



СИНТЕЗ ЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Расчетно-пояснительная записка
к курсовому проекту по дисциплине:
Теория автоматического управления

Выполнил:

Проверил:

2012

РЕФЕРАТ

Курсовой проект по дисциплине “Теория автоматического управления” на тему “Синтез линейной системы автоматического управления” содержит пояснительную записку на 40 листах формата А4. Записка включает в себя: 25 рисунков, 2 таблицы и 4 литературных источника.

Ключевые слова: синтез, линейная система, автоматическое управление, следящая система, система регулирования, передаточная функция, корректирующее устройство.

Цель курсового проекта: получить навыки практического применения полученных в процессе обучения знаний для решения конкретных задач, возникающих при проектировании систем автоматического управления.

Курсовой проект содержит задание, состоящее из нескольких взаимосвязанных задач:

- по передаточным функциям отдельных элементов структурной схемы САУ составлена частотная передаточная функция разомкнутой системы и определены ее логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики;

- по заданным требованиям на запасы устойчивости по фазам, модулям, показателям качества и точности построены желаемые логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой системы и определены коэффициенты усиления дополнительно вводимых усилителей, а также место включения, тип и параметры корректирующих устройств.

В результате выполнения работы составлена полная структурная схема замкнутой САУ с передаточными функциями отдельных устройств и вычислены основные параметры системы.

ЗАДАНИЕ НА КУРСОВОЙ ПРОЕКТ

Произвести синтез линейной системы автоматического управления в виде следящей системы, в которой используются следующие элементы, представленные на рис. 1:

- сельсины в качестве датчика угла рассогласования с коэффициентом усиления K_c ;
- электромагнитный усилитель с коэффициентом усиления $K_{му}$ и постоянной времени $T_{му}$;
- двигатель постоянного тока с коэффициентом усиления $K_{дв}$ и постоянной времени $T_{дв}$;
- редуктор с передаточным числом $i_{ред}$.



Рисунок 1 – Исходная функциональная схема САУ

На представленной схеме САУ: $p_{вх}$ – есть входная величина в виде угла поворота задающей оси в единицу времени; $p_{вых}$ – есть выходная величина системы в виде угла поворота выходной оси редуктора в единицу времени.

В результате синтеза САУ следящая система должна обеспечивать следующие показатели качества:

- при заданной угловой скорости $p_{вх}$ ошибка ε по скорости не должна превышать заданного значения, равного ε_v ;
- время регулирования $t_{рег}$ не должно превышать заданного значения, равного t_p ;
- величина перерегулирования $\delta_{пер}$ не должна превышать заданное значение δ .

Исходные данные для синтеза САУ представлены в табл. 1 и табл. 2.

Таблица 1

Вариант (последняя цифра шифра)	Параметры элементов следящей системы					
	Сельсин	Магнитный усилитель		Электродвигатель постоянного тока		Редуктор
	K_c , В/град	$K_{\mu y}$	$T_{\mu y}$, с	$K_{дв}$, рад/(В·с)	$T_{дв}$, с	$i_{ред}$
1	0,6	1,2	0,06	15	0,06	0,60

Таблица 2

Вариант (последняя цифра шифра)	Требуемые параметры САУ			
	Заданное значение угловой скорости на входе системы	Ошибка регулирования по скорости	Время регулирования	Величина пере- регулирования
	$n_{вх}$, об/мин	ε_v , град/с	t_p , с	δ , %
1	5,0	0,35	0,45	22

СОДЕРЖАНИЕ

1 ЧАСТОТНАЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМЫ И ЕЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ.....	8
2 ЖЕЛАЕМЫЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМЫ	14
3 КОРРЕКТИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО	23
4 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ	30
4.1 Расчет параметров первого звена	31
4.2 Расчет параметров второго звена	32
4.3 Расчет параметров третьего звена	34
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	39
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	40

ВВЕДЕНИЕ

Синтез САР состоит в выборе структуры и параметров систем регулирования, которые в соответствии с заданными требованиями обеспечивают наиболее рациональные характеристики по запасам устойчивости, показателям качества и точности.

Два метода решения задачи синтеза САР:

- если известна только динамика объекта, то выбирают структуру и параметры регулятора или следящей системы;
- если одновременно с объектом заданы структура регулятора (следящей системы) и динамические характеристики привода исполнительных устройств (неизменяемая часть), то в этом случае находят усилительные и корректирующие устройства системы.

Так как структура следящей системы и передаточные функции ее динамических элементов нам известны, то для синтеза системы будем использовать второй метод, который реализуем путем выбора желаемых частотных характеристик, удовлетворяющих заданным требованиям по устойчивости, качеству и точности при сохранении заданной неизменяемой части системы.

Для этих целей в непрерывных САР используют, как правило, корректирующие устройства, создаваемые на базе RC-цепочек и дополнительных усилителей.

Применяют несколько корректирующих устройств:

- последовательного;
- параллельного;
- и последовательно-параллельного типов.

Последовательные корректирующие устройства, вводимые в САУ, вызывают повышение частоты среза системы и при их использовании требуются двигатели большой мощности для управления исполнительными органами.

Параллельные корректирующие устройства снижают частоту среза САР и делают их малочувствительными к флуктуациям и помехам. Однако их включение сокращает запасы устойчивости во внутренних контурах, что снижает надежность САР.

Для устранения этих недостатков применяют одновременно последовательное и параллельное корректирующие устройства.

Таким образом, задача синтеза САУ заключается в том, чтобы найти тип желаемой частотной характеристики, которая позволила бы получить наиболее точное воспроизведение управляющего сигнала за установленное время с заданным максимумом перерегулирования.

Основные этапы синтеза САУ с использованием частотных методов:

1. По передаточным функциям отдельных элементов структурной схемы САУ составляют частотную передаточную функцию разомкнутой системы (неизменяемой части САУ) и находят ее логарифмические амплитудные (ЛАЧХ) и фазовые (ЛФЧХ) частотные характеристики;
2. По заданным требованиям на запасы устойчивости по фазам, модулям, показателям качества и точности строят желаемые логарифмические амплитудные и фазовые (только в районе частоты среза) частотные характеристики разомкнутой системы;
3. По построенным желаемым и логарифмическим характеристикам неизменяемой части системы определяют коэффициенты усиления дополнительно вводимых усилителей, а также место включения, тип и параметры корректирующих устройств.

В результате выполнения этих процедур составляют полную структурную схему замкнутой САР с передаточными функциями отдельных устройств и вычисляют основные параметры системы.

1 ЧАСТОТНАЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМЫ И ЕЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Приведенная на рисунке 1 система является электромеханической, т.к. в ее неизменяемую часть входят следующие устройства:

- сельсин;
- магнитный усилитель;
- двигатель постоянного тока
- редуктор.

Составляем структурную схему заданной исходной САУ, используя типовые динамические звенья, являющиеся формализованными аналогами устройств САУ, рисунок 2:

– сельсин – усилительное (пропорциональное) звено с передаточной функцией K_c ;

– магнитный усилитель заменяем апериодическим звеном с передаточной функцией $W_{му} = \frac{K_{му}}{T_{му} \cdot p + 1}$,

– электродвигатель постоянного тока заменяем интегрирующим звеном с передаточной функцией $W_{дв} = \frac{K_{дв}}{(T_{дв} \cdot p + 1) \cdot p}$,

– редуктор – усилительное (пропорциональное) звено с передаточной функцией $K_{ред} = i_{ред}$.

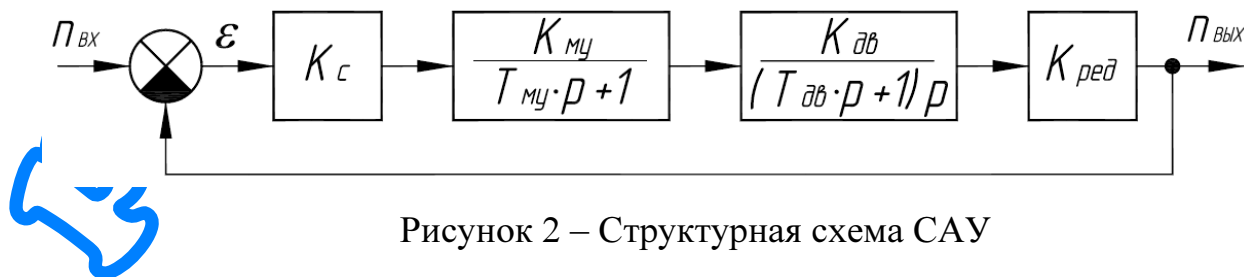


Рисунок 2 – Структурная схема САУ

Произведем расчет передаточной функции $W(p)$ разомкнутой системы,

состоящей из последовательного соединения четырех типовых динамических звеньев:

$$W(p) = K_c \cdot W_{\text{му}} \cdot W_{\text{дв}} \cdot K_{\text{ред}} = \frac{K_c \cdot K_{\text{му}} \cdot K_{\text{дв}} \cdot K_{\text{ред}}}{(1 + p \cdot T_{\text{му}}) \cdot (1 + p \cdot T_{\text{дв}}) \cdot p}. \quad (1)$$

Так как передаточная функция содержит множитель $1/p$, то синтезируемая САУ относится к астатическим системам первого порядка. Представим выражение (1) в виде произведения двух функций:

$$W(p) = \frac{1}{p} \cdot K_0 \cdot W_0(p), \quad (2)$$

где
$$W_0(p) = \frac{1}{(1 + p \cdot T_{\text{му}}) \cdot (1 + p \cdot T_{\text{дв}})} = \frac{1}{(1 + 0,06 \cdot p) \cdot (1 + 0,06 \cdot p)};$$

$$K_0 = K_c \cdot K_{\text{му}} \cdot K_{\text{дв}} \cdot K_{\text{ред}} \cdot \frac{180^\circ}{\pi} = 0,6 \cdot 1,2 \cdot 15 \cdot 0,6 \cdot \frac{180^\circ}{\pi} = 371,28.$$

Здесь множитель $\frac{180^\circ}{\pi}$ служит для перевода радиан размерности коэффициента $K_{\text{дв}}$ в градусы.

В установившемся режиме, когда $(p \rightarrow 0)$, $W_0(p) \rightarrow 1$.

Передаточная функция ошибки замкнутой системы $W_\varepsilon(p)$ определяется в соответствии с выражением:

$$W_\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + W(p)}, \quad (3)$$

или с учетом (2):

$$W_\varepsilon(p) = \frac{p}{p + K_0 \cdot W_0(p)}. \quad (4)$$

При типовых (регулярных) воздействиях значение установившейся ошибки $\varepsilon_{\text{уст}}$ можно найти по теореме операционного исчисления о конечном значении функции. Суть теоремы звучит так: если известно изображение $F(p)$

функции $f(t)$: $L[f(t)] = F(p)$, то конечное значение оригинала $f(t \rightarrow \infty)$ можно вычислить по формуле:

$$f(t \rightarrow \infty) = \lim[p \cdot F(p)] \text{ при } p \rightarrow 0. \quad (5)$$

Учитывая, что по определению:

$$W_{\varepsilon}(p) = \frac{\varepsilon_{\text{уст}}(p)}{n_{\text{вх}}(p)}, \quad (6)$$

то:

$$\varepsilon_{\text{уст}}(p) = n_{\text{вх}}(p) \cdot W_{\varepsilon}(p) = \frac{n_{\text{вх}}(p) \cdot p}{p + K_0 \cdot W_0(p)}. \quad (7)$$

Применяя выражение (5) к формуле (7), получим:

$$\varepsilon_{\text{уст}}(p) = \lim[p \cdot n_{\text{вх}}(p) \cdot W_{\varepsilon}(p)] \text{ при } p \rightarrow 0. \quad (8)$$

Изображения по Лапласу для типовых воздействий имеют следующий вид:

$$L(x) = \frac{x_0}{p} \text{ при } x = x_0; L(x) = \frac{a}{p^2} \text{ при } x = a \cdot t; L(x) = \frac{a}{p^3} \text{ при } x = \frac{a \cdot t^2}{2}. \quad (9)$$

Так как угол поворота входной оси является линейной функцией времени t , то изображение функции $n_{\text{вх}}$ будет равно:

$$n_{\text{вх}}(p) = L[n_{\text{вх}}] = \frac{n_{\text{вх}}}{p^2}. \quad (10)$$

Подставляя полученное изображение входного воздействия в (8), получим формулу для определения ошибки системы в установившемся режиме:

$$\varepsilon_{\text{уст}} = \lim \left[p \cdot \frac{n_{\text{вх}}}{p^2} \cdot W_{\varepsilon}(p) \right] = \lim \left[\frac{n_{\text{вх}}}{p + K_0 \cdot W_0(p)} \right] \text{ при } p \rightarrow 0, \quad (11)$$

откуда:

$$\varepsilon_{уст} = \frac{n_{вх}}{K_0}. \quad (12)$$

Если выразить входную скорость вала $n_{вх}$ в град/с:

$$n_{вх}, \text{ об / мин} = n_{вх} \cdot 360 / 60 = n_{вх} \cdot 6 = 5 \cdot 6 = 30 \text{ град / с},$$

$$\text{то } \varepsilon_{уст} = \frac{n_{вх} \cdot 6}{K_0} = \frac{5 \cdot 6}{371,28} = 0,081 \text{ град / с}. \quad (13)$$

Требуемый коэффициент усиления разомкнутой системы K_0 для обеспечения заданного рассогласования системы по скорости можно определить, исходя из справедливости выражения:

$$\varepsilon_v = 6 \cdot \frac{n_{вх}}{K_0^*}, \quad (14)$$

откуда:

$$K_0^* = 6 \cdot \frac{n_{вх}}{\varepsilon_v} = 6 \cdot \frac{5}{0,35} = 85,71. \quad (15)$$

Для того, чтобы обеспечить требуемое по заданию рассогласование системы по скорости, необходимо ввести в схему САУ дополнительный электронный усилитель с коэффициентом усиления K_v , рис. 3:

$$K_v = \frac{K_0^*}{K_0} = \frac{6 \cdot n_{вх}}{\varepsilon_v \cdot K_0} = \frac{6 \cdot 5}{0,35 \cdot 371,28} = 0,23. \quad (16)$$

Так как $\varepsilon_v = 0,35 > \varepsilon_{уст} = 0,081$, то $K_0^* < K_0$, т. е. $K_v < 1$.

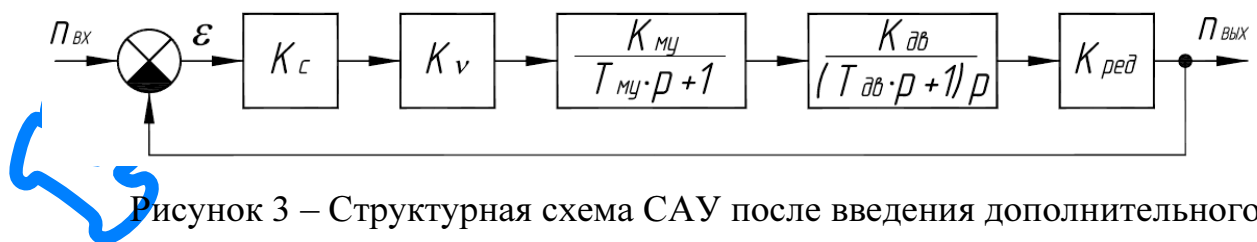


Рисунок 3 – Структурная схема САУ после введения дополнительного усилителя

В соответствии с рис. 3 откорректируем передаточную функцию разомкнутой системы:

$$W(p) = \frac{1}{p} \cdot K_v \cdot K_0 \cdot W_0(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{6 \cdot n_{\text{BX}}}{\varepsilon_v} \cdot W_0(p). \quad (17)$$

С помощью программного комплекса «Моделирование в технических устройствах» (ПК «МВТУ»), построим модель системы (рис. 4) и определим устойчивость системы на основе логарифмического критерия Найквиста.

При задании параметров модели используем усилительное звено, статический коэффициент усиления которого равен K_0^* , а коэффициенты усиления остальных динамических звеньев равны 1.

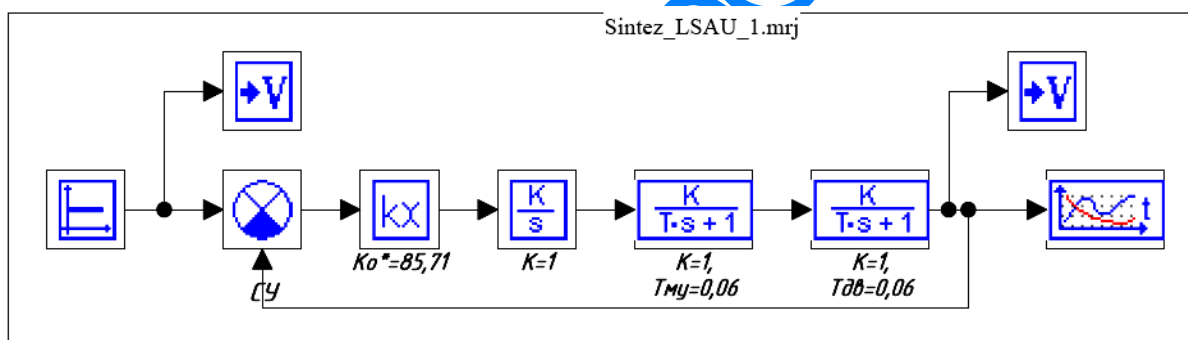


Рисунок 4 – Структурная схема модели неоткорректированной САУ

Используя режим частотного анализа, получим и затем проанализируем графики логарифмических частотных характеристик разомкнутой системы (ЛАЧХ и ЛФЧХ), с помощью которых определим степень устойчивости замкнутой САУ, используя частотный критерий Найквиста.

На рис. 5 приведены графики, полученных на основе исходных данных, приведенных в табл. 1 и табл. 2.

Из приведенных графиков (рис. 5) следует, что рассматриваемая система САУ не является устойчивой, так как при пересечении ЛАЧХ горизонтальной оси ($\omega \approx 10^{1.4}$) запаздывание по фазе составляет $\approx -203^\circ$, т.е. превышает -180° .

Поэтому следующий шаг синтеза системы заключается в выборе желательной частотной характеристики и реализации ее за счет введения соответствующего корректирующего устройства.

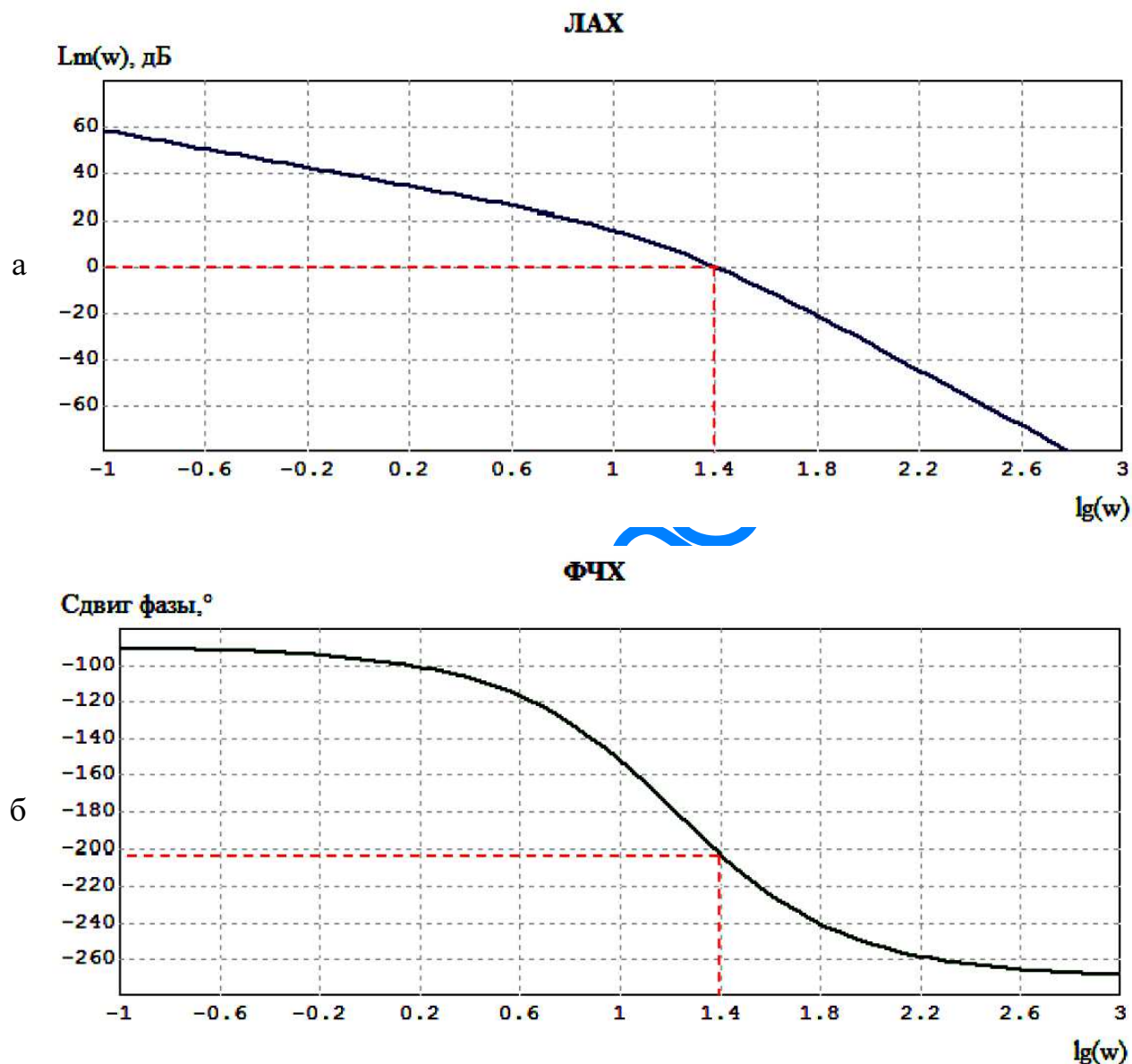


Рисунок 5 – Частотные характеристики разомкнутой САУ:

а – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика;

б – логарифмическая фазочастотная характеристика

2 ЖЕЛАЕМЫЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМЫ

Передаточная функция $W_{\text{ж}}$ разомкнутой системы с желаемой частотной характеристикой в случае последовательного включения корректирующего звена с передаточной функцией W_k будет равна произведению передаточной функции $W(p)$ системы до коррекции и передаточной функции корректирующего звена, т.е.:

$$W_{\text{ж}}(p) = W_k(p) \cdot W(p). \quad (18)$$

Отсюда следует, что передаточная функция последовательного корректирующего звена равна:

$$W_k(p) = \frac{W_{\text{ж}}(p)}{W(p)}. \quad (19)$$

При включении параллельного корректирующего звена в цепь обратной связи передаточная функция системы с желаемыми характеристиками будет равна:

$$W_{\text{ж}}(p) = \frac{W(p)}{1 + W_k(p) \cdot W(p)}. \quad (20)$$

Желаемую передаточную функцию (20) можно представить в виде произведения двух передаточных функций:

$$W_{\text{ж}}(p) = W(p) \cdot \frac{1}{1 + W_k(p) \cdot W(p)},$$

что можно рассматривать, как включение последовательного корректирующего звена с передаточной функцией:

$$W_k^*(p) = \frac{1}{1 + W_k(p) \cdot W(p)}.$$

Если произведение $W_k(p) \cdot W(p)$ выбрать существенно большим 1, то

$$W_k^*(p) = \frac{1}{W_k(p) \cdot W(p)}, \quad (21)$$

$$W_{\text{ж}}(p) = \frac{1}{W_k(p)}, \quad (22)$$

откуда передаточная функция параллельного корректирующего звена будет равна:

$$W_k(p) = \frac{1}{W_{\text{ж}}(p)}. \quad (23)$$

Чтобы это условие выполнялось при включении параллельного корректирующего звена в цепь обратной связи необходимо, чтобы выполнялось неравенство:

$$\frac{W(p)}{W_{\text{ж}}(p)} \gg 1. \quad (23)$$

При классическом параллельном подключении корректирующего звена к разомкнутой системе желаемая передаточная функция будет равна сумме передаточных функций разомкнутой системы и корректирующего звена:

$$W_{\text{ж}}(p) = W_k(p) + W(p), \quad (24)$$

откуда:

$$W_k(p) = W_{\text{ж}}(p) - W(p). \quad (25)$$

Рассмотрим построение ЛАЧХ при последовательной коррекции. В соответствии с выражением (19) справедливо следующее равенство:

$$L_k(p) = L_{\text{ж}}(p) - L(p). \quad (25)$$

При построении желаемой характеристики $L_{\text{ж}}(p)$ можно выделить три части: низкочастотную, среднечастотную и высокочастотную. Низкочастотная часть характеризует поведение системы в режиме, близком к установившемуся режиму. Поэтому требуемые точностные показатели

системы в этом режиме мы обеспечили ранее надлежащим выбором коэффициента усиления разомкнутой системы путем введения дополнительного усилителя.

Среднечастотная часть ЛАЧХ определяет динамику переходного процесса и содержит частоту среза $\omega_{\text{ср}}$, при которой ЛАЧХ пересекает логарифмическую ось частот. Как правило, в большинстве САР для обеспечения устойчивости и получения желаемых показателей качества системы (быстродействие и перерегулирование) необходимо, чтобы наклон желаемой ЛАЧХ разомкнутой системы, проходящей через частоту среза $\omega_{\text{ср}}$, равен -20 дБ/дек. При наклоне же -40 дБ/дек запасы устойчивости по фазе малы и не обеспечивают заданные показатели качества. При этом, чем выше частота по отношению к частоте среза, тем выше быстродействие системы, т.е. меньше время переходного процесса. Однако с увеличением частоты уменьшается запас устойчивости системы по амплитуде и фазе. Поэтому важно правильно выбрать диапазон частот $\omega_n < \omega_{\text{ср}} < \omega_v$, содержащих частоту среза $\omega_{\text{ср}}$, в пределах которого ЛАЧХ имеет наклон -20 дБ/дек.

Высокочастотная часть ЛАЧХ определяет быстро затухающие высокочастотные составляющие переходного процесса, которыми можно пренебречь. Однако считается, что наиболее простую реализацию корректирующих устройств можно получить, если наклоны желаемой характеристики в области высоких частот совпадают с наклонами неизменяемой (неоткорректированной) части системы.

Для нахождения частоты среза желаемой ЛАЧХ по показателям качества используем обобщенную номограмму качества Солодовникова, в которой представлены зависимости величин перерегулирования $\delta_{\text{рег}}$ и времени регулирования $t_{\text{рег}}$ от максимального значения R_m вещественной частотной характеристики $R(\omega)$ замкнутой системы.

Для определения частоты среза $\omega_{\text{ср}}$ по $\delta_{\text{пер}}$ и $t_{\text{рег}}$ используется эмпирическая формула:

$$\omega_{cp} = \frac{k \cdot \pi}{t_{per}}, \quad (26)$$

где коэффициенты k определяются рис. 6.

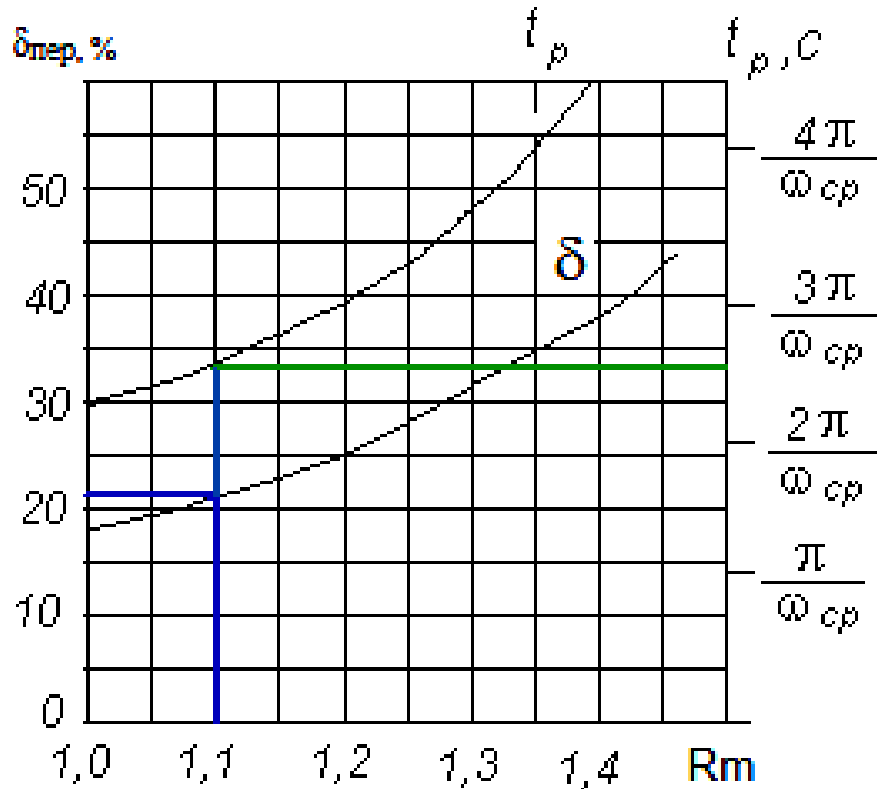


Рисунок 6 – Номограмма Солодовникова

Сначала по заданному перерегулированию по рис. 6 находим значение R_m (для $\delta_{пер} = 22\%$ имеем $R_m = 1,10$), а затем по найденному значению R_m находим значение коэффициента $k = 2,50$. После чего по эмпирической формуле (26), используя заданное значение времени регулирования ($t_{per} = 0,45$) находим значение частоты среза ω_{cp} :

$$\omega_{cp} = \frac{2,5 \cdot \pi}{0,45} = 17,45 \text{ рад/с.}$$

Для построения желаемой асимптотической ЛАЧХ необходимо на логарифмической оси частот отметить точку, соответствующую частоте среза, т.е. $\lg \omega_{cp} = \lg 17,45 = 1,24$ и провести через нее прямую линию с наклоном -20 дБ/дек, так как это показано на рис. 7.

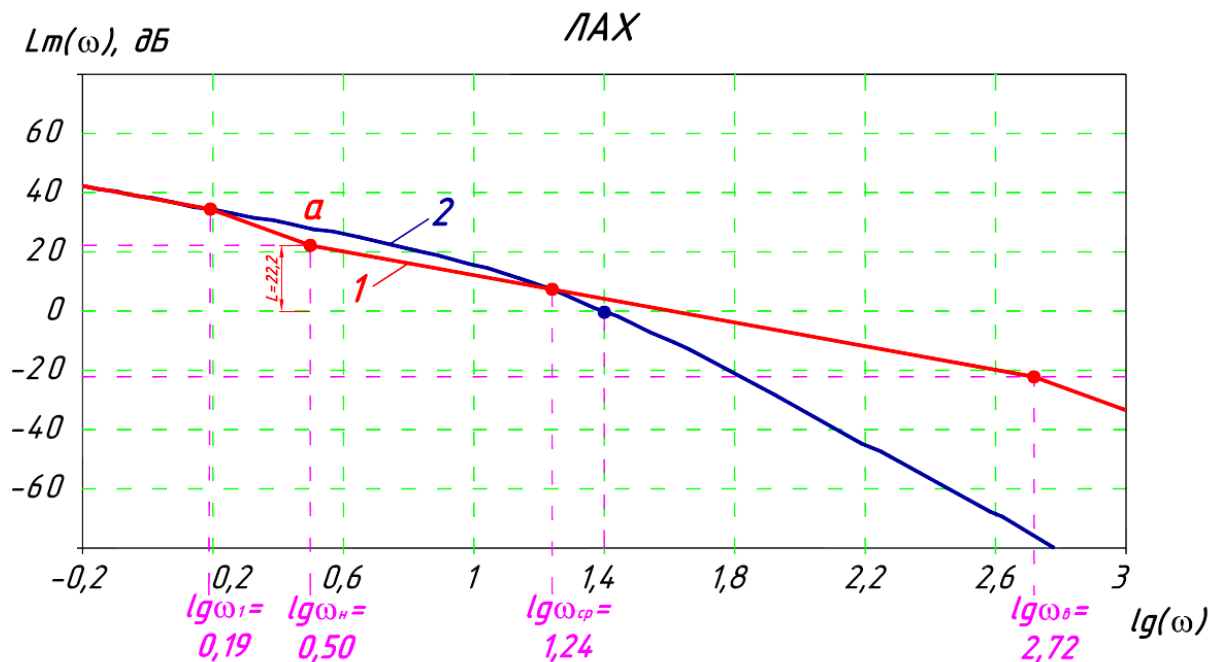


Рисунок 7 – Графики ЛАЧХ:

1 – желаемая асимптотическая ЛАЧХ – $L_{\text{ж}}(\omega)$;

2 – ЛАЧХ разомкнутой неизменяемой части системы – $L(\omega)$

Для определения нижней границы среднечастотной части желаемой ЛАЧХ (точка «а» на рис. 7) и нахождения соответствующей частоты ω_n необходимо воспользоваться данными рис. 8, на котором приведены значения ординаты L (значения $L_{\text{ж}}(\omega_n)$ в диапазоне частот $\omega_n < \omega < \omega_{\text{ср}}$) в зависимости от требуемого перерегулирования.

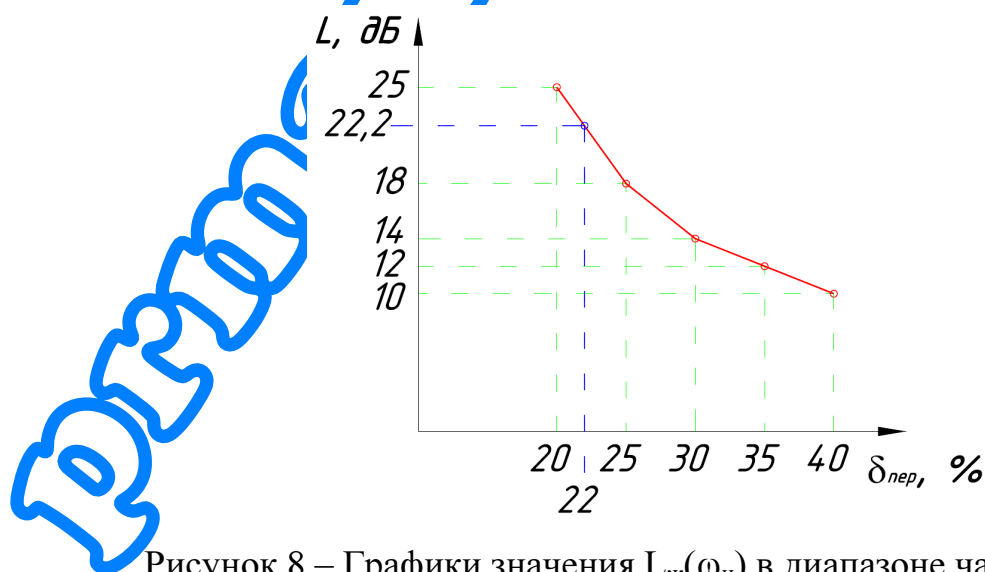


Рисунок 8 – Графики значения $L_{\text{ж}}(\omega_n)$ в диапазоне частот $\omega_n < \omega < \omega_{\text{ср}}$ в зависимости от требуемого перерегулирования

Для $\delta_{\text{пер}} = 22\%$ имеем $L = 22,2$ дБ. Затем на оси ординат графика 1 откладываем 22,2 дБ и проводим прямую линию, параллельную оси частот, до пересечения в точке «а» с прямой, проведенной ранее с наклоном -20 дБ/дек через частоту среза. Опуская из точки «а» перпендикуляр на ось частот, находим значение $\lg \omega_n = 0,5$ и, соответственно, частоты $\omega_n = 3,16$.

Аналогичным образом находится верхняя граница средне-частотной области $L_{\text{ж}}(\omega_n)$ и частота ω_v , для чего на оси ординат необходимо отложить значение $-L = -22,2$ дБ и провести линию параллельную оси частот до пересечения с прямой, имеющей наклон -20 дБ/дек.

Значение желаемой ЛАЧХ $L_{\text{ж}}(\omega_n)$ в точке $\lg \omega_n$ необходимо соединить прямой линией с наклоном -40 дБ/дек до пересечения с ЛАЧХ неоткорректированной разомкнутой системы.

Получаем следующие характерные точки: $\lg \omega_1 = \lg 1,55 = 0,19$ – точка, соответствующая пересечению $L(\omega_1)$ и $L_{\text{ж}}(\omega_1)$; $\lg \omega_n = \lg 3,16 = 0,50$ – точка, соответствующая нижней границе среднечастотной области $L_{\text{ж}}(\omega)$; $\lg \omega_v = \lg 524,81 = 2,72$ – точка, соответствующая верхней границе среднечастотной области $L_{\text{ж}}(\omega)$. Частоты ω_1 , ω_n и ω_v являются сопрягающими частотами, поэтому находим соответствующие им постоянные времени:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{1,55} = 0,646 \text{ с}, \\ T_n &= \frac{1}{\omega_n} = \frac{1}{3,16} = 0,316 \text{ с}, \\ T_v &= \frac{1}{\omega_v} = \frac{1}{524,81} = 0,002 \text{ с}. \end{aligned} \quad (27)$$

Зная точки перелома и наклоны отрезков прямых желаемой ЛАЧХ можно составить выражение для передаточной функции разомкнутой системы, реализующей данную ЛАЧХ. В диапазоне частот $\omega \leq \omega_1$ асимптотическая ЛАЧХ описывается выражением: $\lg H_{\text{ж}}(\omega) = \lg K_0^* - \lg \omega$, что соответствует наклону -20 дБ/дек; в диапазоне частот $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_n$: $\lg H_{\text{ж}}(\omega) = \lg K_0^* - \lg \omega - \lg(\omega \cdot T_1)$, что соответствует наклону -40 дБ/дек; в

диапазоне частот $\omega_n \leq \omega \leq \omega_b$: $\lg H_{\text{ж}}(\omega) = \lg K_0^* - \lg \omega - \lg(\omega \cdot T_1) + \lg(\omega \cdot T_n)$, что соответствует наклону -20 дБ/дек; в области верхних частот $\omega \geq \omega_b$ необходимо увеличить отрицательный наклон до -40 дБ/дек, т.е. $\lg H_{\text{ж}}(\omega) = \lg - \lg \omega - \lg(\omega \cdot T_1) + \lg(\omega \cdot T_n) - \lg(\omega \cdot T_b)$, что соответствует наклону -40 дБ/дек. Следовательно, частотная передаточная функция желаемой разомкнутой системы должна иметь следующий вид:

$$W_{\text{ж}}(j\omega) = \frac{K_0^*}{j\omega} \cdot \frac{1 + j\omega \cdot T_n}{1 + j\omega \cdot T_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot T_b}. \quad (28)$$

Переходя от частотной передаточной функции (28) к передаточной функции в операторной форме, получим следующее выражение:

$$W_{\text{ж}}(p) = \frac{K_0^*}{p} \cdot \frac{1 + p \cdot T_n}{1 + p \cdot T_1} \cdot \frac{1}{1 + p \cdot T_b}. \quad (29)$$

Для проверки найденного решения и подтверждения положительных результатов смоделируем желаемую систему в программе MBTU, на вход которой подадим сигнал $6 \cdot n_{\text{вх}}$, как функцию времени t . На рис. 9 дана модель желаемой следящей системы, реализующей передаточную функцию в виде выражения (29), а на рис. 10 – значение сигнала на выходе системы.

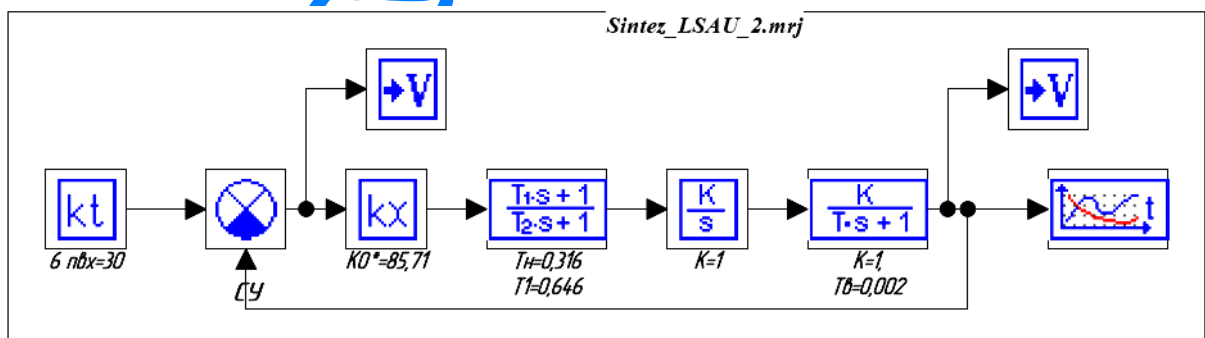


Рисунок 9 – Модель желаемой системы слежения

Из графика на рис. 10 мы видим практически линейный сигнал, численное значение которого в конце десятисекундного интервала равно 300, т.е. скорость изменения выходного сигнала равна 30 град/с, т.е. абсолютная

ошибка отсутствует (при заданной величине погрешности, равной 0,35 град/с).

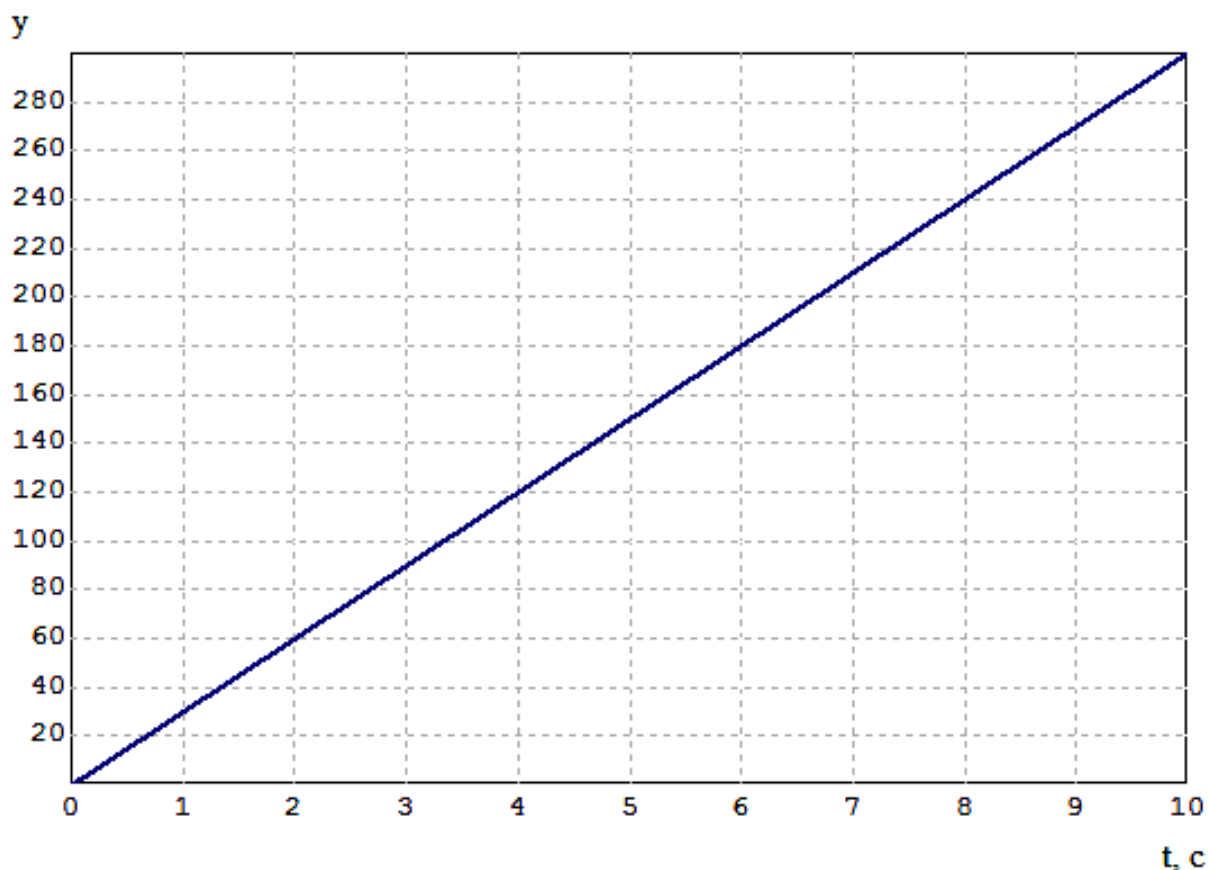


Рисунок 10 – График сигнала на выходе желаемой системы

Заменяя в модели линейный входной сигнал на ступенчатую единичную функцию, можно получить график переходной функции замкнутой системы, который показан на рис. 11.

Анализ численных значений переходной функции показывает, что время регулирования системы составляет $\sim 0,1$ с, что меньше заданной величины, равной 0,45 с. Перерегулирование составляет 2%, что также меньше заданной величины, равной 22%.

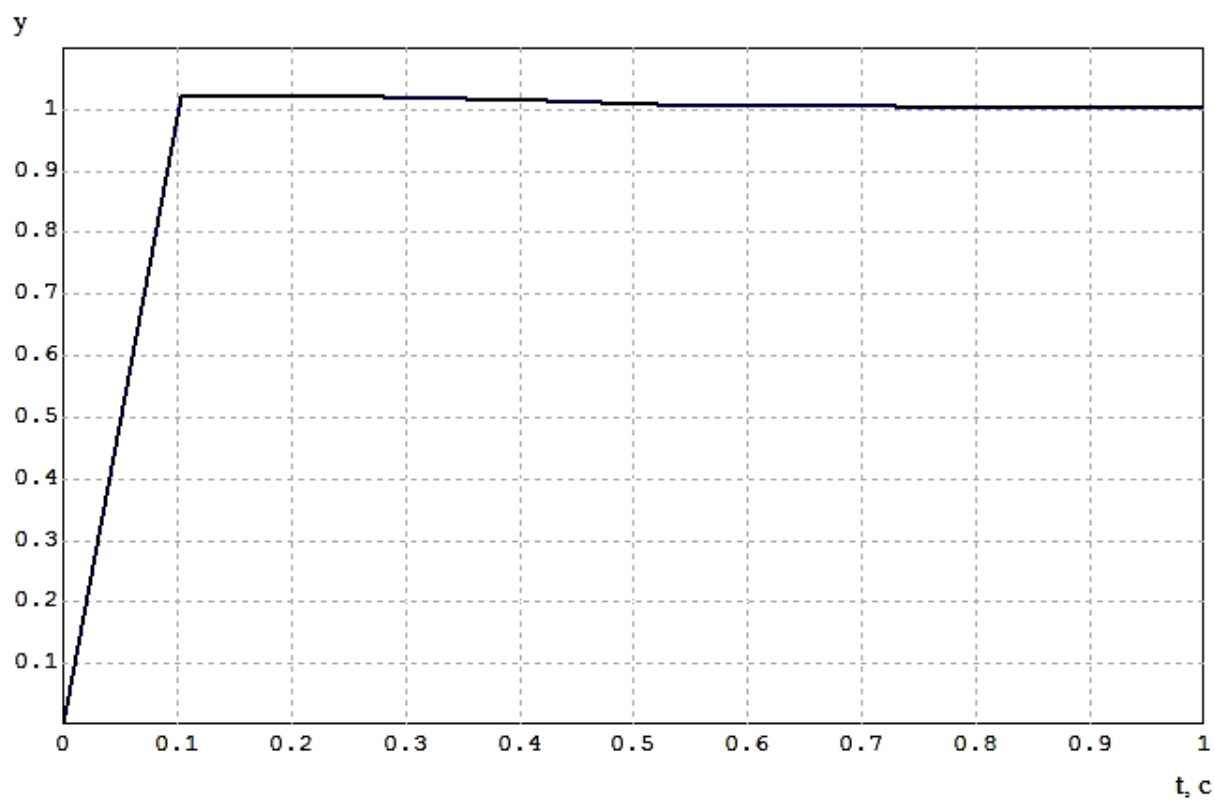


Рисунок 11 – График переходной функции желаемой САУ

Вопросы@yandex.ru

3 КОРРЕКТИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО

Чтобы реализовать практически желаемую частотную характеристику системы необходимо ввести корректирующее звено, предварительно определив его передаточную функцию и рассчитав параметры его элементов.

Сначала необходимо определить ЛАЧХ корректирующего устройства, для чего построим асимптотические ЛАЧХ неоткорректированной и желаемой разомкнутых систем в одной системе координат, используя для этих целей программу моделирования в технических системах – МВТУ. На рис. 12 представлена модель структурных схем, следящей системы с использованием неоткорректированной и желаемой разомкнутых систем, позволяющая вывести графики частотных характеристик одновременно обеих систем в одних осях.

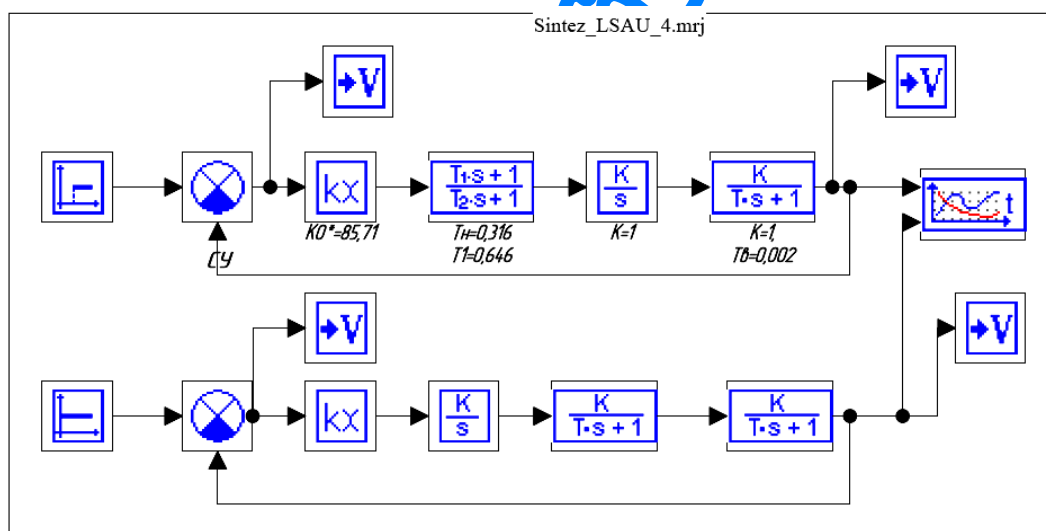


Рисунок 12 – Структурная схема модели для одновременного исследования частотных и временных характеристик САУ

После вывода графиков ЛАЧХ в виде непрерывных функций заменяем их на асимптотические так, как показано на рис. 13, на котором кривые 3 и 4 соответствуют непрерывным ЛАЧХ, соответственно неоткорректированной и желаемой.

При построении неоткорректированной асимптотической ЛАЧХ (график 1) разомкнутой системы имеем одну частоту сопряжения:

$$\omega_c = \frac{1}{T_{\text{мy}}} = \frac{1}{T_{\text{дв}}} = \frac{1}{0,06} = 16,67 \text{ рад/с.}$$

До частоты $\omega \leq \omega_c$ первая асимптота неоткорректированной ЛАЧХ изменяется по закону $L(\omega) = 20\lg K_0 - 20\lg \omega$ с наклоном -20 дБ/дек. После частоты $\omega \geq \omega_c$ вторая асимптота неоткорректированной ЛАЧХ изменяется по закону $L(\omega) = 20\lg K_0 - 20\lg \omega - 20\lg(\omega \cdot T_{\text{мy}}) - 20\lg(\omega \cdot T_{\text{дв}})$ с наклоном -60 дБ/дек.

При построении желаемой асимптотической ЛАЧХ (график 2) разомкнутой системы используем построенный нами ранее аналогичный график (см. рис. 7). Эта ЛАЧХ имеет три частоты сопряжения: $\omega_{c1} = \omega_1 = 1,55 \text{ рад/с}$, $\omega_{c2} = \omega_n = 3,16 \text{ рад/с}$ и $\omega_{c3} = \omega_b = 524,81 \text{ рад/с}$.

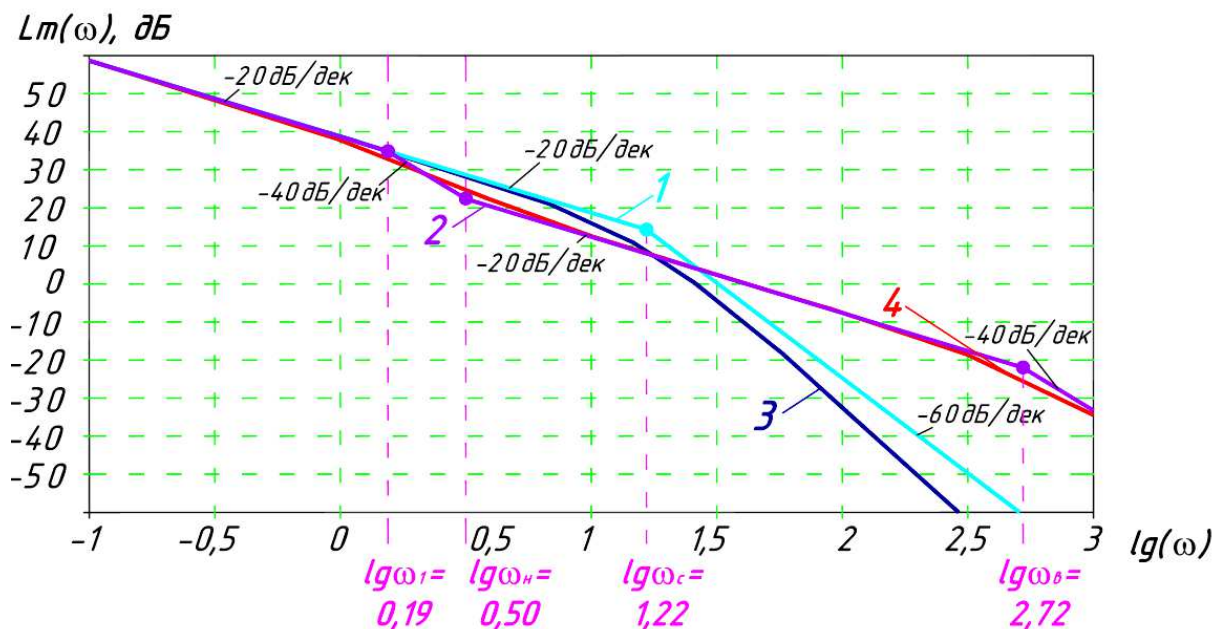


Рисунок 13 – Логарифмические амплитудно-частотные характеристики разомкнутой системы:

- 1 – асимптотическая неоткорректированная ЛАЧХ; 2 – асимптотическая желаемая ЛАЧХ; 3 – непрерывная неоткорректированная ЛАЧХ – $L(\omega)$;
- 4 – непрерывная желаемая – $L_{\text{ж}}(\omega)$

Асимптотическую ЛАЧХ корректирующего устройства находим как разность $[L_{\text{ж}}(\omega) - L(\omega)]$ асимптотических желаемой и нескорректированной ЛАЧХ.

Рассмотрим более подробно построение ЛАЧХ и определение передаточной функции W_k корректирующего устройства.

В диапазоне частот $\omega \leq \omega_1$ первая асимптота ЛАЧХ не имеет наклона:

$$-20 \text{ дБ/дек} - (-20 \text{ дБ/дек}) = 0,$$

т.е. представляет собой горизонтальную прямую.

В диапазоне частот $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_n$ вторая асимптота ЛАЧХ имеет наклон -20 дБ/дек :

$$-40 \text{ дБ/дек} - (-20 \text{ дБ/дек}) = -20 \text{ дБ/дек}.$$

В диапазоне частот $\omega_n \leq \omega \leq \omega_c$ третья асимптота ЛАЧХ не имеет наклона:

$$-20 \text{ дБ/дек} - (-20 \text{ дБ/дек}) = 0 \text{ дБ/дек},$$

т.е. представляет собой горизонтальную прямую.

В диапазоне частот $\omega_c \leq \omega \leq \omega_v$ четвертая асимптота ЛАЧХ имеет положительный наклон, равный $+40 \text{ дБ/дек}$:

$$-20 \text{ дБ/дек} - (-60 \text{ дБ/дек}) = +40 \text{ дБ/дек}.$$

После частоты $\omega \geq \omega_v$ пятая асимптота ЛАЧХ имеет положительный наклон:

$$-40 \text{ дБ/дек} - (-60 \text{ дБ/дек}) = +20 \text{ дБ/дек}.$$

Так как область высоких частот не является существенным фактором по влиянию на переходной процесс и, учитывая совпадение характера наклонов обеих ЛАЧХ в этой области, то при составлении уравнений и выборе параметров корректирующего устройства эту область частот учитывать не будем.

Таким образом, мы имеем четыре точки перелома асимптотической ЛАЧХ корректирующего устройства, которым соответствуют четыре сопрягающих частоты: $\omega_1 < \omega_n < \omega_c < \omega_v$, каждой из которых поставим в соответствие определенные постоянные времени.

Так как по условию построения желаемой ЛАЧХ на частоте ω_1 , справедливо равенство амплитуд $L_{ж}(\omega_1) = L(\omega_1)$, а в диапазоне частот $\omega \leq \omega_1$ наклоны обеих ЛАЧХ совпадают, то в этом диапазоне корректирующее

устройство не должно оказывать влияния на работу САУ. Следовательно статический коэффициент усиления корректирующего устройства должен быть равен 1.

В диапазоне частот $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_n$ вторая асимптота ЛАЧХ имеет наклон -20 дБ/дек, поэтому она изменяется по закону:

$$L_K(\omega) = -20 \lg(\omega \cdot T_4), \quad (30)$$

где $T_4 = 1/\omega_1 = 0,646$ с.

В диапазоне частот $\omega_n \leq \omega \leq \omega_c$ третья асимптота ЛАЧХ не имеет наклона, что соответствует изменению асимптотической ЛАЧХ по закону:

$$L_K(\omega) = -20 \lg(\omega \cdot T_4) + 20 \lg(\omega \cdot T_1), \quad (31)$$

где $T_1 = 1/\omega_n = 0,316$ с.

В диапазоне частот $\omega_c \leq \omega \leq \omega_b$ четвертая асимптота ЛАЧХ имеет положительный наклон, равный $+40$ дБ/дек, что соответствует изменению асимптотической ЛАЧХ по закону:

$$L_K(\omega) = -20 \lg(\omega \cdot T_4) + 20 \lg(\omega \cdot T_1) + 20 \lg(\omega \cdot T_2) + 20 \lg(\omega \cdot T_3), \quad (32)$$

где $T_2 = T_3 = 1/\omega_c = 0,06$ с.

После частоты $\omega \geq \omega_b$ пятая асимптота ЛАЧХ имеет положительный наклон $+20$ дБ/дек, что соответствует изменению асимптотической ЛАЧХ по закону:

$$L_K(\omega) = -20 \lg(\omega \cdot T_4) + 20 \lg(\omega \cdot T_1) + 20 \lg(\omega \cdot T_2) + 20 \lg(\omega \cdot T_3) - 20 \lg(\omega \cdot T_5), \quad (33)$$

где $T_5 = 1/\omega_b = 0,002$ с.

Принимая во внимание, что $L_K(\omega) = 20 \lg H(\omega)$, где $H(\omega)$ – есть функция АЧХ, то мы можем составить аналитическое выражение для амплитудно-частотной характеристики корректирующего устройства, которое будет иметь следующий вид:

$$H_K(\omega) = \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot T_1)^2}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot T_4)^2}} \cdot \sqrt{1 + (\omega \cdot T_2)^2} \cdot \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot T_3)^2}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot T_5)^2}}. \quad (34)$$

Из приведенного выражения следует, что модуль частотной передаточной функции корректирующего устройства может находиться в

первом квадранте комплексной плоскости, что нежелательно, так при использовании только пассивных элементов (резисторов и конденсаторов) для построения корректирующего устройства, невозможно будет реализовать требуемую АЧХ. Устранить этот недостаток можно только введением активных элементов в виде электронных усилителей в схему корректирующего устройства.

Для того, чтобы можно было выбрать требуемые схемы корректирующих устройств для реализации вышеприведенного выражения, преобразуем его к следующему виду, добавив знаменатель с очень малой постоянной времени T_6 , которая на порядок меньше, чем T_5 , что никак не скажется на качестве работы САУ в области средних и низких частот:

$$H_K(\omega) = \frac{\sqrt{1+(\omega \cdot T_1)^2}}{\sqrt{1+(\omega \cdot T_4)^2}} \cdot \frac{\sqrt{1+(\omega \cdot T_2)^2}}{\sqrt{1+(\omega \cdot T_6)^2}} \cdot \frac{\sqrt{1+(\omega \cdot T_3)^2}}{\sqrt{1+(\omega \cdot T_5)^2}}. \quad (35)$$

Как следует из выражения (35) мы имеем произведение трех однотипных дробей, каждой из которых мы можем поставить в соответствие корректирующее звено одного и того же типа, но с разными параметрами пассивных элементов. Таким образом, с целью упрощения реализации корректирующего устройства предусмотрим его исполнение в виде последовательного включения трех однотипных корректирующих звеньев, разделенных операционными усилителями с коэффициентом усиления, равным единице.

Но, прежде чем приступать к синтезу корректирующего устройства, проверим на модели абстрактного устройства, реализующего передаточную функцию:

$$W_K(\omega) = \frac{1+p \cdot T_1}{1+p \cdot T_4} \cdot \frac{1+p \cdot T_2}{1+p \cdot T_6} \cdot \frac{1+p \cdot T_3}{1+p \cdot T_5}. \quad (36)$$

На рис. 14 представлена модель абстрактного корректирующего звена, реализующего выражение (36).

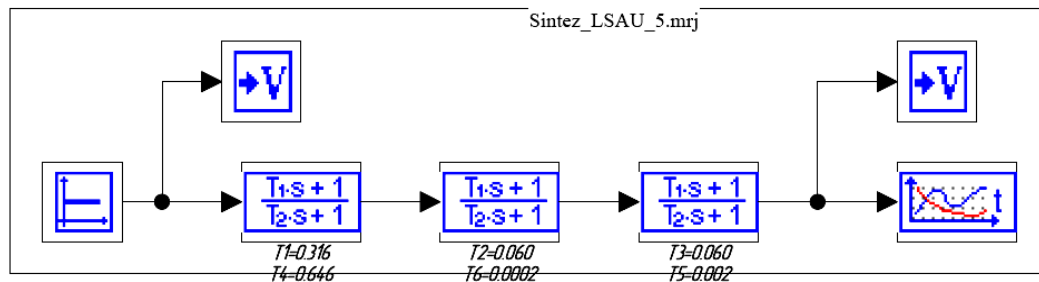


Рисунок 14 – Модель абстрактного корректирующего звена, реализующего желаемую переходную функцию

Выполнив моделирование, получим график непрерывной ЛАЧХ данного корректирующего устройства и сравним ее с требуемой. На рис. 15 показана ЛАЧХ абстрактного корректирующего устройства.

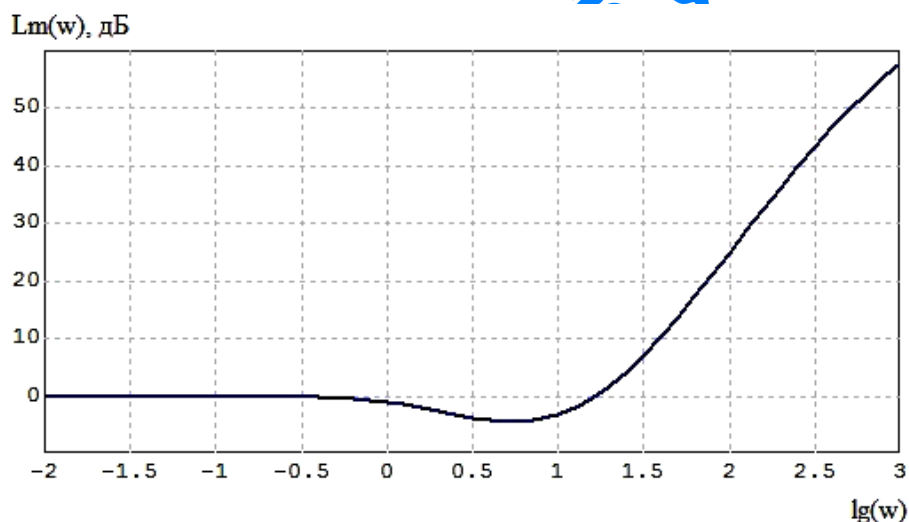


Рисунок 15 – График ЛАЧХ абстрактного корректирующего устройства

Как видно, из рис. 15 характер поведения ЛАЧХ близок к расчетной характеристике. Теперь включим абстрактное корректирующее устройство последовательно с неизменяемой частью САУ и снимем характеристики разомкнутой системы при наличии абстрактного корректирующего устройства.

На рис. 16 показана модель САУ с последовательным корректирующим устройством, а на рис. 17 представлены частотные характеристики разомкнутой системы ЛАЧХ и ЛФЧХ.

Из рис. 17 следует, что замкнутая система устойчива, имеет хороший запас как по амплитуде, так и по фазе.

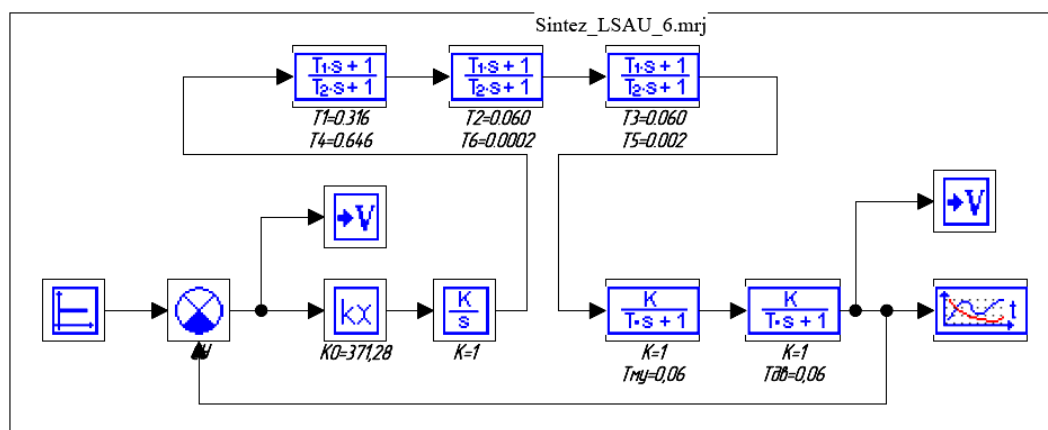


Рисунок 16 – Модель САУ с абстрактным корректирующим звеном

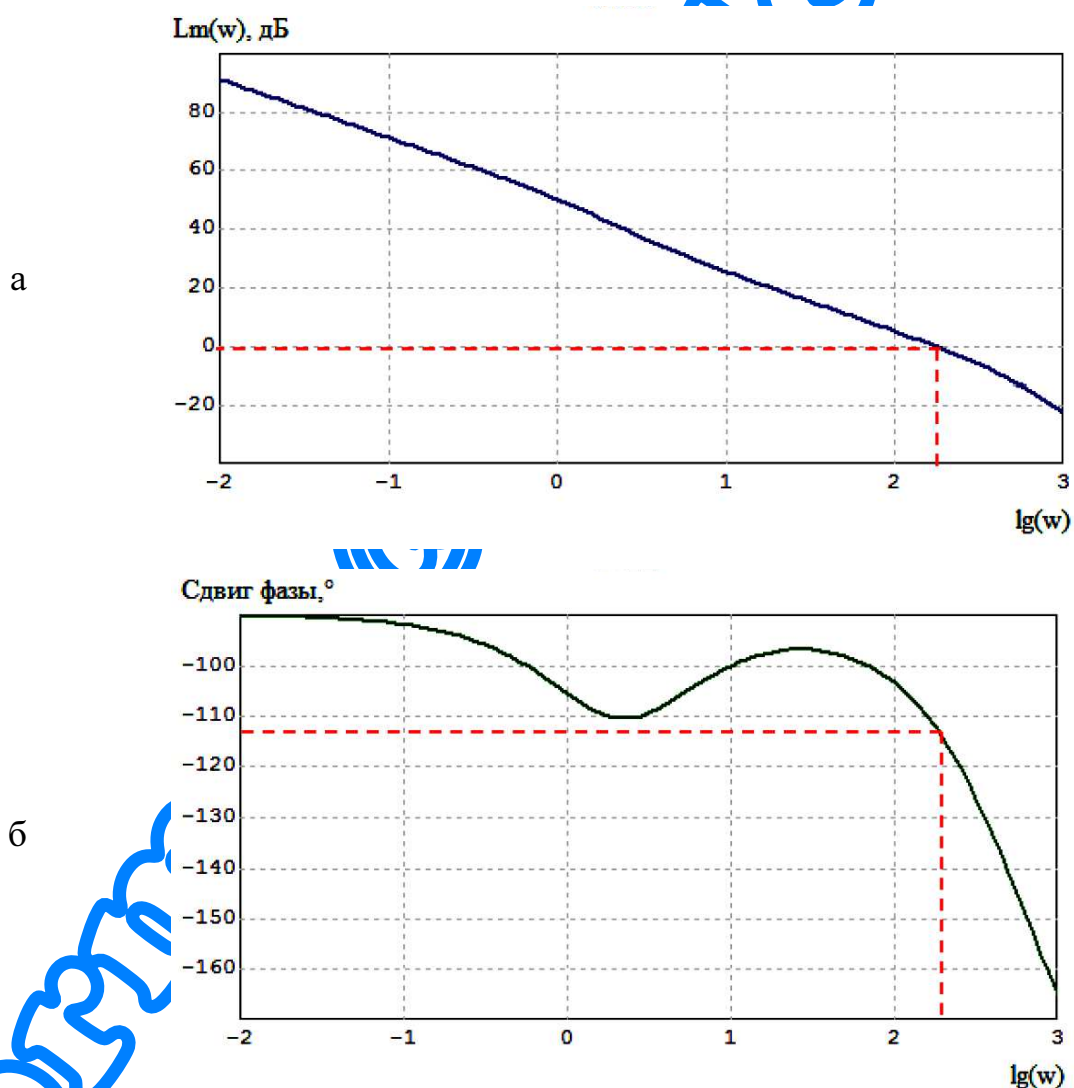


Рисунок 17 – Графики ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы с последовательным абстрактным корректирующим звеном:

а – график ЛАЧХ; б – график ЛФЧХ

4 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Выполним расчет корректирующего устройства, для чего выберем типы трех корректирующих звеньев, реализующих совместно его передаточную функцию (36).

Первое звено должно формировать участок ЛАЧХ корректирующего устройства в диапазоне частот $\omega \leq \omega_n$, поэтому выбираем корректирующую цепочку, имеющую следующий вид и ЛАЧХ, представленные на рис. 18.

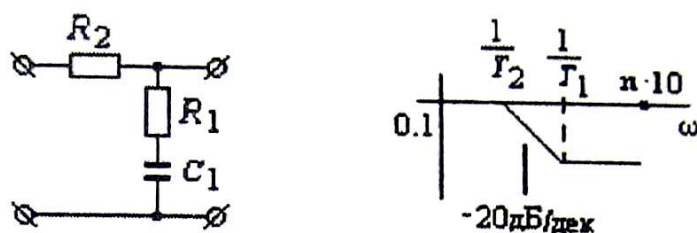


Рисунок 18 – Схема и ЛАЧХ первой корректирующей цепочки

Второе и третье звенья должны формировать участки ЛАЧХ корректирующего устройства в диапазоне частот $\omega \geq \omega_c$, поэтому выбираем для этих целей две корректирующие цепочки, имеющие следующий вид и ЛАЧХ, представленный на рис. 19.

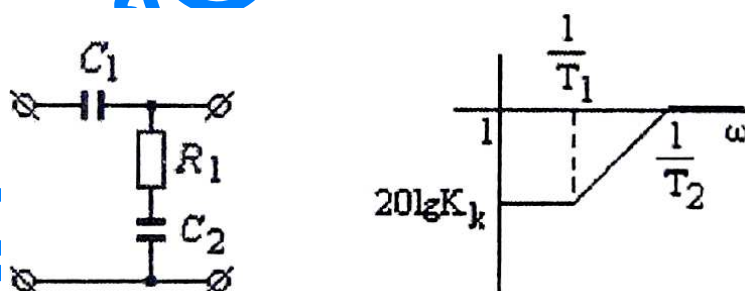


Рисунок 19 – Схема и ЛАЧХ корректирующей цепочки, используемой в качестве второго и третьего звеньев корректирующего устройства

Для обеспечения нормальной работы корректирующего устройства и исключения влияния звеньев друг на друга и на неоткорректированную часть САУ необходимо в корректирующее устройство ввести развязывающие

операционные усилители ОУ, имеющие высокое входное сопротивление и малое выходное. На рис. 20 представлена структурная схема корректирующего устройства.

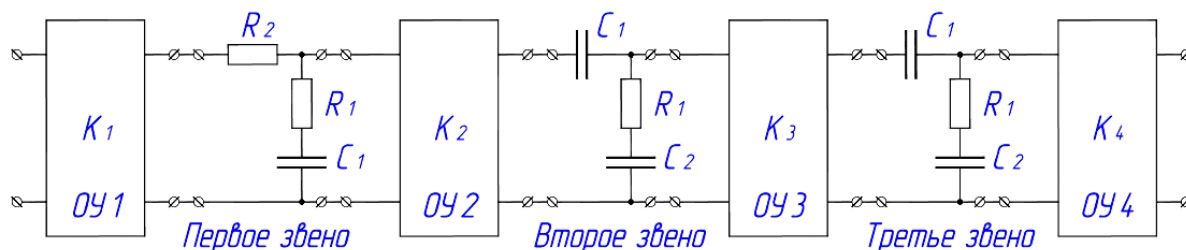


Рисунок 20 – Структурная схема корректирующего устройства

Согласно выражения (36) статический коэффициент усиления корректирующего устройства равен единице, поэтому при выборе параметров операционных усилителей и второго и третьего звена (последние формируют собственные коэффициенты усиления K_{k2} и K_{k3} , зависящие от емкостных параметров своих схем) необходимо обеспечить следующее условие:

$$K_K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 \cdot K_{k2} \cdot K_{k3} = 1, \quad (37)$$

где K_K – статический коэффициент усиления корректирующего устройства.

Коэффициенты K_1 и K_4 принимаем равными 1, так как операционные усилители ОУ1 и ОУ4 выполняют лишь согласующие функции по отношению к неотрегулированной части САУ. Для того, чтобы скомпенсировать коэффициенты усиления K_{k2} и K_{k3} второго и третьего корректирующих звеньев коэффициенты усиления операционных усилителей ОУ2 и ОУ3 должны быть равны:

$$K_2 = 1/K_{k2} \text{ и } K_3 = 1/K_{k3}. \quad (38)$$

4.1 Расчет параметров первого звена

Передаточная функция этого звена равна $\frac{T_1 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p + 1}$ (при этом $T_2 > T_1$).

Эта функция соответствует первой дроби в правой части выражения (36), т.е.:

$$\frac{1+p \cdot T_1}{1+p \cdot T_4} = \frac{1+p \cdot T_1}{1+p \cdot T_2}$$

Воспользуемся расчетными формулами, приведенными для данного звена, и составим систему уравнений, учитывая, что $T_2 = T_4 = 0,646$ с и $T_1 = 0,316$ с.

$$\begin{cases} T_4 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot T_1 \\ T_1 = R_1 \cdot C_1 \end{cases} \quad (39)$$

Так как уравнений два, а неизвестных три, то зададимся произвольно значением сопротивления резистора $R_1 = 1$ кОм. Тогда, решая первое уравнение относительно R_2 , найдем его значение:

$$R_2 = \left(\frac{T_4}{T_1} - 1\right) \cdot R_1 = \left(\frac{0,646}{0,316} - 1\right) \cdot 1 = 1,04 \text{ кОм.}$$

Округляем значение сопротивления до стандартного значения номинала резистора: $R_2 = 1$ кОм.

Решая второе уравнение относительно C_1 найдем значение емкости конденсатора:

$$C_1 = \frac{T_1}{R_1} = \frac{0,316}{1 \cdot 10^3} = 316 \text{ мкФ.}$$

Округляем значение емкости до стандартного значения номинала конденсатора: $C_1 = 300$ мкФ.

4.2 Расчет параметров второго звена

Передаточная функция этого звена равна $K \cdot \frac{T_1 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p + 1}$ (при этом $T_1 > T_2$).

Эта функция соответствует второй дроби в правой части выражения (36), т.е.:

$$\frac{1+p \cdot T_2}{1+p \cdot T_6} = K \cdot K_2 \frac{1+p \cdot T_1}{1+p \cdot T_2}.$$

В данное уравнение введен коэффициент усиления K_2 операционного усилителя ОУ2 с тем, чтобы обеспечить равенство левой и правой частей уравнения при $K \cdot K_2 = 1$.

Воспользуемся расчетными формулами для данного звена, и составим систему уравнений, учитывая, что $T_2 = T_1 = 0,06$ с, $T_6 = T_2 = 0,0002$ с, $K = K_{k2}$.

$$\begin{cases} K_{k2} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}} \\ T_6 = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} \cdot T_2} \\ T_2 = R_1 \cdot C_2 \end{cases} \quad (40)$$

Так как уравнений три, а неизвестных четыре, то зададимся произвольно значением емкости конденсатора $C_2 = 10$ мкФ. Тогда, решая второе уравнение относительно дроби C_2/C_1 , найдем ее значение:

$$\frac{C_2}{C_1} = \left(\frac{1}{T_6} - 1 \right) / T_2 = \left(\frac{1}{0,0002} - 1 \right) / 0,06 = 87451,$$

откуда $C_1 = C_2 / (87451) = 114,4 \cdot 10^{-12} = 114,4$ пкФ.

Округляем значение емкости до стандартного значения номинала конденсатора: $C_1 = 100$ пкФ.

Из первого уравнения системы (40) находим значение статического коэффициента усиления второй корректирующей цепочки:

$$K_{k2} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}} = \frac{1}{1 + \frac{10 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-12}}} = 1 \cdot 10^{-5}.$$

Следовательно, коэффициент усиления операционного усилителя ОУ2 должен быть равен $K_2 = 1/K_{k2} = 1 \cdot 10^5$.

Решая третье уравнение относительно R_1 , найдем значение сопротивления резистора:

$$R_1 = \frac{T_2}{C_2} = \frac{0,06}{10 \cdot 10^{-6}} = 6 \text{ кОм.}$$

Округляем значение сопротивления до стандартного значения номинала резистора: $R_1 = 6,2 \text{ кОм.}$

Таким образом, мы нашли все интересующие нас параметры второго корректирующего звена.

4.3 Расчет параметров третьего звена

Передаточная функция $K \cdot \frac{T_1 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p + 1}$, где $T_1 > T_2$. Эта функция соответствует третьей дроби в правой части выражения (36), т.е.:

$$\frac{1 + p \cdot T_3}{1 + p \cdot T_5} = K \cdot K_3 \frac{1 + p \cdot T_1}{1 + p \cdot T_2}.$$

В данное уравнение по аналогии с предыдущим введен коэффициент усиления K_3 операционного усилителя ОУЗ с тем, чтобы обеспечить равенство левой и правой частей уравнения при $K \cdot K_3 = 1$.

Воспользуемся расчетными формулами для данного звена и составим систему уравнений, учитывая, что $T_3 = T_1 = 0,06 \text{ с}$, $T_5 = T_2 = 0,002 \text{ с}$, $K = K_{k3}$:

$$\begin{cases} K_{k3} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}} \\ T_5 = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} \cdot T_2} \\ T_3 = R_1 \cdot C_2 \end{cases} \quad (41)$$

Решая второе уравнение относительно дроби C_2/C_1 , найдем ее значение:

$$\frac{C_2}{C_1} = \left(\frac{1}{T_5} - 1 \right) / T_2 = \left(\frac{1}{0,002} - 1 \right) / 0,06 = 8730,1.$$

Зададимся значением $C_2 = 850 \text{ мкФ}$, находим значение емкости конденсатора $C_1 = 850 \cdot 10^{-6} / 8730,1 = 0,097 \cdot 10^{-6} = 0,097 \text{ мкФ}$.

Округляем значение емкости до стандартного значения номинала конденсатора: $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$.

Из первого уравнения системы (41) находим значение статического коэффициента усиления третьей корректирующей цепочки:

$$K_{k3} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}} = \frac{1}{1 + \frac{850 \cdot 10^{-6}}{0,1 \cdot 10^{-6}}} = 1,18 \cdot 10^{-4}.$$

Следовательно, коэффициент усиления операционного усилителя ОУ3 должен быть равен $K_3 = 1/K_{k3} = 1 / 1,18 \cdot 10^{-4} = 8,5 \cdot 10^3$.

Решая третье уравнение относительно R_1 найдем значение сопротивления резистора:

$$R_1 = \frac{T_3}{C_2} = \frac{0,06}{850 \cdot 10^{-6}} = 70,6 \text{ Ом}.$$

Округляем значение сопротивления до стандартного значения номинала резистора: $R_1 = 68 \text{ Ом}$.

Таким образом, мы определили параметры всех звеньев и корректирующего устройства в целом. На рис. 21 представлена принципиальная схема корректирующего устройства с указанием значений его параметров.

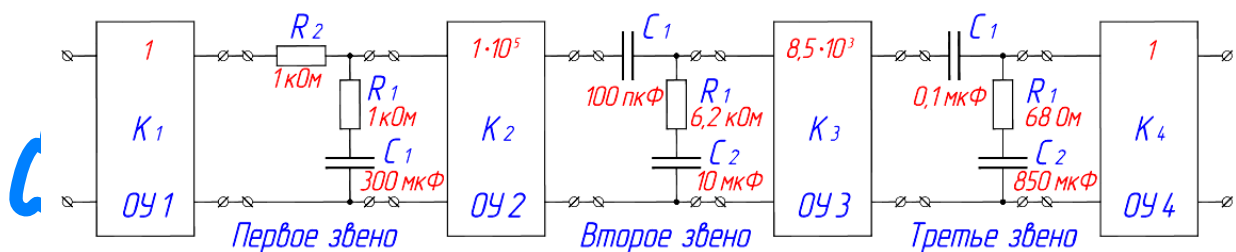


Рисунок 21 – Принципиальная схема корректирующего устройства

В заключение приведем графики переходной функции и частотные функции замкнутой системы САУ с последовательным корректирующим устройством, используя для этих целей схему модели САУ, представленную на рис. 16. Данные графики применительно к полученной нами системе показаны на рисунках, соответственно 22 и 23.

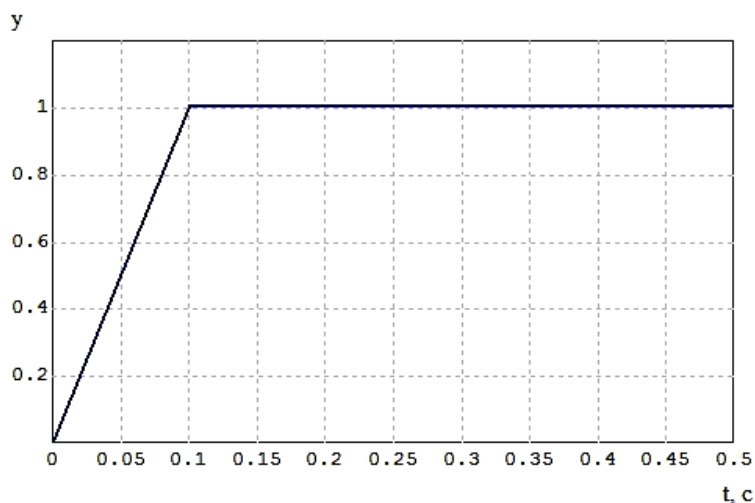
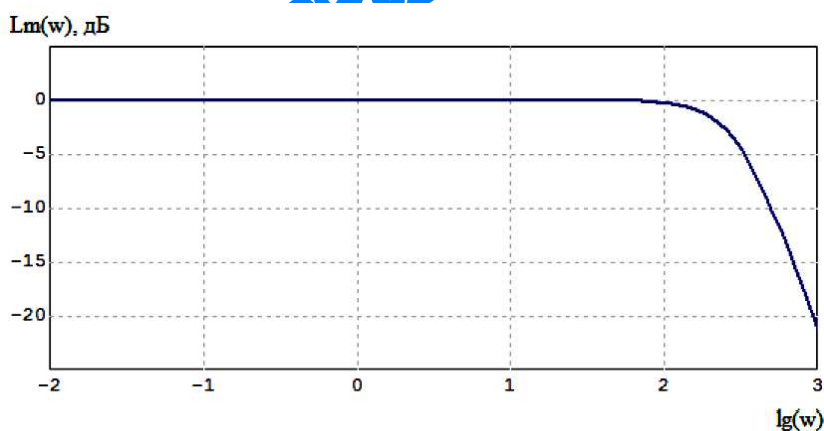


Рисунок 22 – Переходная функция замкнутой САУ

а



б

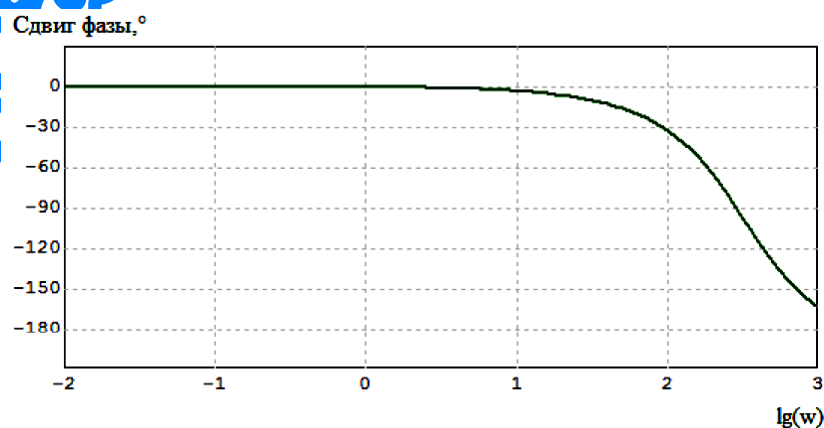


Рисунок 23 – Частотные характеристики замкнутой САУ:

а – ЛАЧХ; б – ЛФЧХ

Затем заменив на модели входной сигнал в виде единичной ступенчатой функции на непрерывный сигнал, пропорциональный времени так, как показано на рис. 24, выведем график выходного сигнала САУ в виде изменения во времени угла поворота оси отработки, показанного на рис. 25.

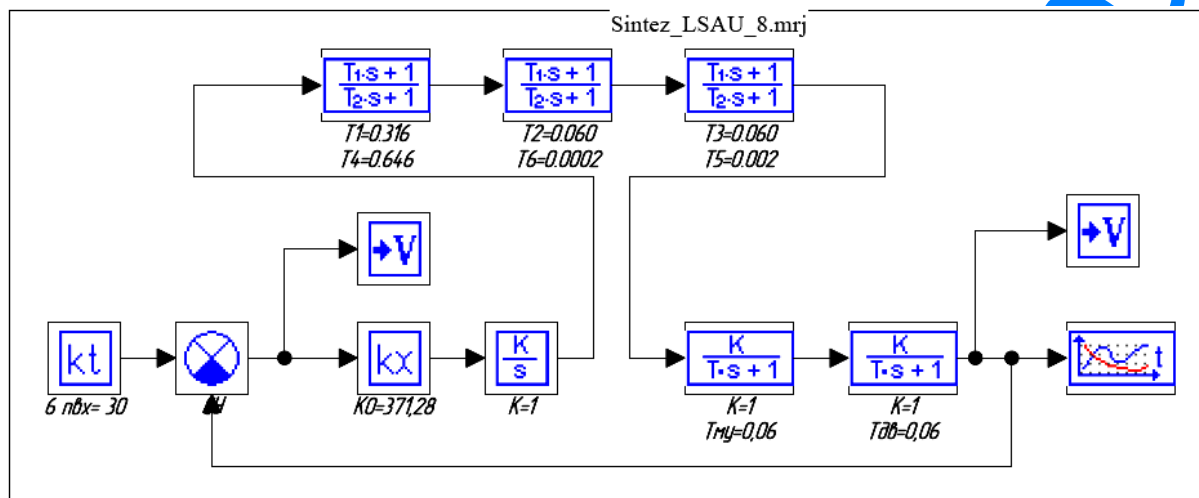


Рисунок 24 – Структурная схема модели замкнутой САУ с последовательным корректирующим устройством

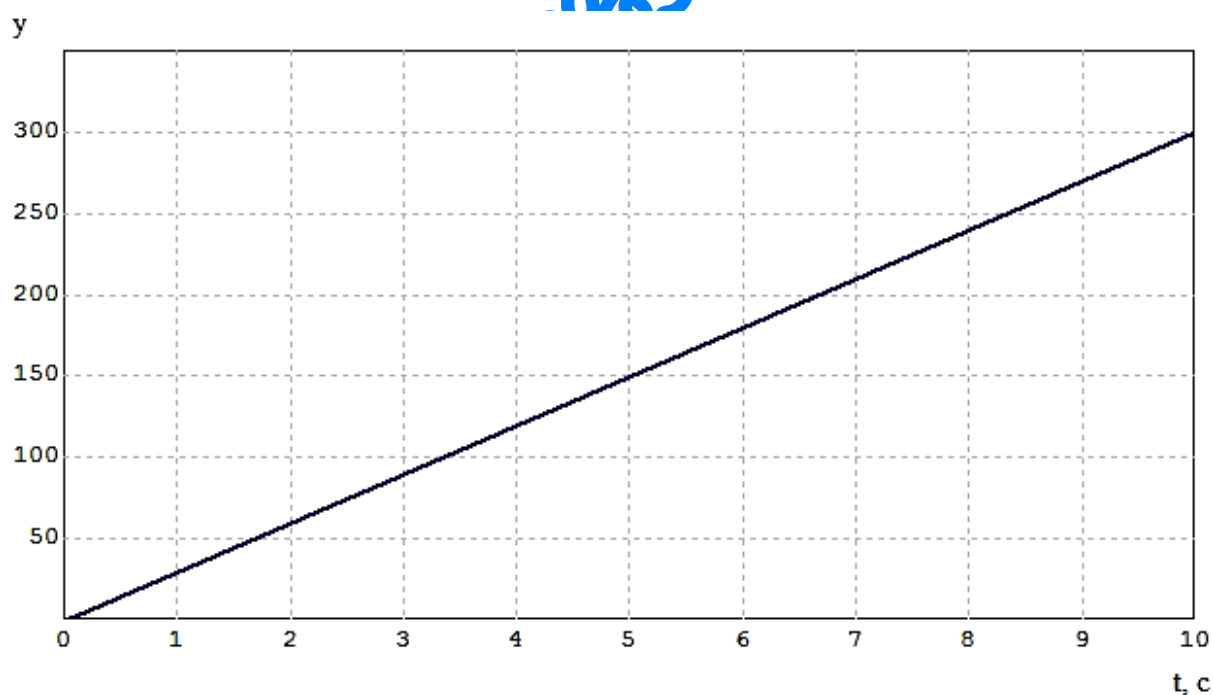


Рисунок 25 – График изменения выходного сигнала следящей системы во времени

Анализ данных полученных на графике (см. рис. 22) показывает, что время регулирования системы составляет 0,1 с, что меньше заданной

величины, равной 0,45 с. Перерегулирование составляет менее 1%, что также меньше заданной величины, равной 22%.

Из графика на рис. 25 мы видим практически линейный сигнал, численное значение которого в конце десятисекундного интервала равно 300, т.е. скорость изменения выходного сигнала равна 30 град/с, т.е. абсолютная ошибка отсутствует (при допустимой величине погрешности, равной 0,35 град/с).

Следовательно, можно сделать вывод, что заданные показатели качества САУ выполняются. На этом синтез следящей системы можно считать законченным.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Так как структура следящей системы и передаточные функции ее динамических элементов были заданы в исходных данных, то для синтеза системы был реализован метод по определению усилительных и корректирующих устройств системы путем выбора желаемых частотных характеристик, удовлетворяющих заданным требованиям по устойчивости, качеству и точности при сохранении заданной неизменяемой части системы.

В результате синтеза САУ следящая система обеспечивает следующие показатели качества:

- при заданной угловой скорости $n_{вх} = 5$ об/мин ошибка ε по скорости практически отсутствует;
- время регулирования $t_{рег}$ составляет 0,1 с и не превышает заданного значения, равного $t_p = 0,45$ с;
- величина перерегулирования $\delta_{пер}$ составляет менее 1% и не превышает заданное значение $\delta = 22\%$.

Следовательно, можно сделать вывод, что заданные показатели качества САУ выполняются.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Душин С.Е., Зотов И.С., Имаев Д.Х. и др. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов / Под ред. В.Б. Яковлева. – М.: Высшая школа, 2009, – 567 с.
2. Воронов А.А., Дмитриева Н.Д., Ким Д.П., и др. Теория автоматического управления. Ч.1. Теория линейных систем автоматического управления / Под ред. А.А. Воронова. – М.: Высшая школа, 1986. – 367 с.
3. Современные методы проектирования систем автоматического управления. Анализ и синтез / Под ред. Б.Н. Петрова, В.В. Солодовникова, Ю.И. Топчиева. – М.: Машиностроение, 1967. – 704 с.
4. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975.