

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Введение.....	4
1 Синтез последовательного корректирующего устройства.....	5
1.1 Определение передаточных функций элементов нескорректированной системы автоматического управления.....	5
1.2 Приведение заданной структурной схемы системы автоматического управления к структуре с единичной обратной связью	6
1.3 Определение требуемого коэффициента усиления разомкнутой системы.....	7
1.4 Построение логарифмической амплитудно-частотной характеристики разомкнутой нескорректированной системы	7
1.5 Оценка устойчивости исходной нескорректированной системы и построение желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики.....	8
1.6 Проверка требуемого запаса устойчивости.....	12
1.7 Определение требуемой передаточной функции корректирующего устройства и его электрической схемы.....	13
1.8 Построение логарифмической фазочастотной характеристики скорректированной системы и запись ее передаточной функции в разомкнутом и замкнутом состоянии.....	18
2 Результаты имитационного моделирования системы автоматического управления на ЭВМ.....	20
Заключение	23
Библиографический список	24

ВВЕДЕНИЕ

В теории систем автоматического управления синтезом называют технически обусловленное математическое обоснование структуры системы и определение ее оптимальных параметров.

В связи с трудностями, возникающими при полном синтезе САУ, чаще имеет смысл рассматривать задачу коррекции динамических и статических свойств уже имеющейся САУ.

Следует различать три основных метода коррекции динамических свойств линейных САУ.

При последовательной коррекции корректирующее устройство включают последовательно с элементами основного контура регулирования.

При прямой параллельной коррекции корректирующее устройство включают параллельно участку цепи управления, подлежащему коррекции.

Параллельные корректирующие устройства часто используются с целью введения в закон управления производных или интегралов от сигналов управления.

При введении местных обратных связей корректирующее устройство включают в цепь отрицательной обратной связи, которая охватывает избранные элементы САУ.

Применяемая в данной курсовой работе методика синтеза КУ ориентирована исключительно на минимально-фазовые системы, т.е. системы, у которых имеется однозначная зависимость между видом ЛАЧХ и ЛФЧХ, что позволяет судить о переходном процессе по одной ЛАЧХ.

1 СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

1.1 Определение передаточных функций элементов нескорректированной САУ

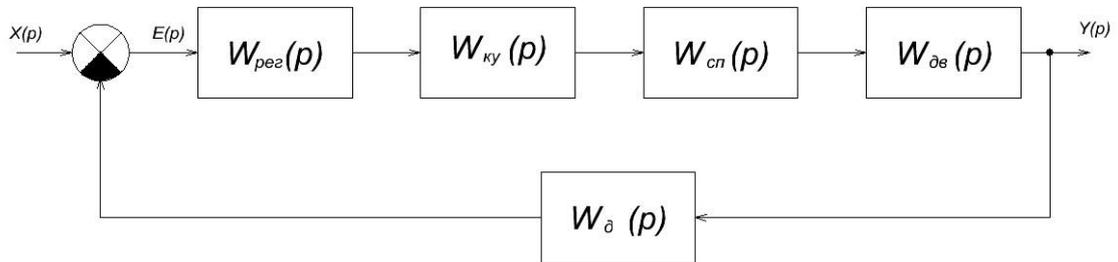


Рисунок 1 – Структурная схема САУ двигателя постоянного тока

Производим синтез корректирующего устройства. Конкретизируем передаточную функцию двигателя. Для этого определяем значение коэффициента усиления $K_{дв}$ и электромеханической постоянной времени T_m .

1. Вычислим номинальную угловую скорость вращения вала двигателя:

$$\Omega_{дн} = \pi \cdot n_{дн} / 30 = 3,14 \cdot 3000 / 30 = 314 \text{ с}^{-1}.$$

2. Определим конструктивные постоянные двигателя:

$$C_e = \frac{U_{дн} - I_{ян} R_{ян}}{\Omega} = \frac{60 - 4,85 \cdot 2,5}{314} = 0,152 \text{ В} \cdot \text{с} ,$$

$$C_m = \frac{M_{дн}}{I_{ян}} ,$$

Где: $M_{дн}$ – номинальный вращающий момент двигателя, определяемый:

$$M_{дн} = 9,55 \cdot \frac{P_{дн}}{n_{дн}} = 9,55 \cdot 3200 / 3000 = 10,186 \frac{\text{Вт} \cdot \text{мин}}{\text{об}} ,$$

$$C_m = \frac{10,186}{4,85} = 2,1003 \text{ В} \cdot \text{с} .$$

3. Определим искомые параметры T_m и $K_{дв}$:

$$T_m = J \frac{R_{ян}}{C_m \cdot C_e} = 0,0038 \frac{2,5}{2,1003 \cdot 0,152} = 0,029 \text{ с},$$

$$K_{дв} = \frac{1}{C_e} = \frac{1}{0,152} = 6,58 \frac{1}{\text{В} \cdot \text{с}}.$$

Теперь, передаточные функции всех элементов нескорректированной САУ определены.

1.2 Приведение заданной структурной схемы САУ к структуре с единичной обратной связью

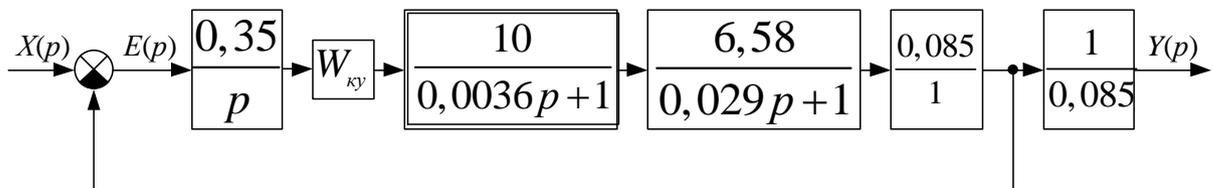


Рисунок 2 – Структурная схема САУ двигателя постоянного тока, приведенная к единичной обратной связи

В дальнейшем будем рассматривать замкнутую систему без учета звена с передаточной функцией $1/W_d(p)$. Это допустимо, т.к. датчик скорости моделируется безынерционным элементом с передаточной функцией $W_d(p)$ и, следовательно, звено с передаточной функцией $W_d = K_d$ может только масштабировать выходную координату САУ, не меняя динамических параметров. Запишем передаточную функцию разомкнутой нескорректированной системы:

$$W_{рнс}(p) = W_{рег}(p) \frac{K_{сп} \cdot K_{дв} \cdot K_d}{(T_{сп} \cdot p + 1)(T_m \cdot p + 1)}.$$

В нашем случае:

$$W_{\text{рнс}}(p) = \frac{5,593}{p \cdot (0,0036p + 1) \cdot (0,029p + 1)}.$$

1.3 Определение требуемого коэффициента усиления разомкнутой системы

Определяем требуемый коэффициент усиления разомкнутой системы $K_{\text{рск}}$, при котором обеспечиваются заданная точность в установившемся режиме:

$$K_{\text{рск}} = \frac{V}{\varepsilon_{\text{ск}}} = \frac{10}{0,15} = 66,66 \text{ с}^{-1}.$$

1.4 Построение ЛАЧХ разомкнутой нескорректированной системы

Строим ЛАЧХ разомкнутой нескорректированной системы $L_{\text{рнс}}$ с учетом требуемого коэффициента усиления $K_{\text{рск}}$. Для этого предварительно находим:

$$20 \cdot \lg K_{\text{рск}} = 20 \cdot \lg 66,66 = 36,4 \text{ дБ},$$

и частоты перегиба $L_{\text{рнс}}$

$$\omega_{\text{рн1}} = \frac{1}{T_{\text{м}}} = \frac{1}{0,029} = 34,48 \text{ с}^{-1}; \quad \lg \omega_{\text{рн1}} = \lg 34,48 = 1,54;$$

$$\omega_{\text{рн2}} = \frac{1}{T_{\text{сп}}} = \frac{1}{0,0036} = 277,77 \text{ с}^{-1}; \quad \lg \omega_{\text{рн2}} = \lg 277,77 = 2,44.$$

1.5 оценка устойчивости исходной нескорректированной системы

По логарифмическому критерию устойчивости оцениваем устойчивость исходной нескорректированной системы. Для этого по найденной ПФ разомкнутой САУ строим ЛФЧХ системы:

$$\phi_{\text{рнс}} = -90^\circ - \arctg(0,029 \cdot \omega) - \arctg(0,0036 \cdot \omega).$$

По результатам построений, показанным на рисунке 3, можно сделать вывод что система устойчива, т.к. линия $L_{\text{рнс}}(\omega)$ пересекает ось ω «раньше», чем кривая $\varphi_{\text{рнс}}(\omega)$ пересекает линию -2π (-180°).

1.6 Построение желаемой ЛАЧХ

Для выбора корректирующего устройства, обеспечивающего заданные динамические свойства системы, строим желаемую ЛАЧХ $L_{\text{ж}}(\omega)$

Определяем параметр P_{max} ВЧХ, соответствующий заданному значению перерегулирования $\sigma_{\text{зад}}$. Для этого задаемся значением перерегулирования $\sigma_1 < \sigma_{\text{зад}}$, выбираем $\sigma_1 = 25\%$, и определяем максимальное значение ВЧХ, соответствующее выбранному значению σ_1 , $P_{\text{max}} = 1.17$. Находим минимальное значение ВЧХ.

$$P_{\text{min}} = P_{\text{max}} - 1 = 1,17 - 1 = 0,17.$$

Проверяем правильность выбора σ_1 подсчетом общего перерегулирования

$$\sigma = \sigma_1 + 0,3 \cdot P_{\text{min}} \cdot 100\% = 25 + 0,3 \cdot 0,17 \cdot 100\% = 30,1\%.$$

Получаем значение перерегулирования $\sigma \approx \sigma_{\text{зад}}$. Следовательно, P_{max} выбрано верно.

Определяем частоту положительности $\omega_{\text{п}}$, исходя из требуемого времени регулирования $t_{\text{уст}}$ и перерегулирования $\sigma_{\text{зад}}$.

$$t_{\text{уст}} \Big|_{P_{\text{max}}=1,17} = \frac{3,89 \cdot \pi}{\omega_{\text{п}}},$$

$$\omega_{\text{п}} = \frac{3,89\pi}{t_{\text{уст}}} = \frac{3,89 \cdot 3,14159}{0,77} = 15,86 \text{ с}^{-1}.$$

Выбираем частоту среза желаемой ЛАЧХ по найденному значению

$$\omega_{\text{срж}} = (0,6 \div 0,9) \cdot \omega_{\text{п}},$$

$$\omega_{\text{срж}} = 0,7\omega_{\text{п}} = 0,7 \cdot 15,86 = 11,102 \text{ с}^{-1}; \lg \omega_{\text{срж}} = \lg 11,102 = 0,99.$$

Из графиков получаем значение запасов устойчивости по амплитуде и фазе в зависимости от величины перерегулирования $\sigma\%$. Получим $\Delta L=15$ дБ и $\Delta\varphi=30^\circ$. Граничные частоты среднечастотной асимптоты $\omega_{ж2}$ и $\omega_{ж3}$ определяем графически по уровню ± 2 дБ по отношению к $\pm\Delta L$. $\omega_{ж2}=1,4 \text{ с}^{-1}$
 $\omega_{ж3}=72,44 \text{ с}^{-1}$.

За низкочастотную асимптоту желаемой ЛАЧХ принимаем низкочастотную асимптоту нескорректированной системы с требуемым коэффициентом усиления $K_{рск}$. При этом будет достигнута требуемая точность в установившемся режиме. Высокочастотная асимптота желаемой ЛАЧХ совпадает с высокочастотной асимптотой ЛАЧХ нескорректированной САУ.

Сопрягаем построенные участки желаемой ЛАЧХ следующим образом: сопрягаем низкочастотную и среднечастотную асимптоты отрезком -40 дБ/дек, а среднечастотную и высокочастотную отрезком -20 дБ/дек.

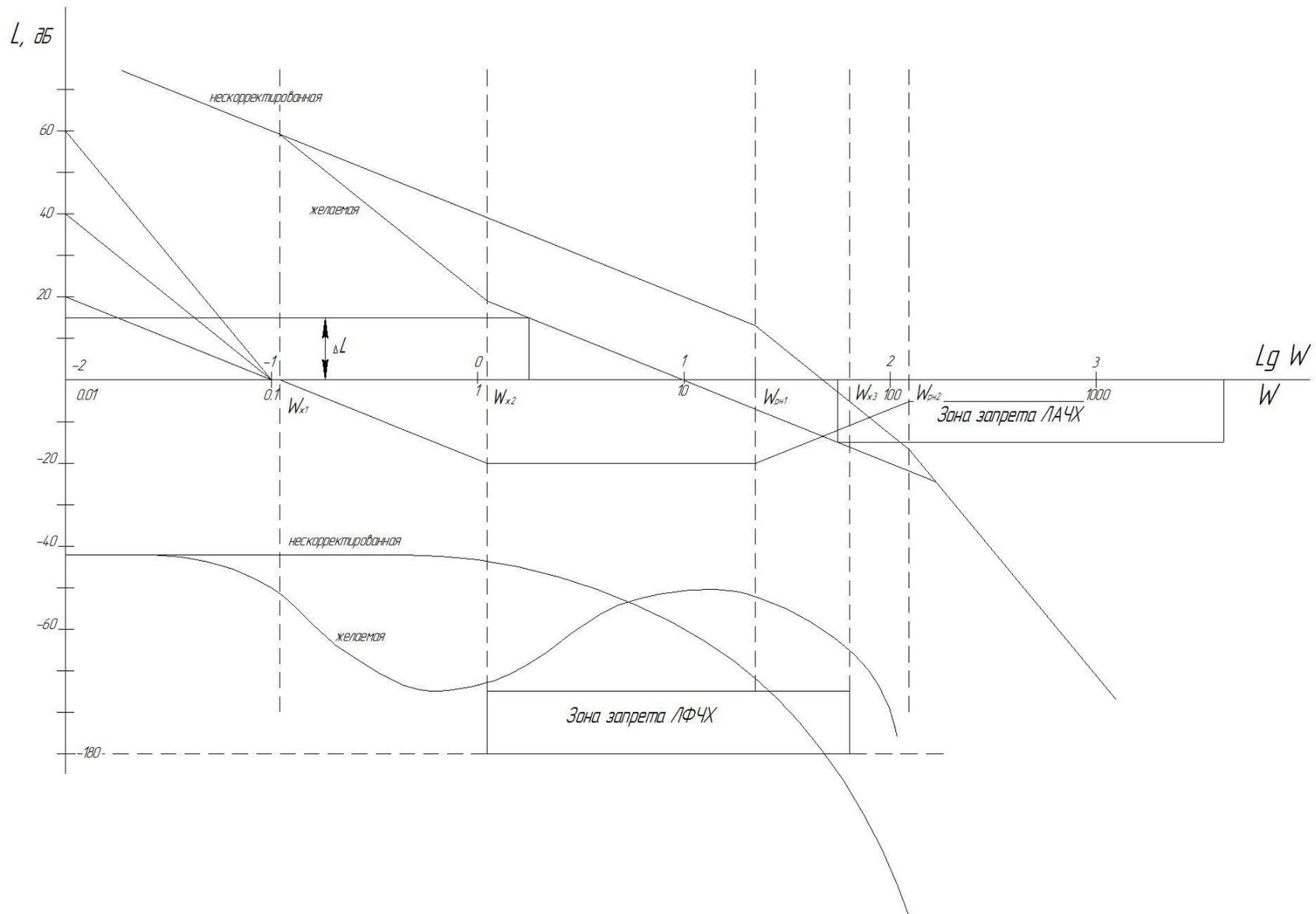


Рисунок 3 – ЛАЧХ и ЛФЧХ системы

1.6 Проверка требуемого запаса устойчивости

Проверяем обеспечивается ли требуемое значение запаса устойчивости по фазе $\Delta\varphi=39^\circ$. Для этого рассчитываем фазовый сдвиг в точках $\omega_{ж2}$ и $\omega_{ж3}$.

$$W_{жс}(p) = \frac{K_{рск} \cdot (T_{кy2} \cdot p + 1)}{p \cdot (T_{кy1} \cdot p + 1)(T_{кy3} \cdot p + 1)(T_{кy4} \cdot p + 1)},$$

где $T_{кy1}=1/\omega_{ж1}=1/0,135=7,4$ с,

$T_{кy2}=1/\omega_{ж2}=1/1,4=0,72$ с,

$T_{кy3}=1/\omega_{ж3}=1/208,9=0,00479$ с,

$T_{кy4}=1/\omega_{рн2}=1/277,77=0,0036$ с.

Фазочастотная характеристика желаемой системы имеет вид

$$\begin{aligned}\phi_{ск}(\omega) &= -90^\circ - \arctg(T_{кy1} \cdot \omega) + \arctg(T_{кy2} \cdot \omega) - \arctg(T_{кy3} \cdot \omega) - \arctg(T_{кy4} \cdot \omega) = \\ &= -90^\circ - \arctg(7,4 \cdot \omega) + \arctg(0,72134 \cdot \omega) - \arctg(0,0047912 \cdot \omega) - \\ &- \arctg(0,0036 \cdot \omega).\end{aligned}$$

Находим запас устойчивости по фазе в точке $\omega_{ж2}=1,4$ с⁻¹

$$\Delta\phi(\omega_{ж2}) = 180^\circ - |\phi_{ск}(\omega_{ж2})| = 49,6^\circ.$$

Находим запас устойчивости по фазе в точке $\omega_{ж3}=72,44$ с⁻¹

$$\Delta\phi(\omega_{ж3}) = 180^\circ - |\phi_{ск}(\omega_{ж3})| = 49,1^\circ.$$

Т.к. запас устойчивости по фазе в граничных точках получился не меньше заданного $\Delta\varphi=30^\circ$, то построенную желаемую ЛАЧХ можно принять за ЛАЧХ скорректированной системы.

1.7 Определение требуемой ПФ корректирующего устройства и его электрической схемы

Определяем ЛАЧХ корректирующего устройства, вычитая ординаты ЛАЧХ нескорректированной системы из ординат желаемой ЛАЧХ. Полученная ЛАЧХ корректирующего устройства $L_{кy}(\omega)$ показана на рисунке 3.

Для окончательного формирования ЛАЧХ КУ необходимо переместить полученную характеристику вдоль оси ординат на:

$$20 \cdot \lg K_{\text{ку}} = 20 \cdot \lg \frac{K_{\text{рск}}}{K_{\text{рнс}}} = 20 \cdot \lg \frac{66,66}{14,136} = -10 \text{ дБ.}$$

По полученной ЛАЧХ КУ восстанавливаем его ПФ

$$W_{\text{ку}}(p) = \frac{K_{\text{ку}} (T_{\text{ку}2} \cdot p + 1)(T_{\text{ку}3} \cdot p + 1)}{(T_{\text{ку}1} \cdot p + 1)(T_{\text{ку}4} \cdot p + 1)},$$

Где: $K_{\text{ку}}=0,314$,

$$T_{\text{ку}1}=1/\omega_{\text{ж}1}=1/0,135=7,4 \text{ с,}$$

$$T_{\text{ку}2}=1/\omega_{\text{ж}2}=1/1,4=0,72 \text{ с,}$$

$$T_{\text{ку}3}=1/\omega_{\text{ку}3}=1/208,9=0,0048 \text{ с,}$$

$T_{\text{ку}4}=1/\omega_{\text{рн}1}=1/34,48=0,029 \text{ с}$ – постоянные времени корректирующего устройства.

Т.к. корректирующее устройство уменьшать коэффициент усиления разомкнутой системы, то для его схемной реализации можно выбрать пассивное корректирующее устройство. Принципиальная электрическая схема такого устройства представлена на рисунке 4.

Передаточная функция звена:

$$W(p) = \frac{(T_1 \cdot p + 1)(T_2 \cdot p + 1)}{\left(\frac{T_1}{\alpha} p + 1\right)(T_2 \alpha \cdot p + 1)},$$

Где: $\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$; $T_1 = R_1 \cdot C_1$; $T_2 = R_2 \cdot C_2$.

Фазочастотная характеристика

$$\phi_{\text{ку}}(\omega) = -\arctg\left(\frac{T_1}{\alpha} \omega\right) + \arctg(T_1 \cdot \omega) + \arctg(T_2 \cdot \omega) - \arctg(T_2 \alpha \cdot \omega).$$

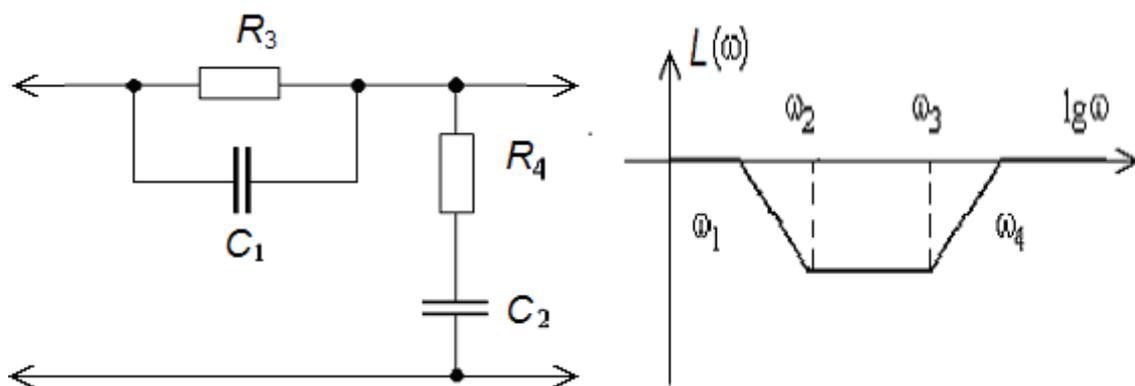


Рисунок 4 – Принципиальная электрическая схема и ЛАЧХ инерционно – форсирующего звена

Очевидно, что требуемая ПФ КУ может быть получена из табличной путем умножения на постоянный коэффициент $K_{ку}$, который обеспечивается введением в схему делителя напряжения.

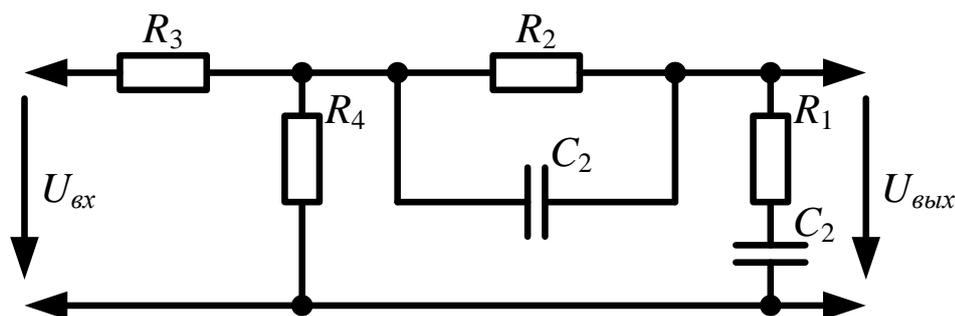


Рисунок 5 – Принципиальная электрическая схема КУ

При соединении делителя напряжения с корректирующим звеном необходимо следить за тем, чтобы нижнее плечо делителя (R_4) не оказалось зашунтировано элементами звена. При практическом исполнении схемы необходимо учитывать, что $R_2 + R_1 \gg R_4$.

Определяем величины сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов, входящих в электрическую схему корректирующего устройства. Для этого выражаем постоянные времени полученного КУ через номиналы резисторов и конденсаторов.

$$R_1 C_1 = T_1 = T_{кв2} = 0,72 \text{ с,}$$

$$R_2 C_1 = T_2 = T_{к\у4} = 0,029 \text{ с},$$

$$T_{к\у2} / R_1 (R_1 + R_2) = T_{к\у1} = 7,4 \text{ с}.$$

Зададимся значением сопротивления одного из резисторов $R_1 = 100 \text{ кОм}$, тогда:

$$C_1 = 0,72 / 10^5 = 7,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 7,2 \text{ мкФ},$$

$$R_2 = 7,4 \cdot 100000 / 0,72 - 100000 = 1 \text{ Мом},$$

$$C_2 = 50 \cdot 10^{-9} \text{ Ф} = 50 \text{ нФ}.$$

Для практического исполнения корректирующей цепи выбираем из стандартного ряда следующие номинальные значения:

$$R_2 = 1 \text{ МОм (ряд E24)},$$

$$C_1 = 7,5 \text{ мкФ (ряд E24)},$$

$$C_2 = 51 \text{ нФ (ряд E24)}.$$

Для определения номиналов резисторов делителя напряжения и используем следующее соотношение:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = K_{к\у} = 0,314.$$

Выберем

$$R_3 + R_4 = 2 \div 10 \text{ кОм} = 8 \text{ кОм}.$$

Определяем номиналы резисторов:

$$R_4 = 2512 \text{ Ом} = 2,5 \text{ кОм},$$

$$R_3 = 5488 \text{ Ом} = 5,5 \text{ кОм}.$$

Для практического использования принимаем в соответствии со стандартным рядом $R_3 = 5,6 \text{ кОм}$ (ряд E24) и $R_4 = 2,4 \text{ кОм}$ (ряд E24).

1.8 Построение ЛФЧХ скорректированной системы

Строим логарифмическую фазочастотную характеристику скорректированной системы. Для этого определяем выражение для ЛФЧХ системы:

$$\phi_{\text{ск}}(\omega) = \phi_{\text{рнс}}(\omega) + \phi_{\text{кы}}(\omega) = -90^\circ - \text{arctg}(T_{\text{сп}} \cdot \omega) + \text{arctg}(T_{\text{м}} \cdot \omega) - \text{arctg}(T_{\text{кы1}} \cdot \omega) + \text{arctg}(T_{\text{кы2}} \cdot \omega) + \text{arctg}(T_{\text{кы4}} \cdot \omega) - \text{arctg}(T_{\text{кы3}} \cdot \omega).$$

Учитывая, что $T_{\text{сп}} = T_{\text{кы1}}$, получим:

$$\begin{aligned} \phi_{\text{ск}}(\omega) &= \phi_{\text{рнс}}(\omega) + \phi_{\text{кы}}(\omega) = -90^\circ - \text{arctg}(T_{\text{сп}} \cdot \omega) - \text{arctg}(T_{\text{кы1}} \cdot \omega) + \text{arctg}(T_{\text{кы2}} \cdot \omega) - \\ &- \text{arctg}(T_{\text{кы3}} \cdot \omega) = -90^\circ - \text{arctg}(0,0036 \cdot \omega) - \text{arctg}(7,4 \cdot \omega) + \text{arctg}(0,72 \cdot \omega) - \\ &- \text{arctg}(0,0048 \cdot \omega). \end{aligned}$$

Из анализа ЛАЧХ и фазочастотной характеристик разомкнутой скорректированной системы можно сделать вывод, что соответствующая замкнутая система устойчива и обладает запасами устойчивости по амплитуде и фазе $\Delta\varphi = 75^\circ$, $\Delta L = 16$ дБ.

1.9 Запись ПФ скорректированной системы в разомкнутом состоянии

$$\begin{aligned} W_{\text{ск}}(p) &= W_{\text{рнс}}(p) \cdot W_{\text{кы}}(p) = \frac{K_{\text{рнс}} \cdot K_{\text{кы}} (T_{\text{кы2}} \cdot p + 1)(T_{\text{кы4}} \cdot p + 1)}{p \cdot (T_{\text{сп}} \cdot p + 1)(T_{\text{м}} \cdot p + 1)(T_{\text{кы1}} \cdot p + 1)(T_{\text{кы3}} \cdot p + 1)} = \\ &= \frac{K_{\text{рнс}} \cdot (T_{\text{кы2}} \cdot p + 1)}{p \cdot (T_{\text{сп}} \cdot p + 1)(T_{\text{кы1}} \cdot p + 1)(T_{\text{кы3}} \cdot p + 1)} = \frac{66,66 \cdot (0,72p + 1)}{p \cdot (0,0036p + 1)(7,4p + 1)(0,0048p + 1)}. \end{aligned}$$

В методических указаниях к работе предлагалось упростить ПФ скорректированной системы в разомкнутом состоянии учитывая, что $T_{\text{сп}} \ll T_{\text{кы1}}$ и $T_{\text{кы3}} \ll T_{\text{кы4}}$:

$$W_{\text{ск}}(p) \approx \frac{K_{\text{рск}} \cdot (T_{\text{кy2}} \cdot p + 1)}{p \cdot (T_{\text{кy1}} \cdot p + 1)} = \frac{66,66 \cdot (0,72p + 1)}{p \cdot (7,4p + 1)}.$$

Однако при моделировании системы на ЭВМ выяснилось, что $T_{\text{сп}}$ и $T_{\text{кy3}}$ существенно влияют на свойства системы в области верхних частот. Но в связи с большими трудностями получения $W_{\text{зск}}(p)$, используя полную ПФ скорректированной системы в разомкнутом состоянии, в дальнейшем будем рассматривать упрощенную ПФ $W_{\text{ск}}(p)$.

1.10 Определение передаточной функции скорректированной системы в замкнутом состоянии

$$W_{\text{зск}}(p) = \frac{\frac{1}{K_{\delta}} W_{\text{ск}}(p)}{1 + W_{\text{ск}}(p) W_{\text{ос}}(p)} = \frac{1}{0,085} \frac{66,66 \cdot (0,72p + 1)}{p \cdot (7,4p + 1)} = \frac{11,76 \cdot (0,72p + 1)}{0,629p^2 + 0,7299p + 1}.$$

На этом синтез последовательной САУ считается законченным.

2 РЕЗУЛЬТАТЫ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ САУ НА ЭВМ

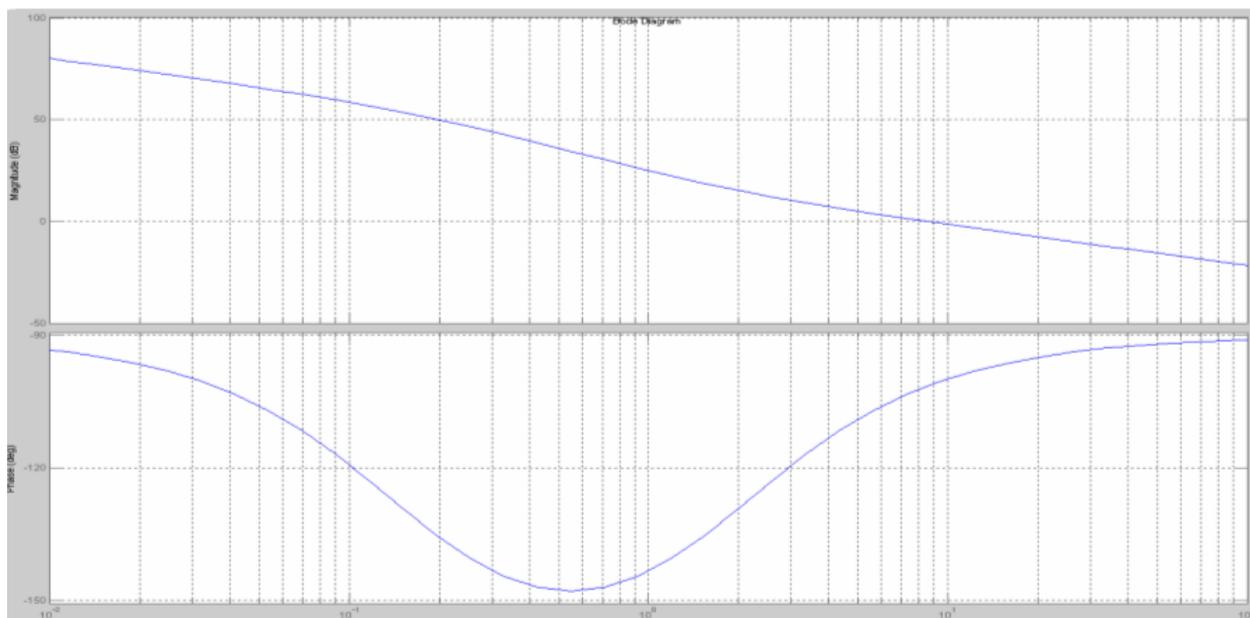


Рисунок 6 – ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой скорректированной системы

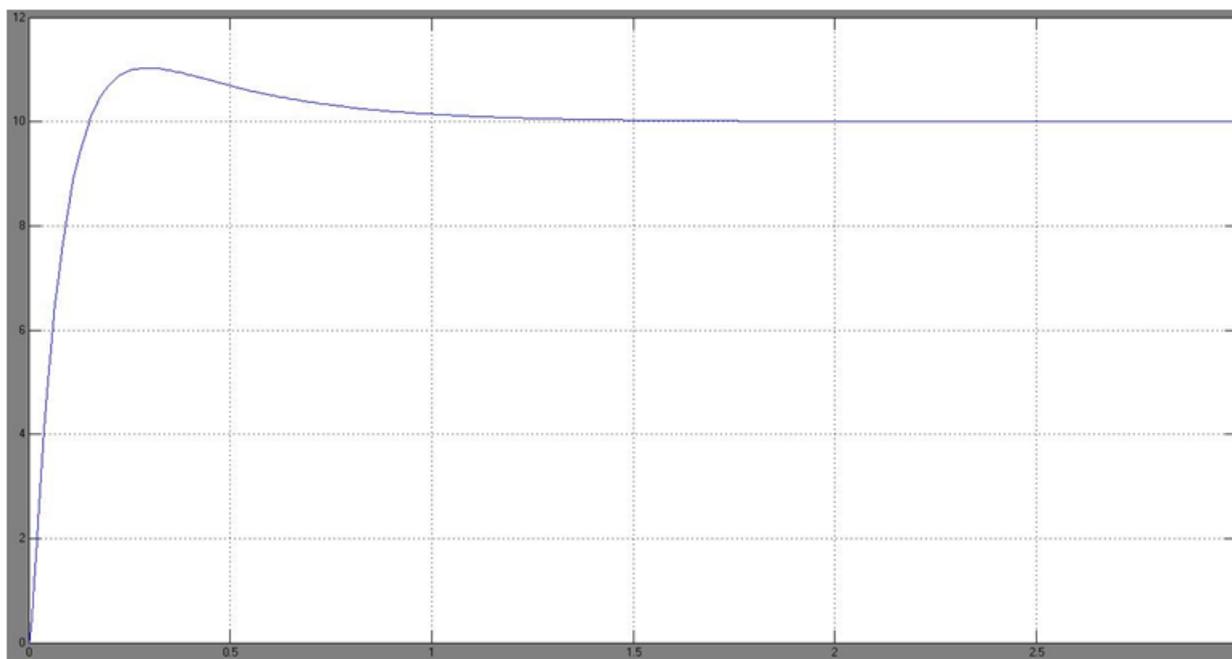


Рисунок 7 – Переходной процесс при $x(t)=x_{\text{НОМ}} * 1(t)$

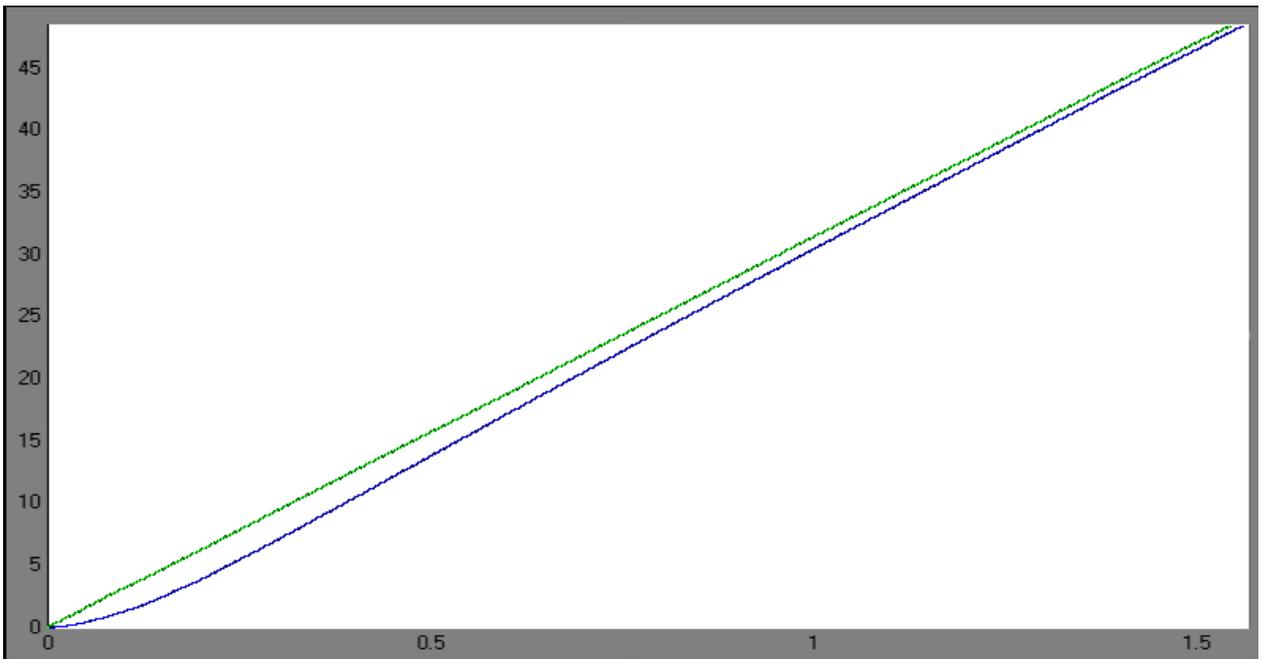


Рисунок 8 – Переходной процесс при $x(t)=10t*1(t)$

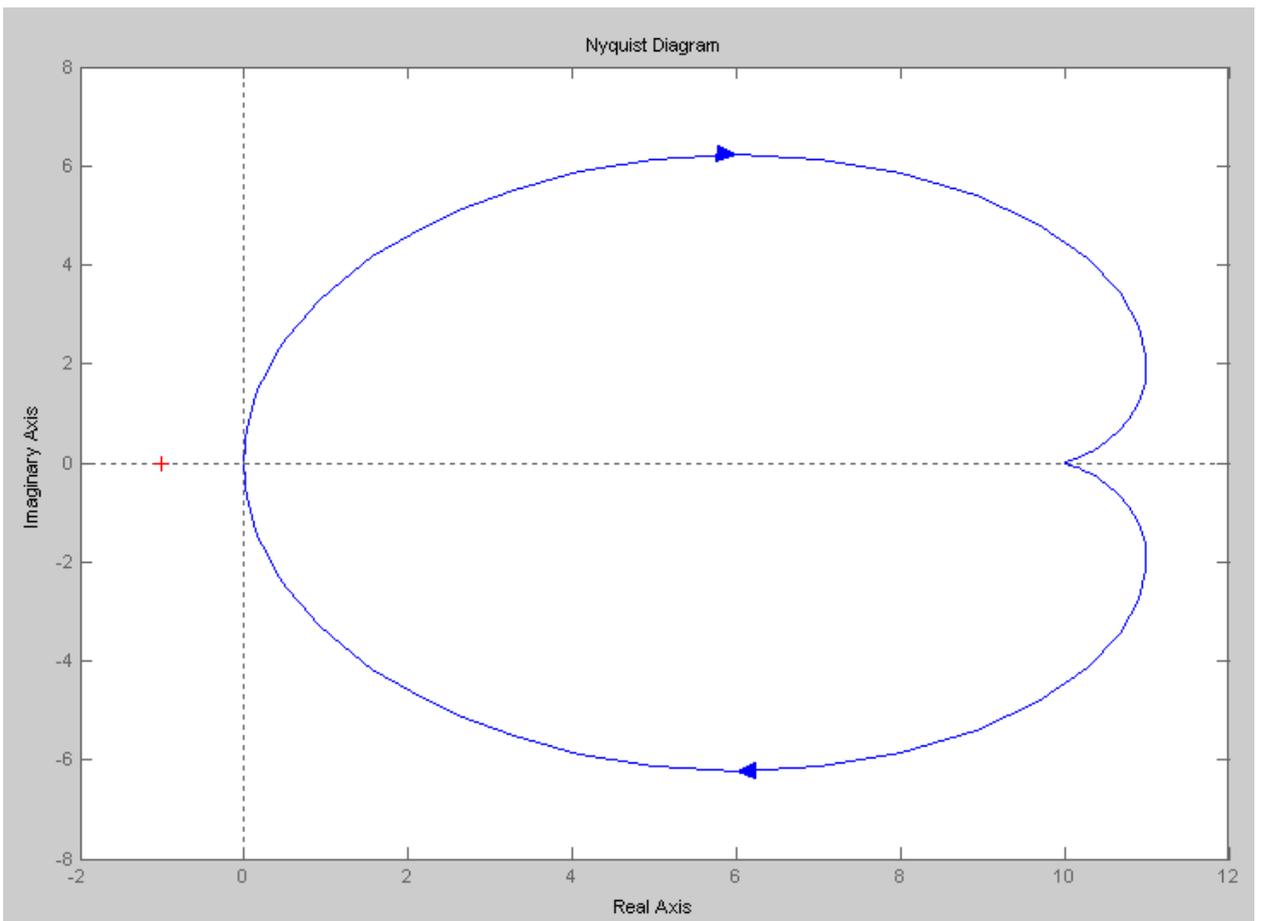


Рисунок 9 – Частотный годограф замкнутой скорректированной системы

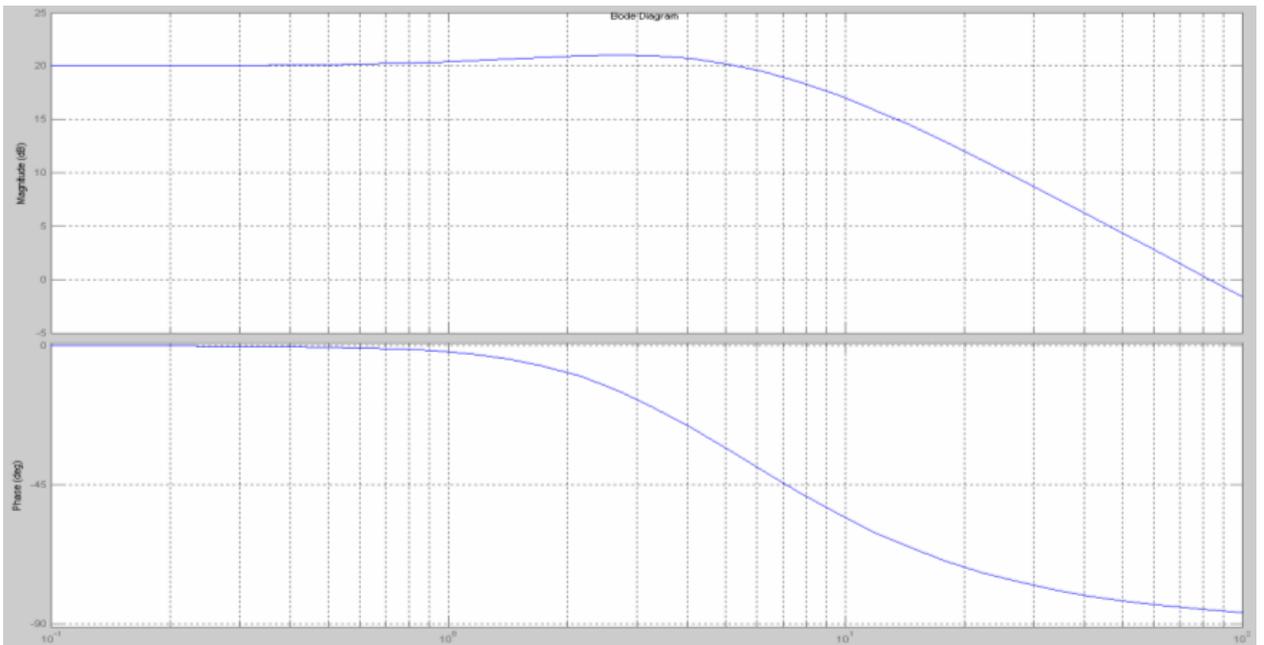


Рисунок 10 – ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутой скорректированной системы

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основываясь на анализе характеристик, построенных вручную и на ЭВМ, можно сделать следующие выводы:

1. Полученная в результате синтеза система является устойчивой (по логарифмическому критерию);

2. Графики ЛАЧХ и ЛФЧХ, построенные вручную, совпадают с построенными на ЭВМ (Рисунок 6);

3. Величина перерегулирования (Рисунок 7), при подаче на вход сигнала $x(t)=x_{\text{ном}}*1(t)$, не превышает заданного значения;

4. Скоростная ошибка (Рисунок 8) $\varepsilon_{\text{ск}}$, при подаче на вход системы сигнала $x(t)=10t*1(t)$, не превышает заданного значения.

Т.о. можно сделать вывод о том, что полученная в результате синтеза система автоматического управления удовлетворяет всем заданным параметрам.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Иванов Б. А., Тимошенко Н. С., Соловей К. Н. Частотная коррекция линейных систем автоматического управления: Учебное пособие. – Ухта: УИИ, 1996. –78 с., ил.
2. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1972-768 с.
3. Юревич Е.И. Теория автоматического управления. – Л.: Энергия, 1975

