

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра теоретических основ электротехники

***ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
И ЭЛЕКТРОПРИВОД***

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
к курсовому проектированию
для студентов специальности 36 04 01
«Электронно-оптические системы и технологии»
всех форм обучения

Минск 2005

УДК 621.38+621.34(075.8)

ББК 32.85 я 73

П 81

Авторы-составители:

И.Л. Свито, М.С. Шмаков

П 81 **Промышленная электроника и электропривод:** Метод. указ. к курсовому проектированию для студ. спец. 36 04 01 «Электронно-оптические системы и технологии» всех форм обуч. / Сост. И.Л. Свито, М.С. Шмаков. – Мн.: БГУИР, 2005.– 41 с.: ил.
ISBN 985-444-782-0

Методические указания содержат задания на проектирование следящего электропривода или системы регулирования скорости электропривода. Проектирование складывается из трех этапов. На первом этапе синтезируется линейный регулятор, обеспечивающий заданные показатели качества. На втором этапе разрабатываются электрические схемы, реализующие проектируемый электропривод. Наконец, на третьем этапе осуществляется моделирование динамических режимов работы спроектированной системы с помощью персонального компьютера и сравнение полученных показателей качества с заданными.

Задания могут уточняться и корректироваться преподавателем.

УДК 621.38+621.34(075.8)
ББК 32.85 я 73

ISBN 985-444-782-0

© Свито И.Л., Шмаков М.С.,
составление, 2005
© БГУИР, 2005

СОДЕРЖАНИЕ

1. Исходные данные
 2. Задание
 3. Методика построения желаемых логарифмических амплитудно-частотных характеристик
 4. Схемы и передаточные функции некоторых типов регуляторов
 5. Описание устройства функциональных узлов привода
- Литература

Библиотека БГУИР

1. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

Функциональные схемы проектируемых систем приведены на рис. 1.1, 1.2. Основные узлы систем кратко описаны в разд. 5.

Исходные данные для расчетов берутся в соответствии с вариантом задания из табл. 1.1, 1.2. Схеме на рис. 1.1 соответствует табл. 1.1, а схеме на рис. 1.2 – табл. 1.2.

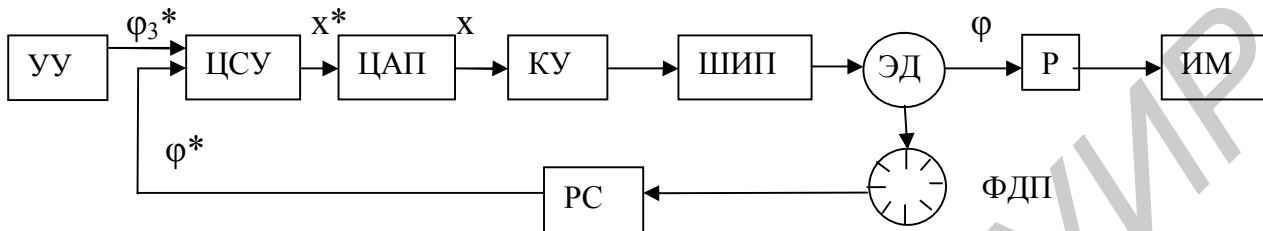


Рис. 1.1. Следящий электропривод (схема 1):

УУ – управляющее устройство; ЦСУ – цифровое сравнивающее устройство; ЦАП – цифроаналоговый преобразователь; КУ – корректирующее устройство (регулятор); ШИП – широтно-импульсный преобразователь; ЭД – электродвигатель; Р – редуктор; ИМ – исполнительный механизм; ФДП – фотодатчик положения; РС – реверсивный счетчик

Переменные, представленные в форме цифрового кода, помечены на схеме звездочками.

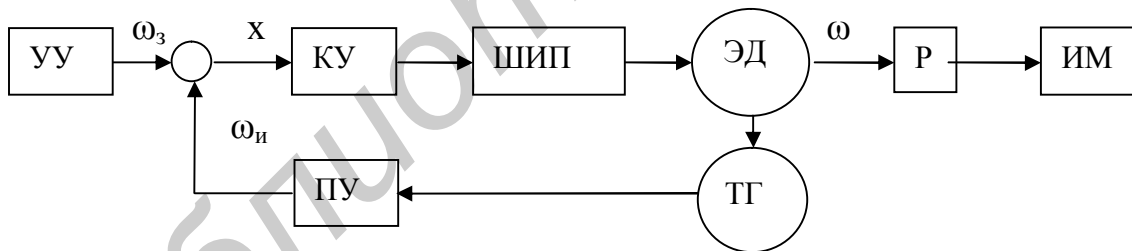


Рис. 1.2. Система регулирования скорости электропривода (схема 2):

ТГ – тахогенератор; ПУ – преобразователь уровней напряжений

Исходные данные для расчета следящего электропривода приведены в табл. 1.1, а исходные данные для расчета статической системы регулирования скорости – в табл. 1.2.

Таблица 1.1

№ п.п.	G'_m рад/с	G''_m рад/с ²	X_m рад	M	J_m кг·м ²	j	№ ЭД	Узлы, см. прим.3
1	500	500	1,5	1,2	0,002	10	1	1
2	500	500	1,5	1,1	0,017	30	1	2
3	250	250	0,6	1,3	0,025	10	2	1
4	250	500	0,6	1,2	0,070	20	2	2
5	84	100	0,2	1,2	1,15	10	3	1
6	84	84	0,2	1,1	5,88	20	3	2
7	250	1000	1,5	1,1	0,34	10	4	1
8	250	500	0,5	1,2	0,22	20	4	2
9	250	1000	0,5	1,3	0,31	30	4	1
10	80	40	0,2	1,1	7,20	10	5	2
11	80	120	0,2	1,2	12,4	20	5	1
12	80	120	0,1	1,3	28,0	30	5	2
13	250	628	0,3	1,4	0,07	10	4	1
14	84	100	0,2	1,1	6,00	20	3	2
15	400	400	1,5	1,2	0,002	10	1	1
16	400	400	1,5	1,1	0,017	30	1	2
17	200	200	0,6	1,3	0,025	10	2	1
18	200	400	0,6	1,2	0,070	20	2	2
19	200	800	1,5	1,1	0,34	10	4	1
20	200	400	0,5	1,2	0,22	20	4	2
21	150	500	0,5	1,3	0,31	30	4	1
22	250	250	1,5	1,2	0,002	10	1	1
23	250	250	1,5	1,1	0,017	30	1	2
24	125	125	0,6	1,3	0,025	10	2	1

Примечания: 1. G'_m – максимальная скорость изменения задающего воздействия $g(t)$; G''_m – максимальное ускорение изменения задающего воздействия; X_m – максимальная допустимая ошибка отслеживания задающего воздействия; M – максимально допустимый показатель колебательности; J_m – момент инерции механизма; j – коэффициент редукции.

2. Во всех вариантах диапазон углового перемещения исполнительного механизма составляет один оборот. Поэтому максимальное значение задающего воздействия $G_m = 2\pi j$.

3. В графе «узлы» вариант 1 означает КУ, ЦАП, ЦСУ, РС; вариант 2 означает КУ, ШИП.

Таблица 1.2

№ п.п.	G'_m рад/с	G''_m рад/с ²	X'_m рад/с	M	t_p мс	J_m кг·м ²	j	№ ЭД
1	300	600	3	1,3	100	0,03	10	6
2	280	840	5	1,2	100	0,06	15	6
3	310	465	2	1,1	90	0,08	17	6
4	310	620	4	1,2	120	0,10	11	7
5	250	375	5	1,3	150	0,20	15	7
6	300	900	4	1,1	100	0,30	18	7
7	270	675	2	1,3	90	0,40	20	7
8	290	580	3	1,1	90	1,00	25	8
9	300	450	2	1,2	120	0,60	18	8
10	310	620	5	1,3	160	0,50	17	8
11	250	500	4	1,1	100	0,02	9	6
12	300	450	2	1,2	120	0,04	12	6
13	310	620	3	1,3	110	0,05	15	6
14	280	840	4	1,2	90	0,06	15	6

Примечание. t_p – желаемое время регулирования.

Таблица 1.3

№ п.п.	Тип	U _н , В	P _н , Вт	n, об./мин	M _н , Н·м	I _н , А	КПД, %	J _д , кг·м ²	P
1	ДП-40-25	27	25	6000	0,04	1,24	74	$2 \cdot 10^{-5}$	1
2	ДП-50-60	27	60	3000	0,143	3,2	75	$2,5 \cdot 10^{-5}$	1
3	ДК-1,7	36	180	1000	1,7	8,0	65	$1,1 \cdot 10^{-3}$	1
4	2ДПМ-0,8	60	180	1500	0,8	4,0	75	$2,4 \cdot 10^{-3}$	2
5	ПВВ-100	52	750	1000	7,16	18,0	72	0,01	1
6	ДПУ-160	36	180	3000	0,57	7,0	71	$2,8 \cdot 10^{-4}$	2
7	ДПУ- 200	140	500	3000	1,7	5,3	74	$9,4 \cdot 10^{-4}$	2
8	ДПУ-1100	120	1100	3000	3,5	12	75	$1,9 \cdot 10^{-3}$	2

Параметры двигателей постоянного тока приведены в табл. 1.3.

Примечание. Двигатели ДПУ имеют встроенный тахогенератор ТП-80-20. Его параметры: сопротивление нагрузки – больше 10 кОм; крутизна выходной характеристики $S_{\text{ТГ}} = 20$ мВ / (об. / мин); выходное сопротивление $r_{\text{ВЫХ}} = 140$ Ом.

2. ЗАДАНИЕ

2.1. Вариант 1. Расчет следящего электропривода.

2.1.1. Привести параметры нагрузки к валу двигателя.

2.1.2. Рассчитать динамические параметры двигателя (электромагнитную и электромеханическую постоянные времени, моментную постоянную) с учетом приведенного момента инерции нагрузки.

2.1.3. Рассчитать коэффициент передачи K_{Π} и желаемую постоянную времени T_{Π} широтно-импульсного преобразователя:

$$T_{\Pi} = 0,1T.$$

Определить частоту широтно-модулированного сигнала: $f_{\text{ШИМ}} = 1 / T_{\Pi}$.

2.1.4. На основании функциональной схемы, исходных данных и сделанных расчетов изобразить структурную схему рассчитываемой АСУЭП. Цифро-аналоговый преобразователь считать пропорциональным звеном с коэффициентом усиления $K_{\text{ЦАП}}$. Передаточную функцию $W_p(p)$ регулятора на этом этапе не указывать. Широтно-импульсный преобразователь имеет передаточную функцию

$$W_{\Pi}(p) = K_{\Pi} / (1 + T_{\Pi} p).$$

2.1.5. Оценить возможность управления приводом с помощью П-регулятора. Для этого:

– полагая $W_p(p) = K_p$, записать передаточную функцию замкнутой системы $W_o(p)$;

– записать условия устойчивости системы по Гурвицу и найти максимальное значение коэффициента усиления K_o разомкнутой цепи $K_o = K_{\text{ЦАП}} K_p K_{\Pi} / C_m$, где C_m – моментная постоянная двигателя;

– оценить установившуюся ошибку при отработке системой равномерной заводки $g(t) = G'_m t$:

$$X_{\text{уст}} = [p g(p) W_{xg}(p)]_{p=0} = G'_m / K_o,$$

при $K_o = K_o \text{ max}$;

– если $X_{\text{уст}} > X_m$ (см. табл. 1.1), то П-регулятор не способен обеспечить требуемую точность даже при увеличении коэффициента усиления вплоть до границы устойчивости. Если $X_{\text{уст}} < X_m$, то нужно уменьшить значение K_o до $K_o X_{\text{уст}} / X_m$ и оценить при этом запас по фазе $\Delta\varphi(\omega_c)$, время регулирования t_p , перерегулирование H_m и показатель колебательности M . Сравнить с заданными значениями. Сделать вывод о применимости П-регулятора для управления данным приводом.

2.1.6. Если П-регулятор не обеспечивает требуемого качества регулирования, осуществить синтез корректирующего устройства. Для этого:

– построить желаемую ЛАЧХ (см. п. 3.1);

– сформировать ЛАЧХ последовательного корректирующего устройства:

$$L_{к.у} = L_{ж} - L_{н};$$

– записать передаточную функцию изменяемой части системы:

$$W_{и}(p) = K_{ЦАП}W_p(p); \quad W_p(p) = K_pW_{КУ}(p);$$

– рассчитать коэффициент преобразования изменяемой части системы:

$$K_{и} = K_{ЦАП}K_p = K_{ж} / (K_{п}C_{м}),$$

где $K_{ж}$ – коэффициент усиления, отвечающий построенной желаемой ЛАЧХ;
 K_p – коэффициент усиления регулятора.

2.1.7. Определить максимальное значение приращения задающего воздействия $\Delta g_m = U_{\max} / K_{и}$, где $U_{\max} = 12$ В – максимальное значение выходного напряжения (напряжение насыщения) операционного усилителя типа К140УД7.

2.1.8. Определить период дискретизации задающего воздействия:

$$\Delta t = \Delta g_m / G'_m.$$

2.1.9. Определить коэффициент преобразования ЦАП $K_{ЦАП}$ (см. п. 5.3).

2.1.10. Рассчитать коэффициент преобразования регулятора $K_p = K_{и} / K_{ЦАП}$. Реализовать регулятор с передаточной функцией $W_p(p)$ в виде схемы на операционных усилителях.

2.1.11. Оценить качество регулирования в скорректированной системе. Для этого:

– скорректированная система имеет передаточную функцию разомкнутой цепи $W_{ж}(p)$. Найти частоту среза полученной системы, запас по фазе, время регулирования, перерегулирование и показатель колебательности;

– записать передаточную функцию системы по ошибке. Найти величину максимальной ошибки при отработке сигнала качки. Определить установившуюся ошибку при отработке равномерной заводки $g(t) = g'_m t$;

– сравнить полученные показатели качества с требуемыми. Сделать вывод.

2.1.12. С помощью программы моделирования динамических систем «Анализ» получить переходные процессы перемещения $\varphi(t)$, противоЭДС $e(t)$, тока якоря $I_r(t)$, напряжения на якоре $U(t)$ при подаче на вход системы ступеньки $g(t) = \Delta g_m 1(t)$. Определить время регулирования и перерегулирование в диаграмме $\varphi(t)$. Проверить их соответствие рассчитанным значениям. Сделать вывод.

2.1.13. Выполнить расчет электрических схем узлов, указанных в графе «Узлы» табл. 1.1. Устройство этих узлов описано в разд. 5.

2.1.14. Оформление результатов.

На листе миллиметровой бумаги изобразить функциональную схему рассчитанной системы. Узлы, рассчитанные в п. 2.1.13, развернуть до принципиальных схем. На том же листе изобразить структурную схему АСУЭП с развернутой схемой двигателя.

На втором листе миллиметровой бумаги изобразить ЛАЧХ $L_{ж}$, $L_{н}$ и $L_{ку}$ в общей системе координат. На том же листе показать диаграммы переходных процессов, полученных моделированием. Пояснительная записка оформляется на листах писчей бумаги формата А4 и содержит 13 пунктов в соответствии с

заданием. Исходные данные приводятся на первом листе записки. Все расчеты сопровождаются пояснениями.

2.2. Вариант 2. Расчет статической системы регулирования скорости.

2.2.1. Привести момент инерции нагрузки J_m к валу двигателя.

2.2.2. Рассчитать динамические параметры двигателя (электромагнитную T и электромеханическую T_M постоянные времени; моментную постоянную C_M) с учетом приведенного момента инерции нагрузки.

2.2.3. Рассчитать коэффициент передачи $K_{\Pi} = (1,1 \dots 1,5)U_H / U_{\max}$ и желаемую постоянную времени силового преобразователя $T_{\Pi} = 0,1T$. Здесь U_H – номинальное напряжение двигателя; U_{\max} – максимальное выходное напряжение операционного усилителя, $U_{\max} = 12$ В. Определить частоту поступления широтно-модулированных импульсов.

2.2.4. Рассчитать коэффициент обратной связи по скорости $K_{OC} = U_{\max} / G'_m$

2.2.5. На основании функциональной схемы и сделанных расчетов изобразить структурную схему АСУЭП. Неизвестную передаточную функцию регулятора обозначить $W_p(p)$. В цепь обратной связи включить пропорциональное звено с коэффициентом передачи K_{OC} .

2.2.6. Оценить возможность управления приводом с помощью пропорционального регулятора (П-регулятора). Для этого:

– полагая $W_p(p) = K_p$, записать передаточную функцию замкнутой системы $W_o(p)$;

– записать условие устойчивости системы по Гурвицу и найти максимальное значение коэффициента усиления $K_{p \max}$, при котором система находится на границе устойчивости;

– оценить установившуюся ошибку при отработке системой скачка задания $g(t) = G'_m 1(t)$, если $K_p = K_{p \max}$,

$$X'_{уст} = G'_m / (1 + K_p K_{OC} K_{\Pi} / C_M),$$

где C_M – моментная постоянная двигателя;

– если $X'_{уст} > X'_m$ (см. табл. 1.2), то П-регулятор не способен обеспечить требуемой точности даже при максимально допустимом коэффициенте усиления. Если же $X'_{уст} < X'_m$, то нужно уменьшить значение K_p до значения

$$K_p = (G'_m - X'_m) / (K_{\Pi} K_{OC} X'_m / C_M)$$

и оценить при этом частоту среза ω_c , запас по фазе $\Delta\phi(\omega_c)$, перерегулирование H_m и показатель колебательности M . Сравнить с заданными значениями. Сделать вывод о применимости П-регулятора для управления рассчитываемым приводом.

2.2.7. Если П-регулятор не обеспечивает требуемого качества регулирования, осуществить синтез корректирующего устройства. Для этого:

– построить желаемую ЛАЧХ $L_{ж}$ (см. п. 3.2).

– сформировать ЛАЧХ последовательного корректирующего устройства
 $L_{КУ} = L_{ж} - L_{н}$;

– записать передаточную функцию регулятора $W_p(p)$.

2.2.8. Реализовать регулятор с передаточной функцией $W_p(p)$ в виде электрической схемы на операционных усилителях. Коэффициент усиления регулятора: $K_p = (K_{ж}C_m)/(K_{п} K_{OC})$.

2.2.9. Оценить качество регулирования в скорректированной системе. Для этого:

– скорректированная система имеет передаточную функцию разомкнутой цепи $W_{ж}(p)$. Найти запас по фазе $\Delta\varphi(\omega_c)$, перерегулирование H_m и показатель колебательности;

– записать передаточную функцию системы по ошибке. Найти установившуюся величину ошибки X'_y при отработке скачка задания $g(t) = G'_m 1(t)$, пользуясь теоремой о конечном значении. Определить ошибку при отработке сигнала качки $u_k(t)$;

– сравнить полученные показатели качества с требуемыми. Сделать вывод.

2.2.10. С помощью программы моделирования динамических систем «Анализ» получить переходные процессы скорости $\omega(t)$, момента $M(t)$, тока якоря $I(t)$ и напряжения на якоре $U(t)$ при подаче на вход ступеньки $g(t) = (U_{max}/K_p)1(t)$, где $U_{max} = 12$ В – максимальное напряжение на выходе операционного усилителя.

Определить время регулирования и перерегулирования в диаграмме $\omega(t)$. Проверить их соответствие рассчитанным значениям. Сделать вывод.

2.2.11. Выполнить расчет электрических схем преобразователя уровней в цепи обратной связи по скорости сумматора, а также широтно-импульсного преобразователя. Устройство этих узлов описано в разд. 5.

2.2.12. Оформление результатов.

На листе миллиметровой бумаги изобразить принципиальную схему рассчитанной системы. На том же листе изобразить структурную схему АСУ ЭП с развернутой схемой двигателя.

На втором листе миллиметровой бумаги изобразить ЛАЧХ $L_{ж}$, $L_{н}$ и $L_{КУ}$ в общей системе координат. На том же листе показать диаграммы переходных процессов, полученных моделированием.

Пояснительная записка оформляется на листах писчей бумаги формата А4 и содержит 11 пунктов в соответствии с заданием. Исходные данные приводятся на первом листе записки. Все расчеты сопровождаются пояснениями.

2.3. **Пример.** Расчет следящего электропривода. Расчет выполним для варианта № 13 (см. табл. 1.1).

2.3.1. Приведем параметры нагрузки к валу двигателя:

$$J_m^{(np)} = \frac{J_m}{j^2} = \frac{0,07}{10^2} = 7 \cdot 10^{-4} \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

2.3.2. Рассчитаем динамические параметры двигателя (электромагнитную T и электромеханическую T_m постоянные времени, моментную постоянную C_m) с учетом приведенного момента инерции нагрузки:

$$r \cong \frac{U_H}{I_H} (1 - \eta) = \frac{60}{4} (1 - 0,75) = 3,75 \text{ Ом};$$

$$\omega_H = 2\pi n = 2 \cdot 3,14 \cdot \frac{1500}{60} = 157 \text{ с}^{-1};$$

$$L \cong 0,6 \frac{U_H}{r \omega_H I_H} = 0,6 \frac{60}{2 \cdot 157 \cdot 4} = 29 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$T = \frac{L}{r} = \frac{29 \cdot 10^{-3}}{3,75} = 8 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$C_m = \frac{U_H - I_H r}{\omega_H} = \frac{60 - 4 \cdot 3,75}{157} = 0,29 \text{ В} \cdot \text{с};$$

$$J_{\Sigma} = J_g + J_H^{(np)} = 2,4 \cdot 10^{-3} + 0,7 \cdot 10^{-3} = 3,1 \cdot 10^{-3} \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$T_m = \frac{J_{\Sigma} r}{C_m^2} = \frac{3,1 \cdot 10^{-3} \cdot 3,75}{0,29^2} = 138 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

2.3.3. Рассчитаем коэффициент передачи K_{Π} и желаемую постоянную времени T_{Π} широтно-импульсного преобразователя, определим частоту широтно-модулированного сигнала $f_{\text{ШИМ}}$:

$$E_{\text{сил}} = 1,1 U_H = 1,1 \cdot 60 = 66 \text{ В};$$

$$K_{\Pi} = \frac{E_{\text{сил}}}{U_{y \max}} = \frac{66}{12} = 5,5;$$

$$T_{\Pi} = 0,1 T = 0,1 \cdot 8 \cdot 10^{-3} = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$f_{\text{ШИМ}} = \frac{1}{T_{\Pi}} = \frac{1}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 1250 \text{ Гц}.$$

2.3.4. На основании функциональной схемы, исходных данных и сделанных расчетов изобразим структурную схему рассчитываемой АСУ ЭП. Цифроаналоговый преобразователь считаем пропорциональным звеном с коэффициентом усиления $K_{\text{цАП}}$. Передаточную функцию $W_p(p)$ на этом этапе не указываем. Широтно-импульсный преобразователь имеет передаточную функцию

$$W_{\Pi}(p) = \frac{K_{\Pi}}{1 + T_{\Pi} p} = \frac{5,5}{1 + 0,8 \cdot 10^{-3} p}.$$

Структурная схема представлена на рис. 2.1.

2.3.5. Оценим возможность управления приводом с помощью П-регулятора. Полагая $W_p(p) = K_p$, запишем передаточную функцию замкнутой системы $W_o(p)$. Так как $T_m \geq 10T$, то передаточная функция ЭДПТ

$$W_{\text{эд}} = \frac{1/C_m}{p(1+Tp)(1+T_m p)} = \frac{3,45}{p(1+8 \cdot 10^{-3} p)(1+138 \cdot 10^{-3} p)};$$

$$W(p) = W_{\text{цАП}}(p)W_{\text{к.у}}(p)W_{\text{ШИП}}(p)W_{\text{эд}}(p) = \frac{K_{\text{цАП}}K_p K_{\text{II}}(1/C_m)}{(1+T_{\text{II}}p)(1+Tp)(1+T_m p)p} =$$

$$= \frac{K_{\text{цАП}}K_p \cdot 5,5 \cdot 3,45}{(1+0,8 \cdot 10^{-3} p)(1+8 \cdot 10^{-3} p)(1+138 \cdot 10^{-3} p)p}.$$

$$W_o(p) = \frac{W(p)}{1+W(p)K_{\text{ос}}} = \frac{K_{\text{цАП}}K_p K_{\text{II}}(1/C_m)}{(1+T_{\text{II}}p)(1+Tp)(1+T_m p)p + K_{\text{цАП}}K_p K_{\text{II}}(1/C_m)} =$$

$$= \frac{K_{\text{цАП}}K_p \cdot 5,5 \cdot 3,45}{(1+0,8 \cdot 10^{-3} p)(1+8 \cdot 10^{-3} p)(1+138 \cdot 10^{-3} p)p + K_{\text{цАП}}K_p \cdot 5,5 \cdot 3,45} =$$

$$= \frac{K_{\text{цАП}}K_p \cdot 18,98}{220,8 \cdot 10^{-9} p^4 + 1216 \cdot 10^{-6} p^3 + 146,8 \cdot 10^{-3} p^2 + p + K_{\text{цАП}}K_p \cdot 18,98}.$$

2.3.6. Запишем условие устойчивости системы по Гурвицу и найдем максимальное значение коэффициента K_o разомкнутой цепи:

$$K_o = K_{\text{цАП}}K_p K_{\text{II}}(1/C_m) = K_{\text{цАП}}K_p \cdot 18,98.$$

Характеристический полином системы $D(p)$ имеет вид

$$D(p) = p(1+T_{\text{II}})(1+Tp)(1+T_m) + K_o = T_m T_{\text{II}} T p^4 + (T_m T_{\text{II}} + T_m T + T_{\text{II}} T)p^3 +$$

$$+ (T_m + T_{\text{II}} + T)p^2 + K_o = 220,8 \cdot 10^{-9} p^4 + 1216 \cdot 10^{-6} p^3 + 146,8 \cdot 10^{-3} p^2 + p + K_o.$$

Критерий Гурвица для системы с порядком $n = 4$ выглядит так:

$$C_1 \geq 0; \quad C_3(C_1 C_2 - C_o C_3) - C_1^2 C_4 \geq 0.$$

Здесь

$$C_4 = T_m T_{\text{II}} T = 220,8 \cdot 10^{-9}; \quad C_3 = T_m T_{\text{II}} + T_m T + T_{\text{II}} T = 1216 \cdot 10^{-6};$$

$$C_2 = T_m + T_{\text{II}} + T = 146,8 \cdot 10^{-3}; \quad C_1 = 1; \quad C_o = K_o.$$

Получим

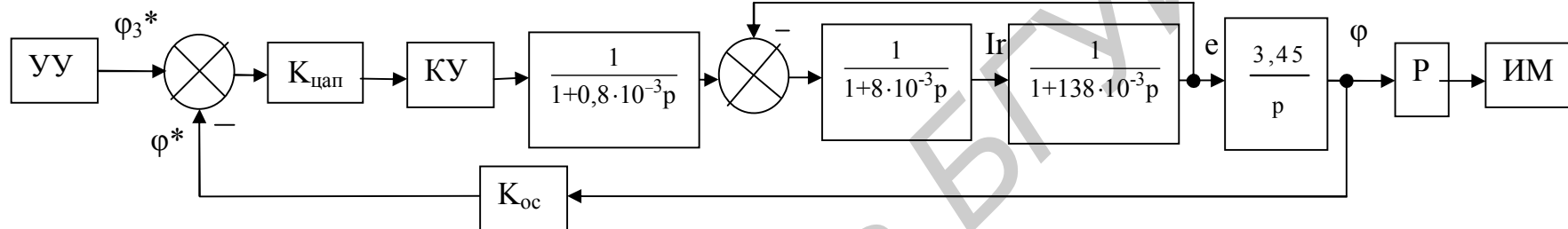
$$C_o \leq \frac{C_3 C_1 C_2 - C_1^2 C_4}{C_3^2} = K_{o \max} = \frac{1216 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 146,8 \cdot 10^{-3} - 1^2 \cdot 220,8 \cdot 10^{-9}}{1468656 \cdot 10^{-12}} = 120,57.$$

2.3.7. Оценим установившуюся ошибку при обработке системой равномерной заводки $g(t) = G'_m t$ при $K_o = K_{o \max}$:

$$X_{\text{уст}} = \left[pg(p)W_{\text{хг}}(p) \right]_{p=0} = \frac{G'_m}{K_o} = \frac{250}{120,57} = 2,07.$$

2.3.8. Так как $X_{\text{уст}} = 2,07 \geq X_{\text{max}} = 0,3$, то П-регулятор не способен обеспечить требуемой точности даже при увеличении коэффициента усиления вплоть до границы устойчивости.

Рис. 2.1. Структурная схема рассчитываемой АСУ ЭП



3. МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ЖЕЛАЕМЫХ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

3.1. Последовательность построения желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) астатической системы.

3.1.1. Построение низкочастотной (н/ч) асимптоты желаемой ЛАЧХ.

3.1.1.1. Порядок астатизма ν желаемой ЛАЧХ выбрать равным порядку астатизма неизменяемой части системы.

3.1.1.2. Рассчитать амплитуду g_k и частоту ω_k эквивалентной гармоники качки:

$$g_{mk} = (G'_m)^2 / G''_m; \quad \omega_k = G''_m / G'_m.$$

3.1.1.3. Построить на плоскости ЛАЧХ контрольную точку:

$$L(\omega_k) = 20 \lg(g_{mk} / X_m)$$

и запретную зону по требованиям точности.

3.1.1.4. Рассчитать коэффициент усиления k и базовую частоту ω_0 желаемой ЛАЧХ в зависимости от порядка астатизма системы:

$$\nu = 1: \quad k = \sqrt{2} \frac{G'_m}{X_m}; \quad \omega_0 = \sqrt{k \omega_k};$$

$$\nu = 2: \quad k = \sqrt{2} \frac{G''_m}{X_m}; \quad \omega_0 = \sqrt{k}.$$

3.1.1.5. Провести н/ч асимптоты желаемой ЛАЧХ на 3 дБ выше запретной зоны.

3.1.2. Построение среднечастотной (с/ч) асимптоты желаемой ЛАЧХ.

3.1.2.1. Рассчитать постоянную времени T_2 , задающую положение левого конца с/ч асимптоты:

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}}$$

и максимальное значение суммы малых постоянных времени:

$$\sum T = \frac{1}{\omega_0} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1}.$$

3.1.2.2. Построить ЛАЧХ L_n неизменяемой части системы таким образом, чтобы н/ч асимптоты L_n и желаемой ЛАЧХ совпадали. Выяснить, есть ли в системе малые постоянные времени T_4, T_5, \dots , значения которых не превышают $\sum T$.

3.1.2.3. Рассчитать постоянную времени T_3 , определяющую положение правого конца с/ч асимптоты: $T_3 = \sum T - T_4 - T_5 - \dots$

3.1.2.4. Рассчитать частоту среза: $\omega_c = T_2 \omega_0^2$.

3.1.2.5. Провести с/ч асимптоту желаемой ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек через точку ω_c оси частот от $\omega_2 = T_2^{-1}$ до $\omega_3 = T_3^{-1}$.

3.1.2.6. Провести асимптоту, сопрягающую н/ч и с/ч участки желаемой ЛАЧХ (только при $\nu = 1$).

3.1.3. Построение высокочастотных (в/ч) асимптот желаемой ЛАЧХ.

3.1.3.1. С/ч асимптота имеет наклон -20 дБ/дек. Первая в/ч асимптота должна иметь наклон -40 дБ/дек; следующая за ней -60 дБ/дек и т.д. При переходе от предыдущей в/ч асимптоты к последующей наклон вырастает не более чем на -20 дБ/дек.

3.1.3.2. Последнюю (самую правую) в/ч асимптоту желаемой ЛАЧХ провести параллельно в/ч асимптоте неизменяемой ЛАЧХ L_H .

3.2. Последовательность построения желаемой ЛАЧХ статической системы регулирования скорости.

3.2.1. Построение н/ч асимптоты.

3.2.1.1. Рассчитать амплитуду g_{mk} и частоту ω_k эквивалентной гармоники качки: $g_{mk} = G'_m$; $\omega_k = G''_m / G'_m$.

3.2.1.2. Построить на плоскости ЛАЧХ контрольную точку:

$$L(\omega_k) = 20 \lg(G'_m / X'_m)$$

и запретную зону по требованиям точности.

3.2.1.3. Рассчитать коэффициент усиления $K_{ж}$ желаемой ЛАЧХ:

$$K_{ж} = \sqrt{2} (G'_m / X'_m - 1).$$

3.2.1.4. Провести н/ч асимптоту на 3 дБ выше запретной зоны.

3.2.2. Построение с/ч асимптоты.

3.2.2.1. По требованиям быстродействия выбрать желаемое значение частоты среза $\omega_c = 8/t_p$, которая не должна превышать 100 с^{-1} .

3.2.2.2. По требованиям колебательности рассчитать постоянную времени T_2 , определяющую положение левого конца с/ч асимптоты:

$$T_2 = \omega_c^{-1} M / (M - 1)$$

и максимальное значение суммы малых постоянных времени:

$$\Sigma T \leq \omega_c^{-1} M / (M + 1).$$

3.2.2.3. Построить ЛАЧХ L_H неизменяемой части системы таким образом, чтобы н/ч асимптоты L_H и желаемой ЛАЧХ совпадали. Выяснить, есть ли в неизменяемой части малые постоянные времени (T_4, T_5, \dots), значения которых меньше ΣT .

3.2.2.4. Рассчитать постоянную времени T_3 , определяющую положение правого конца с/ч асимптоты: $T_3 = \Sigma T - T_4 - T_5 - \dots$.

3.2.2.5. Провести с/ч асимптоту желаемой ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек через точку ω_c на оси частот от $\omega_2 = T_2^{-1}$ до $\omega_3 = T_3^{-1}$.

3.2.2.6. Провести асимптоты с наклоном -20 и -40 дБ/дек, сопрягающие н/ч и с/ч асимптоты. Частоту, отвечающую пересечению сопрягающих асимптот, обозначить ω_1 .

3.2.3. В/ч асимптоты строятся так же, как и в случае астатической системы (см. п. 3.1.3).

3.3. **Пример.** Расчет последовательного корректирующего устройства (КУ) (рис. 3.1).

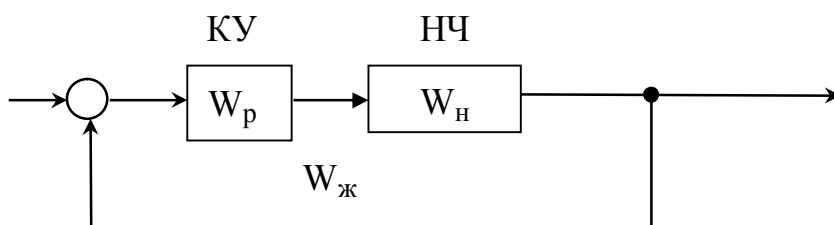


Рис. 3.1. Схема подключения последовательного КУ

Дано: передаточная функция неизменяемой части системы силовой преобразователь (СП) – двигатель $W_H(p) = K_H M_H(p)/N_H(p)$, т.е. передаточная функция системы без коррекции.

Требуется: построить желаемую ЛАЧХ разомкнутой цепи $L_{ж}$ и найти соответствующий ей коэффициент усиления $K_{ж}$. Определить передаточную функцию регулятора $W_p(p) = K_p W_{КУ}(p)$, где $K_p = K_{ж}/K_H$ – коэффициент усиления регулятора, $W_{КУ}(p) = M_{КУ}(p)/N_{КУ}(p)$ – передаточная функция корректирующего устройства.

Желаемая передаточная функция имеет вид $W_{ж}(p) = W_p(p)W_H(p)$. Соответствующая ей амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) получается подстановкой $p = j\omega$: $W_{ж}(j\omega) = W_p(j\omega)W_H(j\omega) = W_p(\omega)e^{j\varphi_p(\omega)} W_H(\omega)e^{j\varphi_H(\omega)}$. Последнее выражение эквивалентно двум равенствам для амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и для фазочастотной характеристики (ФЧХ):

$$W_{ж}(\omega) = W_p(\omega)W_H(\omega) = K_p M_{КУ} K_H M_H / N_{КУ} N_H = W_{КУ} W'_H,$$

где $W'_H = K_p K_H M_H / N_H$; $\varphi_{ж}(\omega) = \varphi_p(\omega) + \varphi_H(\omega)$.

От АЧХ перейдем к ЛАЧХ:

$$L_{ж}(\omega) = L_p(\omega) + L_H(\omega). \text{ Отсюда } L_p(\omega) = L_{ж}(\omega) - L_H(\omega).$$

$K_{ж}$ отличается от K_H , т.е. нужно поднять характеристику W_H , так чтобы на ней получился желаемый коэффициент усиления. Поэтому получаем новую характеристику W'_H . Расстояние между характеристиками по вертикали и есть $20 \lg K_p$, т.е. искомый коэффициент усиления регулятора. Таким образом, строить ЛАЧХ КУ лучше по формуле $L_{ж}(\omega) = L_{КУ}(\omega) + L'_H(\omega)$. Отсюда $L_{КУ}(\omega) = L_{ж}(\omega) - L'_H(\omega)$. Для упрощения построений из $L_{ж}(\omega)$ вычитают ЛАЧХ неизменяемой части с коэффициентом усиления $K_{ж}$. При этом низкочастотные асимптоты $L_{ж}(\omega)$ и $L'_H(\omega)$ совпадают. Передаточную функцию корректирующего устройства затем находят по ЛАЧХ КУ – $L_{КУ}$.

Построим желаемую (типовую) ЛАЧХ (рис. 3.2), соблюдая приведенную ниже последовательность построения.

3.3.1. Строим низкочастотные (н/ч) асимптоты желаемой ЛАЧХ.

3.3.1.1. Порядок астатизма ν желаемой ЛАЧХ выбираем равным порядку

астатизма неизменяемой части системы, т.е. $\nu = 1$.

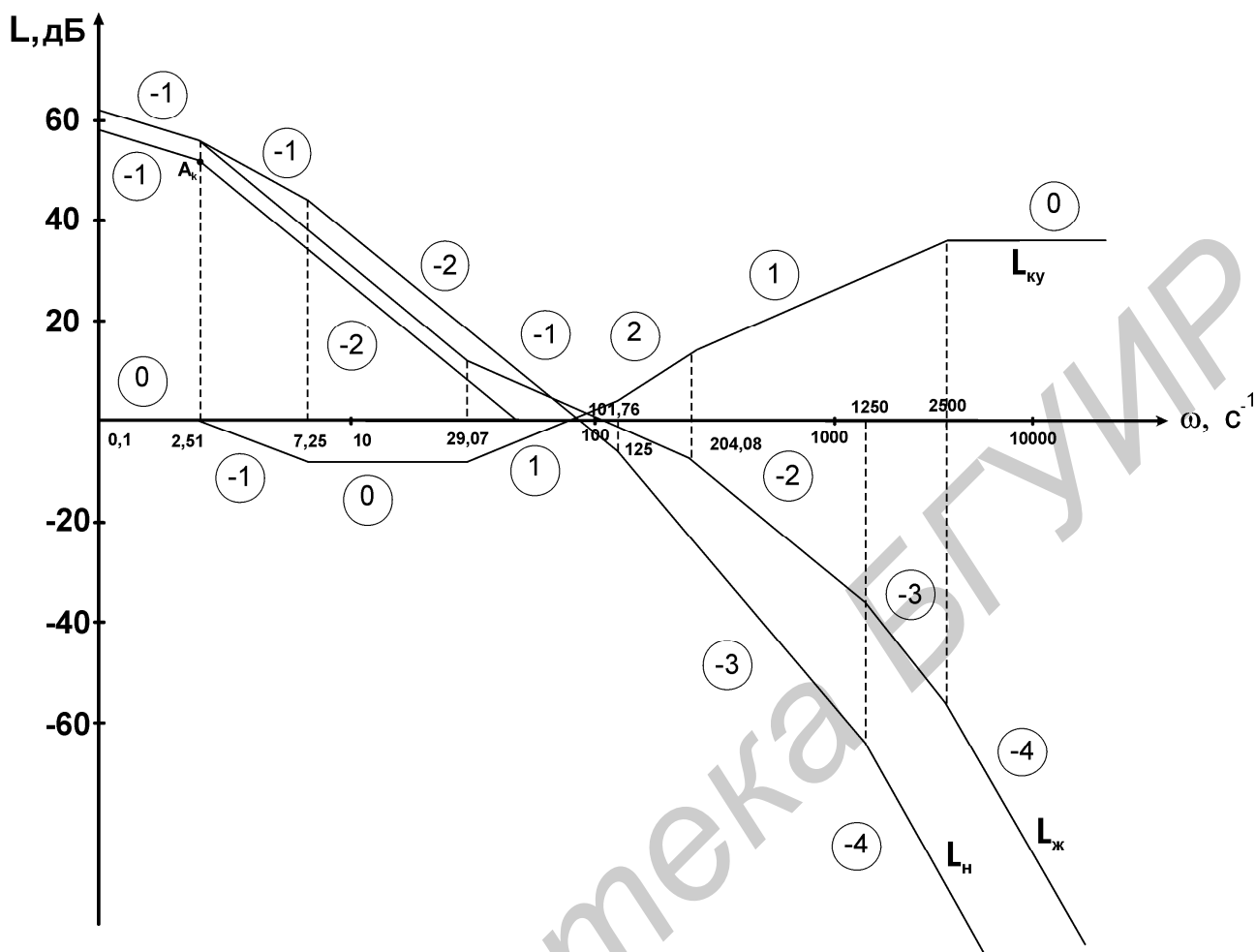


Рис. 3.2. Построение ЛАЧХ корректирующего устройства

3.3.1.2. Рассчитаем амплитуду и частоту эквивалентной гармоники качки:

$$g_{mk} = (G'_m)^2 / G''_m = 250^2 / 628 = 99,52;$$

$$\omega_k = G''_m / G'_m = 628 / 250 = 2,51 \text{ c}^{-1}.$$

3.3.1.3. Строим на плоскости ЛАЧХ контрольную точку и запретную зону по требованиям точности:

$$L(\omega_k) = 20 \lg(g_{mk} / X'_m) = 20 \lg(99,52 / 0,3) = 50,42 \text{ дБ}.$$

3.3.1.4. Рассчитаем коэффициент усиления $k_{ж}$ и базовую частоту ω_0 желаемой ЛАЧХ в зависимости от порядка астатизма системы:

$$k_{ж} = \sqrt{2} \frac{G'_m}{X_m} = \sqrt{2} \frac{250}{0,3} = 1178,51;$$

$$\omega_0 = \sqrt{k_{ж} \omega_k} = \sqrt{1178,51 \sqrt{2,51}} = 54,39 \text{ c}^{-1}.$$

3.3.1.5. Проводим низкочастотные асимптоты желаемой ЛАЧХ на 3 дБ

выше запретной зоны.

3.3.2. Строим среднечастотную (с/ч) асимптоту желаемой ЛАЧХ.

3.3.2.1. Рассчитаем постоянную времени T_2 , задающую положение левого конца с/ч асимптоты, и максимальное значение суммы малых постоянных времени:

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{54,39} \sqrt{\frac{1,4}{1,4-1}} = 34,4 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$\Sigma T = \frac{1}{\omega_0} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1} = \frac{1}{54,39} \frac{\sqrt{1,4(1,4-1)}}{1,4+1} = 5,7 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

3.3.2.2. Строим ЛАЧХ L_H неизменяемой части системы таким образом, чтобы н/ч асимптоты L_H и желаемой ЛАЧХ совпадали. Если в системе есть малые постоянные времена T_4, T_5, \dots , значения которых не превышают ΣT , то находим их значения:

$$W_H(p) = K_{\text{шип}} W_{\text{эд}}(p) = k_{\text{ж}} / (1 + T_{\text{п}}p)(1 + T_{\text{р}}p)(1 + T_{\text{м}}p) = \\ = 1178,51 / (1 + 0,8 \cdot 10^{-3})(1 + 8 \cdot 10^{-3})(1 + 138 \cdot 10^{-3})p,$$

где $T_4 = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

3.3.2.3. Рассчитаем постоянную времени T_3 , определяющую положение правого конца с/ч асимптоты:

$$T_3 = \Sigma T - T_4 = 5,7 \cdot 10^{-3} - 0,8 \cdot 10^{-3} = 4,9 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

3.3.2.4. Рассчитаем частоту среза:

$$\omega_c = T_2 \omega_0^2 = 34,4 \cdot 10^{-3} \cdot 2958,27 = 101,76 \text{ с}^{-1}.$$

3.3.2.5. Проводим с/ч асимптоту желаемой ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек через точку ω_c оси частот от $\omega_2 = T_2^{-1}$ до $\omega_3 = T_3^{-1}$.

$$\omega_2 = T_2^{-1} = (34,4 \cdot 10^{-3})^{-1} = 29,07 \text{ с}^{-1}; \quad \omega_3 = T_3^{-1} = (4,9 \cdot 10^{-3})^{-1} = 204,08 \text{ с}^{-1}.$$

3.3.3. Строим высокочастотные (в/ч) асимптоты желаемой ЛАЧХ.

3.3.3.1. С/ч асимптота имеет наклон -20 дБ/дек . Первая в/ч асимптота должна иметь наклон -40 дБ/дек , следующая за ней -60 дБ/дек и т.д.

3.3.3.2. Последнюю (самую правую) в/ч асимптоту желаемой ЛАЧХ проводим параллельно в/ч асимптоте неизменяемой ЛАЧХ L_H (см. рис. 3.2).

3.3.4. Формируем ЛАЧХ последовательного корректирующего устройства, графически вычитая из желаемой ЛАЧХ $L_{\text{ж}}(\omega)$ ЛАЧХ неизменяемой части системы $L_H(\omega)$: $L_{\text{к.у}}(\omega) = L_{\text{ж}}(\omega) - L_H(\omega)$.

3.3.5. По полученной ЛАЧХ корректирующего устройства записываем передаточные функции корректирующего устройства и изменяемой части системы:

$$W_p(p) = K_p W_{к.у}(p) = \frac{K_p (1 + 138 \cdot 10^{-3} p)(1 + 34,4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 8 \cdot 10^{-3} p)}{(1 + 398 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4,9 \cdot 10^{-3} p)(1 + 0,4 \cdot 10^{-3} p)},$$

где $W_p(p)$ – передаточная функция регулятора;

$$W_{и}(p) = K_{цАП} W_p(p) = \frac{K_p K_{цАП} (1 + 138 \cdot 10^{-3} p)(1 + 34,4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 8 \cdot 10^{-3} p)}{(1 + 398 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4,9 \cdot 10^{-3} p)(1 + 0,4 \cdot 10^{-3} p)}.$$

3.3.6. Рассчитаем коэффициент преобразования изменяемой части системы:

$$K_{и} = K_{цАП} K_p = K_{ж} / (K_{п} / C_m) = 1178,51 / (5,5 / 0,29) = 62,14,$$

где $K_{ж}$ – коэффициент усиления, отвечающий построенной желаемой ЛАЧХ;

K_p – коэффициент усиления регулятора.

3.3.7. Определяем максимальное значение приращения задающего воздействия:

$$\Delta g_m = \frac{U_{\max}}{K_{и}} = \frac{12}{62,4} = 0,19,$$

где $U_{\max} = 12$ В – максимальное значение выходного напряжения (напряжения насыщения) операционного усилителя типа К140УД7.

3.3.8. Определим период дискретизации задающего воздействия:

$$\Delta t = \frac{\Delta g_m}{G'_m} = \frac{0,19}{250} = 0,76 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

3.3.9. Определим коэффициент преобразования ЦАП $K_{цАП}$, для чего найдем максимальную ошибку в размерности «метки импульсного датчика перемещений»:

$$X_{\max}^* = \Delta g_m \frac{z}{2\pi} = 0,19 \frac{1000}{6,28} = 30,24;$$

максимальное значение напряжения на выходе ЦАП:

$$U_{\text{вых макс}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{2^{10}} X_{\max}^* = -\frac{-15}{2^{10}} 30,24 = 0,44 \text{ В,}$$

где $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение.

Тогда коэффициент преобразования ЦАП:

$$K_{цАП} = U_{\text{вых макс}} / \Delta g_m = 0,44 / 0,19 = 2,32.$$

3.3.10. Рассчитаем коэффициент преобразования регулятора и реализуем ПФ регулятора в виде схемы на операционных усилителях:

$$K_p = K_{и} / K_{цАП} = 62,14 / 2,32 = 26,78,$$

$$W_p(p) = \frac{K_p (1 + 138 \cdot 10^{-3} p)(1 + 34,4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 8 \cdot 10^{-3} p)}{(1 + 398 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4,9 \cdot 10^{-3} p)(1 + 0,4 \cdot 10^{-3} p)}.$$

3.4. Оценим качество регулирования в скорректированной системе. Для этого сделаем следующее.

3.4.1. Запишем передаточную функцию разомкнутой цепи системы $W_{ж}(p)$. Найдем частоту среза полученной системы, запас по фазе $\Delta\varphi(\omega_c)$, время регулирования t_p , перерегулирование H_m и показатель колебательности M .

$$W_{ж}(p) = \frac{1178,51(1 + 34,4 \cdot 10^{-3} p)}{p(1 + 398 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4,9 \cdot 10^{-3} p)(1 + 8 \cdot 10^{-3} p)(1 + 0,4 \cdot 10^{-3} p)},$$

где частота среза была найдена $\omega_c = 101,76 \text{ с}^{-1}$, а фаза на частоте среза будет $\varphi(\omega_c) = -90^\circ - \arctg(\omega_c T_1) - \arctg(\omega_c T_2) - \arctg(\omega_c T_3) - \arctg(\omega_c T_4) + \arctg(\omega_c T_5) = -90^\circ - \arctg(101,76 \cdot 398 \cdot 10^{-3}) - \arctg(101,76 \cdot 4,9 \cdot 10^{-3}) - \arctg(101,76 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}) - \arctg(101,76 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3}) + \arctg(101,76 \cdot 34,4 \cdot 10^{-3}) = -90^\circ - 88,6^\circ - 26,5^\circ - 4,65^\circ - 2,33^\circ + 74,06^\circ = -138,02^\circ$.

Определим сначала запас по фазе и время регулирования:

$$\Delta\varphi(\omega_c) = 180^\circ + \varphi(\omega_c) = 180^\circ - 138,02^\circ = 41,98^\circ; \quad t_p = \frac{(7 \dots 9)}{101,76} = (69 \dots 88) \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

А затем перерегулирование: $H_m = 73^\circ - \Delta\varphi(\omega_c) = 73^\circ - 41,98^\circ = 31,03^\circ$ и показатель колебательности: $M = 60/\Delta\varphi(\omega_c) = 60/41,98 = 1,4$.

3.4.2. Запишем передаточную функцию системы по ошибке $W_{гх}(p)$, найдем величину максимальной ошибки при обработке сигнала качки, определим установившуюся ошибку при обработке равномерной заводки $g(t) = G'_m t$.

$$W_{гх}(p) = \frac{1}{1 + W_{ж}(p)} = \frac{p(1 + 398 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4,9 \cdot 10^{-3} p)(1 + 8 \cdot 10^{-3} p)(1 + 0,4 \cdot 10^{-3} p)}{p(1 + 398 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4,9 \cdot 10^{-3} p)(1 + 8 \cdot 10^{-3} p)(1 + 0,4 \cdot 10^{-3} p) + 1178,51(1 + 34,4 \cdot 10^{-3} p)};$$

$$W(\omega_k) = \frac{1178,51}{\omega_k(\omega_k/2,51)} = \frac{1178,51}{2,51(2,51/2,51)} = 469,53;$$

$$X_{mk} = \frac{g_{mk}}{W(\omega_k)} = \frac{99,52}{469,53} = 0,21.$$

Установившаяся ошибка при обработке равномерной заводки:

$$g(p) = \frac{G'_m}{p^2} = \frac{250}{p^2}; \quad X_{уст} = [pg(p)W_{гх}(p)]_{p \rightarrow 0} = \left[p \frac{250}{p^2} W_{гх}(p) \right]_{p \rightarrow 0} = \frac{250}{1178,51} = 0,21.$$

3.4.3. Сравнивая полученные показатели качества ($X_{mk}=0,21$; $X_{уст}=0,21$; $M=1,4$) с требуемыми ($X_m = 0,21$, $M = 1,4$), можно сделать вывод, что скорректированная система обеспечивает заданный уровень качества.

4. СХЕМЫ И ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ РЕГУЛЯТОРОВ

4.1. Инвертирующий П-регулятор (пропорциональный) (рис. 4.1):

$$W(p) = U_2(p) / U_1(p) = -k; \quad k = R_{OC} / R_1.$$

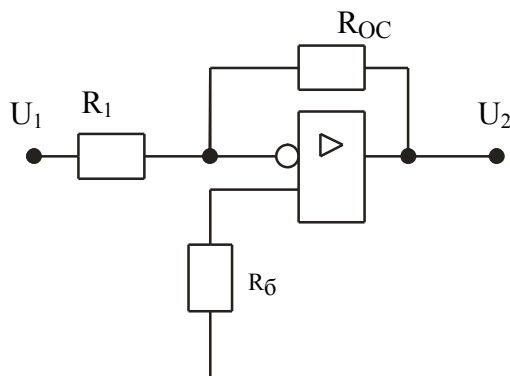


Рис. 4.1. Инвертирующий П-регулятор

4.2. Неинвертирующий П-регулятор (рис. 4.2):

$$W(p) = k; \quad k = 1 + R_{OC} / R_1.$$

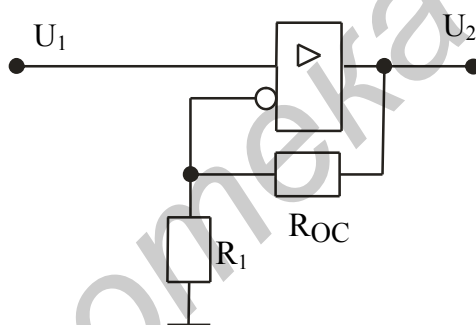


Рис. 4.2. Неинвертирующий П-регулятор

4.3. ПИ-регулятор (пропорционально-интегральный) (рис. 4.3):

$$W(p) = -(T_{OCp} + 1) / T_p; \quad T_{OC} = R_{OC}C_{OC}; \quad T = R_1C_{OC}.$$

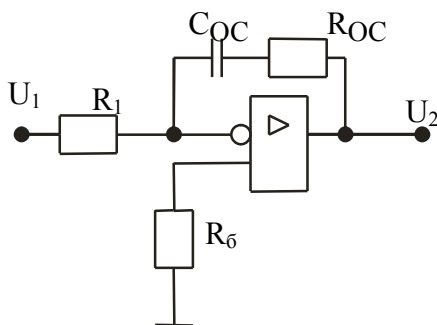


Рис. 4.3. ПИ-регулятор (пропорционально-интегральный)

4.4. Пропорционально-интегрирующий регулятор (рис. 4.4):

$$W(p) = -K(T_{10}p + 1) / [(T_{10} + T_{20})p + 1]; K = R_{20}/R_1; T_{10} = R_{10}C_{10}; T_{20} = R_{20}C_{10}.$$

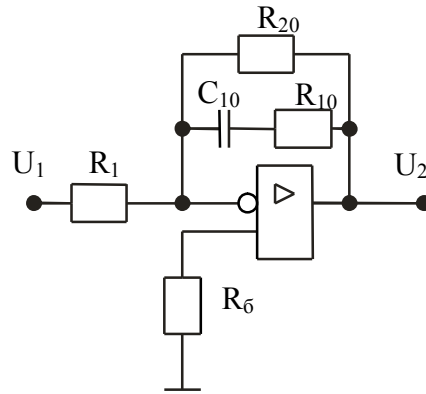


Рис. 4.4. Пропорционально-интегрирующий регулятор

4.5. ПД-регулятор (пропорционально-дифференциальный) (рис. 4.5):

$$W(p) = -K[(T_1 + T_2)p + 1] / (T_1p + 1); K = R_{10} / R_2; T_1 = R_1C_1; T_2 = R_2C_1.$$

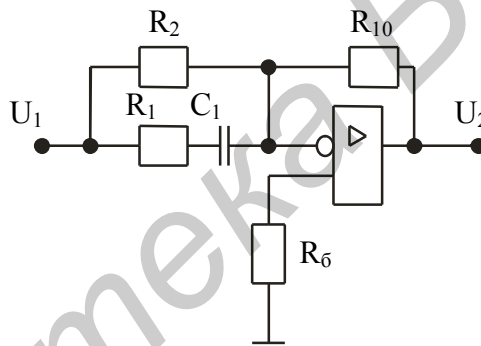


Рис. 4.5. ПД-регулятор (пропорционально-дифференциальный)

4.6. ПИД-регулятор (пропорционально-интегрально-дифференциальный) (рис. 4.6):

$$W(p) = -(T_{10}p + 1)[(T_1 + T_2)p + 1] / [T_{и}(T_1p + 1)]; T_1 = R_1C_1; T_2 = R_2C_1; T_{10} = R_{10}C_{10};$$

$$T_{и} = C_{10}R_2.$$

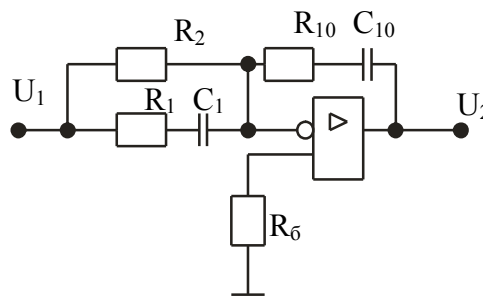


Рис. 4.6. ПИД-регулятор

4.7. ИД-регулятор (интегродифференцирующий) (рис. 4.7):

$$W(p) = -K(T_{10}p + 1)[(T_1 + T_2)p + 1] / [(T_{10} + T_{20})p + 1][(T_1p + 1)];$$

$$T_1 = R_1C_1; T_2 = R_2C_1; T_{10} = K_{10}C_{10}; T_{20} = R_{20}C_{10}; K = R_{20}/R_2.$$

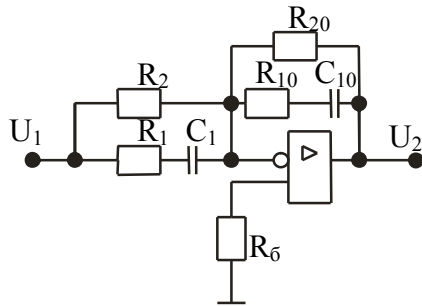


Рис. 4.7. ИД-регулятор

Примечание. При реализации регуляторов необходимо задаваться величиной одного или двух сопротивлений, выбирая их значения в пределах от 2 до 100 кОм.

Пример. Расчет корректирующего устройства. Схему регулятора изображим на рис. 4.8.

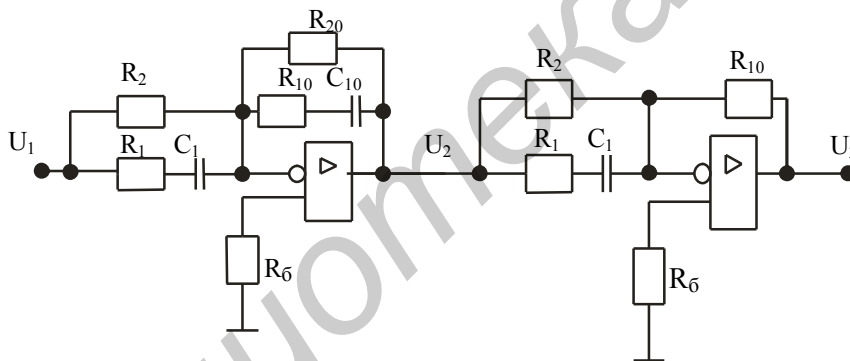


Рис. 4.8. Схема регулятора

Корректирующее устройство (КУ) имеет передаточную функцию

$$W_{\text{ку}}(p) = KK' \frac{(1+T_{01}p)[(1+(T_1+T_2)p][1+(T'_1+T'_2)p]}{[1+(T_{01}+T_{02})p](1+T_1p)(1+T'_1p)},$$

где

$$T_1 = R_1C_1; T_2 = R_2C_1; T_{10} = R_{10}C_{10}; T_{20} = R_{20}C_{10};$$

$$K = \frac{R_{20}}{R_2}; K' = \frac{R'_{10}}{R'_2}; T'_1 = R'_1C'_1; T'_2 = R'_2C'_1.$$

Ей соответствует построенная по ЛАЧХ передаточная функция

$$W_{\text{ку}}(p) = \frac{(1+138 \cdot 10^{-3}p)(1+34,4 \cdot 10^{-3}p)(1+8 \cdot 10^{-3}p)}{(1+398 \cdot 10^{-3}p)(1+4,9 \cdot 10^{-3}p)(1+0,4 \cdot 10^{-3}p)}.$$

Сравнивая их, запишем постоянные времени:

$$T_1=0,0049; T_1+T_2=0,0344; T_{10}=0,138; T_{10}+T_{20}=0,398;$$

$$T'_1+T'_2=0,008; T'_1=0,0004.$$

Выберем $R_{20} = 63$ кОм; $R_2=30$ кОм, тогда $K=2$. Так как $T_{10}+T_{20}=0,398$, то $T_{20}=0,26$, а так как $T_1+T_2=0,0344$, то $T_2=0,0295$. Откуда параметры схемы будут:

$$C_1 = \frac{T_2}{R_2} = \frac{0,0295}{30000} = 0,98 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}; R_1 = \frac{T_1}{C_1} = \frac{4,9 \cdot 10^{-3}}{0,98 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$C_{10} = \frac{T_{20}}{R_{20}} = \frac{0,26}{62000} = 4,19 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}; R_{10} = \frac{T_{10}}{C_{10}} = \frac{0,138}{4,19 \cdot 10^{-6}} = 32,9 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R_6 = R_2 \parallel R_{20} = \frac{30 \cdot 62}{30+62} = 20,2 \text{ кОм}.$$

Так как $K_p=26,78$, то $K' = \frac{K_p}{2} = 13,39$. Исходя из полученного K' , выбираем $R'_{10}=15$ кОм, $R'_2=1,1$ кОм. Так как $T'_1+T'_2=0,008$, то $T'_2=0,0076$. Отсюда параметры схемы будут:

$$C'_1 = \frac{T'_2}{R'_2} = \frac{0,0076}{1100} = 6,9 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}; R'_1 = \frac{T'_1}{C'_1} = \frac{4 \cdot 10^{-4}}{6,9 \cdot 10^{-6}} = 57,97 \text{ Ом};$$

$$R'_6 = R'_2 \parallel R'_{10} = \frac{1,1 \cdot 15}{1,1+15} = 1,02 \text{ кОм}.$$

Рассчитанным элементам схемы выберем наиболее подходящие номиналы:

$$C_1=1 \text{ мкФ}; R_1=5,1 \text{ кОм}; C_{10}=4,7 \text{ мкФ}; R_{10}=3,3 \text{ кОм}; R_6=20,2 \text{ кОм};$$

$$C'_1=6,8 \text{ мкФ}; R'_1=57 \text{ Ом}; R'_6=1 \text{ кОм}.$$

5. ОПИСАНИЕ УСТРОЙСТВА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ ПРИВОДА

5.1. Сравнивающие устройства.

5.1.1. Аналоговое сравнивающее устройство. Для вычисления разности аналоговых сигналов используется операционный усилитель, включенный по схеме сумматора (рис. 5.1).

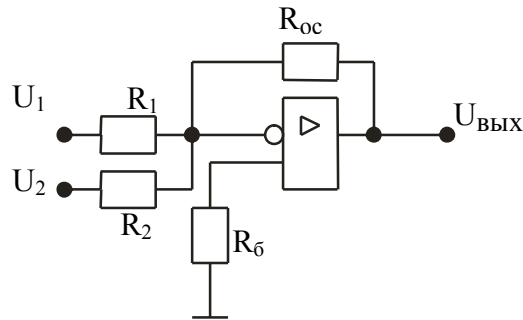


Рис. 5.1. Схема сумматора

Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = (R_{\text{OC}} / R_1) U_1 - (R_{\text{OC}} / R_2) U_2$.

Для простого вычитания (без умножения на весовые коэффициенты) принимается $R_1 = R_2 = R_{\text{OC}}$. Чтобы исключить влияние входного тока на точность вычитания, неинвертирующий вход заземляется через балансировочный резистор R_6 , сопротивление которого вычисляется из уравнения

$$1/R_6 = 1/R_{\text{OC}} + 1/R_1 + 1/R_2. \quad (5.1)$$

5.1.2. Цифровое сравнивающее устройство.

В устройствах электропривода оба кода: и задаваемый ЭВМ код g , и вычисляемый датчиком в цепи обратной связи отработанный код y – содержат только положительную последовательность чисел. Признак знака y кодов отсутствует, и нулевое значение всех разрядов соответствует одному крайнему положению вала двигателя, а единичное – другому.

При схемной реализации операция вычитания двух чисел заменяется операцией сложения прямого кода уменьшаемого g и обратного кода \bar{y} вычитаемого. В зависимости от соотношения величин g и y результат сложения получится следующим:

$$g + \bar{y} = \begin{cases} x-1; p=1 \text{ при } g > y; \\ \bar{x}; p=0 \text{ при } g \leq y. \end{cases}$$

Здесь $x = g - y$ – искомый код модуля разности двух чисел; \bar{x} – обратный код модуля разности; p – значение т.н. разряда переноса, т.е. $(n + 1)$ -го разряда суммы $g + \bar{y}$ при n -разрядных кодах g и y .

Искомый код модуля разности вычисляется следующим образом:

$$x = \begin{cases} g + \bar{y} + p & \text{при } p=1, \text{ т.е. при } g > y; \\ \overline{g + \bar{y} + p} & \text{при } p=0, \text{ т.е. при } g \leq y. \end{cases}$$

Знак разности $\text{sign}(x)$ определяется значением разряда переноса:

$$\begin{aligned} \text{sign}(x) &= \text{” + ”} & \text{при } p = 1; \\ \text{sign}(x) &= \text{” - ”} & \text{при } p = 0. \end{aligned}$$

Таким образом, для вычисления $x = g - y$ необходимо:

1. Вычислить обратный код \bar{y} уменьшаемого (т.е. проинвертировать все разряды числа y).
2. Определить сумму $g + \bar{y}$ и значение разряда переноса p .
3. Если $p = 1$, прибавить его к сумме $g + \bar{y}$ – получаем $g + \bar{y} + 1 = x$.
4. Если $p = 0$, проинвертировать все разряды суммы $g + \bar{y}$ – получаем $\overline{g + \bar{y} + 0} = x$.

Эти операции реализуются схемой, приведенной на рис. 5.2.

На схеме изображено 8-разрядное сравнивающее устройство. Оно состоит из двух сумматоров и восьми схем «И – ИЛИ». На выходах сумматоров формируется код числа $g + \bar{y}$ и разряд переноса p (9-й разряд), который прибавляется к сумме. При $p = 1$ число $g + \bar{y} + 1$ проходит на выход ЦСУ в прямом коде через верхние ячейки «И» элементов «И – ИЛИ». Если же $p = 0$, то число $g + \bar{y} + 0$ поступает на выход в инверсном коде через нижние ячейки «НЕ – И».

В обоих случаях на выходе формируется модуль кода разности x . Разряд переноса поступает на выход под названием $\text{sign}(x)$ как признак знака разности x .

Максимальное число, которое может быть записано в 8-разрядном двоичном коде:

$$N_{\max} = 2^8 - 1 = 255.$$

Для записи произвольного числа N требуется количество разрядов, определяемое следующей формулой:

$$N = \text{trunk}(\log_2 N) + 1, \quad (5.2)$$

где trunk – символ выделения целой части числа.

При расчете ЦСУ требуется определить число разрядов, необходимое для записи кода N числа, выражающего в метках датчика максимальную величину задающего воздействия G_m :

$$N = ZG_m / 2\pi, \quad \text{меток},$$

где Z – число импульсов – меток, формируемых за один оборот датчиком угловых перемещений.

При использовании формулы (5.2) удобно учесть, что

$$\log_2 N = \lg N / \lg 2 \approx 3,32 \lg N.$$

В зависимости от n определяется количество сумматоров и ячеек «И – ИЛИ» в схеме ЦСУ.

5.2. Пример. Расчет ЦСУ.

Определим число разрядов n , необходимое для записи кода N числа, выражающего в метках датчика максимальную величину задающего воздействия G_m :

$$G_m = 2\pi j; N = z \frac{G_m}{2\pi} = 1000 \frac{2\pi j}{2\pi} = 10000; \log_2 N = \frac{\lg N}{\lg 2} = 3,32 \lg N = 13,28;$$

$$n = \text{trunk}(\log_2 N) + 1 = \text{trunk} 13,28 + 1 = 14.$$

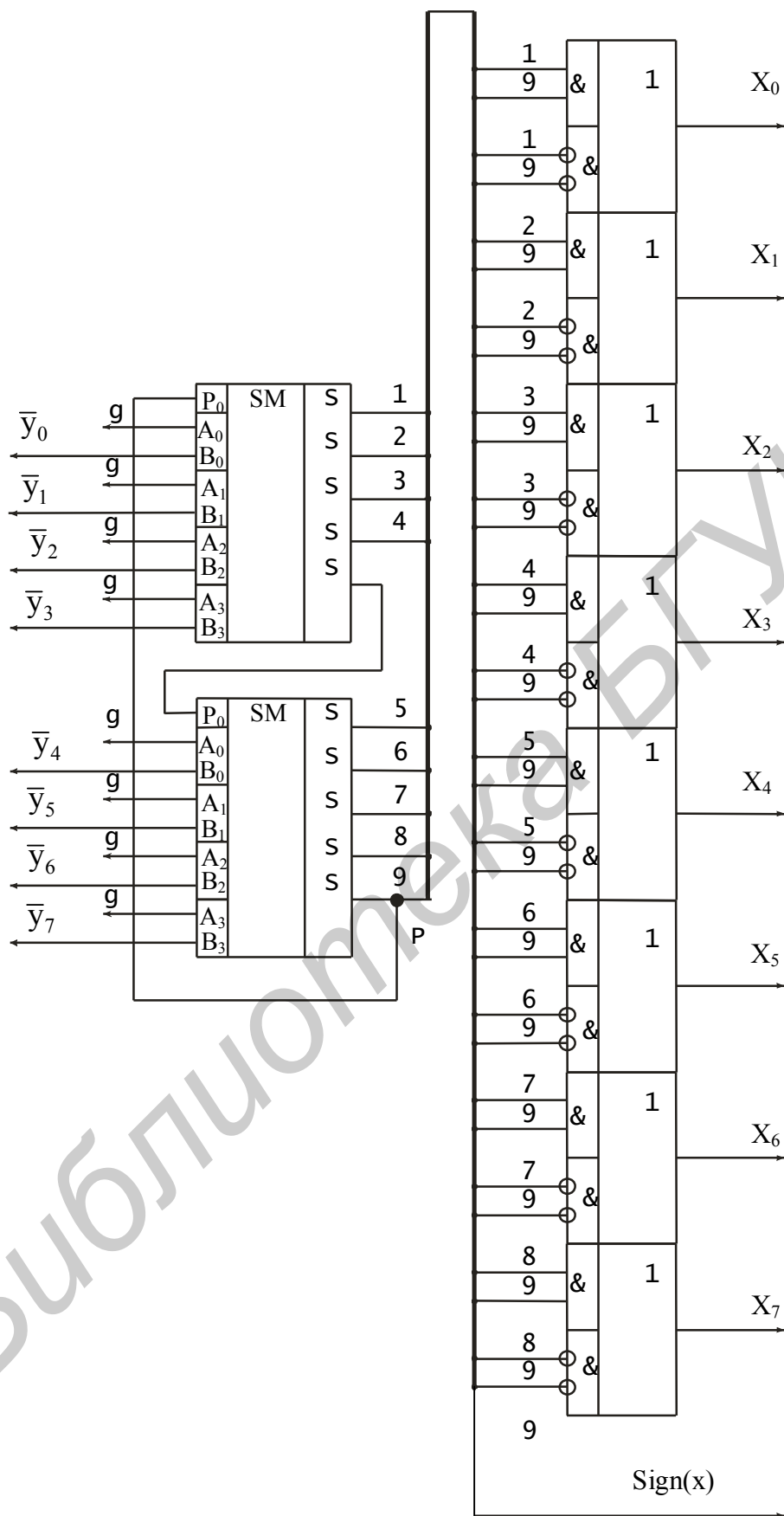


Рис. 5.2. Функциональная схема 8-разрядного цифрового сравнивающего устройства

5.2. Датчик положения (ФДП).

В цепи обратной связи по положению для измерения угловых перемещений используется импульсный фотодатчик (например типа ВЕ-178). Он представляет собой стеклянный диск, по окружности которого нанесено $z = 1000$ непрозрачных меток. Диск просвечивается двумя фотопарами светодиод – фототранзистор (рис. 5.3). При вращении диска каждый фототранзистор периодически затеняется и формирует последовательность импульсов. Наличие двух фотопар дает возможность определить направление вращения диска. Фотопары установлены таким образом, что последовательности импульсов U_1 и U_2 , формируемых фототранзисторами ΦT_1 и ΦT_2 , смещены во времени на четверть периода (рис. 5.4, а).

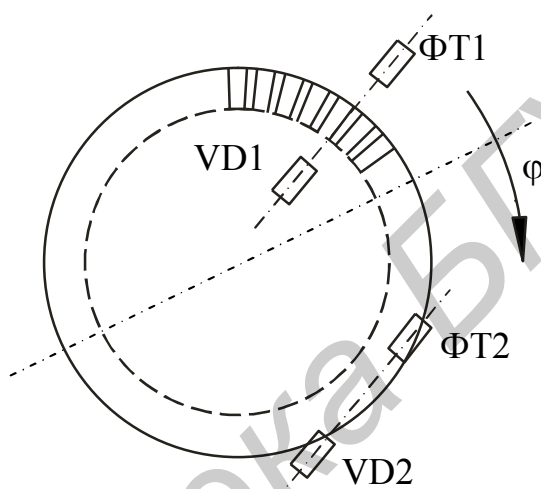


Рис. 5.3. Датчик положения

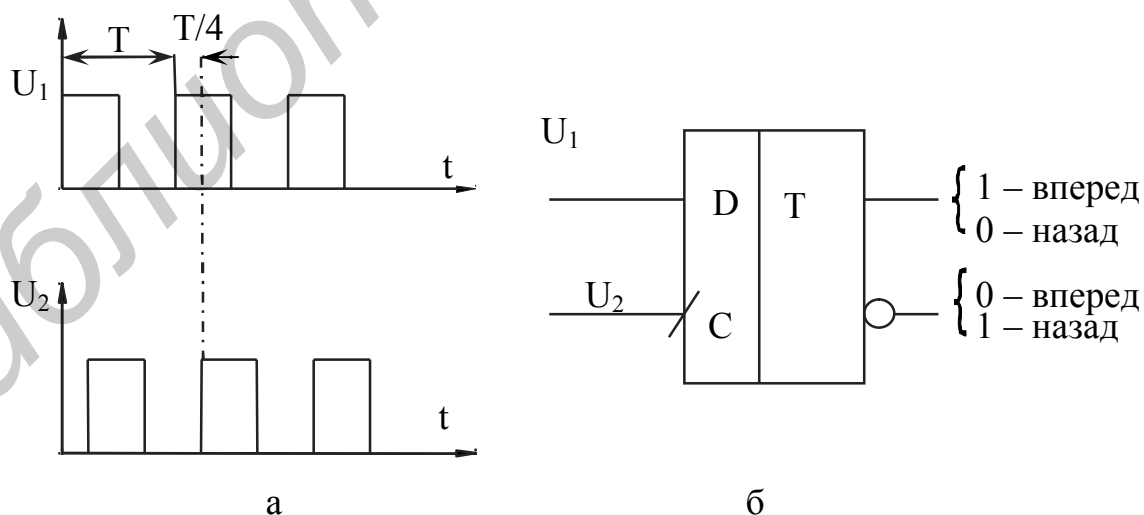


Рис. 5.4. Временные диаграммы и D-триггер

Сигнал U_1 одной фотопары подается на D-вход триггера, а сигнал U_2 другой фотопары – на C-вход (рис. 5.4, б). При вращении диска вперед импульсы на D-вход приходят раньше, чем на C-вход, и триггер устанавливается в единицу.

При вращении назад, наоборот, импульсы на С-входе запаздывают относительно импульсов на D-входе и триггер сбрасывается в нулевое положение.

Таким образом, уровень логического сигнала на выходах триггера зависит от направления вращения диска, т.е. указывает направление вращения.

Для определения углового перемещения диска импульсы U_1 и U_2 подсчитываются реверсивным счетчиком (РС). Режим суммирования или вычитания устанавливается триггером, указывающим направление вращения (ТНВ) (рис. 5.5).

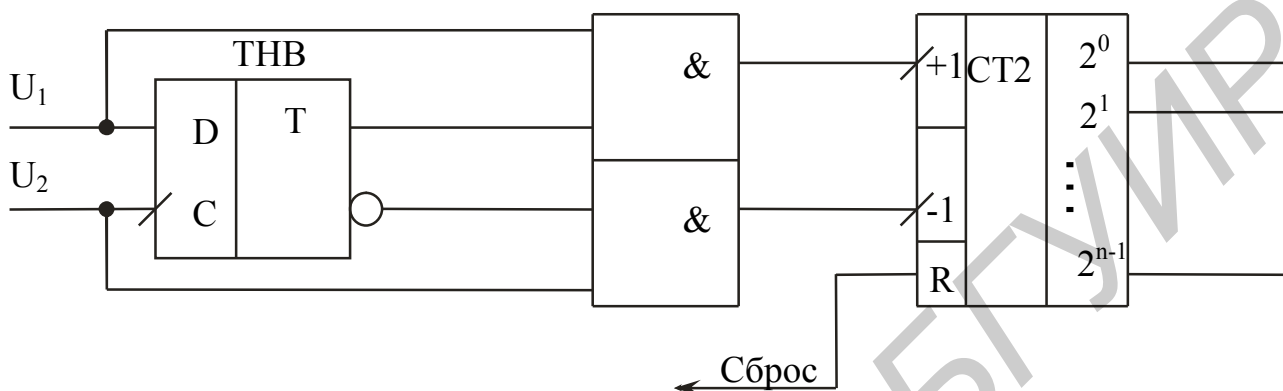


Рис. 5.5. Реверсивный счетчик

При поступлении импульсов на счетный вход « + 1 » они прибавляются к сумме, накопленной счетчиком, а при поступлении на счетный вход « - 1 » – вычитаются из нее.

Для измерения угловых перемещений вала двигателя он скрепляется с валом фотодатчика с помощью специальной муфты.

При расчете датчика перемещений необходимо определить разрядность реверсивного счетчика по формуле (5.2).

5.3. Цифроаналоговый преобразователь.

Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) в схеме следящего электропривода преобразует цифровой код x^* ошибки слежения в аналоговую форму, т.е. в напряжение.

Рекомендуется реализовать ЦАП на интегральной КМОП-микросхеме 572ПА1А, имеющей 10 двоичных разрядов и время установления выходного напряжения не более 5 мкс. Схема включения ЦАП приведена на рис. 5.6.

Напряжение источника питания (от 5 до 16,8 В) рекомендуется выбрать +15 В, т.е. равным напряжению питания операционного усилителя типа К140УД7. Опорное напряжение можно изменять в пределах от -22,5 до +22,5 В.

Выходное напряжение ЦАП определяется формулой

$$U_{\text{вых}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{2^{10}} \sum_{i=0}^n a_i 2^i,$$

где $a_i = 1$, если i -й разряд преобразуемого числа равен единице, и $a_i = 0$, если i -й

разряд равен нулю. Максимальное значение выходного напряжения приближенно равно модулю опорного напряжения. Нулевому коду на входе отвечает $U_{\text{ВЫХ}} = 0$. Расчет ЦАП приводится ниже.

5.3.1. В качестве опорного напряжения удобно использовать стабилизированное напряжение -15 В , питающее операционные усилители. При этом выходное напряжение ЦАП положительно.

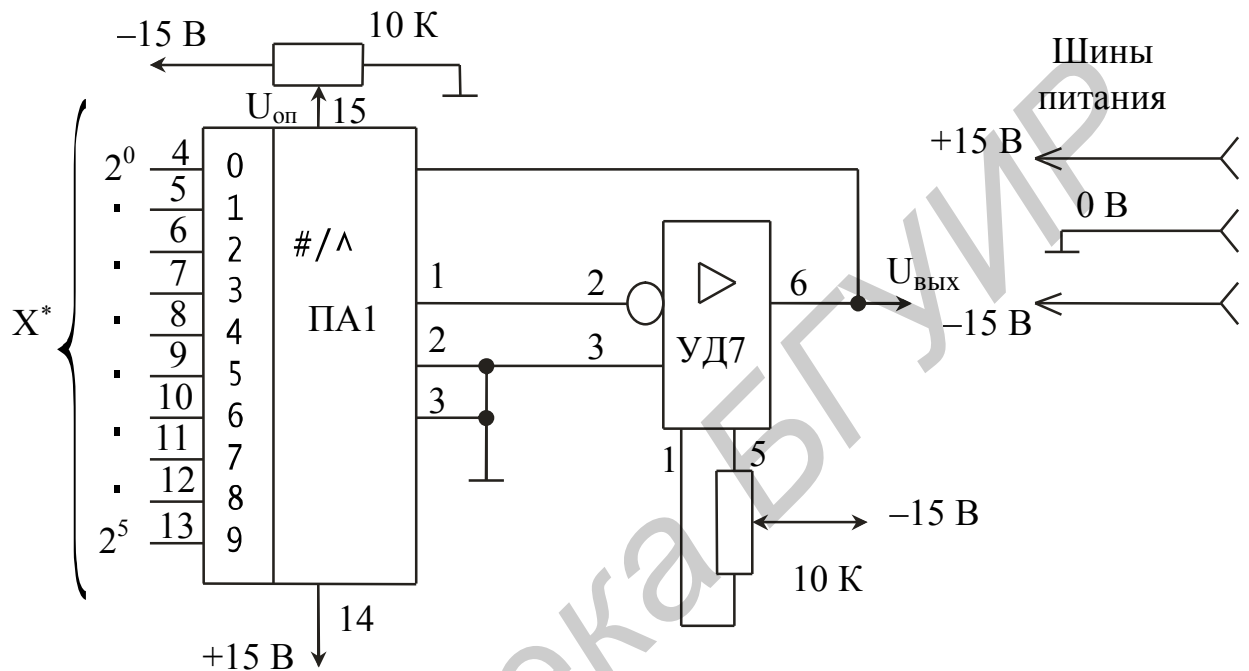


Рис. 5.6. Схема включения ЦАП

5.3.2. Определение разрядности ЦАП.

Значение ошибки слежения не превышает максимального приращения задающего воздействия Δg_m (п. 2.1.7 задания). В размерности «метки импульсного датчика перемещений» максимальная ошибка составляет

$$x^*_{\text{max}} = \Delta g_m Z / 2\pi,$$

где Z – число импульсов датчика, формируемых за один оборот (п. 5.2).

Количество n двоичных разрядов ЦАП, необходимое для преобразования кода x^*_{max} , определяется по формуле (5.2), в которой принимается $N = x^*_{\text{max}}$.

Если требуемое число разрядов $n < 10$, то неиспользуемые входы микросхемы 572ПА1А необходимо заземлить.

5.3.3. Определить максимальное значение напряжения на выходе ЦАП:

$$U_{\text{ВЫХ max}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{2^{10}} X^*_{\text{max}}.$$

5.3.4. Определить коэффициент преобразования ЦАП:

$$K_{\text{ЦАП}} = U_{\text{ВЫХ max}} / \Delta g_m.$$

5.3.5. Пример. Расчет ЦАП.

В качестве опорного напряжения используем стабилизированное напряжение -15 В, питающее операционные усилители $U_{\text{п}} = -15$ В. Разрядность ЦАП определена в п. 3.3.9 и составляет $X_{\text{max}}^* = 30,24$.

Определяем количество n двоичных разрядов ЦАП, необходимое для преобразования кода x_{max}^* :

$$\begin{aligned} n &= \text{trunk}(\log_2 x_{\text{max}}^*) + 1 = \text{trunk}(3,32 \lg x_{\text{max}}^*) + 1 = \\ &= \text{trunk}(3,32 \lg 30,24) + 1 = \text{trunk}(4,92) + 1 = 5. \end{aligned}$$

Максимальное значение напряжения на выходе ЦАП и коэффициент преобразования ЦАП определены в п. 3.3.9.

5.4. Широтно-импульсный преобразователь.

Широтно-импульсный преобразователь (ШИП) служит для преобразования управляющего напряжения U_y , вырабатываемого регулятором, в управляемое силовое напряжение U , подаваемое на якорь двигателя. Регулирование среднего значения U осуществляется посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ) приложенного к якору постоянного напряжения $E_{\text{сил}}$.

Функциональная схема ШИП приведена на рис. 5.7.

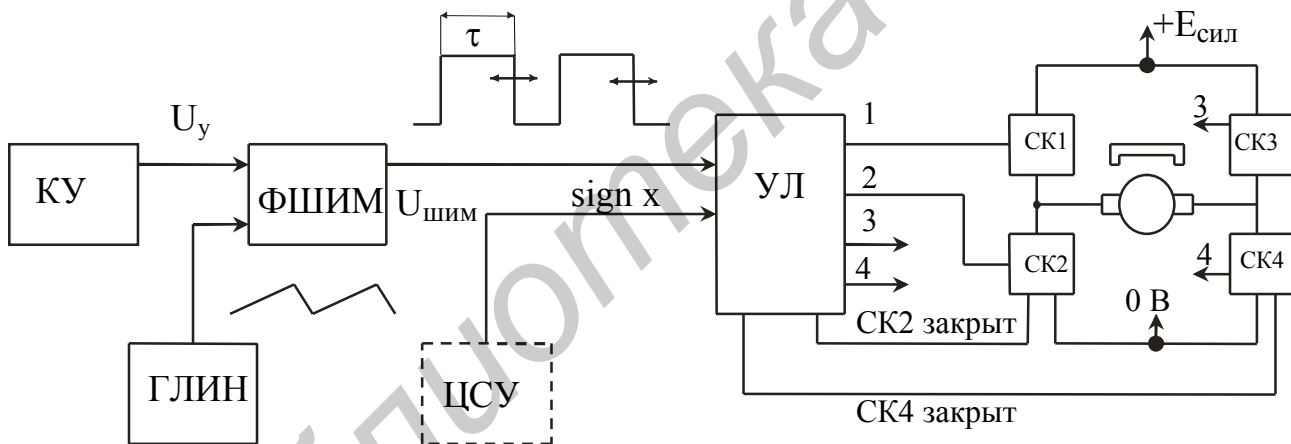


Рис. 5.7. Функциональная схема ШИП:

КУ – регулятор; ГЛИН – генератор линейно изменяющегося напряжения; ШИМ – формирователь ШИМ-сигнала; ЦСУ – цифровое сравнивающее устройство; УЛ – узел логики; СК1–СК4 – силовые транзисторные ключи

Штриховыми линиями обозначены блоки, не входящие в состав ШИП. Ключи СК2, СК4 задают направление вращения ротора, ключи СК1, СК3 – скорость вращения. При вращении ротора «вперед» ключи СК2, СК3 закрыты; ключ СК4 открыт; ключ СК1 «мигает» с частотой ШИМ, открываясь каждый период на время τ . Среднее значение напряжения на якоре

$$U = E_{\text{сил}} \tau / T_{\text{шим}}.$$

Здесь $T_{\text{шим}}$ – период ШИМ-сигнала. Изменением времени τ регулируется U .

Продолжительность τ определяется блоком ФШИМ в зависимости от величины U_y . При вращении ротора «назад» ключи СК1, СК4 закрыты; ключ СК2 открыт; ключ СК3 «мигает» с частотой ШИМ. Направление вращения задаётся сигналом «знак ошибки слежения» $\text{sign}(x)$, принимающим значение логических единицы или нуля.

5.4.1. Генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН).

Вариант схемы генератора приведен на рис. 5.8. Генератор состоит из порогового устройства (DA1) и интегратора (DA2). Отрицательное выходное напряжение порогового устройства U_1 подается на вход интегратора. Конденсатор C , включенный в цепь обратной связи, постепенно заряжается. По мере заряда на выходе DA2 формируется линейно нарастающий сигнал $U_{\text{ВЫХ}}$. Часть $U_{\text{ВЫХ}}$ через делитель напряжения R_1, R_4 подается на неинвертирующий вход DA1 (напряжение U_2). Когда $U_{\text{ВЫХ}}$ достигнет значения $-0,5U_1$, напряжение U_2 перейдет через нуль (снизу вверх) и пороговое устройство переключится. Напряжение U_1 станет положительным и через диод VD1 пройдет на инвертирующий вход интегратора DA2.

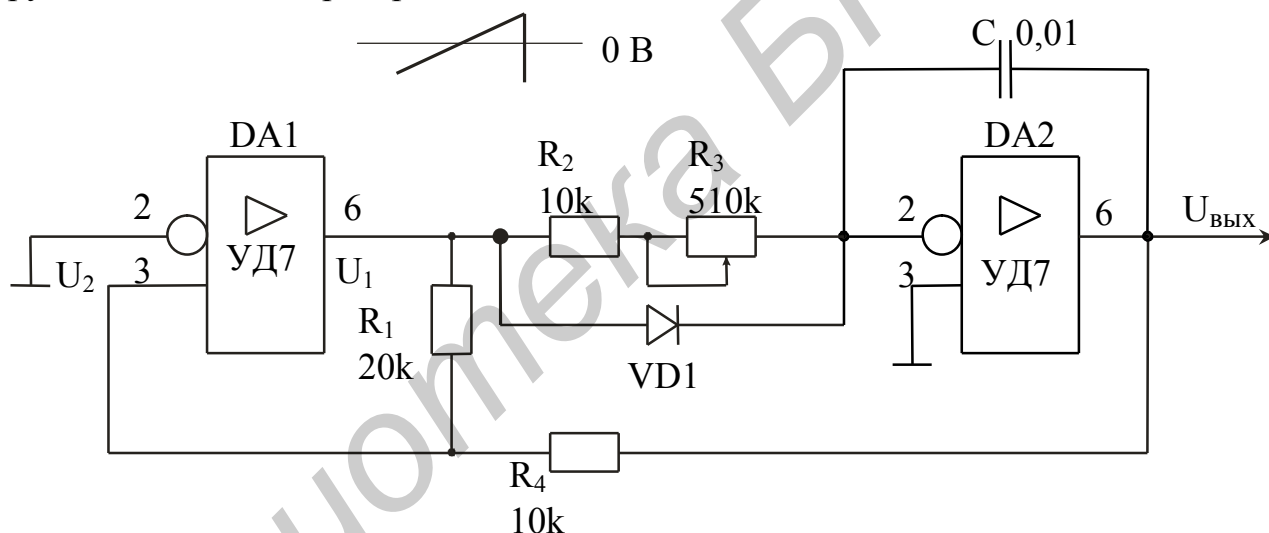


Рис. 5.8. ГЛИН

$U_{\text{ВЫХ}}$ устремится к максимальному отрицательному значению и быстро разрядит конденсатор. Когда $U_{\text{ВЫХ}} = -0,5U_1$, напряжение U_2 снова перейдет через нуль (сверху вниз) и пороговое устройство вернется в исходное состояние. Начнется новый цикл формирования $U_{\text{ВЫХ}}$.

Если DA1 и DA2 – операционные усилители К140УД7, у которых напряжение насыщения 12 В, то выходное напряжение линейно изменяется от -6 до $+6$ В с частотой

$$f = 1/[(R_2 + R_3)C]. \quad (5.3)$$

Чтобы получить пилообразное напряжение отрицательной полярности с амплитудой 12 В, $U_{\text{ВЫХ}}$ генератора подают на вход смещающего усилителя (рис. 5.9). Напряжение $U_{\text{см}}$ для К140УД7 равно 6 В.

Расчет генератора сводится к вычислению величины сопротивления

$R_2 + R_3$ при заданной частоте $f_{\text{ШИМ}}$ (п. 2.1.3 задания) в схеме рис. 5.8, а также выбору R и расчету R_6 в схеме рис. 5.9 (формулы 5.3, 5.1).

Пример. Расчет генератора линейно изменяющегося напряжения.

Найдем сопротивления R_2+R_3 при заданной частоте $f_{\text{ШИМ}}$:

$$f_{\text{ШИМ}} = \frac{1}{(R_2 + R_1)C} = \frac{1}{(R_2 + R_1)0,01 \cdot 10^{-6}}.$$

Отсюда $R_2 + R_3 = 80 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$, а $R_3 = 70 \text{ кОм}$. Выберем $R = 10 \text{ кОм}$, тогда

$$\frac{1}{R_6} = \frac{3}{R} \Rightarrow R_6 = \frac{10000}{3} = 3,33 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Рассчитанным значениям сопротивлений ближе подходят номиналы $R_3 = 68 \text{ кОм}$ и $R_6 = 3,3 \text{ кОм}$.

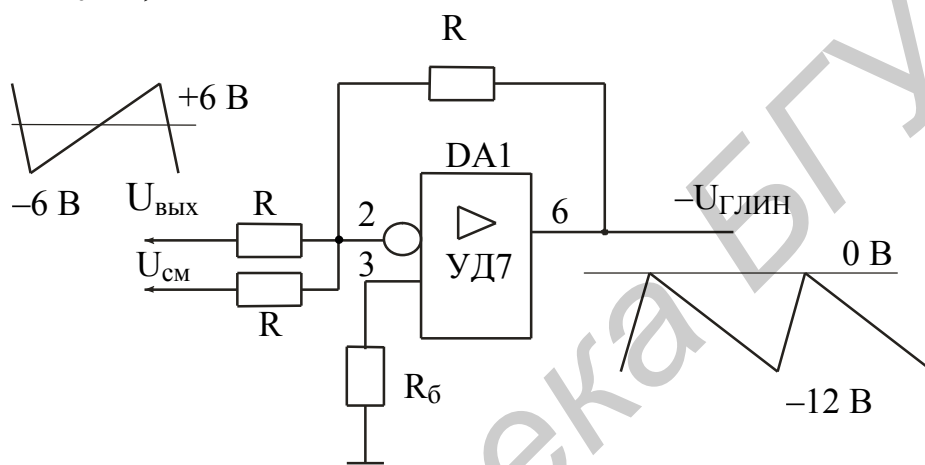


Рис. 5.9. Смещающий усилитель

5.4.2. Формирователь широтно-модулированной последовательности импульсов (ФШИМ).

Рекомендуемая схема ФШИМ приводится на рис. 5.10.

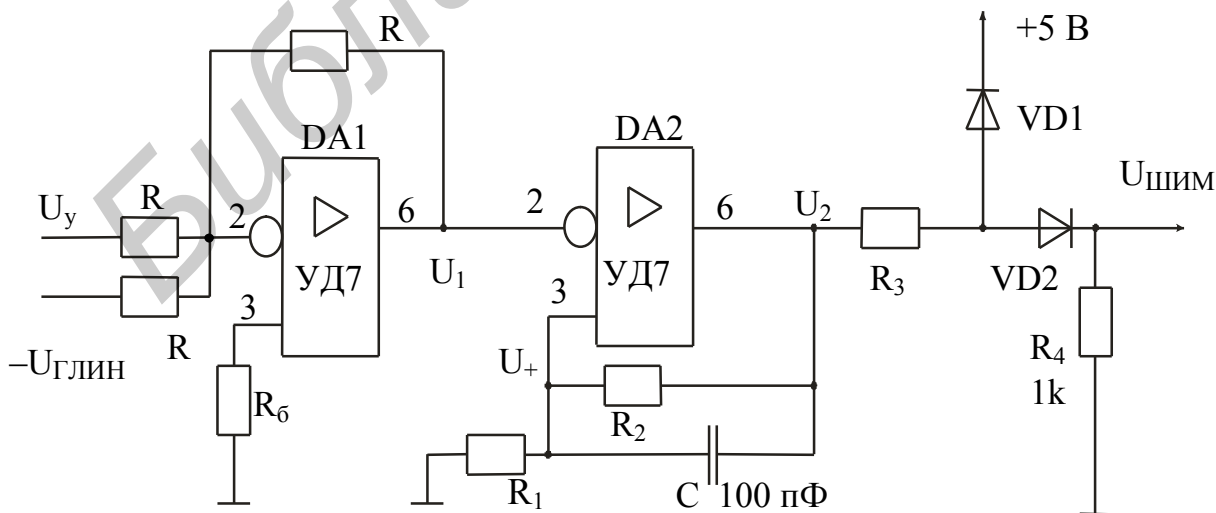


Рис. 5.10. Схема ФШИМ

Схема состоит из сумматора (DA1), триггера Шмитта (DA2) и ограничителя (R_3, R_4, VD_1, VD_2). Напряжение на выходе сумматора $U_1 = U_{ГЛИН} - U_y$ представляет собой «пилу» $U_{ГЛИН}$ положительной полярности, смещенную на U_y «вниз» (рис. 5.11).

Триггер Шмитта – это пороговое устройство с двумя порогами срабатывания. Он переключается при прохождении смещенной «пилы» порогов переключения $+\Delta U$ и $-\Delta U$. В результате на его выходе формируются импульсы, задний фронт которых сдвигается вперед – назад в зависимости от величины управляющего напряжения U_y . Чем больше U_y , т.е. чем ниже смещена «пила», тем шире импульсы ШИМ, т.е. тем больше время τ . Напряжение на якоре двигателя пропорционально отношению $\tau / T_{ШИМ}$. При $U_y < \Delta U$ время $\tau = 0$ и напряжение на якорь не подается.

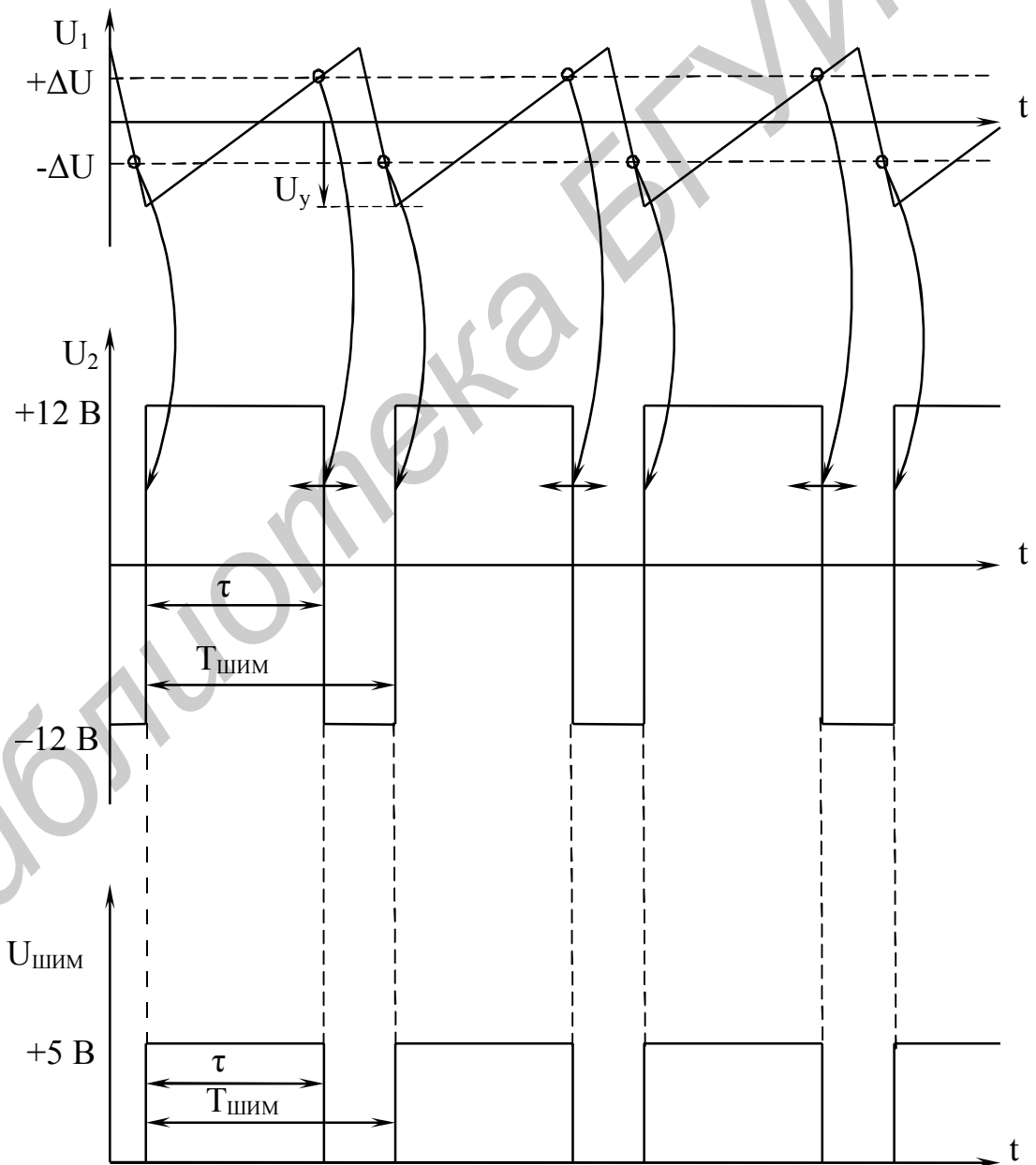


Рис. 5.11. Временные диаграммы работы ФШИМ

При $U_y > (12 \text{ В} - \Delta U)$ время $\tau = \infty$ и напряжение на якоре максимально.

Наличие двух порогов переключения (гистерезис) защищает триггер Шмитта от ложных срабатываний при медленных изменениях входной величины. Желаемая ширина петли гистерезиса:

$$2\Delta U = (0,1 \dots 0,4) \text{ В.}$$

Для этого при $U_2 = U_{\max}$ должно быть $U_+ = \Delta U$, а при $U_2 = -U_{\max}$ должно быть $U_+ = -\Delta U$ (см. рис. 5.10). Здесь U_{\max} – напряжение насыщения выхода операционного усилителя. Чтобы обеспечить желаемую ширину петли гистерезиса, задаются величиной $R_1 = (0,5 \dots 3) \text{ кОм}$, а R_2 вычисляются по формуле

$$R_2 = R_1 \frac{U_{\max} - \Delta U}{\Delta U}. \quad (5.4)$$

Конденсатор C совместно с сопротивлениями R_1, R_2 образуют в цепи положительной обратной связи форсирующее звено, ускоряющее процесс переключения триггера Шмитта.

Ограничитель R_3, R_4, VD_1, VD_2 ограничивает максимальное значение выходного напряжения $U_{\text{ШИМ}}$ на уровне $+5 \text{ В}$, а минимальное – на уровне 0 В . Это входные уровни интегральных микросхем 155-й серии, на базе которых изготовлен следующий функциональный модуль ШИП – узел логики.

Расчет ФШИМ сводится к выбору сопротивлений R , расчету R_6 (сумматор), выбору ширины петли гистерезиса и расчету R_1, R_2 (триггер Шмитта).

Пример. Расчет ФШИМ.

Выбираем $R=10 \text{ кОм}$, тогда $\frac{1}{R_6} = \frac{3}{R} \Rightarrow R_6 = \frac{10000}{3} = 3,33 \cdot 10^3 \text{ Ом}$.

Зададим ширину петли гистерезиса: $2\Delta U = 0,2 \text{ В}$, $R_1 = 1 \text{ кОм}$. Тогда

$$R_2 = R_1 \frac{U_{\max} - \Delta U}{\Delta U} = 1000 \frac{12 - 0,1}{0,1} = 119 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Рассчитанным значениям сопротивлений подберем существующие номиналы: $R_2=120 \text{ кОм}$; $R_6=3,3 \text{ кОм}$.

5.4.3. Узел логики.

Узел логики (УЛ) служит для непосредственного управления силовыми транзисторными ключами СК1 – СК4. Схема УЛ приведена на рис. 5.12. УЛ состоит из двух одинаковых функциональных модулей А1 и А2. На рис. 5.12 развернут до принципиальной схемы только модуль А1.

Оптронные ДА1, ДА5, ДА6 осуществляют развязку управляющих и силовых электрических цепей. Логические элементы «И», «И – НЕ» ДА3, ДА2 управляют силовыми ключами так, чтобы защитить их от возникновения сквозных токов. Сквозные токи возникают при одновременном отпирании пар ключей СК1, СК2 или СК3, СК4. Чтобы этого не происходило, с ключей СК2 и СК4 в УЛ поступают сигналы обратной связи «СК2 закрыт» и «СК4 закрыт», разрешающие прохождение сигнала $\text{sign}(x)$ через ДА3 на вход ДА2 и, следовательно, прохождение сигнала $U_{\text{ШИМ}}$ на силовой ключ СК1 (СК3 для модуля А2).

Для управления оптронами DA5, DA6 использованы микросхемы DA2, DA3 с открытым коллектором (например 155ЛА8). Элемент «НЕ» DA4 инвертирует сигнал $\text{sign}(x)$, определяющий направление вращения ротора. Модуль A1 управляет вращением ротора «вперед», а модуль A2 – вращением «назад». При $\text{sign}(x) = \langle 1 \rangle$ (т.е. 3 В) открывается ячейка «И» DA3 в модуле A1 (в модуле A2 соответствующая ячейка закрывается).

Ячейка «И» откроется лишь в том случае, если на оптрон A1 поступил сигнал «СК2 закрыт». В этом случае включается оптрон D6, формируя сигнал «Открыть СК4», задавая направление вращения «вперед», и коммутируются импульсы ШИМ на оптрон DA5, задавая скорость вращения.

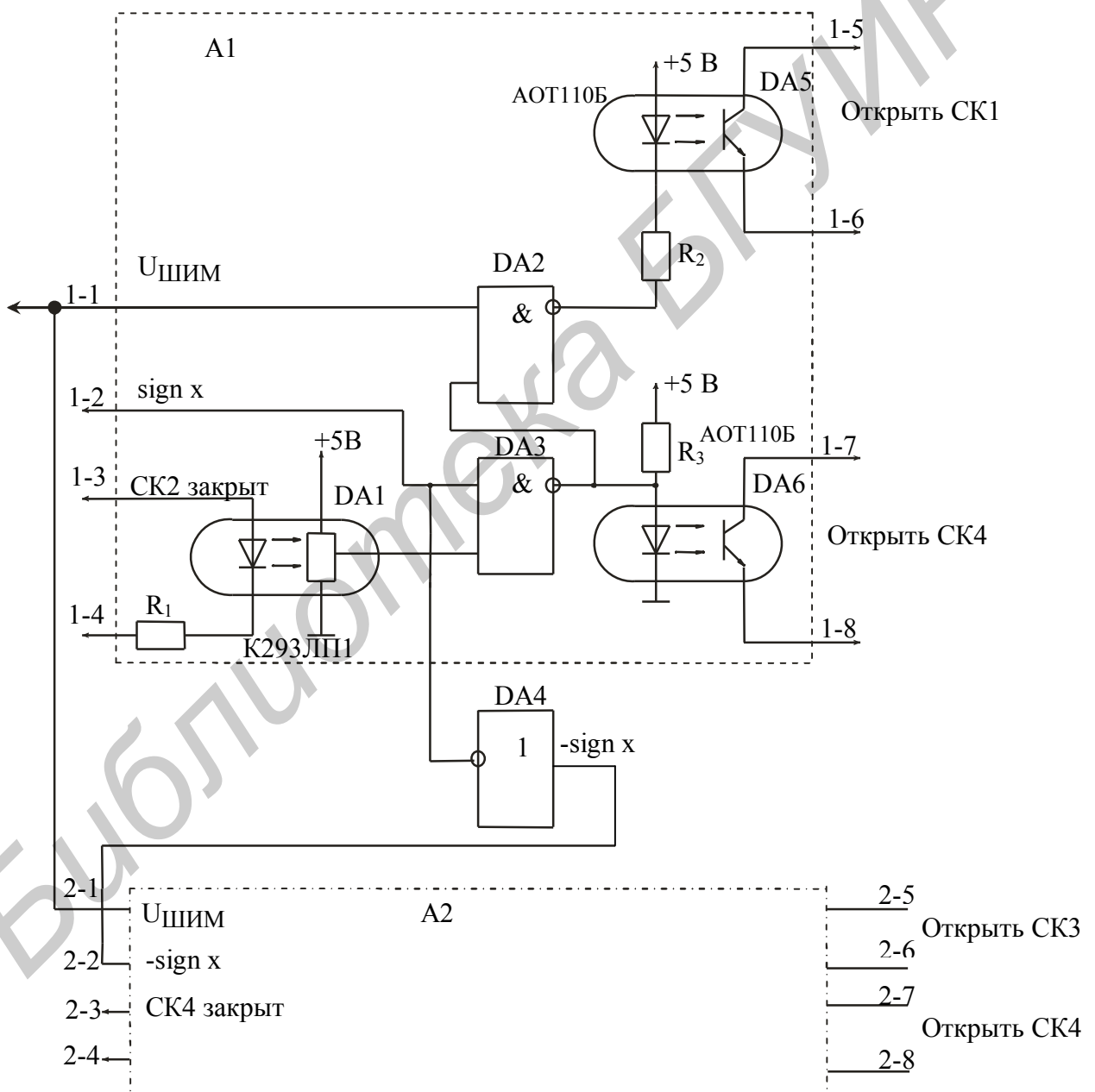


Рис. 5.12. Узел логики

Модуль А2 работает аналогично при $\text{sign}(x) = \langle 0 \rangle$, т.е. 0 В.

Рассчитать резисторы $R_1 \dots R_3$, полагая напряжение на открытом светодиоде $U_d = 1,5$ В, а ток через него $I_d = 10$ мА. Резистор R_1 рассчитывается по формуле (5.5), п. 5.4.4.

Пример. Расчет узла логики.

Резистор R_1 рассчитаем по формуле

$$R_1 = \frac{0,5E_{\text{сил}} - U_d}{I_d} = \frac{0,5 \cdot 66 - 1,5}{10^{-2}} = 3,15 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R_3 = R_2 = \frac{5 - 1,5}{0,01} = 350 \text{ Ом}.$$

5.4.4. Узел силовых ключей.

Силовые ключи СК1 – СК4 служат для коммутации широтно-модулированного силового напряжения $E_{\text{сил}}$ на якорь электродвигателя. Схема узла приведена на рис. 5.13. Каждый силовой ключ состоит из составного транзистора (например VT1, VT2) и шунтирующего диода (VD1). Резистор R_3 служит для повышения быстродействия ключа. В совокупности ключи СК1 – СК4 образуют мостовую схему. Для пояснения принципа работы на рисунке показаны части оптронов DA5, DA6, входящих в состав узла логики. Выходные транзисторы оптронов совместно с резисторами R_1, R_2, R_7, R_8 задают режимы насыщения или отсечки силовых ключей.

Силовые ключи работают попарно: одновременно могут быть включены только СК1 и СК4 (вращение «вперед») или только СК2 и СК3 (вращение «назад»). Одновременное включение СК1 и СК2 или СК3 и СК4 приводит к возникновению токов короткого замыкания (т.н. сквозных токов) и выходу ключей из строя. Для предотвращения аварийного режима сквозных токов введены сигналы обратной связи «СК2 закрыт» и «СК4 закрыт». Команда на включение, например СК1, формируется узлом логики только при наличии сигнала «СК2 закрыт». Аналогично, команда «Открыть СК3» подается только при наличии сигнала «СК4 закрыт».

Работу обратной связи рассмотрим на примере ключа СК2. Напряжение $U_{кэ}$ транзистора VT4 подается на вход оптрона DA1 в узле логики (см. рис. 5.12). Если транзистор открыт, то $U_{кэ} < 2$ В (режим насыщения). Этого напряжения недостаточно для зажигания входного светодиода в оптроне DA1. Поэтому на выходе оптрона – сигнал низкого уровня, запрещающий отпирание ячейки «И» DA3, а следовательно, формирование сигналов «Открыть СК4» и «Открыть СК1». Если же ключ СК2 закроется, напряжение $U_{кэ}$ VT4 установится равным приблизительно $0,5 E_{\text{сил}}$, возникнет ток во входной цепи оптрона DA1 и на выходе установится уровень логической единицы. Если сигнал $\text{sign}(x) = \langle 1 \rangle$, ячейка «И» DA3 откроется, сформирует команду «Открыть СК4» и даст разрешение на формирование команды «Открыть СК1».

В рабочем режиме светодиод оптрона потребляет входной ток $I_d = 10$ мА.

Напряжение на зажженном светодиоде – $U_d = 1,5$ В. В соответствии с этим сопротивление R_1 в узле логики рассчитывается по формуле

$$R_1 = (0,5E_{\text{сил}} - U_d) / I_d. \quad (5.5)$$

Сопротивления R_1, R_2, R_7, R_8 в узле силовых ключей служат для отвода «темнового» тока утечки оптронов от базовых цепей силовых ключей. Тем самым предотвращается отпирание силовых ключей токами утечки (≈ 100 мкА) в периоды времени, когда оптроны DA5, DA6 отключены, т.е. в отсутствие команды «Открыть ключ». Сопротивление резисторов выбирают в пределах (10...51) кОм таким образом, чтобы создаваемое током утечки напряжение на этих резисторах было значительно меньше $0,5 E_{\text{сил}}$.

Рассмотрим работу узла. Пусть вращению ротора «вперед» соответствует протекание тока I по якорной цепи слева направо. При этом ключ СК4 открыт постоянно, а ключ СК1 «мигает» с частотой ШИМ. При отпирании СК1 ток I начинает нарастать. Скорость нарастания определяется электромагнитной постоянной времени T . Путь протекания тока: + $E_{\text{сил}}$ – коллектор – эмиттер VT2 – якорь – коллектор – эмиттер VT7 – О В_{сил}.

При запираании ключа СК1 ток I постепенно убывает с постоянной времени T , протекая по контуру якорь – коллектор – эмиттер VT7 – О В_{сил} – диод VD2. Диоды VD1 – VD4 создают цепь для протекания убывающего тока якоря в периоды времени, когда силовые ключи закрываются.

При отсутствии диодов убывающий ток якоря протекал бы через запертые транзисторы, выводя их из строя.

При вращении ротора «назад» аналогичным образом работает пара ключей СК2, СК3, причем СК2 открыт постоянно, а СК3 «мигает» с частотой ШИМ, регулируя среднее значение тока, протекающего через якорь.

При выборе транзисторов в составе силовых ключей следует иметь в виду, что в моменты реверса напряжение коллектор – эмиттер может достигать значения $U_{\text{к.э max}} = E_{\text{сил}} + e$, где e – противоЭДС вращения; $e = 0,7 E_{\text{сил}}$. Ток якоря в моменты реверса также максимален:

$$I_{\text{max}} = (E_{\text{сил}} + e) / r_{\text{яц}},$$

где $r_{\text{яц}}$ – сопротивление якорной цепи.

Транзисторы выбираются из числа низкочастотных мощных транзисторов типов КТ808А, КТ827 (VT2, VT4, VT5, VT7); КТ815 или КТ817 (VT1, VT6); КТ816 (VT3, VT8) в зависимости от величин $E_{\text{сил}}$ и тока якоря.

Расчет для силовых ключей сводится к выбору $E_{\text{сил}} = (1,1...1,3)U_n$, где U_n – номинальное напряжение электродвигателя; выбору транзисторов, диодов и сопротивлений резисторов R_1, R_2, R_7, R_8 .

Пример. Расчет узла силовых ключей.

Выберем $E_{\text{сил}} = 1,1U_n = 66$ В, а $R_1 = R_2 = R_7 = R_8 = 10$ кОм. Учитывая, что

$$U_{\text{к.э max}} = E_{\text{сил}} + 0,7E_{\text{сил}} = 66 + 46,2 = 112,2 \text{ В};$$

$$I_{\text{max}} = (E_{\text{сил}} + e) / r_{\text{яц}} = 112,2 / 3,75 = 29,92 \text{ А},$$

выберем следующие транзисторы и диоды:

VT1, VT6 ⇒ КТ815Г; VT3, VT8 ⇒ КТ816Г; VT2, VT4, VT5, VT7 ⇒ вместо них ставим три транзистора КТ808А; диоды VD1, VD2, VD3, VD4 ⇒ Д226А.

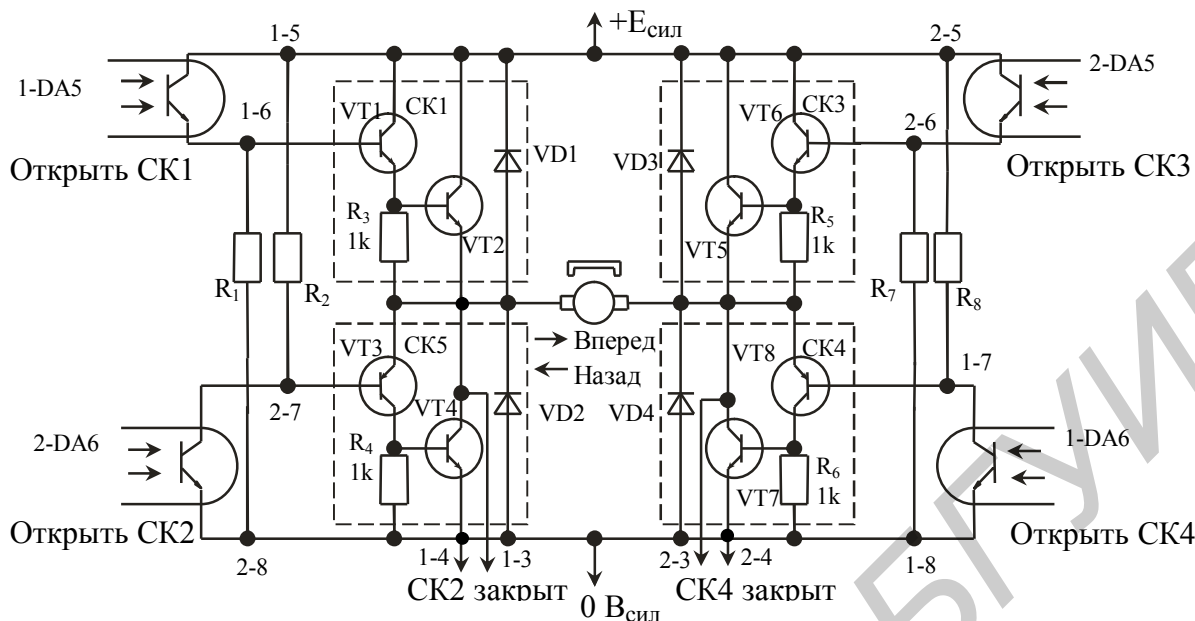


Рис. 5.13. Узел силовых ключей

5.5. Преобразователь уровней напряжений.

Преобразователь уровней напряжений (ПУ) применяется в цепи обратной связи по скорости в системе регулирования скорости электропривода (см. рис. 1.2) для преобразования выходного напряжения тахогенератора во входное напряжение операционного усилителя и формирования требуемого коэффициента обратной связи (рис. 5.14). Требуемый коэффициент обратной связи на скорости $K_{OC} = U_{max} / \omega_{max}$, где ω_{max} выбирается равной G'_m (максимальной отслеживаемой скорости).

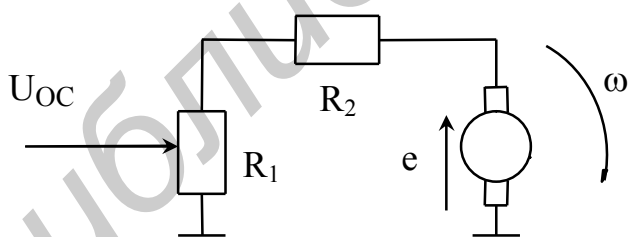


Рис. 5.14. Преобразователь уровней напряжений

Известно, что коэффициент передачи нагруженного тахогенератора определяется формулой $K = C_{ТГ} / (1 + r_{вых} / R_H)$, где $C_{ТГ}$ – постоянная противоЭДС тахогенератора, равная крутизне выходной характеристики на холостом ходу; $r_{вых}$ – выходное сопротивление тахогенератора; $R_H = R_1 + R_2$ – сопротивление тахогенератора (должно быть не менее 10 кОм). Расчет ПУ сводится к выбору R_1, R_2 из условий

$$k_{OC} = k; R_1 + R_2 > 10 \text{ кОм.}$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975.
2. Руководство по проектированию систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, В.Ф. Власов, В.П. Гомзин и др.; Под ред. В.А. Бесекерского. – М.: Высш. шк., 1983.
3. Зимин Е.Н., Яковлев В.И. Автоматическое управление электроприводами: Учеб. пособие для студ. вузов. – М.: Высш. шк., 1979.
4. Ключев В.И. Теория электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
5. Коваленко В.М., Свито И.Л. Промышленная электроника и электропривод: Лаб. практикум с использованием пакета программ Electronics Workbench для студ. спец. 36 04 01 «Электронно-оптическое аппаратостроение» всех форм обуч. – Мн.: БГУИР, 2004.– 72 с.

Библиотека БГУИР

Учебное издание

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ЭЛЕКТРОПРИВОД

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
к курсовому проектированию
для студентов специальности 36 04 01
«Электронно-оптические системы и технологии»

Авторы-составители:

Свито Игорь Леонтьевич,
Шмаков Михаил Сергеевич

Редактор Т.А. Лейко
Корректор Н.В. Гриневич

Подписано в печать 22.02.2005.
Гарнитура «Гаймс».
Уч.-изд. л. 2,2.

Формат 60x84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 100 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 2,56.
Заказ 631.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
Лицензия на осуществление издательской деятельности №02330/0056964 от 01.04.2004.
Лицензия на осуществление полиграфической деятельности №02330/0133108 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6