, построим луч связи по U_B . Графическим путем определим $\text{tg } \alpha_5$; из выражения для $\text{tg } \alpha_5$ найдем величину $r_{т1з}$ и сравним полученное значение с заданным. Если величина $r_{т1з}$ выбрана правильно, то значение его должно совпадать со значением, полученным графическим путем.

Принимая $r_{т1з} = r_{т1} = 5,8 \text{ ом}$, построим в координатной системе трансформатора луч $O_5 - P_5$ связи по U_B . Найдем значения U_B для последовательных интервалов времени с учетом падения напряжения в якоре возбудителя (точки 0, 1, 2, 3, 4, 5 на оси абсцисс квадранта возбудителя) и затем, суммируя воздействия на вход стабилизирующего трансформатора, определим точки a', b', c', d' , исходные для проведения лучей построения. Переноса в квадрант трансформатора полученные ранее приращения магнитного потока трансформатора $\Delta \Phi_T$, расположим их на средних значениях приращений ампер-витков трансформатора (точки a, b, c, d).

Проведем через соответственные точки $a-a', b-b', c-c', d-d'$ лучи построения. Так как первые точки весьма сближены и могут дать значительную погрешность в определении $\text{tg } \alpha_5$, определим его значение по двум последним лучам ($\text{tg } \alpha = 0,315$).

Найдем теперь соответствующее этому значению $\text{tg } \alpha_5$ сопротивление $r_{т1з}$:

$$k_5 = \frac{\Delta t}{\text{tg } \alpha_5} \cdot \frac{m_{I\omega T}}{m_\Phi} = \frac{0,01}{0,315} \cdot \frac{100}{2,5 \cdot 10^{-5}} = 1,28 \cdot 10^5;$$

$$r_{т1з} = \frac{\sigma_{т1} \omega_{т1}^2}{k_5 - \sigma_{т2} \frac{\omega_{т2}^2}{r_{1з}}} = \frac{1,1 \cdot 10^6}{1,28 \cdot 10^5 - 1,1 \cdot \frac{9 \cdot 10^6}{1600}} = 9 \text{ ом}.$$

Полученное из графических построений значение $r_{т1з} = 9 \text{ ом}$ больше выбранного $r_{т1з} = 5,8 \text{ ом}$. Это указывает на то, что выбранное значение $r_{т1з}$ несколько велико.

В самом деле, задаваясь величиной $r_{т1з} = 10 \text{ ом}$ и производя аналогичные построения, найдем положение луча построений для четвертой точки при этом сопротивлении $r_{т1з}$ (луч, проходящий

через точки $d''-d'''$). Полученное графическим путем значение $\operatorname{tg} \alpha'_5 = 0,55$.

Определяя r_{T13} по найденному значению $\operatorname{tg} \alpha'_5$, получим:

$$k'_5 = 0,735 \cdot 10^5; r_{T13} = 17,4 \text{ ом},$$

т. е. расхождение между заданным и полученным значениями во втором случае возросло (7,4 ом против 3,2 ом в первом случае).

Так как сопротивление r_{T13} не может быть сделано меньшим, чем $r_{T1} = 5,8 \text{ ом}$, и в первом случае было получено незначительное расхождение между заданным и определенным из графика зна-

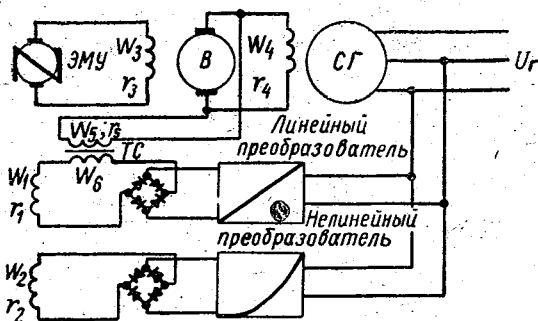


Рис. 6-19. Принципиальная схема спроектированной системы.

чениями r_{T13} , то в качестве окончательного решения может быть принят вариант прямого включения первичной обмотки стабилизирующего трансформатора на зажимы якоря возбудителя.

Таким образом оказываются полностью определенными структура и численные значения параметров системы автоматического регулирования, способной обеспечить заданные статический и динамический режимы.

На рис. 6-19 приведена принципиальная схема спроектированной системы.

Так как в процессе синтеза попутно вносились некоторые корректировки и усреднения, то для проверки по выбранным параметрам системы был произведен графический расчет переходного процесса в спроектированной системе. Помимо этого была собрана экспериментальная установка и произведено экспериментальное исследование системы.

В опытной установке в качестве линейного преобразователя использовались лабораторный автотрансформатор и небольшой дополнительный трансформатор, комбинация которых позволила получить заданный коэффициент трансформации. Нелинейным преобразователем служил насыщенный трансформатор по системе

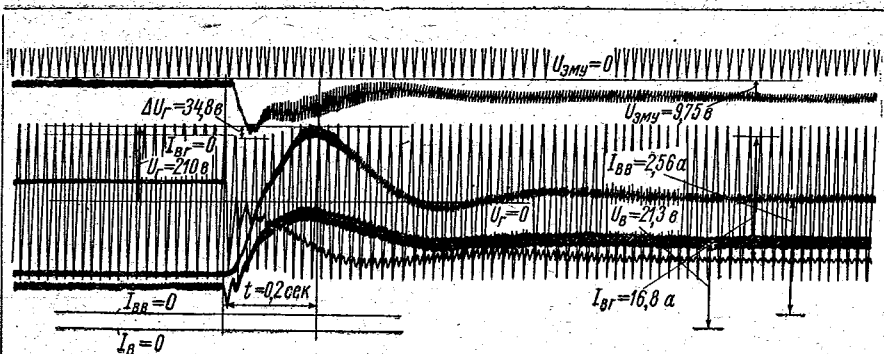


Рис. 6-20. Осциллограммы переходных процессов в спроектированной системе регулирования напряжения синхронного генератора при набросе индуктивной нагрузки.

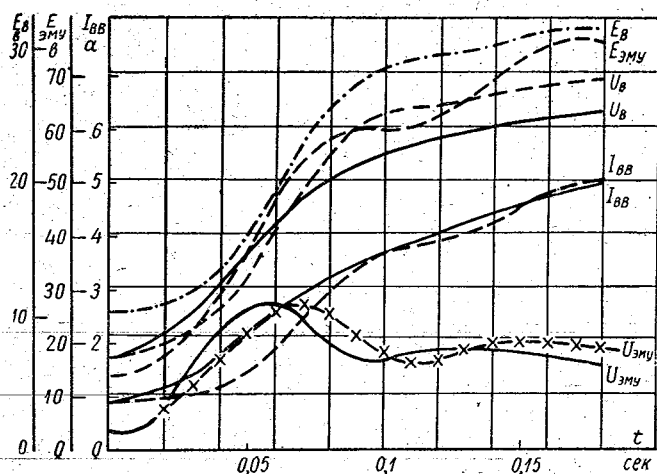
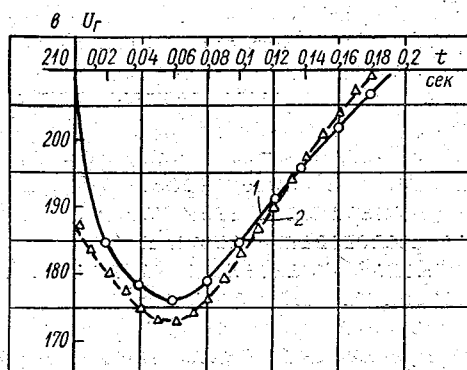


Рис. 6-21. Расчетные и экспериментальные характеристики переходных процессов.

Рис. 6-22. Характеристики переходных процессов изменения напряжения генератора.

1 — экспериментальная;
2 — расчетная.



«разомкнутый треугольник». Подбором величины балластного сопротивления на выходе трансформатора можно получать различную крутизну нелинейной характеристики элемента.

На рис. 6-20 представлена осциллограмма переходного процесса в системе регулирования при набросе номинальной индуктивной нагрузки.

На рис. 6-21 показано сравнение опытных (сплошные линии) и расчетных (пунктирные линии) кривых переходных процессов для напряжения ЭМУ $U_{\text{эму}}$, тока возбуждения возбудителя $I_{\text{вв}}$ и напряжения возбудителя $U_{\text{вв}}$.

На рис. 6-22 приведено сравнение расчетной и экспериментальной кривых изменения напряжения генератора U_r при набросе нагрузки.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

7-1. Применение электронно-моделирующих машин

Для исследования систем автоматизированного электропривода, помимо расчетных методов, в настоящее время применяются как физическое, так и математическое моделирование. В последнее время для расчета, проектирования и исследования систем автоматизированного электропривода все большее применение получают аналоговые электронно-моделирующие установки (вычислительные машины непрерывного действия [Л. 9]).

Наибольшее распространение получила малая электронно-моделирующая установка типа МН-7 [Л. 6, 10], позволяющая моделировать автоматические установки, движение которых описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений не выше шестого порядка.

Для решения задач, связанных с моделированием систем более высокого порядка, может быть использована параллельная работа двух установок.

В настоящей главе в сжатой форме рассматриваются вопросы моделирования основных элементов и узлов автоматизированных электроприводов и приводятся конкретные примеры решения задач на электронно-моделирующей установке типа МН-7.

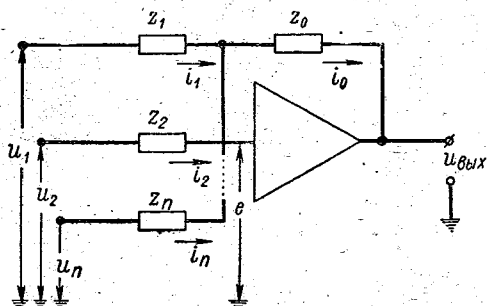
Основным элементом моделирующей установки является усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления ($k = 40\,000$), охваченный глубокой отрицательной обратной связью. Чтобы усилитель постоянного тока мог выполнять инвертирование входного сигнала, число его каскадов принято равным трем.

Известно, что для такой схемы коэффициент передачи по каждому из входов в операторной форме с большой точностью определяется соотношением [Л. 10]:

$$k(s) = -\frac{Z_o(s)}{Z_i(s)},$$

где Z_o — сопротивление обратной связи, включенное между выходом усилителя и сеткой его первого каскада, а Z_i — сопротивления, включенные между сеткой и выходами схемы (рис. 7-1).

Задавая различные значения для Z_o и Z_i , можно получить большое количество схем с различными передаточными функциями, причем эти схемы



могут осуществлять как линейные, так и нелинейные зависимости.

Если в качестве $Z_o(s)$ и $Z_i(s)$ взяты активные сопротивления, то схема выполняет операции суммирования и усиления входных величин:

Рис. 7-1. Схема основного элемента моделирующей установки.

$$u_{\text{вых}}(s) = -\sum_{i=1}^n \frac{r_0 u_i(s)}{r_i}$$

или, переходя к реальным напряжениям, будем иметь:

$$u_{\text{вых}}(t) = -\sum_{i=1}^n \frac{r_0}{r_i} u_i(t).$$

При наличии одного входа получаем масштабный усилитель:

$$u_{\text{вых}}(t) = -\frac{r_0}{r_1} u_{\text{вх}}(t),$$

а при $r_1 = r_0$ — инвертирующий:

$$u_{\text{вых}}(t) = -u_{\text{вх}}(t).$$

Если же в качестве Z_o принята емкость, а Z_i — активное сопротивление, то операционный усилитель становится интегрирующим, одновременно суммируя входные сигналы:

$$u_{\text{вых}}(s) = -\frac{1}{sC} \sum_{i=1}^n \frac{u_i(s)}{r_i}.$$

Соответственно

$$u_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t \sum_{i=1}^n \frac{u_i(t)}{r_i} dt + u_{\text{вых}}(0),$$

где $u_{\text{вых}}(0)$ — начальное значение машинной переменной.

Принципиально имеется возможность получения и дифференцирующего усилителя, если положить $Z_i = \frac{1}{sC}$, а $Z_o = r_o$, однако практически осуществить его на электронной модели МН-7 невозможно из-за его большой чувствительности к наводкам, имеющим повышенную частоту.

7-2. Моделирование линейных систем

Существует два способа набора задач на аналоговых моделирующих установках [Л. 10]:

- 1) набор по обобщенному дифференциальному уравнению системы автоматического регулирования;
- 2) набор по структурной схеме системы.

Рассмотрим оба эти способа на конкретном примере простейшей системы автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока, схема которой дана на рис. 7-2.

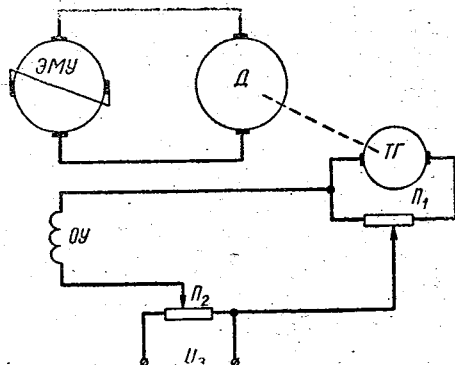


Рис. 7-2. Система автоматического регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока.

Набор схемы моделирования по обобщенному дифференциальному уравнению

Движение системы описывается следующими дифференциальными уравнениями (см. пример 2-12).

электромашинный усилитель:

$$(T_y s + 1)(T_{кз} s + 1) u_{\text{эму}} = k_{\text{эму}} \cdot u_{\text{оу}};$$

электродвигатель:

$$(T_{я} T_{эм} s^2 + T_{эм} s + 1) n_{\text{д}} = k_{\text{д}} u_{\text{эму}};$$

тахогенератор:

$$u_{\text{тг}} = k_{\text{тг}} n_{\text{д}};$$

делитель напряжения:

$$u_{\text{оу}} = u_3 - k_{\text{п}} u_{\text{тг}}.$$

При первом способе набора необходимо иметь дифференциальное уравнение системы, приведенное к обобщенному виду. В результате совместного решения системы уравнений для отдельных элементов будем иметь:

$$[(T_y s + 1)(T_{k3} s + 1)(T_y T_{эм} s^2 + T_{эм} s + 1) + k_{\Sigma}] n_d = k_{эму} k_d u_{э}.$$

Перемножая многочлены в скобках, приведем последнее уравнение к виду:

$$(a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) n_d = b u_{э}, \quad (7-1)$$

где

$$\begin{aligned} a_4 &= T_y T_{k3} T_y T_{эм}; & a_3 &= T_{эм} T_y T_{k3} + T_y T_y T_{эм} + T_{k3} T_y T_{эм}; \\ a_2 &= T_y T_{k3} + T_y T_{эм} + T_{k3} T_{эм} + T_y T_{эм}; & a_1 &= T_y + T_{k3} + T_{эм}; \\ a_0 &= 1 + k_{\Sigma}; & b &= k_{эму} k_d. \end{aligned}$$

Для решения уравнения (7-1) на модели совершается переход к машинным уравнениям путем ввода масштабных коэффициентов. Масштабные коэффициенты связывают машинные переменные, которыми являются напряжения на выходах операционных усилителей, с реальными переменными системы автоматического регулирования. Если переходный процесс при моделировании необходимо замедлить или ускорить по сравнению с натурной системой, вводится также и масштаб времени:

$$u_{вых} = m_n n_d; \quad u_{вх} = m_{Uэ} u_{э}; \quad \tau = m_t t;$$

где τ — машинное время.

Так как $s_m = \frac{d}{d\tau}$, то $s_m = \frac{s}{m_t}$ или $s = s_m m_t$.

Машинное уравнение приводится к виду, удобному для набора:

$$\begin{aligned} s_m^4 u_{вых} &= \frac{b m_n u_{вх}}{a_4 m_{Uэ} m_t^4} - \frac{a_3 s_m^3 u_{вых}}{a_4 m_t} - \frac{a_2 s_m^2 u_{вых}}{a_4 m_t^2} \\ &\quad - \frac{a_1 s_m u_{вых}}{a_4 m_t^3} - \frac{a_0 u_{вых}}{a_4 m_t^4}. \end{aligned}$$

Масштабные коэффициенты выбираются с таким расчетом, чтобы максимальное значение машинных переменных не превышало 100 в. Иными словами, должно быть удовлетворено условие:

$$u_{э \text{ макс}} m_{Uэ} \leq 100 \text{ в}; \quad n_{д \text{ макс}} m_n \leq 100 \text{ в};$$

здесь $u_{э \text{ макс}}$ и $n_{д \text{ макс}}$ — максимальные значения приращений переменных реальной системы, если задача решается «в малом», либо максимальные значения самих переменных при расчете переходных процессов «в большом».

Масштаб времени выбираем, исходя из желаемой длительности переходного процесса на модели.

Подготовим дифференциальное уравнение (7-1) для расчета переходного процесса при подаче на вход единичного управляющего воздействия $u_э = 1$ в. Допустим, что ожидаемое перерегулирование составляет 50%. Принимаем масштаб $m_{u_э} = 10$, что при $u_э = 1$ в будет соответствовать $u_{вх} = 10$ в. Статическое приращение скорости двигателя при подаче на вход напряжения 1 в и, например при $k_{эму} = 10$, $k_d = 5$ и $k_\Sigma = 4$, составляет:

$$n_{д\text{ уст}} = \frac{k_{эму}k_d}{1+k_\Sigma} u_э = \frac{10 \cdot 5}{1+4} \cdot 1 = 10 \text{ об/мин.}$$

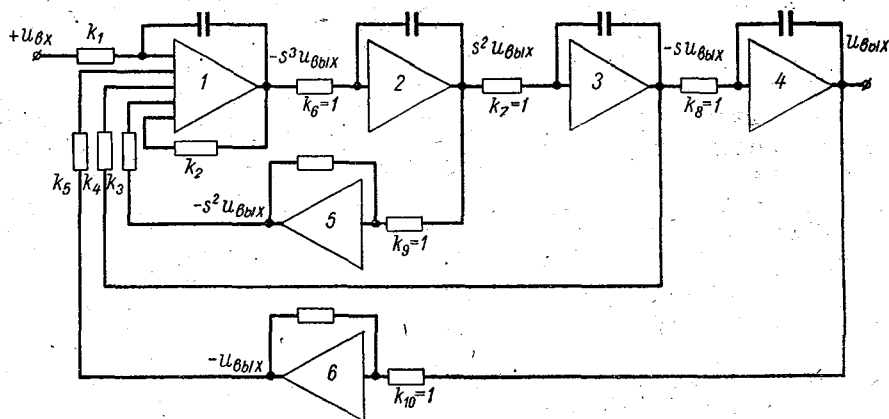


Рис. 7-3. Схема набора задачи по обобщенному дифференциальному уравнению системы.

Максимальное значение скорости с учетом перерегулирования будет равно $n_{д\text{ макс}} = 15$ об/мин, откуда находится масштаб скорости по соотношению:

$$m_n \leq \frac{100}{15} = 6 \text{ в/об/мин.}$$

Если на вход интегрирующего усилителя подать переменные $u_{вх}$; $-s^3 u_{вых}$; $-s^2 u_{вых}$; $-s u_{вых}$; $-u_{вых}$ со своими коэффициентами (предположим, что все они уже имеются в наличии), то на выходе интегрирующего усилителя получим величину $-s^3 u_{вых}$. Проинтегрировав ее с помощью интегрирующих усилителей первый, второй и третий раз, получим недостающие величины $-s^2 u_{вых}$; $-s u_{вых}$; $-u_{вых}$, которые подаются на вход интегрирующего усилителя 1.

Схема набора задачи, с учетом свойства усилителей инвертировать входной сигнал, приведена на рис. 7-3.

Конструкция машины не позволяет получить коэффициенты больше 10. В случае, если коэффициенты k_1-k_5 окажутся больше 10, следует либо перераспределять их, либо изменять масштабы времени и других переменных.

Предположим, что $k_3 = 100$. Тогда, перераспределяя коэффициенты, можно принять $k_3 = 10$, а $k_9 = 10$, либо $k_3 = 10$, $k_6 = 10$, $k_7 = 0,1$ и $k_9 = 1$. При увеличении масштаба времени одновременно с уменьшением k будут также уменьшаться коэффициенты k_1 , k_2 , k_4 и k_5 , что приведет к замедлению переходного процесса в машине.

Схема набора задачи по обобщенному дифференциальному уравнению системы не дает представления о характере изменения выходных величин промежуточных звеньев (например, напряжения ЭМУ). Это является существенным недостатком такого способа набора, особенно в тех случаях, когда ставится задача подбора места подключения корректирующих связей. По этой причине рассмотренный способ не получил достаточно широкого распространения.

Пользоваться способом набора по обобщенному дифференциальному уравнению имеет смысл лишь тогда, когда уравнение системы уже задано в обобщенном виде, и знать характер изменения при переходном процессе промежуточных переменных нет необходимости.

Набор задач по структурной схеме системы

В практике моделирования более широкое распространение получил другой способ набора задач, сущность которого заключается в том, что исследуемая система набирается по исходным дифференциальным уравнениям, каждое из которых описывает поведение при переходном процессе отдельных элементов системы, соответствующих звеньям структурной схемы.

Этот способ набора называется набором по структурной схеме.

Рассмотрим его на том же примере системы регулирования скорости двигателя (рис. 7-2).

Система дифференциальных уравнений в приращениях для элементарных звеньев рассматриваемого случая будет иметь вид (знак Δ перед независимыми переменными в уравнениях опущен):

а) первый каскад ЭМУ:

$$T_y \frac{de_{кз}}{dt} + e_{кз} = k_I (u_э - k_{пк} n_d); \quad (7-2)$$

б) второй каскад ЭМУ:

$$T_{кз} \frac{de_{эму}}{dt} + e_{эму} = k_{II} e_{кз}; \quad (7-3)$$

в) электродвигатель:

$$e_{\text{эму}} - c_e \Phi_d n_d = r_{\text{яц}} i_{\text{я}} + L_{\text{яц}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}; \quad (7-4)$$

$$c_M \Phi_d (i_{\text{я}} - i_c) = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn_d}{dt}, \quad (7-5)$$

где i_c — приращение статического тока якорной цепи, соответствующее увеличению момента статических сопротивлений;

k_1 — коэффициент усиления по напряжению первого каскада ЭМУ;

k_{11} — коэффициент усиления по напряжению второго каскада ЭМУ;

k_n — коэффициент делителя напряжения;

$k_{\text{тг}}$ — коэффициент тахогенератора.

Масштабы для переменных величин, как и прежде, выбираются на основании физических соображений с таким расчетом, чтобы максимальное значение переменных на модели не превышало 100 в. После некоторых преобразований, введя масштабные коэффициенты, систему исходных дифференциальных уравнений (7-2) — (7-5) можно привести к системе машинных уравнений вида

$$s_M e_{\text{кз м}} = \frac{k_1 m_{\text{екз}}}{m_{U_3 T_y m_t}} u_{\text{эм}} - \frac{m_{\text{екз}} k_{\text{тг}} k_n k_1}{m_{\text{п}} T_y m_t} n_m - \frac{1}{m_t T_y} e_{\text{кз м}};$$

$$s_M e_{\text{эму м}} = \frac{k_{11} m_{\text{эму}}}{m_{\text{екз}} T_{\text{кз}} m_t} e_{\text{кз м}} - \frac{1}{m_t T_{\text{кз}}} e_{\text{эму м}};$$

$$s_M i_m = \frac{m_i}{m_{\text{эму}} L_{\text{яц}} m_t} e_{\text{эму м}} - \frac{c_e \Phi_d m_i}{m_n L_{\text{яц}} m_t} n_m - \frac{1}{m_t T_{\text{яц}}} i_{\text{ям}};$$

$$s_M n_m = \frac{c_M \Phi_d m_n 375}{m_i m_t G D^2} (i_{\text{ям}} - i_{\text{см}}),$$

или

$$s_M e_{\text{кз м}} = k_1 u_{\text{эм}} - k_2 n_m - k_3 e_{\text{кз м}}; \quad (7-2a)$$

$$s_M e_{\text{эму м}} = k_4 e_{\text{кз м}} - k_5 e_{\text{эму м}}; \quad (7-3a)$$

$$s_M i_m = k_6 e_{\text{эму м}} - k_7 n_m - k_8 i_{\text{ям}}; \quad (7-4a)$$

$$s_M n_m = k_9 i_{\text{ям}} - k_{10} i_{\text{см}}. \quad (7-5a)$$

Схема набора задачи, соответствующая этим уравнениям, по управляющему (вход 1) и возмущающему (вход 2) воздействиям приведена на рис. 7-4. Из этой схемы видно, что при структурном наборе выходные напряжения каждого усилителя соответствует вполне определенной выходной величине элементарных звеньев исследуемой системы.

Другим важным преимуществом набора задачи по структурной схеме является то, что последний можно проводить по структурной схеме системы, используя заранее составленные схемы набора типовых звеньев.

В соответствии с изложенным рассмотрим более подробно схемы набора задач для решения дифференциальных уравнений типовых звеньев систем автоматизированного электропривода и линейных систем автоматического регулирования.

Рассмотренный выше пример включал в себя набор таких типовых элементарных звеньев, как аperiодическое звено (первый

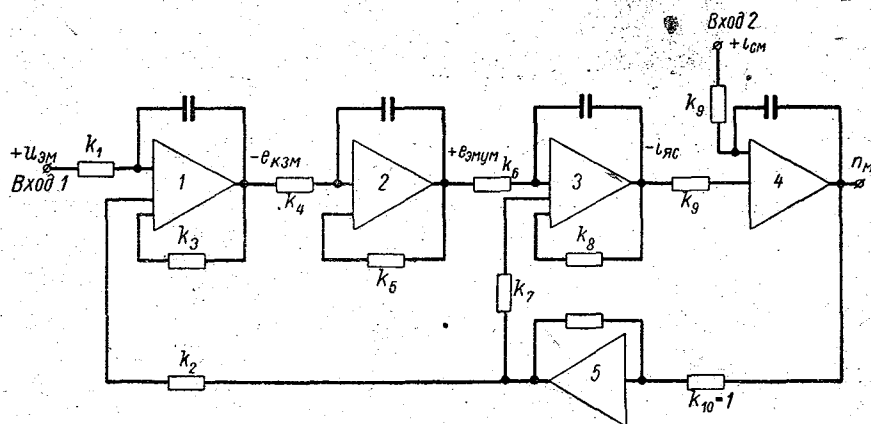


Рис. 7-4. Набор задачи по структурной схеме.

и второй каскады ЭМУ) и звено второго порядка (электродвигатель). Разберем осуществление набора для некоторых других типовых звеньев.

Передаточная функция реального дифференцирующего звена имеет вид

$$\frac{x_2(s)}{x_1(s)} = \frac{ks}{Ts + 1} \quad (7-6)$$

Введя масштабы для переменных x_1, x_2, t , можно привести дифференциальное уравнение, соответствующее этой передаточной функции, к виду:

$$s_m x_{2M} = \frac{km_{x2}}{m_{x1}T} s_m x_{1M} - \frac{1}{m_t T} x_{2M}$$

Поделив обе части уравнения на s_m , получим:

$$x_{2M} = \frac{km_{x2}}{m_{x1}T} x_{1M} - \frac{1}{m_t T} \frac{x_{2M}}{s_m} \quad (7-6a)$$

Если на вход суммирующего усилителя подать переменные величины $x_{1м}$ и $-\frac{x_{2м}}{s_m}$ со своими коэффициентами, предполагая, что они у нас имеются, то на выходе будем иметь $-x_{2м}$. После интегрирования и инвертирования получим $-\frac{x_{2м}}{s_m}$, что и требуется подать на вход суммирующего усилителя.

Схема набора дифференцирующего звена представлена на рис. 7-5. Коэффициенты, обозначенные на схеме, имеют следующие значения:

$$k_1 = \frac{k m_{x2}}{m_{x1} T};$$

$$k_2 k_2'' k_2''' = k_2 = \frac{1}{m_t T}.$$

Для интегро-дифференцирующего звена передаточная функция будет иметь вид

$$\frac{x_2(s)}{x_1(s)} = \frac{k(T_1 s + 1)}{T_2 s + 1}. \quad (7-7)$$

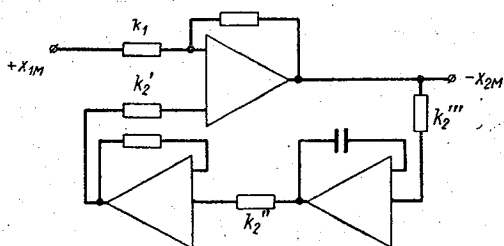


Рис. 7-5. Схема набора дифференцирующего звена.

Умножим и разделим правую часть на $\frac{T_1}{T_2}$ и прибавим и отнимем в знаменателе по единице. Получим:

$$\frac{x_2(s)}{x_1(s)} = \frac{k \frac{T_1}{T_2} (T_1 s + 1)}{\frac{T_1}{T_2} (T_2 s + 1) + 1 - 1}; \quad \frac{x_2(s)}{x_1(s)} = \frac{k \frac{T_1}{T_2}}{\frac{(T_1 s + 1) T_2 + T_1 - T_2}{T_2 (T_1 s + 1)}},$$

или

$$\frac{x_2(s)}{x_1(s)} = \frac{k \frac{T_1}{T_2}}{1 + \frac{T_1 - T_2}{T_2 (T_1 s + 1)}}.$$

Машинное уравнение звена примет вид

$$x_{2м} = \frac{k m_{x2} T_1}{m_{x1} T_2} x_{1м} - \frac{T_1 - T_2}{T_1 m_t s_m + 1} x_{2м}. \quad (7-7a)$$

Коэффициент при переменной $x_{2м}$ является передаточной функцией аperiodического звена с коэффициентом усиления $k = \frac{T_1 - T_2}{T_2}$ и постоянной времени T_1 . Подав на вход суммирующего усилителя переменную $x_{1м}$ с коэффициентом k_1 и величину

$$-\frac{T_1 - T_2}{T_1 m_t s_m + 1} x_{2м}$$

с выхода апериодического звена, на вход которого подано $+x_{2M}$, на выходе суммирующего усилителя получим интересующую нас переменную $-x_{2M}$. Схема набора для случая $T_1 > T_2$ приведена на рис. 7-6, а. При этом коэффициенты суммирующих и интегрирующих усилителей имеют следующие значения:

$$k_1 = \frac{kT_1 m_{x_2}}{m_{x_1} T_2}; \quad k_2 = \frac{1}{T_1 m_t}; \quad k_3 = k'_3 k''_3 k'''_3 = \frac{T_1 - T_2}{m_t T_1 T_2} = \\ = \frac{1}{m_t T_2} - \frac{1}{m_t T_1}.$$

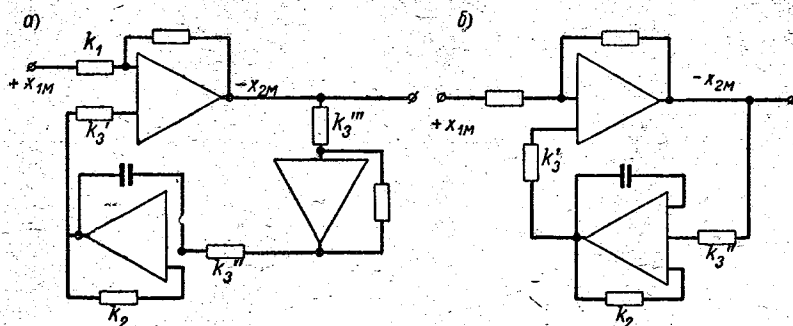


Рис. 7-6. Схема набора интегро-дифференцирующего звена: а — при $T_1 > T_2$; б — при $T_1 < T_2$.

При $T_2 > T_1$ инвертирующий усилитель в цепи обратной связи не требуется, так как в этом случае необходима положительная обратная связь (рис. 7-6, б), а коэффициенты усилителей принимают следующие значения:

$$k_1 = \frac{kT_1 m_{x_2}}{m_{x_1} T_2}; \quad k_2 = \frac{1}{T_1 m_t}; \quad k_3 = k'_3 k''_3 = \frac{T_2 - T_1}{m_t T_1 T_2} = \\ = \frac{1}{m_t T_1} - \frac{1}{m_t T_2}.$$

Вернемся к обобщенному звену второго порядка. Передаточная функция последнего будет иметь вид

$$\frac{x_2(s)}{x_1(s)} = \frac{k}{T_1 T_2 s^2 + T_2 s + 1}, \quad (7-8)$$

а машинное уравнение

$$s_m^2 x_{2M} = \frac{k m_{x_2}}{T_1 T_2 m_t^2 m_{x_1}} x_{1M} - \frac{1}{T_1 m_t} s_m x_{2M} - \frac{1}{T_1 T_2 m_t^2} x_{2M}. \quad (7-8a)$$

Схема набора, соответствующая этому уравнению имеет, вид, приведенный на рис. 7-7. Значения коэффициентов усилителей для набора задачи (рис. 7-7) определяются соотношениями:

$$k_1 = \frac{k m_{x_2}}{T_1 T_2 m_i^2 m_{x_1}}; \quad k_2 = \frac{1}{T_1 m_i}; \quad k_3 = k'_3 k''_3 = \frac{1}{T_1 T_2 m_i^2}.$$

Как известно, передаточная функция электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением, если за входную величину принять напряжение на якоре, а за выходную — скорость вращения якоря, соответствует передаточной функции звена второго порядка [Л. 5, 20].

При этом

$$k = \frac{1}{c_e \Phi_d}; \quad T_1 = \frac{L_{яц}}{r_{яц}};$$

$$T_2 = \frac{GD^2 r_{яц}}{375 c_e c_M \Phi_d^2}.$$

Следовательно, при моделировании двигателя, когда нас не интересует ток якорной цепи, можно пользоваться схемой набора, приведенной на рис. 7-7. Она является частным случаем ранее рассмотренной схемы набора для электродвигателя и может быть получена из нее, если положить $m_i = 1$.

Для систем автоматизированного электропривода часто приходится иметь дело со звеном с передаточной функцией

$$\frac{x_2(s)}{x_1(s)} = \frac{k(T_1 s + 1)}{T_1 T_2 s^2 + T_2 s + 1} = \frac{k(T_1 s + 1)}{s T_2 (T_1 s + 1) + 1}. \quad (7-9)$$

Подобный вид принимает передаточная функция для электродвигателя постоянного тока при рассмотрении переходного процесса по возмущающему воздействию или при рассмотрении переходного процесса по управляющему воздействию с управлением в цепи возбуждения электродвигателя.

Разделим правую часть этого уравнения на $T_2 (T_1 s + 1)$:

$$\frac{x_2(s)}{x_1(s)} = \frac{\frac{k}{T_2}}{s + \frac{\frac{1}{T_2}}{T_1 s + 1}}; \quad (7-9a)$$

после преобразований машинное уравнение получим в виде

$$S_M x_{2M} = \frac{k m_{x_2}}{T_2 m_i m_{x_1}} x_{1M} - \frac{\frac{1}{T_2 m_i}}{T_1 m_i S_M + 1} x_{2M}. \quad (7-9б)$$

Коэффициент при переменной x_{2M} также является передаточной функцией апериодического звена с коэффициентом усиления $k = \frac{1}{T_2 m_t}$ и постоянной времени T_1 . Используя интегрирующий и инвертирующий усилители, а также схему набора апериодического звена, можно получить искомую переменную. На рис. 7-8 представлена схема набора звена.

Коэффициенты усилителей определяются из соотношений:

$$k_1 = \frac{k m_{x_2}}{T_2 m_t m_{x_1}}; \quad k_2 = \frac{1}{T_1 m_t};$$

$$k_3 = k'_3 k''_3 k'''_3 = \frac{1}{T_1 T_2 m_t^2}.$$

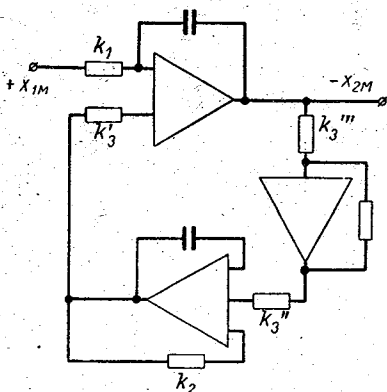


Рис. 7-8. Схема набора звена с передаточной функцией вида

$$W(s) = \frac{k(T_1 s + 1)}{s T_2 (T_1 s + 1) + 1}.$$

Приведенные примеры далеко не исчерпывают всех возможных случаев, с которыми приходится сталкиваться при моделировании линейных систем автоматизированного электропривода. Однако и для других звеньев принципы моделирования, рассмотренные в настоящем параграфе, сохраняются в полной мере.

Следует отметить, что не всегда известно (даже ориентировочно) максимальное значение переменных величин, вследствие чего выбор масштабов их затруднителен. В этих случаях в качестве первого приближения можно принять все масштабные коэффициенты равными единице и изменять их в нужную сторону, если напряжения на выходах операционных усилителей будут выходить за пределы линейности характеристик усилителей (т. е. будут более 100 в). Неоновые лампочки, находящиеся на лицевой стороне модели, будут сигнализировать об этом.

7-3. Моделирование нелинейных систем

При исследовании динамики систем автоматизированного электропривода «в большом», т. е. в режимах пуска, реверса и торможения, необходимо учитывать нелинейности, присущие отдельным элементам системы, например, характеристики холостого хода генераторов и электромашинных усилителей, характеристики «вход-выход» магнитных усилителей, нелинейности электронных усилителей при выходе за пределы линейных участков, относящиеся к наиболее распространенным нелинейностям типа ограничения по координате,

Кроме того, часто в системах могут встречаться существенные нелинейности, такие, как зона нечувствительности (отсечки по току, напряжению и т. п.), ограничение координат (например, ограничение напряжения, подаваемого на вход полупроводникового усилителя), момент сил сухого трения, люфт, релейные характеристики и др.

При однократном расчете переходного процесса в подобных системах целесообразно применять графический метод.

В тех случаях, когда требуется произвести многократные расчеты переходных процессов в одной и той же системе при различных условиях, исследовать влияние вариаций параметров и связей в системе и т. п., метод математического моделирования на аналоговых моделирующих установках является наиболее эффективным и удобным.

Наличие четырех нелинейных блоков в малой моделирующей установке типа МН-7 позволяет набирать на ней нелинейные элементы различного вида.

Нелинейная зависимость выходного напряжения от входного на моделирующей установке получается преобразованием входного напряжения по закону заданной функции на блоке нелинейности методом кусочно-линейной аппроксимации. Закон преобразования определяется выражением:

$$u_{\text{вых}} = - \left[u_{\text{вых } 0} + k u_{\text{вх}} + \sum_{i=1}^n \alpha_i (u_{\text{вх}} - u_{\text{вх } i \text{ нач}}) \right];$$

здесь $u_{\text{вых } 0}$ — постоянная составляющая выходного напряжения;

$u_{\text{вх}}$ — входное напряжение;

$u_{\text{вх } i \text{ нач}}$ — напряжение, при котором начинает работу i -ая ячейка;

k — тангенс угла наклона начального участка нелинейной характеристики;

α_i — тангенс угла наклона для составляющей i -ой ячейки.

Заданный закон нелинейной зависимости реализуется на выходе усилителя, суммирующего постоянное напряжение (для получения на выходе $u_{\text{вых } 0}$), напряжение $u_{\text{вх}}$ с коэффициентом k и напряжения, получаемые на выходах всех диодных ячеек, участвующих в преобразовании.

Диодная ячейка изображена на рис. 7-9. Она состоит из двух делителей напряжения (потенциметров) и электронной лампы (диода).

На один зажим потенциометра r_1 подается опорное напряжение — E_0 от стабилизированного источника, на другой — входное напряжение $u_{\text{вх}}$. Начало работы диодной ячейки $u_{\text{вх } i \text{ нач}}$ определяется положением движка потенциометра. Тангенс угла наклона составляющей i -ой ячейки зависит от $r_{\text{вх } i}$ и положения движка потенциометра r_2 (рис. 7-10).

Воспроизведение существенных нелинейных характеристик, таких, как зона нечувствительности, сухое трение, люфт и т. п., осуществляется также сочетанием диодных элементов с усилителями постоянного тока.

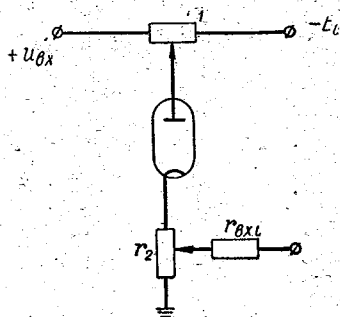


Рис. 7-9. Схема диодной ячейки.

На рис. 7-11 в форме таблицы приведены наиболее часто встречающиеся нелинейные зависимости и схемы их набора на модели. Ломаные линии типа А, Б, В и Г (рис. 7-11, а, б, в и г) получаются в результате того, что до определенного значения входного напряжения $u_{вх0}$ диод, включённый последовательно с входным сопротивлением, заперт опорным напряжением, и входная цепь усилителя отключена от входа. При одном и том же опорном напряжении, равном 100 в, момент отпираания диода определяется положением движка потенциометра, а наклон — отношением $\frac{r_0}{r_{вх}}$.

Зона нечувствительности воспроизводится комбинацией ломаных линий типа Б и В (рис. 7-11, д).

При ограничении координат до момента отпираания диодов, стоящих в цепи обратной связи усилителя, последний является обычным масштабным усилителем. После отпираания диодов коэффициент усиления усилителя вследствие резкого уменьшения сопротивления в цепи обратной связи практически становится равным нулю, и выходное напряжение дальше не растет (рис. 7-11, е).

Воспроизведение момента сил сухого трения можно осуществить, если из цепи обратной связи выбросить сопротивление r_0 . При этом, вследствие большого коэффициента усиления, уже при очень малых входных напряжениях выходное напряжение достигает величины, при которой отпираются диоды и наступает ограничение (рис. 7-11, ж).

Релейная характеристика набирается по схеме рис. 7-11, з. Вследствие наличия положительной обратной связи входные

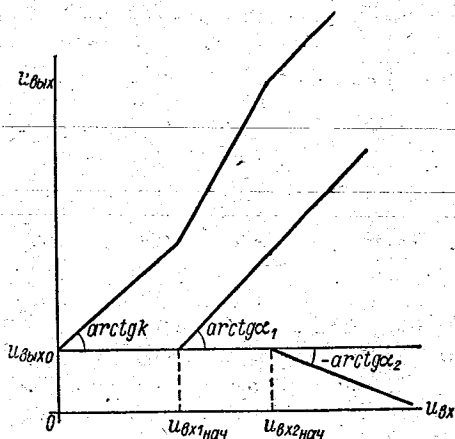


Рис. 7-10. К настройке диодной ячейки.

напряжения, при которых происходит изменение знака напряжения на выходе, не равны нулю.

Схема воспроизведения люфта (рис. 7-11, и) работает следующим образом. Усилитель с емкостью в цепи обратной связи является интегрирующим и запоминающим элементом. Напряжение на его выходе пропорционально количеству электричества, протекающему через конденсатор C_1 . Последнее пропорционально превышению входного напряжения над напряжением отпирания диода, если входное напряжение изменяется в одном направлении. С момента времени, когда напряжение на входе начинает изменяться в противоположном направлении, оба диода заперты, и напряжение на выходе сохраняет значение, которое было перед указанным выше моментом, из-за очень медленного разряд конденсатора C_1 .

Рассмотрим для примера моделирование некоторых типовых нелинейных элементов систем автоматизированного электропривода.

Моделирование генератора постоянного тока с учетом насыщения

При проверке системы, включающей генератор постоянного тока на устойчивость, его можно считать аperiodическим звеном, причем коэффициент усиления и постоянная времени последнего определяются наклоном касательной к характеристике холостого хода в рабочей точке. Однако при расчете полного переходного процесса, например, подъема э. д. с. генератора от нуля до номинального значения, необходимо учитывать изменение «постоянной» времени и коэффициента усиления при переходе с линейного участка в область насыщения.

При моделировании генератора это можно осуществить, если коэффициент в цепи обратной связи аperiodического звена сделать нелинейным, изменяющимся в функции, обратной характеристике холостого хода генератора.

Составим схему моделирования генератора со следующими параметрами:

- n — скорость вращения генератора;
- a — число пар параллельных ветвей;
- N — число активных стержней якоря;
- p — число пар полюсов;
- ω — число последовательно соединенных витков обмотки возбуждения;
- r — сопротивление обмотки возбуждения;
- σ — коэффициент рассеяния.

Для генератора (рис. 7-12) может быть написана система уравнений:

$$u = ri + \sigma \omega \frac{d\Phi}{dt}, \quad c_e \Phi n = e, \quad c_{\Phi} i \omega = \Phi, \quad (7-10)$$

	Наименование нелинейной зависимости	График нелинейной зависимости	Схема включения входной цепи и цепи обратной связи
а	Ломаная линия „А“		
б	Ломаная линия „Б“		
в	Ломаная линия „В“		
г	Ломаная линия „Г“		
д	Зона нечувствительности		
е	Ограничение координат		

	Наименование нелинейной зависимости	График нелинейной зависимости	Схема включения входной цепи и цепи обратной связи
ж	Момент сухого трения		
з	Релейная характеристика		
и	Люфт		

Рис. 7-11. Типовые нелинейности и схемы их набора на модели.

где

Φ — магнитный поток в веберах, сцепленный с обмоткой якоря;

$c_\Phi = \frac{\Phi}{i\omega}$ — нелинейный коэффициент, зависящий от абсолютного значения Φ ;

$c_e = \frac{pN}{60\alpha}$ — машинная постоянная.

Решая совместно уравнения системы (7-10), получим:

$$\frac{\omega c_e c_\Phi n}{r} u = e + \frac{\sigma \omega^2 c_\Phi}{r} \cdot \frac{de}{dt}.$$

Учитывая, что $c_\Phi = \frac{\Phi}{i\omega} = \frac{e}{c_e n i \omega}$, последнее уравнение можно преобразовать к виду:

$$\frac{de}{dt} = \frac{c_e n}{\sigma \omega} u - \frac{r c_e n}{\sigma \omega^2} \cdot \frac{i\omega}{e} e.$$

Соответственно, машинное уравнение будет:

$$s_m e_m = \frac{m_e c_e n}{m_j m_t \sigma \omega} u_m - \frac{r c_e n m_e}{m_{i\omega} \sigma \omega^2 m_t} \cdot \frac{i\omega_m}{e_m} e_m. \quad (7-10a)$$

Имея характеристику холостого хода генератора $e = f(i\omega)$ и зная масштабы $m_{i\omega}$ и m_e , легко построить зависимость $i\omega_m = f_1(e_m)$, которая по существу является характеристикой холостого хода генератора, построенной с учетом масштабов э. д. с. генератора m_e и ампер-витков возбуждения $m_{i\omega}$, с той лишь разницей, что за независимую переменную взята э. д. с. e_m (рис. 7-13).

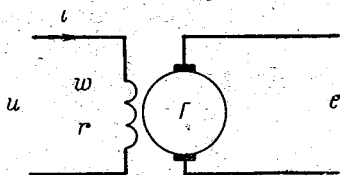


Рис. 7-12. Принципиальная схема генератора постоянного тока.

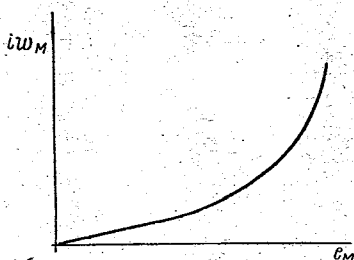


Рис. 7-13. «Машинная» характеристика холостого хода генератора.

Предположим, что у нас уже имеется переменная величина e_m . Подав ее на вход нелинейного устройства, обладающего характеристикой, соответствующей рис. 7-13, состоящего из блока нелинейности, включающего в себя несколько диодных ячеек, и суммирующего усилителя, на его выходе можно получить величину $-\frac{i\omega_m}{e_m} e_m$, т. е. напряжение, которое в определенном масштабе изображает ампер-витки возбуждения. Суммируя эту величину с коэффициентом k_2 и величину u_m с коэффициентом k_1 на входе интегрирующего усилителя, на его выходе получим требующуюся величину e_m .

Схема набора задачи приведена на рис. 7-14, где коэффициенты k_1 и k_2 определяются из соотношений:

$$k_1 = \frac{m_e c_e n}{m_j m_t \sigma \omega}; \quad k_2 = \frac{r c_e n m_e}{m_{i\omega} \sigma \omega^2 m_t}.$$

Для воспроизведения нелинейных зависимостей с помощью блока нелинейности БН-10, используемого на машине МН-7, на его вход необходимо подавать переменную двух знаков $+e_m$ и $-e_m$.

Для этой цели в схеме рис. 7-14 предусмотрен инвертирующий усилитель 2.

В качестве входных сопротивлений и сопротивления r_{oc} в цепи обратной связи усилителя 3, суммирующего напряжения отдельных диодных ячеек, используются сопротивления, находящиеся в блоке нелинейности.

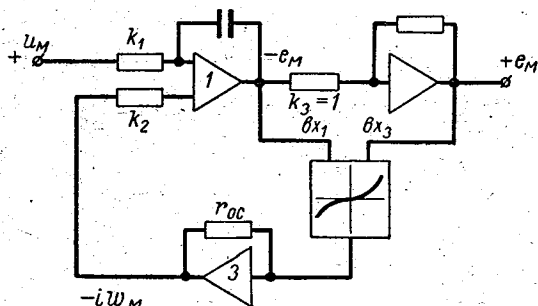


Рис. 7-14. Схема набора задачи для генератора постоянного тока.

Если по условию задачи не требуется определение характера изменения ампер-витков возбуждения $i\omega_m$, схему моделирования генератора можно упростить, исключив суммирующий уси-

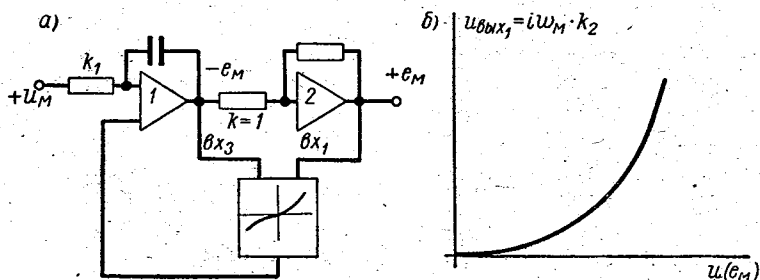


Рис. 7-15. Упрощенная схема набора задачи для генератора постоянного тока: а — схема набора; б — «машинная» характеристика холостого хода генератора.

литель 3 (рис. 7-15, а). При этом суммирование напряжений диодных ячеек будет происходить непосредственно на входе интегрирующего усилителя.

Для того чтобы обратная связь осталась отрицательной, на входах блока нелинейности необходимо поменять знаки входной величины.

Настройка блока нелинейности в этом случае производится следующим образом. В цепь обратной связи интегрирующего усилителя вместо емкости $C = 1$ мкф ставится сопротивление 1 Мом.

На вход блока нелинейности подаются величины $+u$ и $-u$ от эталонного источника. Настройкой блока нелинейности добиваются, чтобы зависимость напряжения на выходе усилителя I от напряжения u (e_m) на входе нелинейности имела вид, изображенный на рис. 7-15, б.

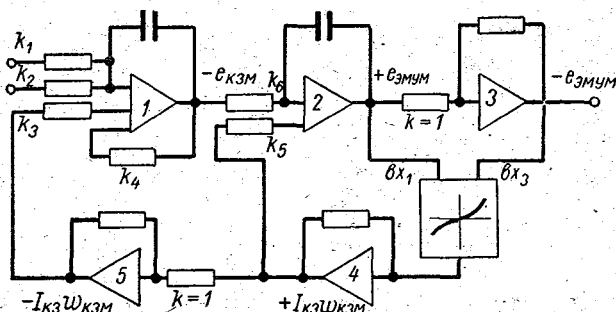


Рис. 7-16. Схема набора задачи для электромашинного усилителя поперечного поля.

При моделировании электромашинного усилителя часто без большой погрешности можно считать первый каскад простым апериодическим звеном вследствие того, что даже максимальное значение результирующего потока не выходит за пределы линейности кривой намагничивания первого каскада.

Второй каскад набирается аналогично генератору постоянного тока с учетом насыщения. Однако такое представление электромашинного усилителя не всегда приемлемо, так как оно не учитывает размагничивающего действия реакции якоря от тока поперечной цепи.

Чтобы учесть реакцию якоря, необходимо осуществить отрицательную обратную связь по току i_{K3} поперечной цепи (рис. 7-16). Коэффициент обратной связи k_3 подбирается после настройки первого и второго каскадов таким образом, чтобы результирующая статическая характеристика модели и ЭМУ были подобны.

Моделирование магнитного усилителя

Переходные процессы в магнитных усилителях с выходом на постоянном токе без обратной связи или с обратной связью, однофазных или трехфазных, одноконтурных или двухконтурных при работе на линейном участке характеристики приближенно описываются дифференциальным уравнением:

$$T \frac{de}{dt} + e = \sum_{k=1}^n k_{Uk} u_k.$$

Здесь $\bar{T} = \bar{T}_1 + \bar{T}_2 + \dots + \bar{T}_n$ — суммарная постоянная времени магнитного усилителя, равная сумме постоянных времени всех n обмоток управления, определяемых по формуле (2-4);

$k_{Uk} = \frac{e}{u_k}$ — коэффициент усиления магнитного усилителя по напряжению для k -й обмотки управления;

$e = r i_H$ — «э. д. с.» магнитного усилителя в соответствии с эквивалентной схемой рис. 7-17, где $r = r_{\text{вых}} + r_H$ — суммарное сопротивление цепи переменного тока и цепи нагрузки на выходе магнитного усилителя;

u_k — напряжение на k -й обмотке управления.

При выходе рабочей точки магнитного усилителя в область насыщения его коэффициент усиления и постоянная времени соответственно изменяются.

Как указывалось выше, изменением постоянной времени магнитного усилителя можно пренебречь (см. § 5-4). Для учета переменного коэффициента усиления при расчетах используется нелинейная статическая характеристика магнитного усилителя вида $e = f(u_k)$. Эта статическая характеристика легко строится, если известны нагрузочная характеристика магнитного усилителя $I_H = f_1(u_k)$, его выходное сопротивление и сопротивление нагрузки. На рис. 7-18 приведены нагрузочная характеристика $I_H = f_1(u_k)$ и полученная из нее зависимость $e = f(u_k)$ для двухтактного магнитного усилителя.

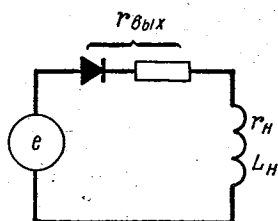


Рис. 7-17. Эквивалентная схема для выхода магнитного усилителя.

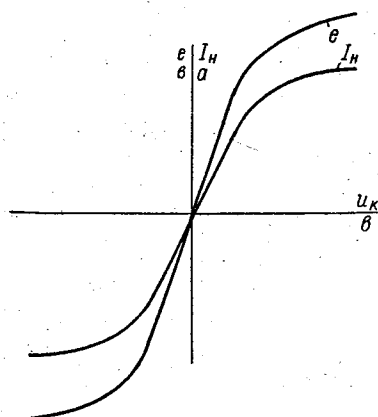


Рис. 7-18. Характеристика магнитного усилителя.

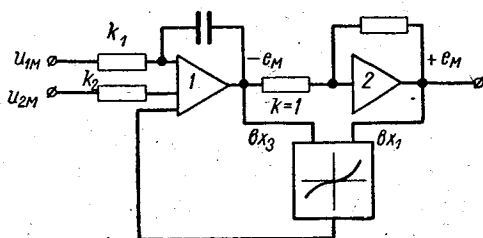


Рис. 7-19. Схема набора задачи для магнитного усилителя.

Схема набора магнитного усилителя при двух обмотках управления будет иметь вид, аналогичный схеме набора генератора (рис. 7-19). В этой схеме коэффициенты k_1 и k_2 определяются из соотношений:

$$k_1 = \frac{m_e k_{U1}}{m_{U1} m_t T}; \quad k_2 = \frac{m_e k_{U2}}{m_{U2} m_t T},$$

где m_e и m_U — масштабные коэффициенты э. д. с. и входных напряжений;

k_{U1} и k_{U2} — коэффициенты усиления магнитного усилителя, определяемые для прямолинейного участка характеристики $e = f(u_k)$:

$$k_{U1} = \frac{e}{u_1}; \quad k_{U2} = k_{U1} \frac{\omega_{y2} r_{y1}}{\omega_{y1} r_{y2}};$$

r_{y1}, r_{y2} — сопротивления цепей обмоток управления;

ω_{y1}, ω_{y2} — числа витков обмоток управления.

Нелинейность в цепи обратной связи настраивается так, чтобы статическая характеристика $e_m = f_m(u_{1m})$ была подобна характеристике $e = f(u_1)$. Выходное сопротивление $r_{\text{вых}}$ учитывается в цепи нагрузки сложением с сопротивлением нагрузки.

Моделирование нелинейности вида перемножения двух переменных функций

Перемножение двух знакопеременных входных напряжений, изображающих в определенном масштабе переменные реальной системы (например, перемножение скорости вращения электрической машины постоянного тока на ее изменяющийся поток возбуждения для получения значения э. д. с. якоря) осуществляется на модели с помощью блока перемножения типа БП-4.

Как и блок нелинейности, блок перемножения работает совместно с усилителем постоянного тока.

В основу построения схемы блока положено известное соотношение:

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{400} [(u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}})^2 - (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}})^2] = \frac{u_{\text{вх1}} u_{\text{вх2}}}{100}.$$

Коэффициент 100 в знаменателе получился в результате того, что за машинную единицу принимается напряжение 100 в. Реализация этой зависимости производится с помощью схемы, в которой для воспроизведения квадратичных зависимостей используются диодные блоки, осуществляющие кусочно-линейную аппроксимацию параболы.

На вход блока перемножения также необходимо подавать величины обоих знаков $+u_{\text{вх1}}$; $-u_{\text{вх1}}$; $+u_{\text{вх2}}$; $-u_{\text{вх2}}$. Масштаб

Выходной величины блока произведения нельзя выбирать произвольно. Его значение определяется масштабами входных переменных и соотношением для машинных переменных при перемножении с помощью блока перемножения БП-4:

$$u_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вх1}} u_{\text{вх2}}}{100}.$$

Учитывая, что машинные переменные связаны с реальными переменными масштабными коэффициентами $u_{\text{вх1}} = m_x x$, $u_{\text{вх2}} =$



Рис. 7-20. Схема блока перемножения двух функций.

$= m_y y$, $u_{\text{вых}} = m_z z$, где $z = xy$, и считая, что m_x и m_y известны (если они неизвестны, то ими можно задаться), это выражение можно переписать в следующем виде:

$$m_z z = \frac{m_x m_y y}{100}.$$

Отсюда

$$m_z = \frac{m_x m_y}{100}.$$

Если требуется перемножить две переменные величины — скорость вращения машины постоянного тока и ее коэффициент $c_e \Phi$, для которых имеются машинные переменные $u_{\text{вх1}} = m_{ce\Phi} c_e \Phi$, $u_{\text{вх2}} = m_n n$ то, подав их на вход блока перемножения, на выходе получим $u_{\text{вых}} = m_e e$ (рис. 7-20), причем $m_e = \frac{m_{ce\Phi} m_n}{100}$.

7-4. Порядок набора задачи на электронно-моделирующей установке типа МН-7

Электронная модель МН-7 предназначена для решения системы дифференциальных уравнений до 6-го порядка включительно. Она содержит 16 операционных усилителей, из них 6 — интегрирующих. К модели придаются 4 блока нелинейности и столько же блоков перемножения, причем одновременно могут быть использованы 4 блока в любой комбинации. Для получения специальных нелинейных зависимостей имеются 8 диодных ячеек.

После составления схемы набора и расчета коэффициентов выбираются операционные усилители, и их номера заносятся в схему. Выбираются и подключаются к усилителям входы, после чего обозначаются на схеме их номера. Выбор номера входа связан

с величиной сопротивления обратной связи усилителя и значением машинного коэффициента. В цепи обратной связи может быть включено сопротивление 0,1 Мом либо 1 Мом. При использовании постоянных входных сопротивлений либо 0,1 Мом, либо 1 Мом можно получить фиксированные коэффициенты 0,1; 1 и 10. Для получения промежуточных значений коэффициентов предусмотрены регулируемые входы, состоящие из делителя и входных сопротивлений 0,1 Мом или 1 Мом. Возможны следующие пределы изменения входных коэффициентов: 0—0,1; 0—1; 0—10. При значениях коэффициента меньше 0,1 в цепь обратной связи ставится сопротивление 0,1 Мом, и входное сопротивление, включенное

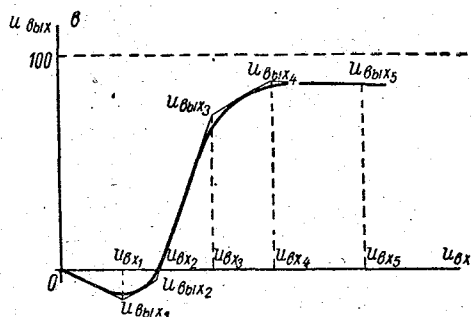


Рис. 7-21. К настройке блока нелинейности: а — аппроксимация нелинейной характеристики; б — карта настройки блока нелинейности БН-10.

коэффициент, не превышало 100 в. Выходное напряжение измеряется либо непосредственно прибором со шкалой 100 в, либо компенсационным методом, что увеличивает точность измерения, так как исключается нагрузка усилителя приборами, имеется возможность очень точно установить равенство напряжений усилителя и эталонного источника с помощью чувствительного нулевого прибора.

Настройка коэффициентов интегрирующих усилителей производится при включении в цепь обратной связи вместо емкости сопротивления 1 Мом. Настроенные таким образом коэффициенты будут удовлетворять режиму интегрирования (рабочему режиму), так как в этом режиме в цепь обратной связи включается конденсатор емкостью 1 мкф.

При настройке нелинейности необходимо вычертить заданную нелинейную зависимость на листе миллиметровой бумаги в масштабах машинных переменных (рис. 7-21). Аппроксимация кривой начинается с определения начального значения функции $U_{\text{вых } 0}$. Затем аппроксимируемая функция заменяется ломаной линией. Для каждой точки излома находят значения входного и выходного напряжений. Составляется карта настройки (табл. 7-1), в ко-

после делителя, выбирается равным 1 Мом. При $k > 1$ в цепи обратной связи — 1 Мом, на входе после делителя — 0,1 Мом.

После набора схемы настраиваются коэффициенты. При настройке коэффициентов на вход подаются напряжения от эталонного источника такой величины, чтобы напряжение на выходе усилителя, определяемое как произведение эталонного напряжения на коэффи-

Карта настройки блока нелинейности БН-10
($u_{\text{вых } 0} = 0$)

		$ku_{\text{вх}}$	Номера диодных ячеек									
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Рабочий квадрант ячейки и знак $ku_{\text{вх}}$	—	I	I	IV	IV						
2	Напряжение начала работы ячейки		$u_{\text{вх1}}$	$u_{\text{вх2}}$	$u_{\text{вх3}}$	$u_{\text{вх4}}$						
3а	Настройка $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$	$u_{\text{вх}}$	$u_{\text{вх1}}$	$u_{\text{вх2}}$	$u_{\text{вх3}}$	$u_{\text{вх4}}$	$u_{\text{вх5}}$					
3б		$u_{\text{вых}}$	$-u_{\text{вых1}}$	$-u_{\text{вых2}}$	$u_{\text{вых3}}$	$u_{\text{вых4}}$	$u_{\text{вых5}}$					

торую записывают номер квадранта каждой ячейки, знак составляющей $ku_{\text{вх}}$, напряжения начала работы диодных ячеек и настройка коэффициентов передачи для каждой ячейки и составляющей $ku_{\text{вх}}$. Блок нелинейности настраивается по полученной таким образом карте. При резком изменении наклона последующего отрезка ломаной по сравнению с предыдущим можно включить несколько диодных ячеек, настроенных на одно и то же напряжение отпирания.

Решение задачи начинается после нажатия на кнопку «пуск». Результат фиксируется с помощью электронного осциллографа с длительным послесвечением и фотоприставки к нему.

7-5. Моделирование системы регулирования напряжения генератора постоянного тока с электромашинным усилителем

Составить схему набора и рассчитать переходный процесс на модели МН-7 в системе регулирования напряжения генератора постоянного тока, принципиальная и структурная схемы которой приведены соответственно на рис. 7-22 и 7-23 при скачкообразном изменении напряжения сети переменного тока (1 в), от которой через выпрямительный мост питается обмотка возбуждения генератора. В системе регулирования электромашинный усилитель используется как вольтдобавочная машина. Бареттер B , стоящий в цепи одной из обмоток управления электромашинного усилителя, является нелинейным сопротивлением, инерционностью которого можно пренебречь. Обмотки управления электромашинного усилителя U_1 и U_2 имеют одинаковые числа витков и сопротивления. Генератор работает на холостом ходу.

Генератор:

электромашинный усилитель:

$$k_{\text{Hy}} = k_{\text{лз}} - k_{\text{нз}} =$$

$$= \frac{\Delta u_{y1}}{\Delta e_r} - \frac{\Delta u_{y2}}{\Delta e_r} =$$

$$= 0,44;$$

коэффициент передачи выпрямительного моста:

$$k_B = \frac{\Delta u_B}{\Delta u_C} = 0,9,$$

Рис. 7-22. Принципиальная схема системы регулирования напряжения генератора.

где $\Delta u_{\text{в}}$ — приращение среднего значения напряжения на обмотке возбуждения;

Δu_c — приращение действующего значения напряжения сети, соответствующее приращению Δu_n .

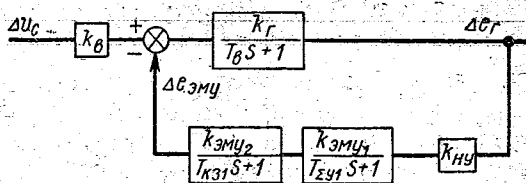


Рис. 7-23. Структурная схема системы регулирования напряжения генератора.

Из структурной схемы (рис. 7-23) видно, что система может быть представлена тремя апериодическими звеньями, схема набора которых известна.

Примем масштаб времени $m_t = 5$. Установившееся значение напряжения генератора при изменении напряжения сети на 1 в составит:

$$\Delta e_{\text{г уст}} = \frac{k_{\text{Б}} k_{\text{Г}}}{1 + k_{\text{Г}} k_{\text{ЭМУ}} k_{\text{НУ}}} \cdot 1 = \frac{0,9 \cdot 2 \cdot 1}{1 + 2 \cdot 20 \cdot 0,44} = 0,098 \text{ с.}$$

Предполагая возможное перерегулирование равным 100%, можно определить максимальное значение приращения э. д. с. генератора:

$$\Delta e_{Г \text{ макс}} = 2\Delta e_{Г \text{ уст}} = 2 \cdot 0,098 = 0,196 \text{ в.}$$

Отсюда возможный масштаб $m_{eГ} = \frac{100}{0,196} = 510$. Для удобства дальнейших расчетов принимаем $m_{eГ} = 400$.

Максимально возможный масштаб напряжения сети $m_{U_c} \leq \frac{100}{1} = 100$; возьмем расчетное значение масштаба $m_{U_c} = 50$. Масштаб э. д. с. ЭМУ принимаем также равным $m_{e \text{ ЭМУ}} = 50$, так как установившееся значение э. д. с. ЭМУ имеет тот же порядок, что и приращение напряжения сети.

Поскольку распределение коэффициента усиления ЭМУ между первым и вторым каскадами неизвестно, установим первоначально, что $k_{\text{ЭМУ}1} = k_{\text{ЭМУ}} = 20$; $k_{\text{ЭМУ}2} = 1$. Коэффициент усиления нелинейного устройства можно также отнести к первому каскаду ЭМУ. С учетом принятых допущений схема набора задачи может быть представлена в виде, изображенном на рис. 7-24. Значения коэффициентов машинной схемы набора будут определяться соотношениями:

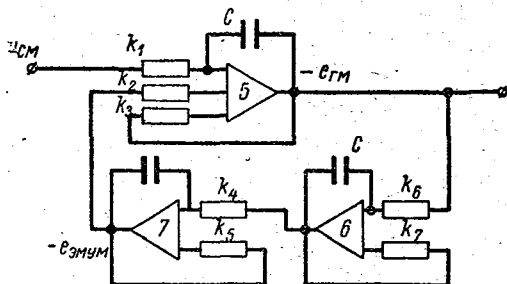


Рис. 7-24. Схема набора задачи на модели для системы регулирования напряжения генератора.

$$k_1 = \frac{m_{eГ} k_B k_{Г}}{m_{U_c} m_t T_B} = \frac{400 \cdot 0,9 \cdot 2}{50 \cdot 5 \cdot 0,8} = 3,6;$$

$$k_2 = \frac{m_{eГ} \cdot k_{Г}}{m_{e \text{ ЭМУ}} m_t T_B} = \frac{400 \cdot 2}{50 \cdot 5 \cdot 0,8} = 4;$$

$$k_3 = \frac{1}{m_t T_B} = \frac{1}{5 \cdot 0,8} = 0,25;$$

$$k_4 = \frac{k_{\text{ЭМУ}2}}{m_t T_{K3}} = \frac{1}{5 \cdot 0,112} = 1,78; \quad k_5 = \frac{1}{m_t T_{K3}} = 1,78;$$

$$k_6 = \frac{m_{e \text{ ЭМУ}} k_{\text{ЭМУ}1} k_B}{m_{eГ} \cdot m_t \cdot T_{\Sigma y}} = \frac{50 \cdot 20 \cdot 0,44}{400 \cdot 5 \cdot 0,0247} = 8,9;$$

$$k_7 = \frac{1}{m_t T_{\Sigma y}} = \frac{1}{5 \cdot 0,0247} = 8,1.$$

Зависимость напряжения на выходе усилителя δ от машинного времени t_m при подаче на вход напряжения 50 в, что при $m_{uc} = 50$ соответствует $\Delta u_c = 1$ в, приведена на рис. 7-25, а. Переход-

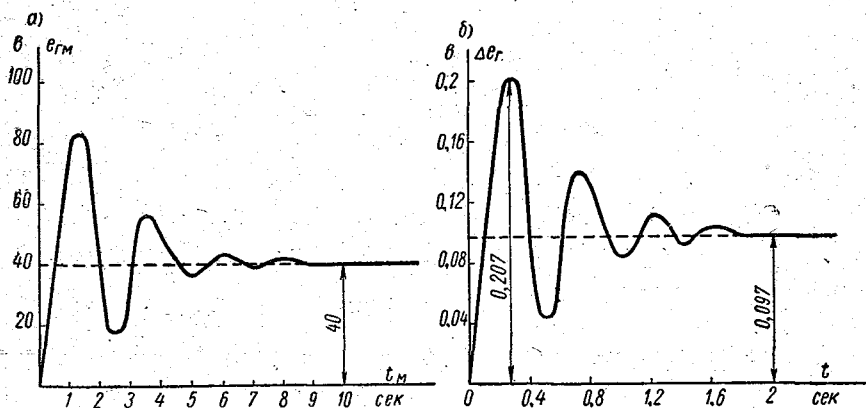


Рис. 7-25. Переходные процессы в системе регулирования напряжения генератора: а — полученный на машине; б — пересчитанный к реальным масштабам переменных e_r и t .

ный процесс для реальных переменных и натурального времени приведен на рис. 7-25, б и определяется из предыдущего путем пересчета характеристики рис. 7-25, а с учетом масштабов m_{e_r} и m_t .

7-6. Моделирование системы регулирования скорости электродвигателя постоянного тока с магнитным усилителем

На рис. 7-26 приведена простейшая система регулирования скорости электродвигателя постоянного тока, включающая в себя магнитный усилитель с внутренней обратной связью. Регулирование скорости осуществляется воздействием на обмотку возбуждения электродвигателя, питаемую от магнитного усилителя, с помощью тахометрической обратной связи.

Ставится задача: проверить на устойчивость и рассчитать переходный процесс системы при подаче на ее вход единичного управляющего воздействия.

Расчет произвести в пренебрежении индуктивностью якорной цепи электродвигателя и представлении магнитного усилителя простым аperiodическим звеном.

На рис. 7-27 представлена структурная схема рассматриваемой системы при сделанных допущениях.

Основные параметры системы.

Электродвигатель:

$$k_d = \frac{\Delta n}{\Delta u_B} = 2,8; \quad T_{\text{в}} = 0,7 \text{ сек}; \quad T_{\text{эм}} = 1,2 \text{ сек};$$

магнитный усилитель:

$$k_{\text{му}} = \frac{\Delta u_B}{\Delta u_y} = 12; \quad T_{\text{му}} = 0,1 \text{ сек};$$

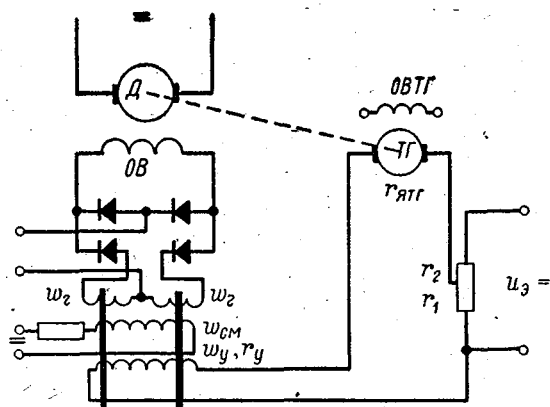


Рис. 7-26. Принципиальная схема системы регулирования скорости электродвигателя постоянного тока.

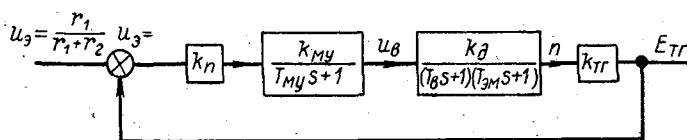


Рис. 7-27. Структурная схема системы регулирования скорости электродвигателя постоянного тока.

делитель напряжения:

$$k_{\text{п}} = \frac{\Delta u_y}{\Delta e_{\text{тг}}} = \frac{r_y}{r_y + r_{\text{ятг}} + \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}} = 0,8;$$

тахогенератор:

$$k_{\text{тг}} = \frac{\Delta e_{\text{тг}}}{\Delta n} = 0,1.$$

Если объединить коэффициенты $k_{\text{п}}$ и $k_{\text{тг}}$ с коэффициентом усиления магнитного усилителя, то для набора данной схемы требуется всего лишь 3 интегрирующих усилителя, в соответствии с числом апериодических звеньев (рис. 7-28).

Примем для расчета машинный масштаб времени $m_t = 5$. Установившееся приращение скорости при подаче на вход напряжения $\Delta u_s = 1$ в будет:

$$\Delta n_{уст} = \frac{k_{му} k_d k_{п} \Delta u_s}{1 + k_{му} \cdot k_d \cdot k_{п} \cdot k_{тг}} = \frac{12 \cdot 2,8 \cdot 0,8}{1 + 12 \cdot 2,8 \cdot 0,8 \cdot 0,1} \cdot 1 = 7,3 \text{ об/мин.}$$

Считая, что перегулирование не превышает 60 %, найдем максимальное значение приращения скорости:

$$\Delta n_{\max} = \Delta n_{уст} \cdot 1,6 = 11,7 \text{ об/мин.}$$

Определяем максимально возможный масштаб скорости $m_n = \frac{100}{11,7} = 8,55$ и для удобства расчета принимаем $m_n = 8$.

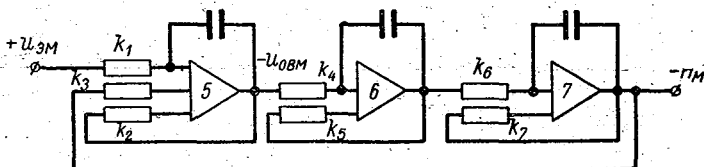


Рис. 7-28. Схема набора на модели системы регулирования скорости электродвигателя.

Максимально возможный масштаб для напряжения эталонного источника должен удовлетворять условию:

$$m_{U_s} \leq \frac{100 \text{ в}}{1 \text{ в}};$$

принимаем расчетное значение масштаба $m_{U_s} = 50$.

Поскольку постоянная времени магнитного усилителя значительно меньше других постоянных времени, то для выбора масштаба напряжения на обмотке возбуждения можно считать, что максимальное значение его приращения не превышает

$$\Delta u_{в \max} \leq k_{п} k_{му} \Delta u_s = 0,8 \cdot 12 \cdot 1 = 9,6 \text{ в.}$$

Максимально возможный масштаб напряжения на обмотке возбуждения будет:

$$m_{U_v} = \frac{100}{\Delta u_{в \max}} = \frac{100}{9,6} = 10,4.$$

Принимаем $m_{U_v} = 10$.

Электродвигатель представляется двумя апериодическими звеньями; поэтому разобьем коэффициент усиления k_d на два коэффициента $k_d = 1,4$ и $k_d' = 2$, которые и отнесем соответ-

венно к первому и второму апериодическим звеньям. Коэффициенты для набора по схеме рис. 7-28 определяются из соотношений:

$$k_1 = \frac{m_{UB} k_{\Pi} k_{\text{МУ}}}{m_{U\delta} m_t T_{\text{МУ}}} = \frac{10 \cdot 0,8 \cdot 12}{50 \cdot 5 \cdot 0,1} = 3,84;$$

$$k_2 = \frac{1}{m_t T_{\text{МУ}}} = \frac{1}{5 \cdot 0,1} = 2;$$

$$k_3 = \frac{m_{UB} k_{\Gamma} k_{\Pi} k_{\text{МУ}}}{m_n m_t T_{\text{МУ}}} = \frac{10 \cdot 0,1 \cdot 0,8 \cdot 12}{8 \cdot 5 \cdot 0,1} = 2,4;$$

$$k_4 = \frac{m_n k'_D}{m_{UB} m_t T_B} = \frac{8 \cdot 1,4}{10 \cdot 5 \cdot 0,7} = 0,32;$$

$$k_5 = \frac{1}{m_t T_B} = \frac{1}{5 \cdot 0,7} = 0,286;$$

$$k_6 = \frac{k''_D}{m_t T_{\text{ЭМ}}} = \frac{2}{5 \cdot 1,2} = 0,334;$$

$$k_7 = \frac{1}{m_t T_{\text{ЭМ}}} = \frac{1}{5 \cdot 1,2} = 0,167.$$

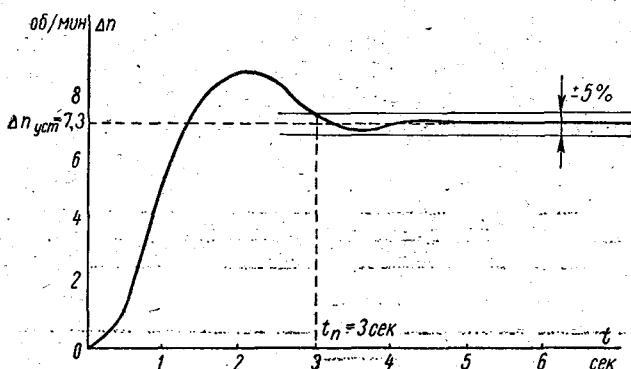


Рис. 7-29. Переходный процесс в системе регулирования скорости электродвигателя, полученный на модели.

На рис. 7-29 приведен переходный процесс в рассматриваемой системе (в масштабах реальных величин) при единичном управляющем воздействии, полученный на модели.

7-7. Моделирование системы регулирования напряжения генератора постоянного тока с электронно-машинным усилителем

На рис. 7-30 приведена принципиальная схема системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока с электромашинным регулятором, в которой балансный

Ставится задача: проверить рассматриваемую систему на устойчивость, в случае ее неустойчивости выбрать место включения

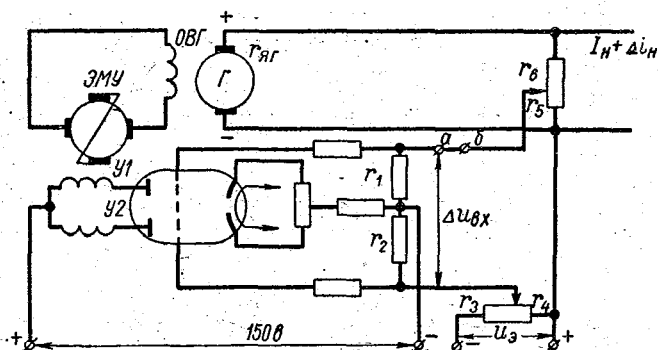


Рис. 7-30. Принципиальная схема системы регулирования напряжения генератора постоянного тока с электронно-машинным регулятором.

и подобрать параметры параллельного стабилизирующего контура $r - C$ и определить переходный процесс в стабилизированной системе. Расчет произвести в пренебрежении индуктивностью якорной цепи генератора.

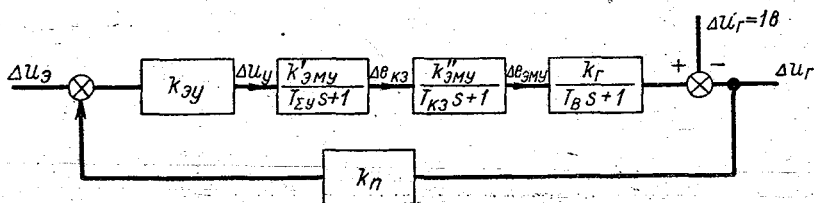


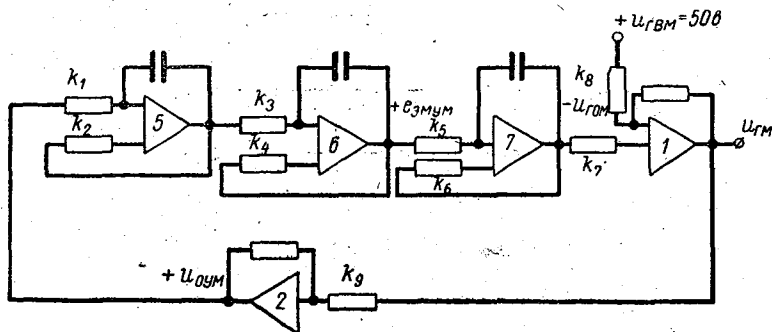
Рис. 7-31. Структурная схема нестабилизированной системы регулирования.

При сделанных допущениях рассматриваемая нестабилизированная система может быть представлена тремя апериодическими звеньями. На рис. 7-31. приведена структурная схема для исходной системы регулирования.

Основные параметры системы:

$$\begin{aligned} k_{\text{ay}} &= 10; & T_{\Sigma y} &= 0,05 \text{ сек}; \\ k_{\text{amy}} &= 10; & T_{\text{K3}} &= 0,12 \text{ сек}; \\ k_r &= 4; & T_{\text{B}} &= 0,25 \text{ сек}; \\ k_{\Pi} &= \frac{\Delta u_r}{\Delta u_{\text{ax}}} = 0,25. \end{aligned}$$

При $\Delta u_{\Gamma} = 1$ в можно принять масштаб напряжения генератора $m_{U_{\Gamma}} = 50$, что будет соответствовать напряжению $u_{\Gamma M} = 50$ в.

$$m_{e \text{ эмы}} = 10; \quad m_{uy} \leq \frac{100}{k_{\text{эу}} k_{\Pi \Delta u_{\Gamma \text{ макс}}}} = \frac{100}{10 \cdot 0,25 \cdot 1} = 40.$$


Общий коэффициент усиления электромашиного усилителя разбиваем на два коэффициента: $k'_{\text{эму}} = 5$ и $k''_{\text{эму}} = 2$.

Следует отметить, что коэффициент потенциометра можно объединить с коэффициентом электронного усилителя $k_n k_{эу} = 0,25 \cdot 10 = 2,5$.

Схема набора задачи для нестабилизированной системы регулирования приведена на рис. 7-32.

При моделировании системы требуется произвести суммирование возмущающего $\Delta u_{гв}$ и регулирующего $\Delta u_{го}$ воздействий на систему, где $\Delta u_{гв}$ — провал напряжения генератора от изменения тока нагрузки; $\Delta u_{го}$ — составляющая напряжения генератора, появляющаяся в результате обработки системы регулирования.

351.

Определение коэффициентов схемы набора производится по соотношениям:

$$k_0 = \frac{m_{UB} k_{\Sigma y} k_{\Pi}}{m_{UG}} = \frac{40 \cdot 10 \cdot 0,25}{50} = 2;$$

$$k_1 = \frac{m_{\Sigma y} k'_{\Sigma y}}{m_{UB} m_t T_{\Sigma y}} = \frac{10 \cdot 5}{40 \cdot 10 \cdot 0,05} = 2,5;$$

$$k_2 = \frac{1}{m_t T_{\Sigma y}} = \frac{1}{10 \cdot 0,05} = 2;$$

$$k_3 = \frac{k''_{\Sigma y}}{m_t T_{\Sigma y}} = \frac{2}{10 \cdot 0,12} = 1,67;$$

$$k_4 = \frac{1}{m_t T_{\Sigma y}} = \frac{1}{10 \cdot 0,12} = 0,83;$$

$$k_5 = \frac{m_{UG} k_{\Gamma}}{m_{\Sigma y} m_t T_{\Sigma y}} = \frac{50 \cdot 4}{10 \cdot 10 \cdot 0,25} = 8;$$

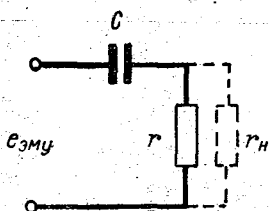
$$k_6 = \frac{1}{m_t T_{\Sigma y}} = \frac{1}{10 \cdot 0,25} = 0,4;$$

$$k_7 = 1; \quad k_8 = 1.$$

Набор и решение задачи на модели показали, что переходный процесс по возмущающему воздействию в нестабилизированной системе оказался расходящимся, а следовательно, система — неустойчивой.

Для стабилизации системы используем дифференцирующий контур $r - C$, вход которого включим на якорь ЭМУ, а выход — в разрыв цепи на входе электронного усилителя (между точками a и b на рис. 7-30).

Передаточная функция стабилизирующей цепи, изображенной на рис. 7-33, будет иметь вид



$$\frac{x_{\text{вых}}(s)}{x_{\text{вх}}(s)} = \frac{T_c s}{T_c s + 1}.$$

Здесь $T_c = r_3 C$, где

$$r_3 = \frac{r r_n}{r + r_n}$$

и r_n , в соответствии с рис. 7-30,

Рис. 7-33. Принципиальная схема стабилизирующей цепи.

$$r_n = r_1 + r_2 + \frac{(r_6 + r_{яг}) r_5}{r_5 + r_6 + r_{яг}} + \frac{r_3 r_4}{r_3 + r_4}.$$

Схема набора системы регулирования напряжения генератора с учетом дифференцирующей цепи изображена на рис. 7-34. Инвертирующий усилитель 9 дает необходимую фазу корректирующего сигнала.

Коэффициент $k = k_{10}k_{14}k_{15}$ необходимо установить до начала коррекции, так как он зависит лишь от масштабов $m_{e \text{ эму}}$, $m_{U \text{ у}}$, коэффициента усиления электронного усилителя $k_{\text{эу}}$ и совершенно не зависит от величины постоянной времени T_c , которую необходимо подобрать. Действительно:

$$k_{10} = \frac{m_{U \text{ кор}} T_c}{m_{e \text{ эму}} T_c}; \quad k_{14} = 1; \quad k_{15} = \frac{m_{U \text{ у}} k_{\text{эу}}}{m_{U \text{ кор}}},$$

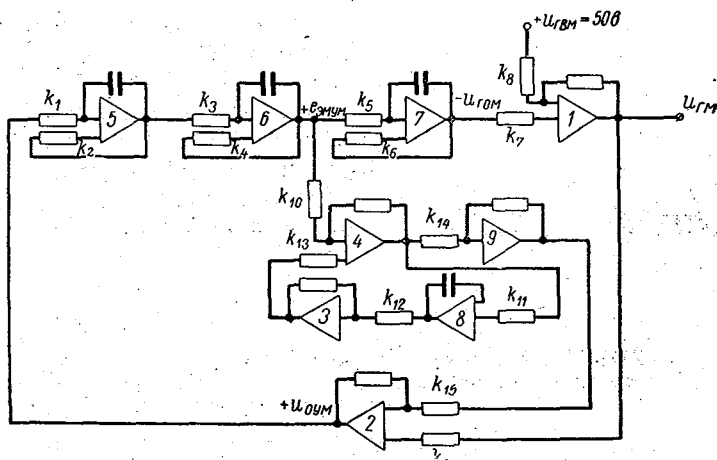


Рис. 7-34. Схема набора на модели задачи для стабилизированной системы регулирования.

где $m_{U \text{ кор}}$ — масштаб напряжения на выходе корректирующей цепи. Величиной его задаваться не нужно, так как в общем выражении для коэффициента k он сокращается:

$$k = k_{10}k_{14}k_{15} = \frac{m_{U \text{ кор}} T_c}{m_{e \text{ эму}} T_c} \cdot 1 \cdot \frac{m_{U \text{ у}} k_{\text{эу}}}{m_{U \text{ кор}}} = \frac{m_{U \text{ у}} k_{\text{эу}}}{m_{e \text{ эму}}} = \frac{40 \cdot 10}{10} = 40.$$

Принимаем $k_{10} = 4$; $k_{15} = 10$.

После вариаций параметров стабилизирующей цепи, произведенных на модели, стабилизировать систему и получить удовлетворительный переходный процесс оказалось возможным при следующих значениях коэффициентов:

$$k_{11}k_{12}k_{13} = \frac{1}{m_t T_c} = 2,7.$$

Отсюда

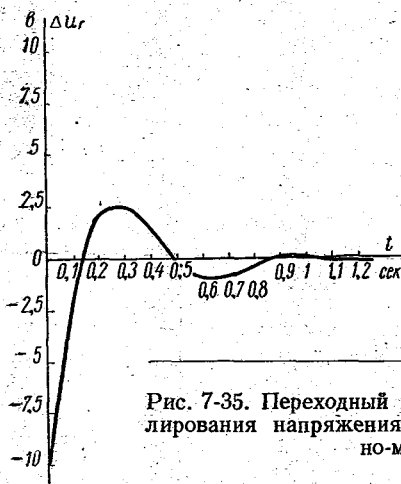
$$T_c = \frac{1}{2,7 m_t} = \frac{1}{2,7 \cdot 10} = 0,037 \text{ сек.}$$

Принимаем $C = 10 \text{ мкф}$; тогда

$$r_3 = \frac{T_c}{C} = \frac{0,037}{10 \cdot 10^{-6}} = 3700 \text{ ом.}$$

Поскольку $r_1 + r_2$ обычно на один-два порядка выше r_3 , то можно приближенно принять:

$$r \approx r_3 = 3700 \text{ ом.}$$



Таким образом, место включения и параметры стабилизирующей цепи полностью определились.

На рис. 7-35 приведен переходный процесс, полученный на модели для стабилизированной системы регулирования в масштабах реальных величин.

Рис. 7-35. Переходный процесс в стабилизированной системе регулирования напряжения генератора постоянного тока с электронно-машинным регулятором.

7-8. Моделирование электрического привода подачи тяжелого продольно-фрезерного станка с широким диапазоном регулирования

Электрический привод подачи тяжелого продольно-фрезерного станка с широким диапазоном регулирования скорости осуществляется по системе электромашинный усилитель-двигатель, принципиальная схема которой приведена на рис. 7-36. Система обладает высоким коэффициентом усиления, имеет глубокую обратную связь по скорости и два стабилизирующих трансформатора, один из которых ТСС включен на выходе тахогенератора, а другой ТПТ — в поперечную цепь электромашинного усилителя.

Ставится задача: подобрать параметры стабилизирующих трансформаторов, осуществляющих гибкие связи по скорости (ТСС) и по поперечному току ЭМУ (ТПТ) с таким расчетом, чтобы время переходного процесса по управляющему воздействию не превышало $0,7 \div 0,8 \text{ сек}$, максимальное перерегулирование $\sigma_{\text{макс}}$ было бы не более 45 %. Требуется также рассчитать переходные процессы в системе по управляющему и по возмущающему воздействиям.

Структурная схема рассматриваемой системы приведена на рис. 7-37. На схеме приняты следующие обозначения:

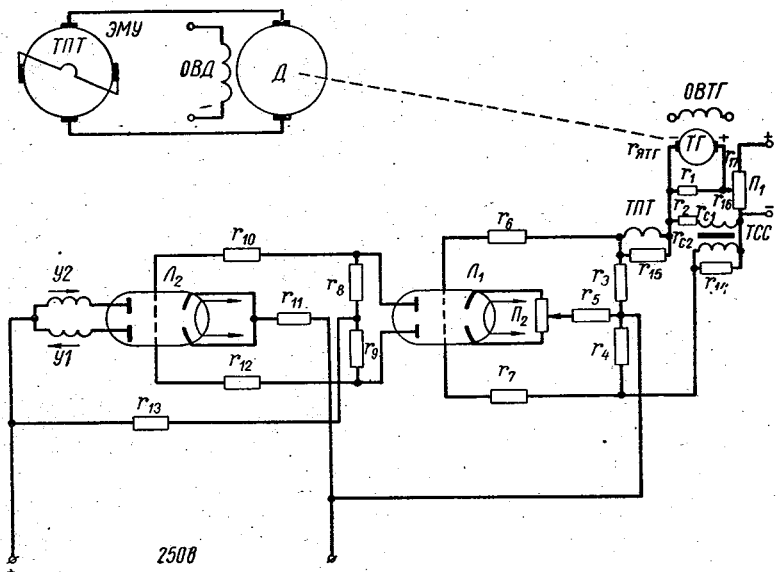


Рис. 7-36. Принципиальная схема электропривода подачи.

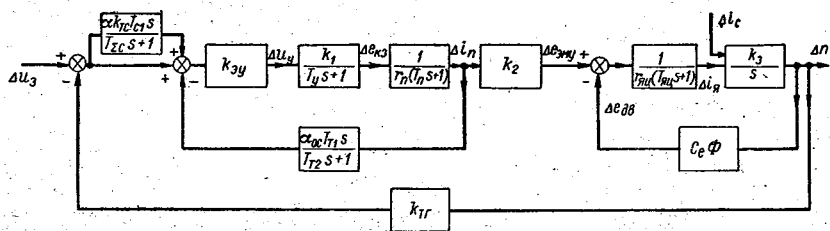


Рис. 7-37. Структурная схема электропривода подачи.

где $W_{тсс}(s) = \frac{ak_{тс}T_{с1}s}{T_{\Sigma c}s + 1}$ — передаточная функция стабилизирующего трансформатора по скорости, при больших входных сопротивлениях r_3 и r_4 позволяет пренебречь сопротивлениями цепей вторичной обмотки трансформатора *ТПТ*, тахогенератора и задающей обмотки;

$r_{с2}$ — сопротивление вторичной обмотки трансформатора *ТСС*;

$r_n \approx \frac{r_{14}(r_3 + r_4)}{r_3 + r_4 + r_{14}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки трансформатора *ТСС*;

$k_{тс} = \frac{\omega_{с2}}{\omega_{с1}}$ — коэффициент трансформации *ТСС*;

$T_{с1} = \frac{L_{с1}}{r_2 + r_{с1}}$ — постоянная времени цепи первичной обмотки трансформатора *ТСС* при разомкнутой вторичной (в предположении, что выходное сопротивление цепей задающей обмотки и тахогенератора мало);

$T_{с2} = \frac{L_{с2}}{r_n + r_{с2}}$ — постоянная времени цепи вторичной обмотки *ТСС* при разомкнутой первичной;

$T_{\Sigma c} = T_{с1} + T_{с2}$ — суммарная постоянная времени *ТСС*;
 $L_{с1}$ и $L_{с2}$ — индуктивности первичной и вторичной обмоток *ТСС*;

$W_{тпт}(s) = \frac{a_{oc}T_{т1}s}{T_{т2}s + 1}$ — передаточная функция трансформатора *ТПТ* (передаточная функция токового трансформатора *ТПТ* выведена в предположении, что ампер-витки вторичной обмотки не влияют на поток трансформатора; при больших сопротивлениях нагрузки это предположение близко к истине);

$a_{oc} \approx \frac{k_{тг}r'_n r_{т1}}{r'_n + r_{т2}}$ — передаточный коэффициент;

$r'_n \approx \frac{r_{15}(r_3 + r_4)}{r_3 + r_4 + r_{15}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки;

$T_{т1} = \frac{L_{т1}}{r_{т1}}$ — постоянная времени первичной обмотки трансформатора *ТПТ*;

$T_{т2} = \frac{L_{т2}}{r'_n + r_{т2}}$ — постоянная времени вторичной обмотки трансформатора *ТПТ*;

$L_{т1}$ и $L_{т2}$ — индуктивность первичной и вторичной обмоток трансформатора *ТПТ*;

$k_{тг} = \frac{\omega_{т2}}{\omega_{т1}}$ — коэффициент трансформации *ТПТ*;

$r_{т1}$ и $r_{т2}$ — сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора ТПТ;
 $k_{эу} = 416$ — коэффициент усиления электронного усилителя;

$k_1 = \frac{\Delta e_{кз}}{\Delta u_y} = 0,0486$ — коэффициент усиления первого каскада ЭМУ;

$k_2 \cdot \frac{1}{r_{п}}$ — коэффициент усиления второго каскада ЭМУ;

$$k_2 = \frac{\Delta e_{эму}}{\Delta i_{п}} = 35,$$

$r_{п} = 0,24 \text{ ом}$ — сопротивление поперечной цепи ЭМУ с учетом сопротивления первичной обмотки трансформатора ТПТ:

$$k_2 \cdot \frac{1}{r_{п}} = 35 \frac{1}{0,24} = 145;$$

$T_{\Sigma y} = 2 \cdot \frac{L_y}{r_y + r_{вых}} = 0,005 \text{ сек}$ — суммарная постоянная времени двух обмоток управления ЭМУ;

L_y — индуктивность одной обмотки управления;

r_y — сопротивление обмотки управления;

$r_{вых}$ — выходное сопротивление электронного усилителя;

$T_{п} = \frac{L_{п} + L_{т1}}{r_{п} + r_{т1}} = 0,422 \text{ сек}$ — постоянная времени поперечной цепи ЭМУ с учетом параметров первичной цепи стабилизирующего трансформатора ТПТ;

$L_{п}$ — индуктивность короткозамкнутой цепи ЭМУ;

$r_{яц} = 1,27 \text{ ом}$ — сопротивление якорной цепи;

$T_{яц} = \frac{L_{яд} + L_{яэму}}{r_{яц}} = 0,032 \text{ сек}$ — постоянная времени якорной цепи;

$L_{яд}$ и $L_{яэму}$ — соответственно индуктивности якорных цепей двигателя и ЭМУ;

$$k_3 = \frac{c_M \Phi^{375}}{GD^2} = 49; \quad c_e \Phi = 0,26;$$

$k_{тг} = \frac{\Delta u_{тг}}{\Delta n} \approx c_{eтг} \Phi_{тг} = 0,125 \text{ в/об/мин}$ — коэффициент передачи тахогенератора.

Для расчета коэффициентов и напора схемы на модели необходимо иметь ориентировочные данные о корректирующих цепях. Эти данные можно получить, приняв значения постоянных времени и коэффициентов корректирующих цепей с таким расчетом, чтобы они лежали посредине диапазона реально возможных изменений этих величин.

Принимаем ориентировочно для трансформатора ТСС:

$$\alpha = 1; \quad k_{\text{тс}} = 2; \quad T_{\text{с1}} = 0,007 \text{ сек}; \quad T_{\Sigma\text{с}} = 0,01 \text{ сек};$$

для трансформатора ТПТ:

$$T_{\text{т1}} = 0,08 \text{ сек}; \quad k_{\text{тт}} = 30; \quad r_{\text{т1}} = 0,2 \text{ ом};$$

$$\alpha_{\text{ос}} \approx k_{\text{тт}} r_{\text{т1}} = 30 \cdot 0,2 = 6; \quad T_{\text{т2}} = 0,0013 \text{ сек}.$$

При подборе параметров стабилизирующего трансформатора ТПТ удобнее варьировать величинами $\alpha_{\text{ос}}$ и $T_{\text{т2}}$, оставляя неизменной величину $T_{\text{т1}}$, т. е. оставляя неизменным воздушный зазор. В этом случае не потребуется пересчитывать постоянную времени попе-

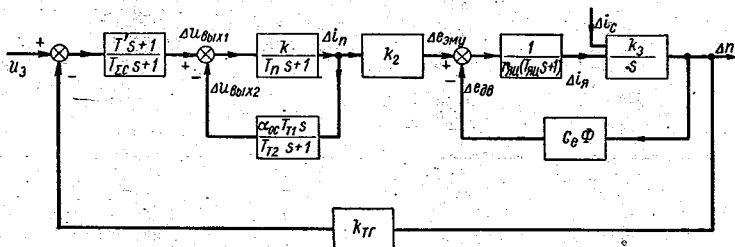


Рис. 7-38. Упрощенная структурная схема электропривода подачи.

речной цепи ЭМУ. Изменять воздушный зазор имеет смысл лишь в том случае, когда исчерпаны все возможные вариации параметров $\alpha_{\text{ос}}$ и $T_{\text{т2}}$.

На входе электронного усилителя включены два параллельных звена с передаточными функциями $W_1 = 1$ и $W_{\text{тс}} = \frac{\alpha k_{\text{тс}} T_{\text{с1}} s}{T_{\Sigma\text{с}} s + 1}$, которые можно заменить одним звеном с передаточной функцией $W_э$. При этом

$$W_э = 1 + \frac{\alpha k_{\text{тс}} T_{\text{с1}} s}{T_{\Sigma\text{с}} s + 1} = \frac{(T_{\Sigma\text{с}} + \alpha k_{\text{тс}} T_{\text{с1}}) s + 1}{T_{\Sigma\text{с}} s + 1} = \frac{T' s + 1}{T_{\Sigma\text{с}} s + 1},$$

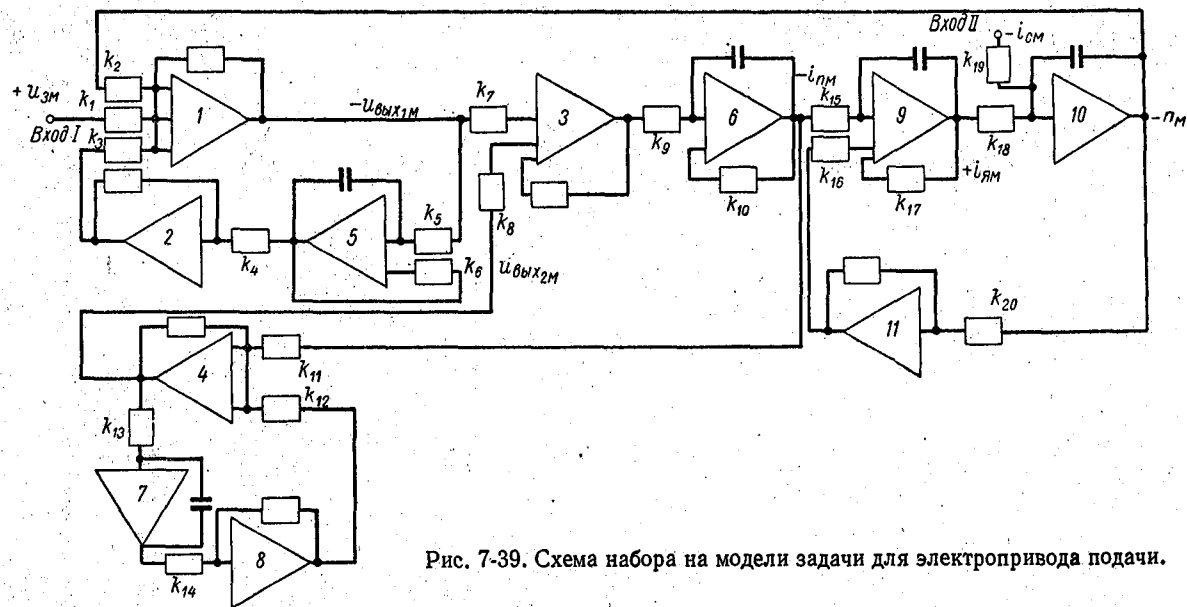
где

$$T' = T_{\Sigma\text{с}} + \alpha k_{\text{тс}} T_{\text{с1}} = 0,01 + 1 \cdot 2 \cdot 0,007 = 0,024 \text{ сек}.$$

Из сравнения численных значений всех постоянных времени можно заключить, что постоянной времени обмоток управления T_y можно пренебречь. Имея это в виду, можно упростить структурную схему, заменив три звена — от входа электронного усилителя до тока поперечной цепи — одним аperiодическим звеном с коэффициентом усиления:

$$k = k_{эy} k_1 \frac{1}{r_{\text{п}}} = 416 \cdot 0,0486 \cdot \frac{1}{0,24} = 8 \cdot 4,3 = 34,4.$$

При сделанных допущениях структурная схема примет вид, изображенный на рис. 7-38. Схема набора задачи, соответствующая этой структурной схеме, приведена на рис. 7-39.



Для предварительного ориентировочного расчета машинных коэффициентов принимаем масштабы всех переменных величин равными единице. Масштаб времени выбираем равным $m_t = 100$.

Если при этих масштабах некоторые коэффициенты окажутся больше 10, то масштабы следует изменить таким образом, чтобы машинные коэффициенты уменьшились и стали меньше 10.

При предварительно выбранных и заданных значениях величин машинные коэффициенты определяются следующими соотношениями:

$$k_1 = \frac{m_U \text{ВЫХ1} T'}{m_U T_{\Sigma c}} = \frac{1 \cdot 0,024}{1 \cdot 0,01} = 2,4;$$

$$k_2 = \frac{m_U \text{ВЫХ1} k_{\text{ТГ}} T'}{m_n T_{\Sigma c}} = \frac{1 \cdot 0,125 \cdot 0,024}{1 \cdot 0,01} = 0,3;$$

$$k_3 k_4 k_5 = \frac{1}{m_t T_{\Sigma c}} = \frac{1}{m_t T'} = \frac{1}{100 \cdot 0,01} = \frac{1}{100 \cdot 0,024} = 0,583;$$

$$k_6 = \frac{1}{m_t T'} = \frac{1}{100 \cdot 0,024} = 0,417;$$

$k_7 = k_8 = 1$, так как усилитель 3 — инвертирующий;

$$k_9 = \frac{m_i \Pi k}{m_U \text{ВЫХ1} m_t T_{\Pi}} = \frac{1 \cdot 84,3}{1 \cdot 100 \cdot 0,422} = 2;$$

$$k_{10} = \frac{1}{m_t T_{\Pi}} = \frac{1}{100 \cdot 0,422} = 0,0237;$$

$$k_{11} = \frac{m_U \text{ВЫХ2} \alpha_{\text{ос}} T_{\tau 1}}{m_i \Pi T_{\tau 2}} = \frac{1 \cdot 6 \cdot 0,08}{1 \cdot 0,0013} = 370;$$

$$k_{12} k_{13} k_{14} = \frac{1}{m_t T_{\tau 2}} = \frac{1}{100 \cdot 0,0013} = 7,2;$$

$$k_{15} = \frac{m_{i \text{я}} \frac{1}{r_{\text{яц}}} k_2}{m_i \Pi m_t T_{\text{яц}}} = \frac{1 \cdot \frac{1}{1,27} \cdot 35}{1 \cdot 100 \cdot 0,032} = 8,6;$$

$$k_{16} k_{20} = \frac{m_{i \text{ясe}} \Phi \frac{1}{r_{\text{яц}}}}{m_n m_t T_{\text{яц}}} = \frac{1 \cdot 0,26 \cdot \frac{1}{1,27}}{1 \cdot 100 \cdot 0,032} = 0,06;$$

$$k_{17} = \frac{1}{m_t T_{\text{яц}}} = \frac{1}{100 \cdot 0,032} = 0,313;$$

$$k_{18} = \frac{m_n k_3}{m_{i \text{я}} m_t} = \frac{1 \cdot 49}{1 \cdot 100} = 0,49.$$

Если возмущение будет подаваться на вход II (рис. 7-39) в масштабе тока, то:

$$k_{19} = k_{18} = 0,49.$$

В результате проведенных предварительных подсчетов коэффициент k_{11} оказался значительно больше 10. Для уменьшения его положим $m_{i\pi} = 5$. При этом изменятся коэффициенты k_9 , k_{11} и k_{15} :

$$k_9 = \frac{m_{i\pi} k}{m_{U\text{ Вых1}} m_{iT\pi}} = \frac{5 \cdot 84,3}{1 \cdot 100 \cdot 0,422} = 10;$$

$$k_{11} = \frac{m_{U\text{ Вых2}} \alpha_{\text{ос}} T_{T1}}{m_{i\pi} T_{T2}} = \frac{1 \cdot 6 \cdot 0,08}{5 \cdot 0,0013} = 74;$$

$$k_{15} = \frac{m_{i\pi} \frac{1}{r_{\text{яц}}} k_2}{m_{i\pi} m_{iT_{\text{яц}}}} = \frac{1 \cdot \frac{1}{1,27} \cdot 35}{5 \cdot 100 \cdot 0,032} = 1,72.$$

Полученное новое значение коэффициента $k_{11} = 74$ на модели также невозможно установить. Поэтому перераспределяем коэффициенты с таким расчетом, чтобы k_{11} стал меньше 10, а именно, принимаем:

$$k_{11} = 7,4; \quad k_8 = 10.$$

Это соответствует изменению масштаба $m_{U\text{ Вых2}}$ от значения $m_{U\text{ Вых2}} = 1$ до $m_{U\text{ Вых2}} = 0,1$. Коэффициент k_8 учитывает различие в масштабах $m_{U\text{ Вых1}}$ и $m_{U\text{ Вых2}}$:

$$k_8 = \frac{m_{U\text{ Вых1}}}{m_{U\text{ Вых2}}}.$$

Окончательными скорректированными значениями машинных коэффициентов будут:

$$k_1 = 2,4; \quad k_2 = 0,3; \quad k_3 = 1; \quad k_4 = 1; \quad k_5 = 0,583; \quad k_6 = 0,417; \\ k_7 = 1; \quad k_8 = 10; \quad k_9 = 10; \quad k_{10} = 0,0237; \quad k_{11} = 7,4; \quad k_{12} = 1; \\ k_{13} = 7,2; \quad k_{14} = 1; \quad k_{15} = 1,72; \quad k_{16} = 0,12; \quad k_{17} = 0,313; \quad k_{18} = \\ = 0,49; \quad k_{19} = 0,49; \quad k_{20} = 0,5.$$

На вход I через коэффициент k_1 осуществляется подача управляющего воздействия в масштабе m_{U_3} , а на вход II через коэффициент k_{19} — подача возмущающего воздействия в виде тока $i_{\text{см}}$, представляющего в масштабе $m_{i\pi}$ приращение тока Δi_c , соответствующего приращению момента статических сопротивлений ΔM_c .

После набора схемы на модели при принятых предварительно значениях параметров стабилизирующих цепей переходный процесс по управляющему воздействию оказался колебательным с очень малой степенью затухания.

После вариации параметров заданный переходный процесс был получен без изменения параметров трансформатора ТСС при следующих коэффициентах модели стабилизирующего трансформатора ТПТ:

$$k_{11} = 10; \quad k_{12}k_{13}k_{14} = 5,35.$$

При выбранных окончательно параметрах системы на модели были рассчитаны переходные процессы по управляющему и возмущающему воздействиям.

Переходный процесс по управляющему воздействию при подаче на вход 1 напряжения $U_{зм} = 1$ в, полученный в масштабах машинных переменных, имеет следующие характерные параметры:

$$n_{м \text{ макс}} = 11,2 \text{ в}; \quad i_{ям \text{ макс}} = 1,56 \text{ в}; \quad t_{м} = 80 \text{ сек.}$$

$$n_{м \text{ уст}} = 8 \text{ в.}$$

Как видим, максимальное значение машинной переменной $i_{ям \text{ макс}}$, соответствующей приращению тока якоря $\Delta i_{я}$, невелико и составляет единицы вольт. При таких малых напряжениях возможны значительные погрешности как вследствие того, что относительная погрешность отсчета при малых отклонениях стрелки измерительного прибора возрастает, так и вследствие соизмеримости ухода напряжения на выходах операционных усилителей, вызванного «дрейфом нулей», с полезным сигналом.

Чтобы уменьшить эту погрешность при расчете переходного процесса по управляющему воздействию, подаем на вход 1 напряжение $U_{зм} = 5$ в, что соответствует при неизменных машинных коэффициентах увеличению масштабов всех переменных (за исключением m) в 5 раз. При этом параметры переходного процесса на модели изменятся и примут значения:

$$n_{м \text{ макс}} = 56 \text{ в}; \quad i_{ям \text{ макс}} = 7,9 \text{ в}; \quad t_{м} = 80 \text{ сек.}$$

$$n_{м \text{ уст}} = 40 \text{ в};$$

На рис. 7-40 приведена характеристика переходного процесса в реальной системе по управляющему воздействию, соответствующая переходному процессу модели, при подаче на вход системы $\Delta U_s = 1$ в. Этот процесс характеризуется следующими данными:

$$\Delta n_{\text{макс}} = 11,2 \text{ об/мин}; \quad \Delta n_{\text{уст}} = 8 \text{ об/мин};$$

$$\sigma_{\text{макс}} \% = \frac{\Delta n_{\text{макс}} - \Delta n_{\text{уст}}}{\Delta n_{\text{уст}}} \cdot 100 = \frac{11,2 - 8}{8} \cdot 100 = 40 \%;$$

$$i_{я \text{ макс}} = 1,56 \text{ а}; \quad t = 0,8 \text{ сек.}$$

Для получения такого переходного процесса в реальной системе необходимо выполнить условия:

$$T_{\tau 2} = \frac{1}{m_i k_{12} k_{13} k_{14}} = \frac{1}{100 \cdot 5,35} = 0,00187 \text{ сек};$$

$$\alpha_{oc} = \frac{k_{11} m_i' T_{\tau 2}}{m_U' \text{вых} 2 T_{\tau 1}} =$$

$$= \frac{k_{11} m_i' T_{\tau 2}}{m_U' \text{вых} 2 T_{\tau 1}} = 11,65;$$

где

$$m_i' = 5 m_{i \text{ п}};$$

$$m_U' \text{вых} 2 = 5 m_U \text{вых} 2.$$

Для расчета переходного процесса по возмущающему воздействию принимаем:

$$\Delta i_c = 10 \text{ а},$$

что соответствует приращению момента:

$$\begin{aligned} \Delta M_c &= c_M \Phi \Delta i_c = \\ &= \frac{c_e \Phi}{1,03} \Delta i_c = \frac{0,26}{1,03} \cdot 10 = \\ &= 2,53 \text{ кгм}. \end{aligned}$$

Приращению тока Δi_c реальной системы соответствует напряжение $i_{cm} = 10 \text{ в}$, которое необходимо подать на вход кк (рис. 7-39). При этом переходный процесс на модели характеризуется следующими величинами:

$$i_{\text{ям макс}} = 16,25 \text{ в}; \quad i_{\text{ям уст}} = 10 \text{ в}; \quad n_{\text{м макс}} = 30 \text{ в}; \quad t_{\text{м}} = 80 \text{ сек},$$

а переходный процесс реальной системы:

$$\begin{aligned} \Delta i_{\text{я макс}} &= 16,25 \text{ а}; \quad \Delta i_{\text{я уст}} = 10 \text{ а}; \quad n_{\text{макс}} = 30 \text{ об/мин}; \\ t &= 0,8 \text{ сек}. \end{aligned}$$

Переходный процесс по возмущающему воздействию приведен на рис. 7-41.

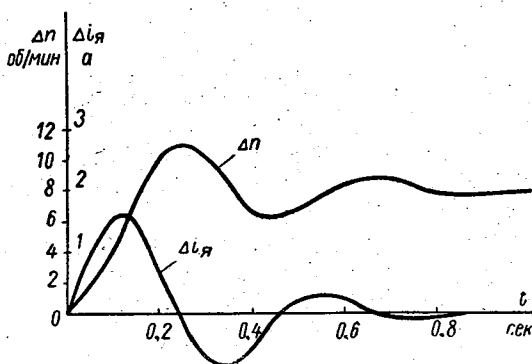


Рис. 7-40. Характеристики переходных процессов по управляющему воздействию.

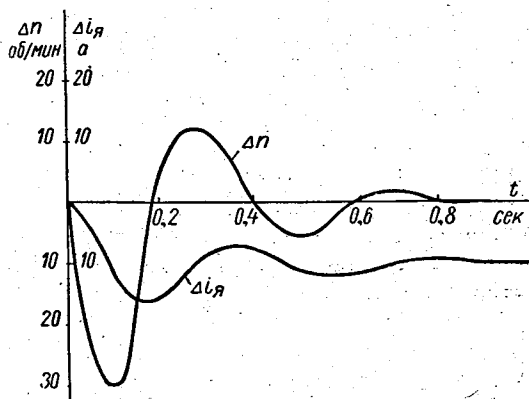


Рис. 7-41. Характеристики переходных процессов по возмущающему воздействию.

7-9. Моделирование электропривода по системе генератор-двигатель с силовым магнитным усилителем

Для механизма поворота экскаватора спроектирована система электропривода, принципиальная схема которой приведена на рис. 7-42.

Два двигателя постоянного тока, работающие на один вал, включены последовательно и получают питание от общего генератора, обмотка возбуждения которого, включенная по мостовой схеме, питается от двухтактного трехфазного силового магнитного усилителя с внутренней обратной связью.

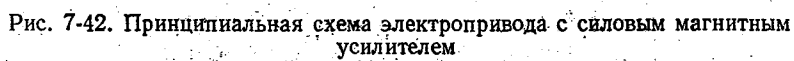
Магнитные усилители одного и другого тактов включены в разные диагонали моста таким образом, что при отсутствии тока в задающих обмотках $5УМС3$ и $1УМС6$ ток в каждой из полуобмоток возбуждения генератора равен нулю. При этом напряжения на выходе магнитного усилителя каждого такта равны половине номинального напряжения. В схеме управления электроприводом используется отрицательная обратная связь с отсечкой по току цепи якорей машин (обмотки $5УМС6$ и $6УМС6$) и жесткая отрицательная обратная связь по напряжению генератора (обмотки $5УМС2$ и $6УМС2$). Последняя при реверсах отключается с помощью вентилей $3ВВ$, $4ВВ$ и нормально открытых контактов реле $РРВВ$ и $РРНВ$ на период, когда напряжение генератора еще не поменяло полярность, с тем, чтобы исключить чрезмерную форсировку.

Напряжение сравнения для узла отсечки по току снимается с диагонали моста, в плечи которого включены обмотки возбуждения двигателей $1ДВ$ и $2ДВ$ и добавочные сопротивления r_1 и r_2 , что производится с целью компенсации температурного изменения параметров.

Для компенсации остаточного намагничивания генератор снабжен противокомпаундной обмоткой $ПКО$, включенной параллельно обмоткам компенсационной и дополнительных полюсов.

Момент статических сопротивлений привода поворота определяется лишь моментами сил трений и составляет незначительную долю суммарного номинального момента двух приводных электродвигателей.

Ставится задача: определить переходные процессы изменения тока цепи якорей и скорости вращения электродвигателей для режимов пуска (постановка командоконтроллера из нулевого в третье положение «вперед»), реверса (перестановка командоконтроллера из третьего положения «вперед» в третье положение «назад») и торможения (постановка командоконтроллера из третьего положения «вперед» в нулевое положение).



Основные параметры системы:

а) генератор типа МПЭ-14-12/4:

$$\begin{aligned} U_H &= 660 \text{ в}; & 2p &= 4; \\ I_H &= 341 \text{ а}; & 2a &= 2; \\ n_H &= 1000 \text{ об/мин}; & \sigma_r &= 1,15; \\ r_{яг} &= 0,035 \text{ ом}; & r_{вг} &= 3,2 \text{ ом}; \\ r_{пко} &= 0,865 \text{ ом}; & c'_{ег} &= c_{ег} \Phi_r = 11,4; \\ \omega_{ш} &= 324 \text{ (на полюс)}; & \omega_{пко} &= 45 \text{ (на полюс)}; \\ r_{дп+ко} &= 0,038 \text{ ом}; & L_{дп+ко} &= 0,0012 \text{ гн}; \end{aligned}$$

б) электродвигатели типа ДПВ-72:

$$\begin{aligned} U_H &= 305 \text{ в}; & c'_{ед} &= c_{ед} \Phi_d = 0,394; \\ I_H &= 360 \text{ а}; & c'_M &= c_M \Phi_d = 0,383; \\ n_H &= 750 \text{ об/мин}; & r_{вд} &= 6,7 \text{ ом}; \\ r_{дпд} &= 0,0115 \text{ ом}; \end{aligned}$$

суммарный маховый момент, приведенный к валу электродвигателей $GD_{\Sigma}^2 = 698 \text{ кгм}^2$;

сопротивление цепи якорей всех электрических машин $r_{яц} = 0,125 \text{ ом}$;

индуктивность цепи якорей $L_{яц} = 0,007 \text{ гн}$;

сопротивление участка якорной цепи, к которому подключена обратная связь по току $r_T = 0,049 \text{ ом}$;

индуктивность того же участка $L_T = 0,0015 \text{ гн}$;

в) магнитный усилитель:

суммарная постоянная времени, определенная для линейного участка характеристики МУ $T_{му} = 0,06 \text{ сек}$;

параметры обмоток управления для одного такта:

задающей: $\omega_{оз} = 80$; $r_{озо} = 0,8 \text{ ом}$;

обратной связи по току: $\omega_{от} = 40$; $r_{ото} = 0,2 \text{ ом}$;

обратной связи по напряжению: $\omega_{он} = 140$; $r_{оно} = 5,7 \text{ ом}$;

Значение добавочных сопротивлений (рис 7-42):

$$r_1 = r_2 = 1,93 \text{ ом}; \quad r_7 = r_8 = 450 \text{ ом};$$

$$r_3 = 7,6 \text{ ом}; \quad r_9 = r_{10} = 100 \text{ ом};$$

$$r_4 = 5,6 \text{ ом}; \quad r_{11} = r_{12} = 0,5 \text{ ом};$$

$$r_5 = 1,82 \text{ ом}; \quad r_{13} = r_{14} = 11,2 \text{ ом};$$

$$r_6 = 1050 \text{ ом}; \quad r_{15} = r_{16} = 44,6 \text{ ом}.$$

Сопровитвления r_{17} и r_{18} в третьем положении командоконтроллера зашунтированы, и поэтому их значения для расчета не нужны.

Характеристика «вход-выход» двухтактного трехфазного магнитного усилителя, используемого в схеме, снятая экспериментально, приведена на рис. 7-43.

Магнитный усилитель для рассматриваемой схемы электропривода может быть заменен эквивалентной схемой, приведенной на рис. 7-44, а.

Выходное сопротивление $r_{\text{вых}}$ для каждого такта магнитного усилителя можно определить, используя обобщенные внешние характеристики, построенные для магнитных усилителей данной серии в относительных единицах. В схеме использован нестандартный МУ, что затрудняет расчетное определение значения $r_{\text{вых}}$; значение выходного сопротивления без большой погрешности можно положить равным нулю.

В этом случае эквивалентная схема магнитного усилителя значительно упрощается и принимает вид, изображенный на рис. 7-44, б.

При сделанных допущениях дифференциальное уравнение магнитного усилителя будет иметь вид

а) до вступления в действие связи по току:

$$T_{\text{МУ}} \frac{de_{\text{МУ}}}{dt} + e_{\text{МУ}} = k_{\text{ОЗ}} u_{\text{ОЗ}} - k_{\text{ОН}} u_{\text{ОН}};$$

б) после вступления в действие связи по току:

$$T_{\text{МУ}} \frac{de_{\text{МУ}}}{dt} + e_{\text{МУ}} = k_{\text{ОЗ}} u_{\text{ОЗ}} - k_{\text{ОН}} u_{\text{ОН}} - k_{\text{ОТ}} u_{\text{ОТ}};$$

$e_{\text{МУ}} = r_{\text{ВГ}} I_{\text{ВГ}}$ — «Э. д. с.» магнитного усилителя, эквивалентная э. д. с. некоторого возбудителя генератора;

$k_{\text{ОЗ}} = \frac{e_{\text{МУ}} \omega_{\text{ОЗ}}}{i \omega_{\text{У}} r_{\text{ОЗ}}}$ — коэффициент усиления МУ по цепи задающей обмотки;

$k_{\text{ОН}} = \frac{e_{\text{МУ}} \omega_{\text{ОН}}}{i \omega_{\text{У}} r_{\text{ОН}}}$ — коэффициент усиления МУ по цепи обмотки обратной связи по напряжению;

$k_{\text{ОТ}} = \frac{e_{\text{МУ}} \omega_{\text{ОТ}}}{i \omega_{\text{У}} r_{\text{ОТ}}}$ — коэффициент усиления МУ по цепи обмотки обратной связи по току;

$r_{\text{ОЗ}}, r_{\text{ОН}}, r_{\text{ОТ}}$ — соответственно сопротивления цепей обмоток задающей, обратной связи по напряжению и обратной связи по току;

$u_{\text{ОЗ}}, u_{\text{ОН}}, u_{\text{ОТ}}$ — соответственно напряжения, приложенные к цепям обмоток задающей, обратной связи по напряжению и обратной связи по току;

$i \omega_{\text{У}}$ — ампер-витки управления на один такт магнитного усилителя.

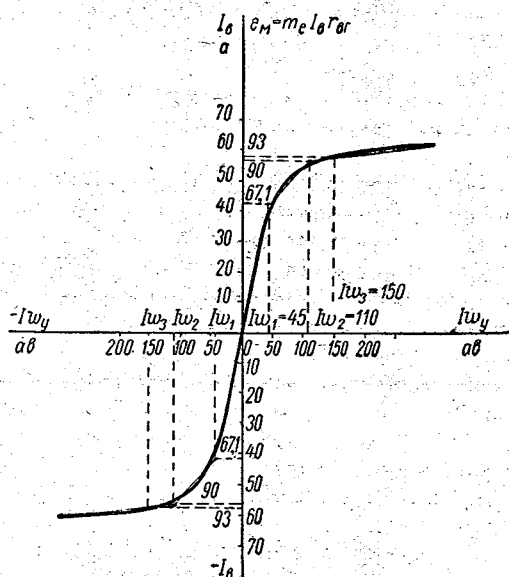


Рис. 7-43. Характеристика «вход-выход» трех-
фазного магнитного усилителя.

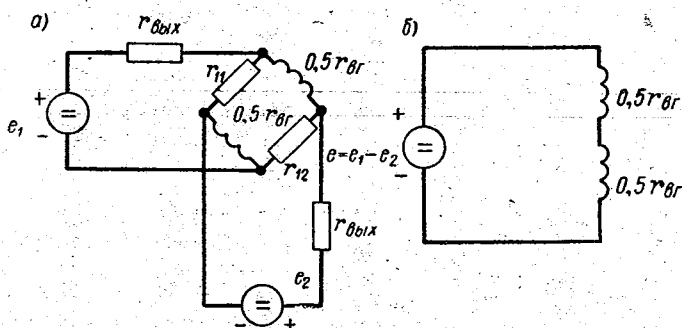


Рис. 7-44. Эквивалентные схемы для цепи нагрузки магнитного
усилителя: а — полная; б — упрощенная.

(Все коэффициенты усиления определяются для линейного участка характеристики магнитного усилителя.)

Используя известную схему набора задачи для магнитного усилителя и учитывая, что

$$u_{OH} = \beta(e_r - i_{я}r),$$

где

$$\beta = \frac{r_8}{r_6 + r_7 + r_8}; \quad r = r_{яг} + r_r$$

и

$$u_{OT} = i_{я}r_T + L_T \frac{di_{я}}{dt},$$

получим машинные коэффициенты в общем виде:

$$k_1 = \frac{m_{e\text{ му}k_{O3}}}{m_{U_{O3}}m_iT_{\text{му}}}; \quad k_2 = \frac{\beta m_{e\text{ му}k_{OH}r}}{m_{i\text{ я}m_iT_{\text{му}}}};$$

$$k_{23} = \beta \frac{m_{e\text{ му}k_{OH}}}{m_{e\text{ г}m_iT_{\text{му}}}}; \quad k_{17} = \frac{m_{e\text{ му}k_{OT}L_T}}{m_{i\text{ я}m_iT_{\text{му}}}};$$

$$k_{18} = \frac{m_{e\text{ му}k_{OT}r_T}}{m_{i\text{ я}m_iT_{\text{му}}}},$$

где $m_{e\text{ му}}$; $m_{U_{O3}}$; $m_{i\text{ я}}$; $m_{e\text{ г}}$; m_i — соответственно масштабы «э. д. с.» магнитного усилителя, задающего напряжения, тока цепи якорей, э. д. с. генератора и времени.

В цепь обратной связи модели включается нелинейный блок, настраиваемый таким образом, чтобы статическая характеристика модели по какому-либо из входов соответствовала статической характеристике магнитного усилителя (рис. 7-43).

При моделировании генератора следует иметь в виду, что на основную обмотку возбуждения его воздействует «э. д. с.» магнитного усилителя, а на противокомпаундную — падение напряжения на добавочных полюсах и компенсационной обмотке генератора и э. д. с. самоиндукции, возникающая в последних при изменении тока якоря.

Воздействием, обязанным э. д. с. самоиндукции обмоток компенсационной и дополнительных полюсов, можно пренебречь вследствие того, что ее влияние на переходный процесс незначительно.

В этом случае дифференциальные уравнения для генератора будут иметь вид

$$e_{\text{му}} = r_{вг}i_{в} + 2p\sigma_r\omega_{\text{ш}} \frac{d\Phi_r}{dt};$$

$$i_{я}r_{\text{дп+ко}} = i_{\text{пко}}r_{\text{пко}} - 2p\sigma_r\omega_{\text{пко}} \frac{d\Phi_r}{dt};$$

$$(i_{в}\omega_{\text{ш}} - i_{\text{пко}}\omega_{\text{пко}})c_{\Phi} = \Phi_r;$$

$$c_{e_i}\Phi_r n_r = e_r.$$

Решая совместно эту систему уравнений, можно получить:

$$\begin{aligned} \frac{de_r}{dt} = & \frac{\omega_{\text{ш}} c_{e\Gamma} n_{\Gamma}}{\sigma r_{\text{вг}} \left(\frac{2p\omega_{\text{ш}}^2}{r_{\text{вг}}} + \frac{2p\omega_{\text{пко}}^2}{r_{\text{пко}}} \right)} e_{\text{му}} - \\ & - \frac{1}{\sigma c_{\Phi} \left(\frac{2p\sigma_{\Gamma}\omega_{\text{ш}}^2}{r_{\text{вг}}} + \frac{2p\omega_{\text{пко}}^2}{r_{\text{пко}}} \right)} e_{\Gamma} - \\ & - \frac{r_{\text{дп+ко}} \omega_{\text{пко}} c_{e\Gamma} n_{\Gamma}}{\sigma r_{\text{пко}} \left(\frac{2p\omega_{\text{ш}}^2}{r_{\text{вг}}} + \frac{2p\omega_{\text{пко}}^2}{r_{\text{пко}}} \right)} i_{\text{я}}. \end{aligned}$$

Выражение в скобках в знаменателях каждого из слагаемых правой части является суммарной постоянной времени генератора. Вследствие значительно меньшего числа витков противокомпаундной обмотки ее постоянная времени несоизмеримо меньше постоянной времени обмотки возбуждения, и без существенной погрешности ею можно пренебречь. В этом случае общее дифференциальное уравнение для генератора упрощается и примет вид

$$\frac{de_r}{dt} = \frac{c_{e\Gamma} n_{\Gamma}}{2p\sigma_{\Gamma}\omega_{\text{ш}}} \cdot e_{\text{му}} - \frac{r_{\text{вг}}}{2p\sigma_{\Gamma}\omega_{\text{ш}}^2 c_{\Phi}} e_{\Gamma} - \frac{r_{\text{дп+ко}} \omega_{\text{пко}} c_{e\Gamma} n_{\Gamma} r_{\text{вг}}}{r_{\text{пко}} 2p\sigma_{\Gamma}\omega_{\text{ш}}^2} i_{\text{я}}.$$

Машинное уравнение будет:

$$\begin{aligned} S_{\text{м}} e_{\text{гм}} = & \frac{m_{e\Gamma} c_{e\Gamma} n_{\Gamma}}{m_e m_t 2p\sigma_{\Gamma}\omega_{\text{ш}}} e_{\text{мум}} - \frac{r_{\text{вг}}}{m_t 2p\sigma_{\Gamma}\omega_{\text{ш}}^2 c_{\Phi}} e_{\text{гм}} - \\ & - \frac{m_{e\Gamma} r_{\text{дп+ко}} \omega_{\text{пко}} c_{e\Gamma} n_{\Gamma} r_{\text{вг}}}{m_{i\text{я}} m_t r_{\text{пко}} 2p\sigma_{\Gamma}\omega_{\text{ш}}^2} \cdot i_{\text{ям}}. \end{aligned}$$

Для цепи якорей машин дифференциальное уравнение можно записать в виде

$$e_{\Gamma} = i_{\text{я}} r_{\text{яц}} + L_{\text{яц}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + 2e_{\text{д}},$$

или

$$\frac{di_{\text{я}}}{dt} = -\frac{r_{\text{яц}}}{L_{\text{яц}}} i_{\text{я}} + \frac{e_{\Gamma}}{L_{\text{яц}}} - \frac{2c_{e\text{д}} \Phi_{\text{д}} n_{\text{д}}}{L_{\text{яц}}},$$

а машинное уравнение

$$\begin{aligned} S_{\text{м}} i_{\text{ям}} = & \frac{m_{i\text{я}}}{m_e m_t L_{\text{яц}}} e_{\text{гм}} - \frac{r_{\text{яц}}}{L_{\text{яц}} m_t} i_{\text{ям}} - \\ & - \frac{2c_{e\text{д}} \Phi_{\text{д}} m_{i\text{я}}}{L_{\text{яц}} m_n m_t} n_{\text{дм}}. \end{aligned}$$

Для электродвигателей при пренебрежении весьма малым значением момента статических сопротивлений дифференциальное уравнение запишется в виде

$$\frac{GD_{\Sigma}^2}{375} \cdot \frac{dn_d}{dt} = 2c_M \Phi_d i_{я},$$

или

$$\frac{dn_d}{dt} = \frac{2c_M \Phi_d 375}{GD_{\Sigma}^2} i_{я},$$

а машинное уравнение

$$s_M n_d = \frac{2c_M \Phi_d 375 \cdot m_n}{GD_{\Sigma}^2 m_{i_{я}} m_t} i_{ям}.$$

Для расчета численных значений машинных коэффициентов необходимо предварительно определить величины сопротивлений цепей обмоток магнитного усилителя и коэффициентов усиления по каждой из обмоток.

а) Узел задающей обмотки.

В соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе узел задающей обмотки может быть представлен схемой, изображенной на рис. 7-45. В этой схеме

$$\begin{aligned} u_{03} &= U_c \frac{r_{14}}{r_{13} + r_{14}} = \\ &= 120 \frac{11,2}{11,2 + 11,2} = 60 \text{ в}, \\ r_0 &= \frac{r_{13} \cdot r_{14}}{r_{13} + r_{14}} = \\ &= \frac{11,2 \cdot 11,2}{11,2 + 11,2} = 5,6 \text{ ом}, \end{aligned}$$

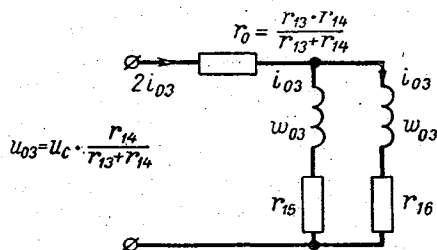


Рис. 7-45. Эквивалентная схема узла задающей обмотки.

и сопротивление цепи задающей обмотки (на один такт)

$$r_{03} = 2r_0 + r_{030} + r_{15} = 2 \cdot 5,6 + 0,8 + 44,6 = 56,6 \text{ ом}.$$

б) Узел обмоток обратной связи по току якорной цепи (рис. 7-46).

Напряжение между точками а и б при отключенном потенциометре r_3, r_4 :

$$\begin{aligned} u_{аб} &= \beta_1 U_c = U_c \left(\frac{r_{вд}}{r_2 + r_{вд}} - \frac{r_1}{r_1 + r_{вд}} \right) = \\ &= 120 \left(\frac{6,7}{6,7 + 1,93} - \frac{1,93}{6,7 + 1,93} \right) = 66 \text{ в}. \end{aligned}$$

Напряжение отсечки, снимаемое с сопротивления r_3 :

$$u_{cp} = u_{a6} \beta_2 = u_{a6} \frac{r_3}{r_3 + r_4 + \frac{r_{вд}' 2}{r_2 + r_{вд}} + \frac{r_{вд}' 1}{r_1 + r_{вд}}} =$$

$$= 66 \cdot \frac{7,6}{7,6 + 5,6 + \frac{6,7 \cdot 1,93}{6,7 + 1,93} + \frac{6,7 \cdot 1,93}{6,7 + 1,93}} = 31 \text{ в.}$$

Ток отсечки

$$I_{отс} = \frac{u_{cp}}{r_T} = \frac{31}{0,049} = 633 \text{ а.}$$

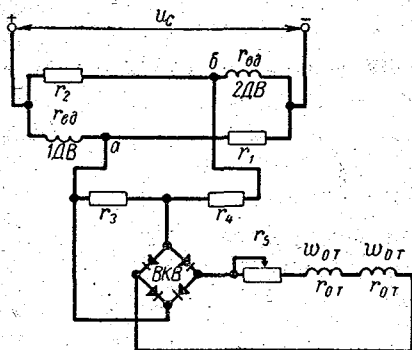


Рис. 7-46. Схема узла обмотки обратной связи по току.

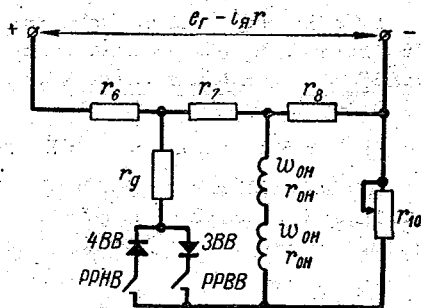


Рис. 7-47. Схема узла обмотки обратной связи по напряжению.

Пренебрегая сопротивлениями вентилях, сопротивление цепи обмоток обратной связи по току можно определить из соотношения:

$$r_{от} = \frac{r_3 \left(r_4 + \frac{r_{вд}' 1}{r_1 + r_{вд}} + \frac{r_{вд}' 2}{r_2 + r_{вд}} \right)}{r_3 + r_4 + \frac{r_{вд}' 1}{r_1 + r_{вд}} + \frac{r_{вд}' 2}{r_2 + r_{вд}}} + r_5 + 2r_{ото} =$$

$$= \frac{7,6 \left(5,6 + \frac{6,7 \cdot 1,93}{6,7 + 1,93} + \frac{6,7 \cdot 1,93}{6,7 + 1,93} \right)}{7,6 + 5,6 + \frac{6,7 \cdot 1,93}{6,7 + 1,93} + \frac{6,7 \cdot 1,93}{6,7 + 1,93}} + 1,82 + 2 \cdot 0,2 = 6,22 \text{ ом.}$$

в) Узел обмоток обратной связи по напряжению.

При установившейся работе, когда полярность напряжения генератора такова, как это указано на рис. 7-47, нормально открытый контакт реле $PPHB$ замкнут (работа «назад») и по сопротивлению r_9 ток не течет.

В этом случае напряжение на сопротивлении r_8 при разрыве цепи обмоток управления будет:

$$u_{он} = \beta (e_r - i_{я} r) = \frac{r_8}{r_6 + r_7 + r_8} (e_r - i_{я} r) = \\ = \frac{450}{1050 + 450 + 450} (e_r - i_{я} r) = 0,23 (e_r - i_{я} r).$$

Сопротивление цепи обмоток обратной связи по напряжению равно:

$$r_{он} = \frac{r_8 (r_6 + r_7)}{r_6 + r_7 + r_8} + r_{10} + 2r_{он0} = \\ = \frac{450 \cdot (1050 + 450)}{1050 + 450 + 450} + 100 + 2 \cdot 5,7 = 457,4 \text{ ом}.$$

При реверсах обратная связь по напряжению отключается, так как мост, в диагональ которого включены обмотки w_{om} , уравновешен.

Выберем для набора задачи на модели следующие значения масштабных коэффициентов:

масштаб задающего напряжения:

$$m_{U_{оз}} = 1;$$

масштаб «Э. д. с.» магнитного усилителя:

$$m_{e_{му}} \leq \frac{100}{I_{в \text{ макс}} r_{вг}} \leq \frac{100}{60 \cdot 3,2} = 0,5$$

(принимаем $m_{e_{му}} = 0,5$);

масштаб Э. д. с. генератора:

$$m_{e_r} \leq \frac{100}{E_{гя}} \leq \frac{100}{U_{гя} + I_{гя} (r_{яг} + r_{дн+ко})} \leq \\ \leq \frac{100}{660 + 341 \cdot (0,035 + 0,038)} \leq 0,145$$

(принимаем $m_{e_r} = 0,125$);

масштаб Э. д. с. двигателей:

$$m_{e_d} = m_{e_r} = 0,125;$$

масштаб тока якорной цепи:

$$m_{i_{я}} \leq \frac{100}{3I_{нд}} \leq \frac{100}{3 \cdot 360} \leq 0,093$$

(принимаем $m_{i_{я}} = 0,05$);

масштаб скорости двигателя:

$$m_n \leq \frac{100}{n_n} \leq \frac{100}{750} \leq 0,134$$

(принимаем $m_n = 0,1$);

масштаб времени $m_t = 10$.

Схема набора задачи для электропривода механизма поворота приведена на рис. 7-48, где полярности всех машинных переменных указаны для работы «вперед». Для получения обратной связи

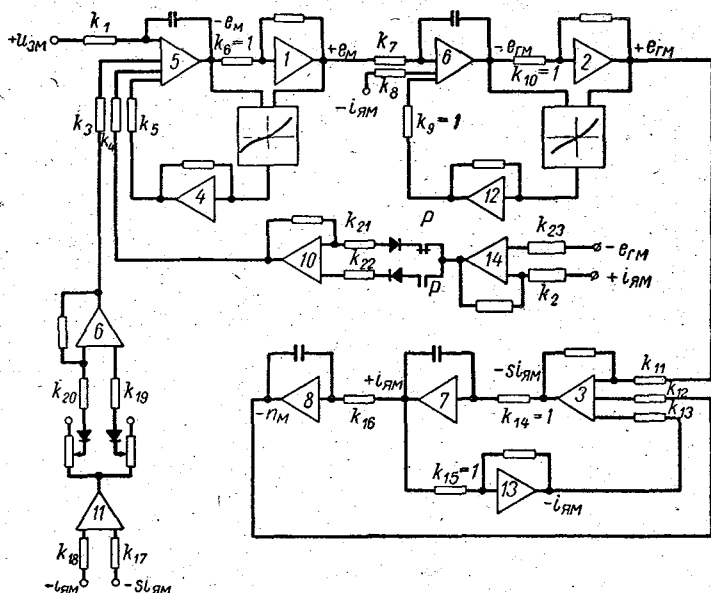


Рис. 7-48. Схема набора задачи на модели.

по напряжению генератора, отключаемой при реверсах, используются два усилителя 10 и 14; последний с диодами и контактами реле P во входных цепях. При работе «вперед» реле P втянуто и его нормально открытый контакт замкнут. На вход усилителя 5 подаются обратные связи: отрицательная — по э. д. с. генератора и положительная — по току якорной цепи.

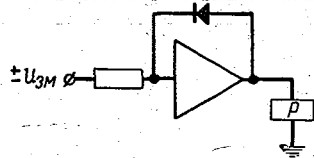


Рис. 7-49. Схема вспомогательного усилителя с катушкой реле.

полярности входного сигнала имеет коэффициент усиления, равный нулю (рис. 7-49). Диод, стоящий последовательно с нормально замкнутым контактом реле P , окажется запертым до момента времени, когда э. д. с. генератора не поменяет знака.

Расчет машинных коэффициентов:

$$k_1 = \frac{m_e \text{ мук}_{03}}{m_{\text{У } 03} m_t T_{\text{МУ}}} = \frac{0,5 \cdot 4,52}{1 \cdot 10 \cdot 0,06} = 3,77;$$

$$k_{03} = \frac{\Delta i_{\text{В } \Gamma \text{ В } \Gamma} w_{03}}{\Delta i w_{\text{Y } \Gamma 03}} = \frac{2,5 \cdot 3,2 \cdot 80}{25 \cdot 56,6} = 4,52;$$

$$k_4 = 1; \quad k_{21} = k_{22} = 1;$$

$$k_2 = \beta \frac{m_e \text{ мук}_{\text{ОН } r}}{m_{\text{I } \text{Я}} m_t T_{\text{МУ}}} = 0,23 \frac{0,5 \cdot 0,98 (0,035 + 0,038 + 0,0115)}{0,05 \cdot 10 \cdot 0,06} = 0,317;$$

$$k_{\text{ОН}} = \frac{\Delta i_{\text{В } \Gamma \text{ В } \Gamma} w_{\text{ОН}}}{\Delta i w_{\text{Y } \Gamma \text{ ОН}}} = \frac{25 \cdot 3,2 \cdot 1,40}{25 \cdot 457,4} = 0,98;$$

$$k_{23} = \beta \frac{m_e \text{ мук}_{\text{ОН}}}{m_{\text{Е } \Gamma} m_t T_{\text{МУ}}} = 0,23 \frac{0,5 \cdot 0,98}{0,125 \cdot 10 \cdot 0,06} = 1,5;$$

$$k_7 = \frac{m_e \text{ Г } c_e \text{ Г } n_{\Gamma}}{m_e \text{ МУ } m_t 2 \rho \sigma_{\Gamma} w_{\text{Ш}}} = \frac{0,125 \cdot 11 \cdot 400}{0,5 \cdot 10 \cdot 4 \cdot 324} = 0,22;$$

$$k_8 = \frac{m_e \text{ Г } r_{\text{ДП+КО}} w_{\text{ПКО } c_e \text{ Г } n_{\Gamma} r_{\text{В } \Gamma}}}{m_{\text{I } \text{Я}} m_t r_{\text{ПКО}} 2 \rho \sigma_{\Gamma} w_{\text{Ш}}^2} =$$

$$= \frac{0,125 \cdot 0,038 \cdot 45 \cdot 11 \cdot 400 \cdot 3,2}{0,05 \cdot 10 \cdot 0,865 \cdot 4 \cdot 324^2} = 0,0373;$$

$$k_{11} = \frac{m_{\text{I } \text{Я}}}{m_e \text{ Г } m_t L_{\text{ЯЦ}}} = \frac{0,05}{0,125 \cdot 10 \cdot 0,007} = 5,71;$$

$$k_{12} = \frac{2 c_e \text{ Д } \Phi_{\text{Д}} m_{\text{I } \text{Я}}}{m_n m_t L_{\text{ЯЦ}}} = \frac{2 \cdot 0,394 \cdot 0,05}{0,1 \cdot 0,007 \cdot 10} = 5,63;$$

$$k_{13} = \frac{r_{\text{ЯЦ}}}{m_t L_{\text{ЯЦ}}} = \frac{0,125}{0,007 \cdot 10} = 1,79;$$

$$k_{16} = \frac{2 c_M \Phi_{\text{Д}} 375 m_n}{G D_{\Sigma}^2 m_{\text{I } \text{Я}} m_t} = \frac{2 \cdot 0,383 \cdot 375 \cdot 0,1}{698 \cdot 0,05 \cdot 10} = 0,0824;$$

$$k_{17} = \frac{m_e \text{ мук}_{\text{ОТ } L_{\Gamma}}}{m_{\text{I } \text{Я}} T_{\text{МУ}}} = \frac{0,5 \cdot 20,6 \cdot 0,0015}{0,05 \cdot 0,06} = 5,15;$$

$$k_{\text{ОТ}} = \frac{\Delta i_{\text{В } \Gamma \text{ В } \Gamma} w_{\text{ОТ}}}{\Delta i w_{\text{Y } \Gamma \text{ ОТ}}} = \frac{25 \cdot 3,2 \cdot 40}{25 \cdot 6,22} = 20,6;$$

$$k_{18} = \frac{m_e \text{ мук}_{\text{ОТ } r_{\Gamma}}}{m_{\text{I } \text{Я}} m_t T_{\text{МУ}}} = \frac{0,5 \cdot 20,6 \cdot 0,049}{0,05 \cdot 10 \cdot 0,06} = 16,5.$$

Поскольку на машине невозможно установить коэффициент, численное значение которого больше десяти, и учитывая, что даже при максимальном значении величины $i_{ям} + si_{ям}$ усилитель II не должен насыщаться, перераспределим коэффициенты следующим образом:

$$k_{18} = 1; \quad k_{17} = \frac{5,15}{16,5} = 0,31;$$

$$k_{19} = 1,65; \quad k_{20} = 1,65; \quad k_3 = 10.$$

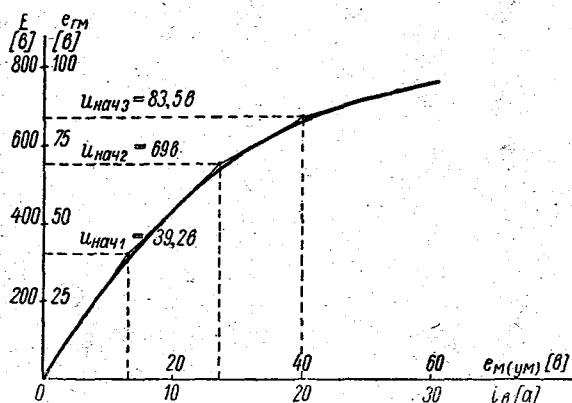


Рис. 7-50. Характеристика холостого хода генератора типа МПЭ 14-12/4: а — реальная; б — машинная.

Нелинейные коэффициенты, стоящие в цепях обратной связи магнитного усилителя и генератора, разбиваем на два — линейный и нелинейный.

Линейные коэффициенты принимаем:

$$k_8 = 1; \quad k_9 = 1.$$

После этого характеристика «вход-выход» магнитного усилителя и характеристика холостого хода генератора разбиваются на ряд линейных отрезков (рис. 7-43 и рис. 7-50).

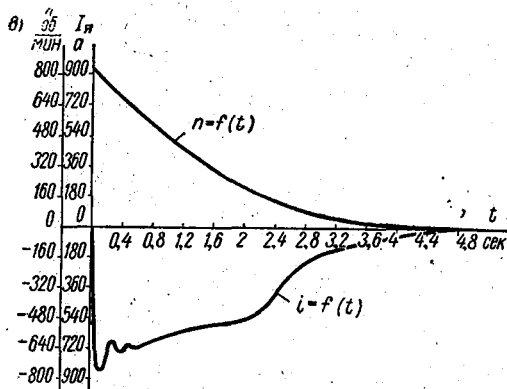
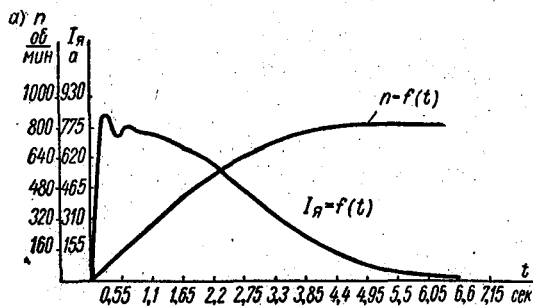
Для каждого отрезка определяется начало работы диодной ячейки.

Начало работы первой ячейки нелинейности в цепи обратной связи модели магнитного усилителя определяется напряжениями:

$$u_{нач1} = 67,1 \text{ в}; \quad u_{нач2} = 90 \text{ в}; \quad u_{нач3} = 93 \text{ в}.$$

То же для диодной ячейки модели генератора:

$$u_{нач1} = 39,2 \text{ в}; \quad u_{нач2} = 69 \text{ в}; \quad u_{нач3} = 83,5 \text{ в}.$$



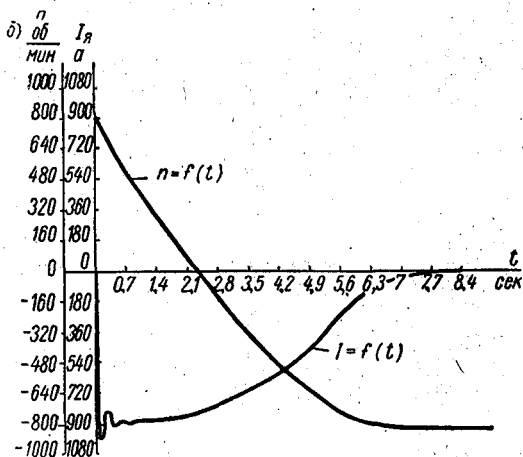


Рис. 7-51. Характеристики переходных процессов в системе электропривода с силовым магнитным усилителем: а — при пуске; б — при реверсе; в — при торможении.

По полученным значениям настраиваются напряжения начала работы диодных ячеек. При этом на оба входа блока нелинейности подаются от эталонного источника с использованием инвертирующего усилителя напряжения $\pm u_{\text{нач}1}$; $\pm u_{\text{нач}2}$ и т. д. Вращая движок потенциометра подпирающего напряжения, добиваются, чтобы прибор, включенный на выход усилителя, суммирующего сигналы всех ячеек, начал отклоняться. Момент начала отклонения прибора соответствует равенству напряжения эталонного источника подпирающему напряжению.

Коэффициент передачи каждой ячейки настраивается следующим образом. На вход, к которому в общей схеме подключается, например, источник задающего напряжения, подаются напряжения от эталонного источника.

Величины этих напряжений для модели магнитного усилителя определяются соотношениями:

$$u_{\text{вх}1} = \frac{I\omega_1 r_{\text{о}3}}{\omega_{\text{о}3}} m_{U_{\text{о}3}};$$

$$u_{\text{вх}2} = \frac{I\omega_2 r_{\text{о}3}}{\omega_{\text{о}3}} m_{U_{\text{о}3}};$$

$$u_{\text{вх}3} = \frac{I\omega_3 r_{\text{о}3}}{\omega_{\text{о}3}} m_{U_{\text{о}3}}.$$

Значения $I\omega_1$, $I\omega_2$, $I\omega_3$ определяются по характеристике рис. 7-43

$$u_{\text{вх}1} = \frac{45 \cdot 56,6}{80} \cdot 1 = 31,8 \text{ в};$$

$$u_{\text{вх}2} = \frac{110 \cdot 56,5}{80} \cdot 1 = 77,8 \text{ в};$$

$$u_{\text{вх}3} = \frac{150 \cdot 56,6}{80} \cdot 1 = 106 \text{ в}.$$

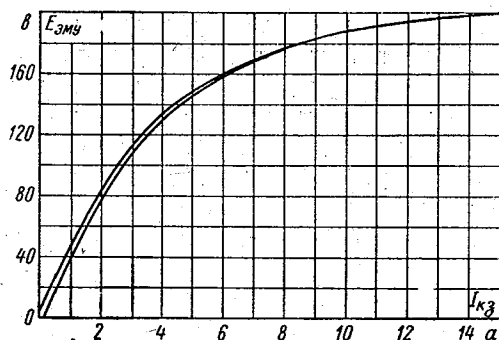
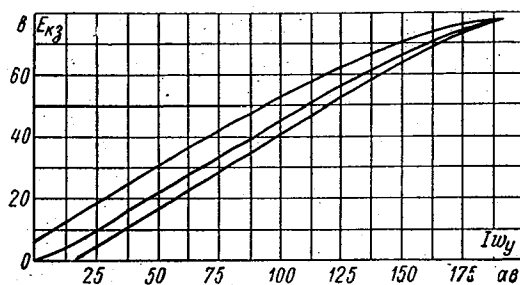
При каждом входном напряжении поворотом движка выходного потенциометра соответствующей ячейки добиваются, чтобы в схеме модели магнитного усилителя напряжения на выходе были равны:

$$u_{\text{вых}1} = 67,1 \text{ в}; \quad u_{\text{вых}2} = 90 \text{ в}; \quad u_{\text{вых}3} = 93 \text{ в}.$$

Нелинейность в цепи обратной связи модели генератора настраивается аналогично.

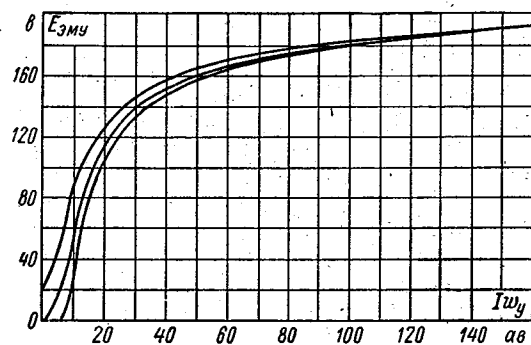
На рис. 7-51 приведены в масштабах реальных величин переходные процессы тока цепи якорей и скорости вращения электродвигателей для режимов пуска, реверса и динамического торможения, полученные на модели МН-7.

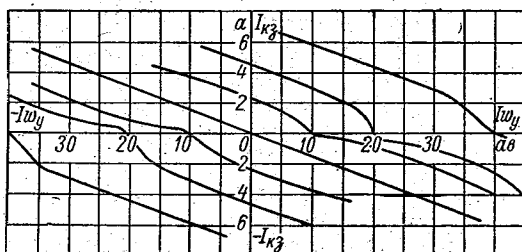
П-1. Характеристика холостого хода первого каскада ЭМУ-12А-3000.



П-2 Характеристика холостого хода второго каскада ЭМУ-12А-3000.

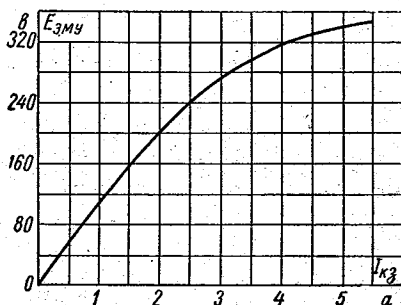
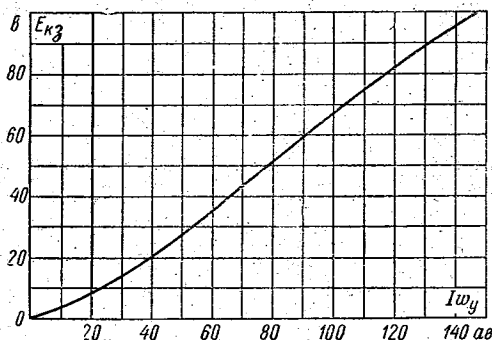
П-3. Результирующая характеристика холостого хода ЭМУ-12А-3000.





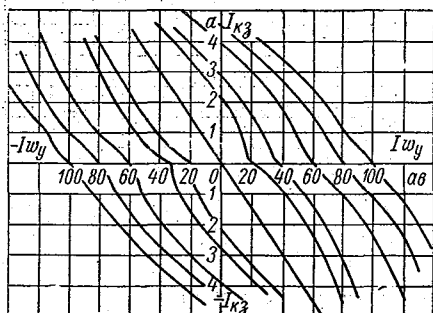
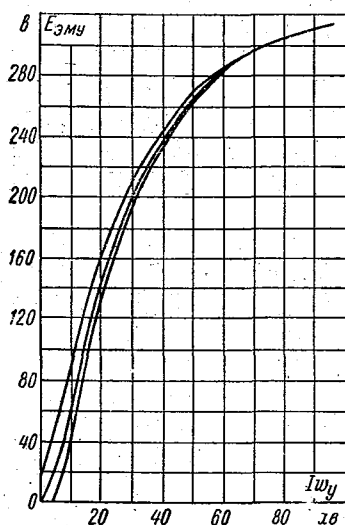
П-4. Статические характеристики внутренних обратных связей по току поперечной цепи ЭМУ-12А-3000.

П-5. Характеристика холостого хода первого каскада ЭМУ-25-3000.



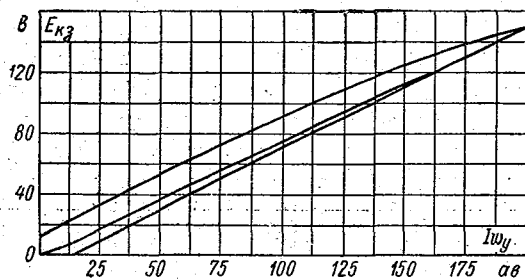
П-6. Характеристика холостого хода второго каскада ЭМУ-25-3000.

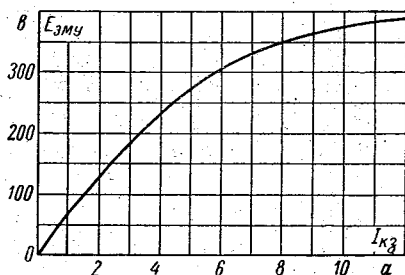
П-7. Результирующая характеристика холостого хода ЭМУ-25-3000.



П-8. Статические характеристики внутренних обратных связей по току поперечной цепи ЭМУ-25-3000.

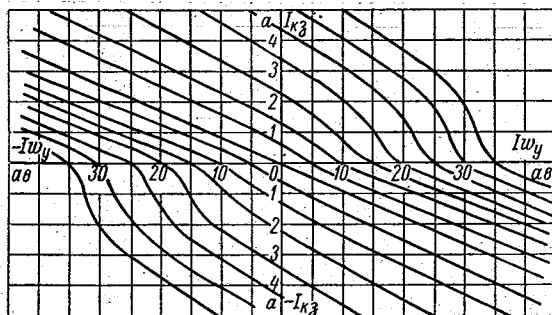
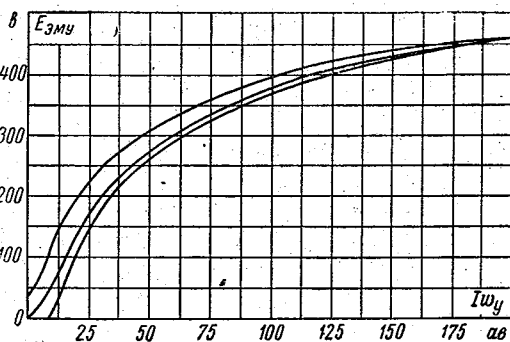
П-9. Характеристика холостого хода первого каскада ЭМУ-50-3000.



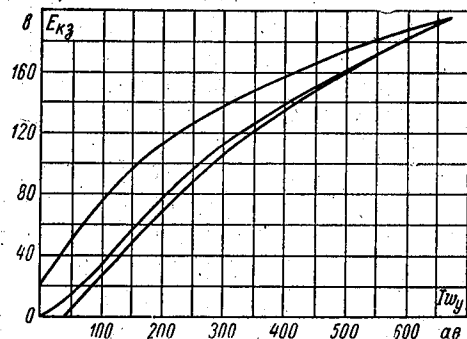


П-10. Характеристика холостого хода второго каскада ЭМУ-50-3000.

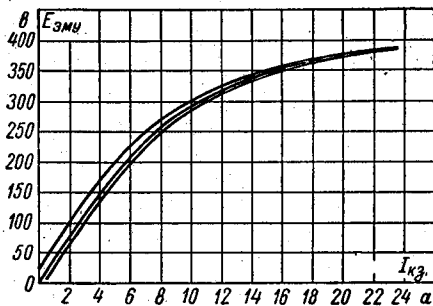
П-11. Результирующая характеристика холостого хода ЭМУ-50-3000



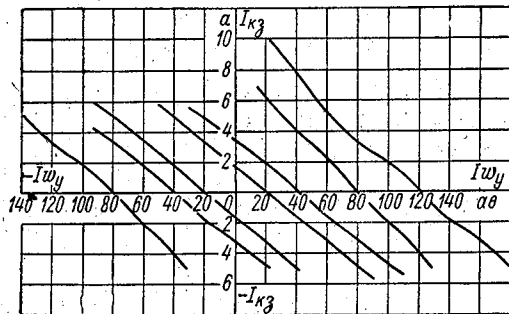
П-12. Статические характеристики внутренних обратных связей по току поперечной цепи ЭМУ-50-3000.



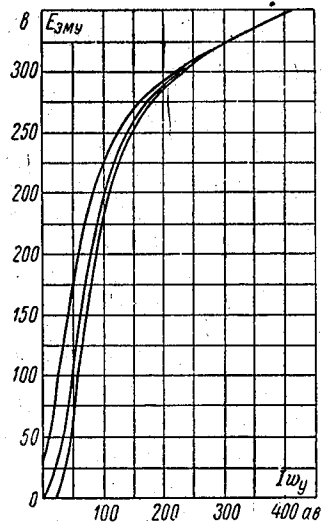
П-13. Характеристика холостого хода первого каскада ЭМУ-110-1500.



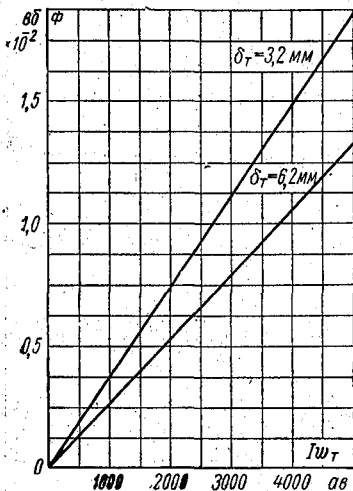
П-14. Характеристика холостого хода второго каскада ЭМУ-110-1500.



П-16. Статические характеристики внутренних обратных связей по току поперечной цепи ЭМУ-110-1500.



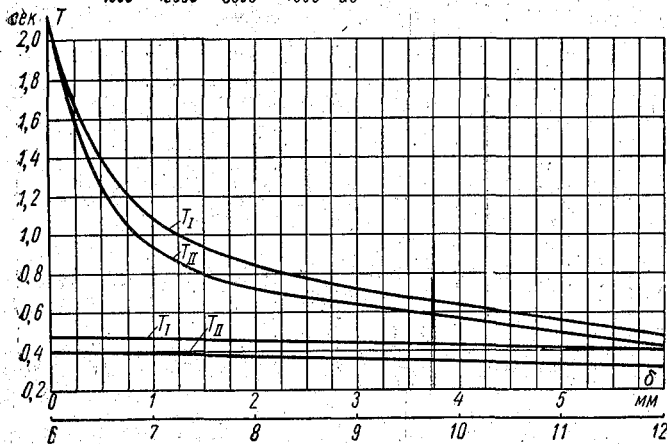
П-15. Результирующая характеристика холостого хода ЭМУ-110-1500.

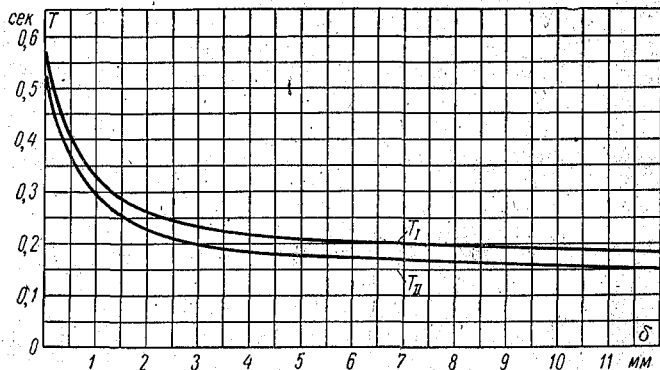


П-17. Характеристики потока взаимной индукции стабилизирующего трансформатора ТС-144-110.

Коэффициенты рассеяния:

$\delta = 3,2 \text{ мм}$	$\sigma_1 = 1,19$
	$\sigma_2 = 1,04$
$\delta = 6,2 \text{ мм}$	$\sigma_1 = 1,21$
	$\sigma_2 = 1,07$





П-18. Характеристики зависимостей постоянных времени обмоток от величины воздушного зазора для стабилизирующего трансформатора ТС-72-60.

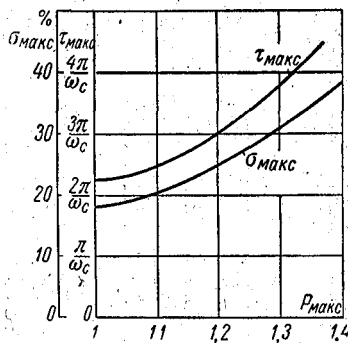
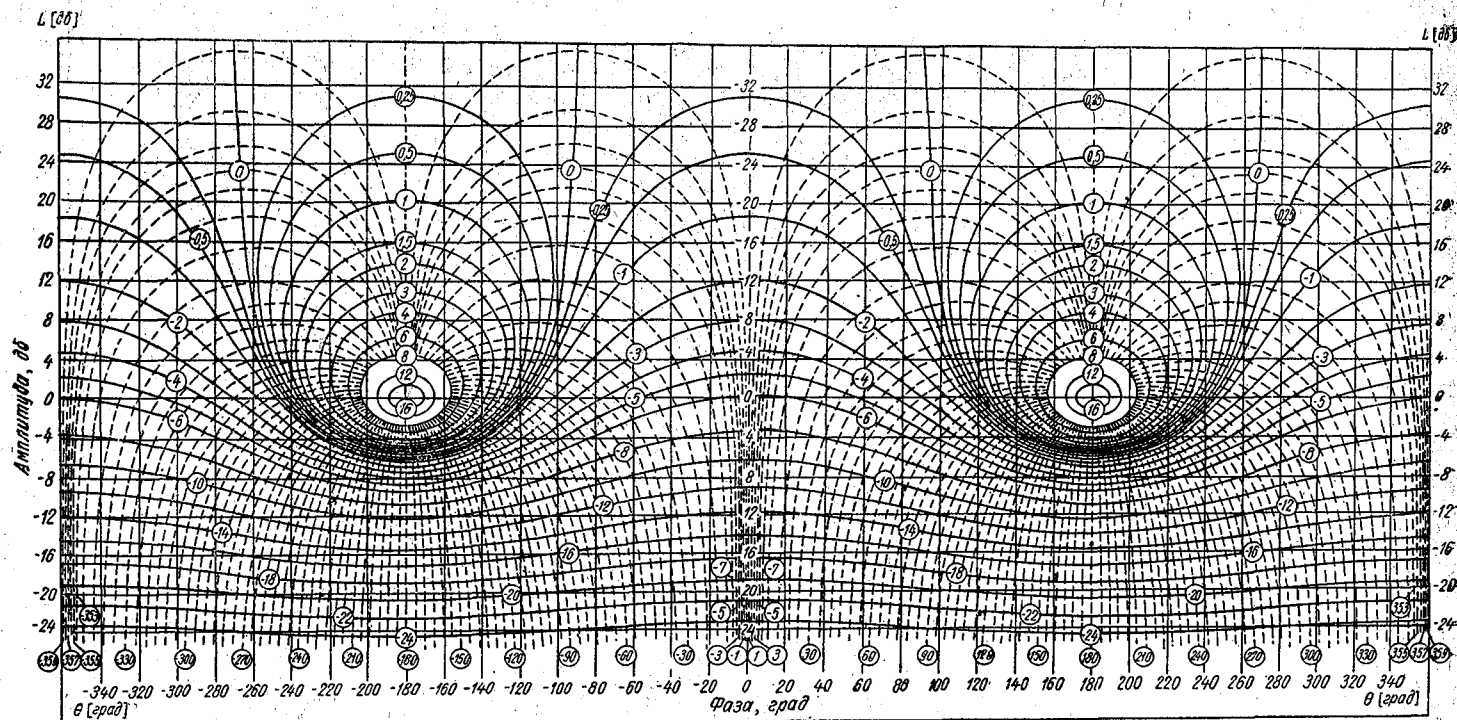
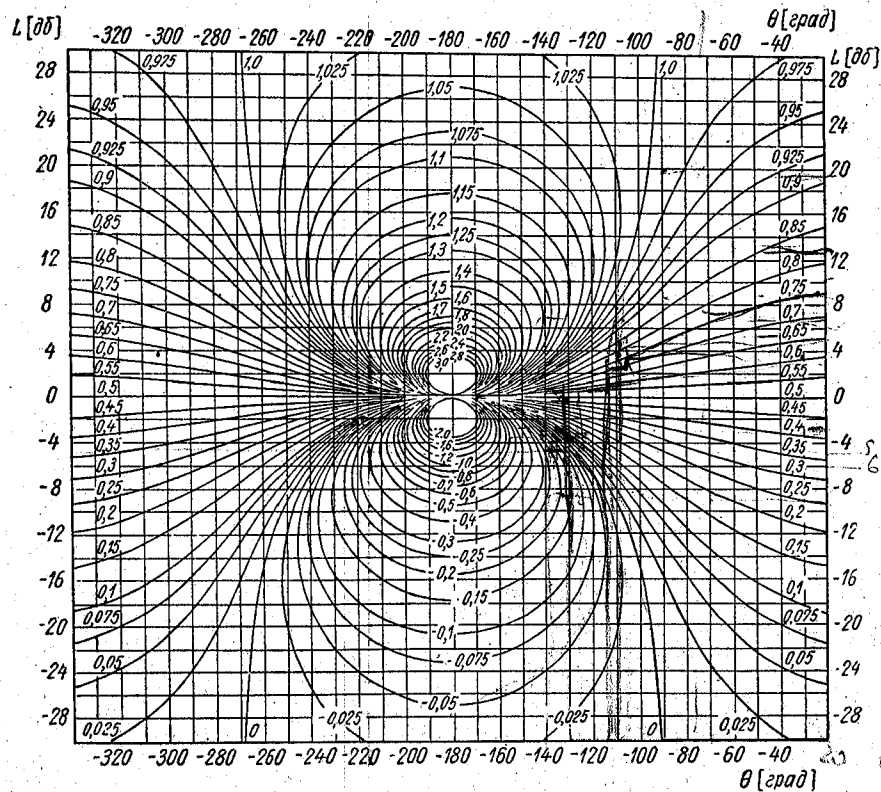


Рис. П-20. Кривые $\sigma_{\max} = f(P_{\max})$ и $\tau_{\max} = f(P_{\max})$:
 $\kappa \leq 0,8$; $\lambda \geq 0,5$;
 $\kappa_a \geq 0,4$.

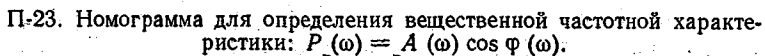
П-19. Характеристики зависимостей постоянных времени обмоток от величины воздушного зазора для стабилизирующего трансформатора ТС-144-110.



П-21. Номограмма для определения амплитудной и фазовой частотной характеристик замкнутой системы по амплитудно-фазовой характеристике разомкнутой системы.



П-22. Номограмма для построения вещественной характеристики замкнутой системы $P(\omega)$ по логарифмической амплитудно-фазовой характеристике разомкнутой системы.



Таблица

$\frac{z}{t}$	0,0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45
0,0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0,5	0,138	0,165	0,176	0,184	0,192	0,199	0,207	0,215	0,223	0,231
1,0	0,310	0,301	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	0,538	0,560	0,594	0,603	0,617	0,646
2,0	0,572	0,597	0,628	0,655	0,683	0,709	0,681	0,761	0,786	0,810
2,5	0,674	0,705	0,737	0,833	0,867	0,833	0,839	0,891	0,938	0,943
3,0	0,755	0,790	0,828	0,863	0,896	0,928	0,958	0,987	1,013	1,038
3,5	0,783	0,853	0,892	0,928	0,963	0,994	1,024	1,050	1,074	1,095
4,0	0,857	0,896	0,938	0,974	1,008	1,039	1,060	1,090	1,107	1,124
4,5	0,883	0,923	0,960	0,997	1,029	1,057	1,080	1,100	1,115	1,129
5,0	0,886	0,936	0,978	1,012	1,042	1,067	1,087	1,103	1,112	1,117
5,5	0,886	0,936	0,978	1,012	1,046	1,067	1,083	1,093	1,095	1,097
6,0	0,900	0,940	0,982	1,013	1,037	1,054	1,065	1,079	1,068	1,062
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	0,944	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	1,008	1,020	1,024	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	0,981
10,5	0,946	0,985	1,013	1,028	1,033	1,028	1,017	1,005	0,993	0,981
11,0	0,947	0,988	1,015	1,029	1,031	1,025	1,014	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	0,988	1,015	1,025	1,024	1,015	1,004	0,994	0,988	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	1,007	0,990	0,983	0,984	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	0,988	0,987	0,991	1,000
15,5	0,959	0,995	1,014	1,014	1,006	0,995	0,989	0,988	0,996	1,004
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	0,985	0,992	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	1,008	1,010
18,5	0,966	0,001	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	0,996	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

h-функций

0,50	0,55	0,60	0,65	0,70	0,75	0,80	0,85	0,90	0,95	1,00 x/t
0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000 0.0
0,240	0,248	0,255	0,259	0,267	0,275	0,282	0,290	0,297	0,304	0,314 0.5
0,461	0,476	0,490	0,505	0,519	0,534	0,547	0,562	0,575	0,593	0,603 1.
0,665	0,685	0,706	0,722	0,740	0,758	0,776	0,794	0,813	0,832	0,844 1.5
0,833	0,856	0,878	0,899	0,919	0,938	0,956	0,974	0,986	1,003	1,020 2.
0,967	0,985	1,010	1,031	1,042	1,060	1,078	1,098	1,113	1,125	1,133 2.5
1,061	1,082	1,100	1,117	1,130	1,142	1,154	1,164	1,172	1,176	1,178 3.
1,115	1,132	1,145	1,158	1,161	1,166	1,171	1,174	1,175	1,175	1,175 3.5
1,142	1,152	1,158	1,159	1,160	1,161	1,156	1,149	1,141	1,131	1,118 4.
1,138	1,134	1,134	1,138	1,132	1,127	1,111	1,099	1,085	1,071	1,053 4.5
1,118	1,115	1,107	1,098	1,084	1,069	1,053	1,037	1,019	1,001	0,986 5.
1,092	1,083	1,070	1,050	1,032	1,016	0,994	0,979	0,962	0,951	0,932 5.5
1,051	1,037	1,021	1,003	0,984	0,956	0,949	0,934	0,922	0,920	0,906 6.
1,018	1,001	0,982	0,946	0,948	0,936	0,920	0,910	0,903	0,903	0,905 6.5
0,993	0,975	0,957	0,941	0,927	0,917	0,911	0,908	0,909	0,915	0,925 7.
0,974	0,958	0,944	0,926	0,922	0,911	0,920	0,927	0,934	0,946	0,958 7.5
0,966	0,951	0,941	0,935	0,932	0,936	0,944	0,955	0,970	0,986	1,004 8.
0,966	0,949	0,944	0,948	0,951	0,958	0,974	0,990	1,006	1,023	1,041 8.5
0,970	0,960	0,961	0,966	0,976	0,990	1,006	1,023	1,039	1,053	1,061 9.
0,975	0,972	0,980	0,987	1,000	1,015	1,033	1,048	1,059	1,066	1,066 9.5
0,982	0,985	0,993	1,006	1,020	1,036	1,049	1,059	1,063	1,062	1,056 10.
0,987	0,996	1,007	1,017	1,033	1,046	1,054	1,058	1,055	1,048	1,033 10.5
0,993	1,002	1,014	1,027	1,039	1,047	1,048	1,044	1,034	1,021	0,005 11.
0,997	1,006	1,017	1,029	1,037	1,043	1,034	1,024	1,010	0,994	0,977 11.5
0,997	1,006	1,019	1,026	1,027	1,025	1,015	1,000	0,984	0,969	0,958 12.
0,997	1,006	1,018	1,019	1,017	1,010	0,995	0,979	0,965	0,954	0,949 12.5
0,997	1,006	1,014	1,012	1,005	0,993	0,980	0,964	0,955	0,950	0,955 13.
0,998	1,006	1,010	1,005	0,995	0,982	0,968	0,958	0,954	0,958	0,970 13.5
1,000	1,006	1,008	0,999	0,987	0,974	0,965	0,961	0,965	0,976	0,990 14.
1,002	1,006	1,005	0,994	0,983	0,970	0,969	0,971	0,981	0,997	1,010 14.5
1,005	1,007	1,002	0,993	0,983	0,976	0,978	0,987	1,001	1,017	1,030 15.
1,008	1,007	1,001	0,993	0,985	0,984	0,991	1,003	1,019	1,032	1,040 15.5
1,011	1,008	1,000	0,994	0,990	0,993	1,003	1,018	1,031	1,039	1,039 16.
1,011	1,008	1,001	0,996	0,995	1,001	1,014	1,027	1,036	1,038	1,028 16.5
1,012	1,007	0,999	0,997	0,999	1,008	1,020	1,030	1,032	1,027	1,012 17.
1,009	1,005	0,997	0,998	1,002	1,012	1,023	1,027	1,023	1,013	0,988 17.5
1,008	1,002	0,997	0,998	1,004	1,014	1,020	1,018	1,038	0,993	0,979 18.
1,006	0,999	0,995	0,998	1,003	1,012	1,014	1,007	0,993	0,978	0,969 18.5
1,001	0,995	0,993	0,997	1,004	1,009	1,006	1,007	0,981	0,969	0,956 19.
0,998	0,992	0,992	0,996	1,003	1,005	0,998	0,985	0,973	0,967	0,973 19.5
0,996	0,991	0,992	0,995	1,003	1,001	0,991	0,979	0,972	0,974	0,985 20.
0,995	0,991	0,994	0,996	1,001	0,996	0,986	0,976	0,974	0,990	1,001 20.5
0,995	0,993	0,997	0,996	0,999	0,993	0,983	0,975	0,981	1,002	1,016 21.
0,996	0,995	1,000	0,995	0,998	0,992	0,986	0,988	0,997	1,013	1,024 21.5
0,996	0,996	1,000	0,997	0,997	0,991	0,991	0,997	1,012	1,024	1,029 22.
0,997	1,000	1,004	1,000	0,996	0,992	0,998	1,008	1,022	1,028	1,026 22.5
0,998	1,001	1,006	1,001	0,997	0,994	1,002	1,015	1,025	1,027	1,016 23.
0,999	1,002	1,007	1,002	0,998	0,997	1,007	1,017	1,023	1,023	1,002 23.5
1,000	1,002	1,008	1,003	0,999	1,000	1,008	1,017	1,015	1,012	0,988 24.
1,000	1,002	1,006	1,003	1,000	1,002	1,008	1,014	1,005	0,995	0,979 24.5
1,000	1,002	1,004	1,003	1,001	1,003	1,005	1,008	0,991	0,985	0,975 25.
1,000	1,002	1,002	1,002	1,002	1,004	1,004	1,001	0,986	0,978	0,977 25.5
1,000	1,002	1,000	1,001	1,002	1,004	1,002	0,987	0,984	0,977	0,983 26.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. В. Башарин, Расчет динамики и синтез нелинейных систем управления, Госэнергоиздат, 1960.
 2. А. В. Башарин, Расчет характеристик магнитного усилителя при намагничивании постоянным и переменным полями, «Электричество», 1956, № 1.
 3. Д. В. Васильев и В. Г. Чуч, Расчет систем автоматического управления, Машгиз, 1959.
 4. С. Н. Вешеневский, Расчет характеристик и сопротивлений для электродвигателей, Госэнергоиздат, 1954.
 5. А. А. Вороиов, Элементы теории автоматического регулирования, Воениздат, 1954.
 6. А. К. Ганулич, Электронные моделирующие устройства, Госэнергоиздат, 1961.
 7. Э. И. Гитис, Электрорадиоавтоматика, Госэнергоиздат, 1959.
 8. А. В. Голованов, Расчет переходных процессов в дроссельном асинхронном электроприводе, Известия ЛЭТИ, 1959, XXXIX.
 9. Б. З. Зильберман, Моделирование электроприводов, Госэнергоиздат, 1962.
 10. Б. Я. Коган, Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования, Физматиздат, 1959.
 11. Ю. И. Конев, Полупроводниковые триоды в автоматике, Советское радио, 1960.
 12. А. А. Куваева и Д. Н. Липатов, Сборник задач по основам электропривода, Госэнергоиздат, 1955.
 13. Н. Т. Кузовков, Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах, Оборонгиз, 1960.
 14. А. М. Ляпунов, Общая задача об устойчивости движения, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1950.
 15. Основы автоматического регулирования, под редакцией В. В. Солодовникова, Машгиз, 1954.
 16. Е. П. Попов, Динамика систем автоматического регулирования, Гостехиздат, 1954.
 17. Сборник примеров и задач по линейной теории автоматического регулирования, под редакцией проф. А. В. Фатеева, Госэнергоиздат, 1959.
 18. В. В. Солодовников, Ю. И. Топчиев и Г. В. Крутикова, Частотный метод построения переходных процессов с приложением таблиц и номограмм, Гостехиздат, 1955.
 19. А. В. Фатеев и Б. И. Норневский, Сборник примеров и задач по теории электрического привода, Госэнергоиздат, 1951.
 20. А. В. Фатеев, Основы линейной теории автоматического регулирования, Госэнергоиздат, 1954.
-

Башарин Артемий Васильевич
Голубев Феодосий Николаевич
Кепперман Василий Георгиевич

**ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО
ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

М.—Л., Издательство «Энергия» 1964, 390 стр.
с рис. Тематический план 1963 г. № 231.

Редактор *А. И. Бычков*

Технический редактор *О. С. Житникова*

Сдано в производство 5/XI 1963 г. Подп.
к печ. 3/III 1964 г. М-14406. Печ. л. 24,5+1 вклейка
Уч.-изд. л. 20,2. Бум. л. 12,37. Формат 60×90¹/₁₆
Тираж 14 500. Цена 1 р. 16 к. Заказ 1640

Ленинградская типография № 6 Главполиграф-
прома Государственного комитета Совета Мини-
стров СССР по печати

Ленинград, ул. Моисеенко, д. 10.

