

**УДК 004.9**

**Математические модели звеньев**

**Иванов А.С., Мурзин Д.И., Астапов В.Н.**

Самарский Государственный Технический Университет, Самара,

*e-mail: [alexandrivanov9644@yandex.ru](mailto:alexandrivanov9644@yandex.ru)*

**Representation of complex systems in the form of aggregates**

**Ivanov A.S. Murzin D.I. Astapov V.N.**

Samara State Technical University, Samara,

*e-mail: [alexandrivanov9644@yandex.ru](mailto:alexandrivanov9644@yandex.ru)*

Теория автоматического управления – это научная дисциплина, которая возникла сравнительно недавно, хотя отдельные устройства, работающие без участия человека, известны с глубокой древности.

Целью работы является закрепление теоретических знаний и овладение навыками анализа и синтеза систем автоматического управления объектами на примере металлорежущих станков и промышленных роботов. При выполнении работы приобретается опыт разработки и расчета САУ производственными процессами и отдельными объектами в машиностроении.

The theory of automatic control is a scientific discipline that has emerged relatively recently, although individual devices that work without human intervention have been known since ancient times.

The aim of the work is to consolidate theoretical knowledge and master the skills of analysis and synthesis of automatic object control systems using the example of metal-cutting machines and industrial robots. When performing the work, experience is gained in the development and calculation of ACS by production processes and individual objects in mechanical engineering.

## **1. Исходные данные**

$$U_{я\_max} = 24 [B];$$

$$R_{я} = 0,4 [Ом];$$

$$L_{я} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{35} \left[ \frac{B \cdot c}{A} \right] = 0.0455 \left[ \frac{B \cdot c}{A} \right];$$

$$K_M = 2 \cdot 10^{-3} \left[ \frac{H \cdot M}{A} \right];$$

$$K_{\omega} = 0,2 [B \cdot c];$$

$$J_{\Sigma} = 10^{-4} \cdot \sqrt{35} [\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2] = 0.001113 [\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2].$$

(1)

Исходными материалами работы являются функциональная схема базовой САУ (рис. 1) и математические модели звеньев соответствующей структурной (алгоритмической) схемы

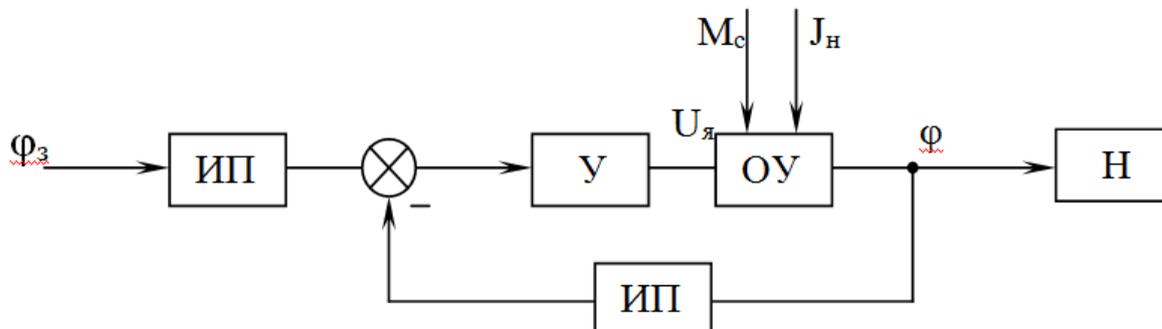


Рис. 1 - Функциональная схема САУ

Здесь:

ОУ – объект управления, состоящий из двигателя постоянного тока (ДПТ) с независимым возбуждением. Влияние собственно нагрузки Н отражается воздействием момента сопротивления  $M_c$  и момента инерции  $J_n$  нагрузки Н на валу двигателя; ИП – измерительный преобразователь; У – усилитель постоянного тока,  $\varphi_3$  – задаваемый угол  $\varphi$  – обрабатываемый угол.

При выполнении курсовой работы можно воспользоваться приведенной на рис.2 схемой замещения ДПТ, в которой учитывается как обратная связь по скорости  $K_{\omega}$ , так и возмущающее воздействие  $M_c$ .

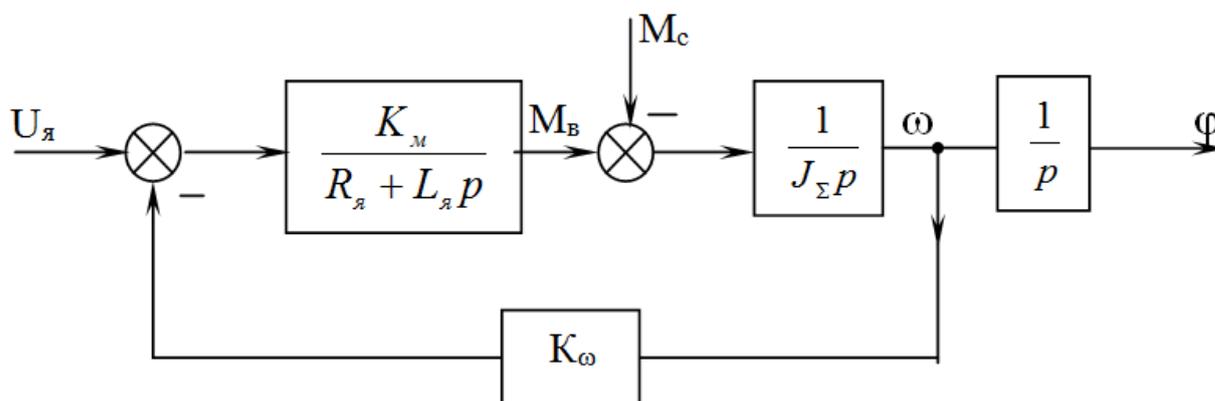


Рис.2 –Схема замещения ДПТ

### 3.Общий вид структурной схемы.

В соответствии с рис.1 и рис.2 составим структурную схему с входами по задающему воздействию  $\varphi_3$  основному возмущению  $M_c$  и выходом по регулируемой координате  $\varphi$ , и перенесем измерительный преобразователь через сумматор и объединим его с усилителем, тогда передаточная функция усилителя будет просто равна коэффициенту К. Полученная структурная схема примет вид:

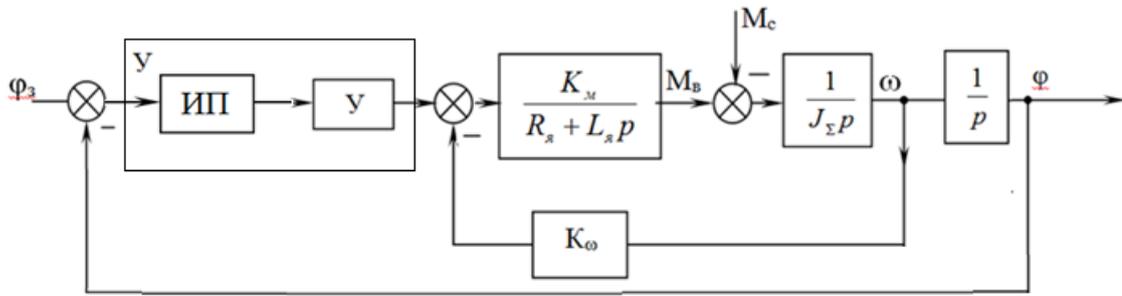


Рис. 3 –Общая структурная схема.

## 2. 1 Структурная схема с входом $\varphi_3$ и выходом $\varphi$ при $M_c = 0$

Для получения структурной схемы с входом  $\varphi_3$  и выходом  $\varphi$ , необходимо задать возмущающее воздействие равное нулю, т.е.  $M_c = 0$ . При подаче на  $M_c$  нулевое входное воздействие структурная схема представленная на рисунке 3 примет следующий вид:

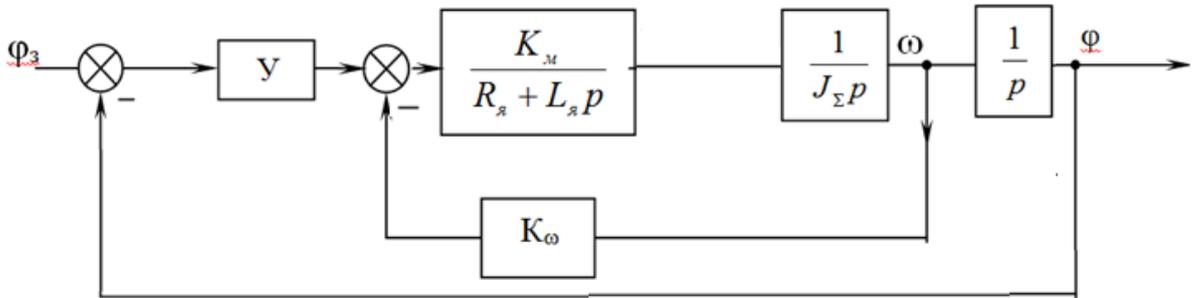


Рис. 4 - Структурная схема с входом  $\varphi_3$  и выходом  $\varphi$  при  $M_c = 0$

В соответствии со структурной схемой, представленной на рисунке 4, произведем расчет её эквивалентной передаточной функции. Передаточная функция разомкнутой цепи ДПТ будет иметь вид:

$$W_{\text{раз.ДПТ}} = \frac{K_M}{R_\Sigma + L_\Sigma p} * \frac{1}{J_\Sigma p} = \frac{K_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^2 + R_\Sigma J_\Sigma p} \quad (2)$$

Замкнутая передаточная функция ДПТ будет иметь вид:

$$W_{\text{зам.ДПТ}} = \frac{\frac{K_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^2 + R_\Sigma J_\Sigma p}}{1 + \frac{K_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^2 + R_\Sigma J_\Sigma p} * K_\omega} = \frac{K_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^2 + R_\Sigma J_\Sigma p + K_M K_\omega} \quad (3)$$

Разомкнутая передаточная функция схемы представленной на рисунке 4 будет иметь следующий вид:

$$W_{\text{экв.раз.}} = K * \frac{K_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^2 + R_\Sigma J_\Sigma p + K_M K_\omega} * \frac{1}{p} = \frac{K K_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^3 + R_\Sigma J_\Sigma p^2 + K_M K_\omega p} \quad (4)$$

Замкнутая передаточная функция схемы представленной на рисунке 4 будет иметь следующий вид:

$$W_{\text{экв.зам.}} = \frac{\frac{KK_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^3 + R_\Sigma J_\Sigma p^2 + K_M K_\omega p}}{1 + \frac{KK_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^3 + R_\Sigma J_\Sigma p^2 + K_M K_\omega p}} = \frac{KK_M}{L_\Sigma J_\Sigma p^3 + R_\Sigma J_\Sigma p^2 + K_M K_\omega p + KK_M} \quad (5)$$

Таким образом (5) является эквивалентной передаточной функцией для схемы с входом  $\varphi_3$  и выходом  $\varphi$ , при  $M_c = 0$ .

### 3.2 Структурная схема с входом $M_c$ и выходом $\varphi$ , при $\varphi_3 = 0$ .

Для получения структурной схемы с входом  $M_c$  и выходом  $\varphi$ , необходимо задать возмущающее воздействие равное нулю, т.е.  $\varphi_3 = 0$ . При подаче на  $\varphi_3$  нулевое входное воздействие структурная схема представленная на рисунке 3 примет следующий вид:

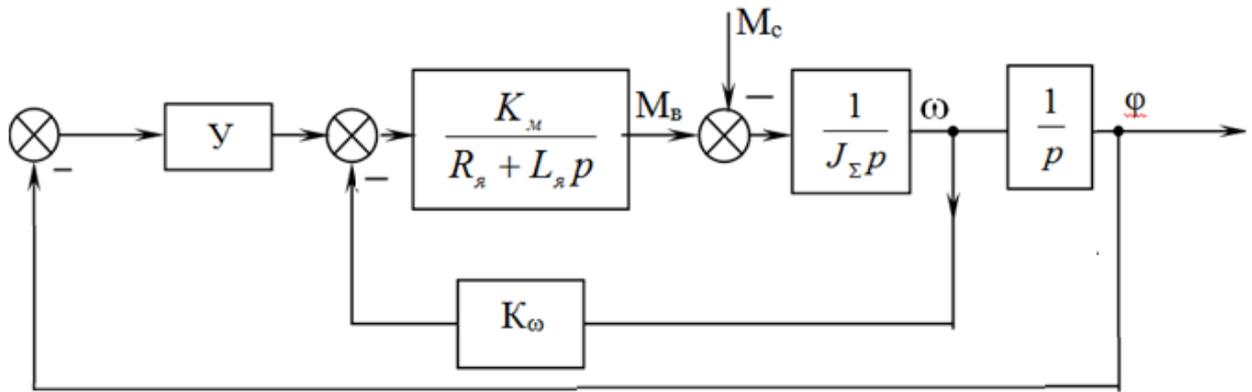


Рис. 5 - Структурная схема с входом  $M_c$  и выходом  $\varphi$  при  $\varphi_3 = 0$

Преобразуем структурную схему представленную на рисунке 5. Для этого перенесем интегрирующее звено через узел и изменим знаки сумматоров:

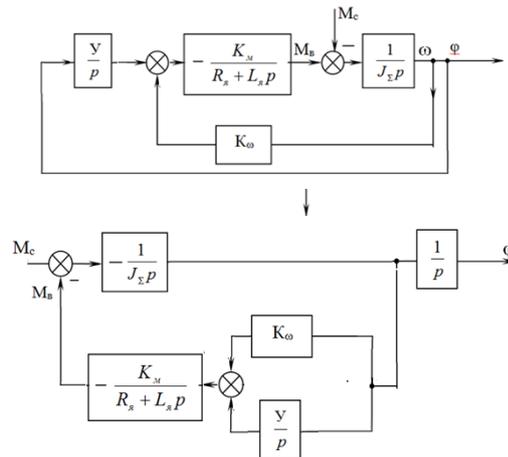


Рис. 6 - Структурная схема с входом  $M_c$  и выходом  $\varphi$  при  $\varphi_3 = 0$

В соответствии со структурной схемой, представленной на рисунке 6, произведем расчет её эквивалентной передаточной функции. Передаточная функция обратной связи будет иметь вид:

$$W_{OC} = -\frac{K_M}{R_{Я}+L_{Я}p} * \left(\frac{K}{p} + K_{\omega}\right) = \frac{-K_M K_{\omega} p - K_M K}{L_{Я} p^2 + R_{Я} p} \quad (6)$$

Замкнутая передаточная функция будет иметь вид:

$$W_{зам.} = \frac{\frac{1}{J_{\Sigma} p}}{1 + \left(-\frac{1}{J_{\Sigma} p}\right) * \left(\frac{-K_M K_{\omega} p - K_M K}{L_{Я} p^2 + R_{Я} p}\right)} = \frac{-L_{Я} p^2 - R_{Я} p}{L_{Я} J_{\Sigma} p^3 + R_{Я} J_{\Sigma} p^2 + K_M K_{\omega} p + K K_M} \quad (7)$$

Таким образом, учитывая последовательно соединенное интегрирующее звено, эквивалентная передаточная функция для схемы с входом  $M_c$  и выходом  $\varphi$ , при  $\varphi_{3c} = 0$  будет иметь вид:

$$W_{экр.} = \frac{-L_{Я} p^2 - R_{Я} p}{L_{Я} J_{\Sigma} p^3 + R_{Я} J_{\Sigma} p^2 + K_M K_{\omega} p + K K_M} * \frac{1}{p} = \frac{-L_{Я} p - R_{Я}}{L_{Я} J_{\Sigma} p^3 + R_{Я} J_{\Sigma} p^2 + K_M K_{\omega} p + K K_M} \quad (8)$$

### 3. Определить статический коэффициент передачи $K_{гр}$

Для определения статического коэффициента передачи  $K_{гр}$ , обеспечивающий устойчивость структуры, приравняем характеристический полином передаточной функции **Ошибка! Источник ссылки не найден.** к нулю и заменим оператор Лапласа «р» на «jω»:

$$D(j\omega) = -L_{Я} J_{\Sigma} \omega^3 j - R_{Я} J_{\Sigma} \omega^2 + K_M K_{\omega} \omega j + K K_M = 0 \quad (9)$$

Выделим в (9) действительную и мнимую части:

$$D(j\omega) = -R_{Я} J_{\Sigma} \omega^2 + K K_M + (-L_{Я} J_{\Sigma} \omega^3 + K_M K_{\omega} \omega) j \quad (10)$$

$$U(\omega) = -R_{Я} J_{\Sigma} \omega^2 + K K_M \quad (11)$$

$$V(\omega) = -L_{Я} J_{\Sigma} \omega^3 + K_M K_{\omega} \omega \quad (12)$$

Коэффициент усиления, который будет соответствовать системе, находящейся на колебательной границе устойчивости, будет достигаться если:

$$\begin{cases} U(\omega) = -R_{Я} J_{\Sigma} \omega^2 + K K_M = 0 \\ V(\omega) = -L_{Я} J_{\Sigma} \omega^3 + K_M K_{\omega} \omega = 0 \end{cases} \quad (13)$$

Р

е  
ш  
а  
я

$$K_{гр} = \frac{J_{\Sigma} \cdot R_{Я} \cdot \frac{K_M \cdot k_{\omega}}{J_{\Sigma} \cdot L_{Я}}}{K_M} = \frac{R_{Я} \cdot k_M \cdot k_{\omega}}{L_{Я} \cdot K_M} = \frac{R_{Я} \cdot k_M \cdot k_{\omega}}{K_M \cdot L_{Я}} = \frac{R_{Я} \cdot k_{\omega}}{L_{Я}} \quad (14)$$

с  
и  
с  
т  
е  
м  
у

Подставив в (14) данные из (1), получим:

$$K_{гр} = \frac{0,4 * 0,2}{0,0445} = 1,79 \quad (15)$$

### 5.1 Построение переходных функции по $\varphi_3$ при $K \ll K_{гр}$ и $K > K_{гр}$

Для построения переходной функции по  $\varphi_3$  при  $K \ll K_{гр}$  воспользуемся средой MatLAB (Simulink). Возьмем  $K=0.5$

Структурная схема исходной системы будет иметь вид:

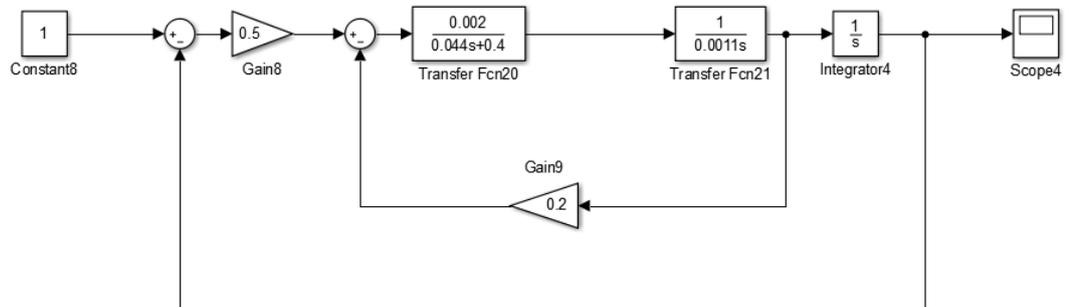


Рисунок 7 – Структурная схема системы

Получим переходную функцию системы:

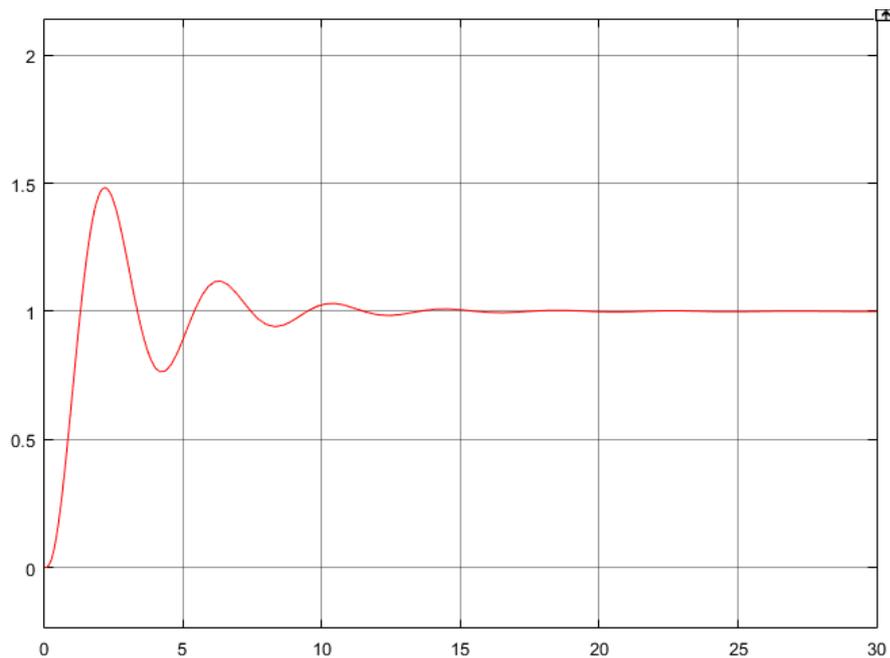


Рисунок 8 - Переходная функция системы при  $K \ll K_{гр}$

Исходя из графика переходной функции, определим прямые показатели качества.

1. Длительность переходного процесса:  $t_{п} = 9$  с
2. Перерегулирование:

$$\delta = \frac{h_{max} - h(\infty)}{h(\infty)} * 100\%$$

В нашем случае  $h_{max} = 1.48$

Подставим значения, найденные по графику переходной функции:

$$\delta = \frac{1.48 - 1}{1} * 100\% = 48\%$$

3. Количество перерегулирований.  $N = 1$

Рассмотрим систему при  $K \gg K_{гр}$ . Пусть  $K=10$

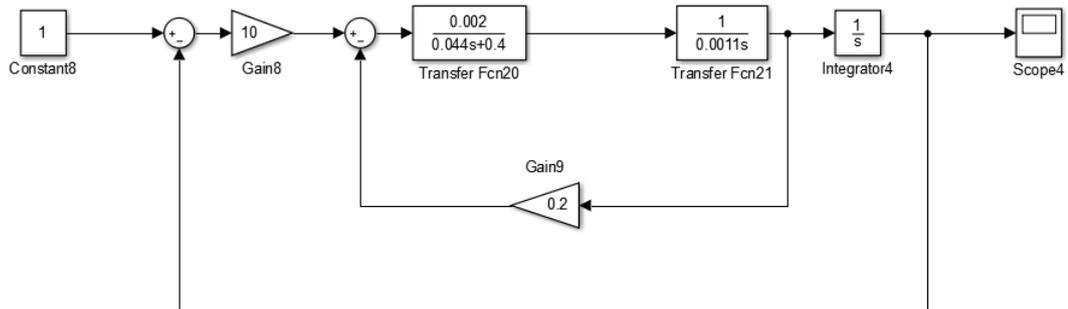


Рисунок 9 – Структурная схема системы

Получим переходную функцию системы:

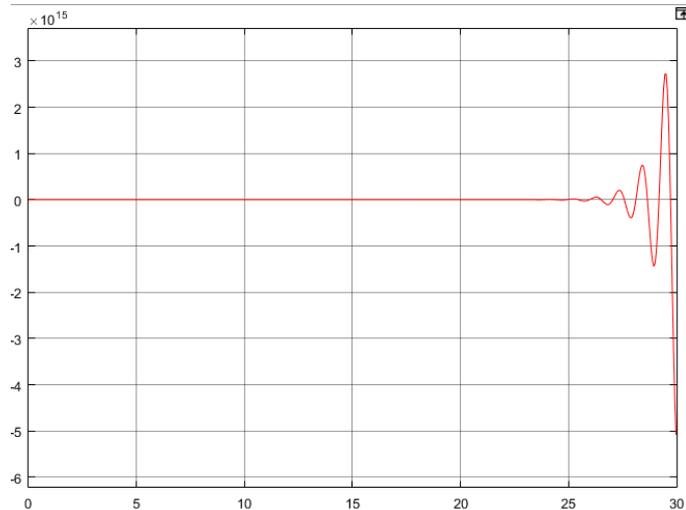


Рисунок 10 - Переходная функция системы при  $K > K_{гр}$ ,

В данном случае, при  $K > K_{гр}$ , система является расходящейся.

## 5.2 ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой структуры

ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой структуры системы при  $K=0.9 \cdot K_{гр} = 1.611$  представлены на рисунке 18:

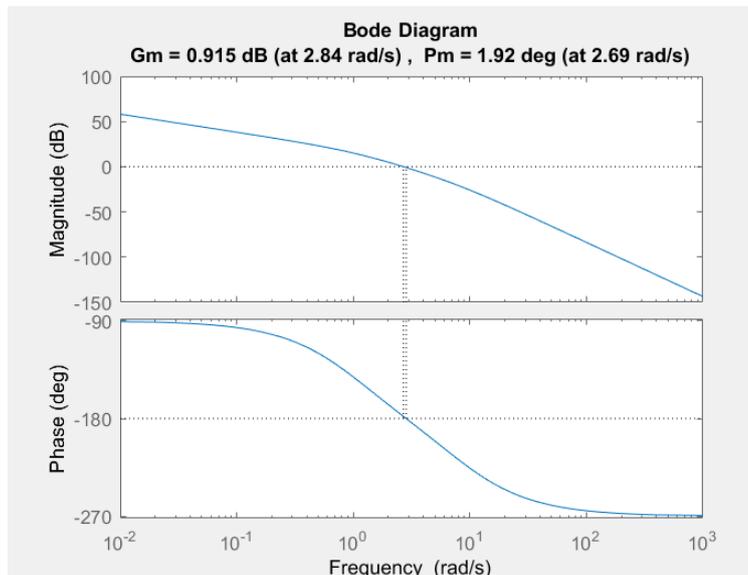


Рисунок 11 - ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы с  $K=0.9 \cdot K_{гр} = 1.611$

ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой структуры системы при  $K > K_{гр}$  ( $K=10$ ) представлены на рисунке 12:

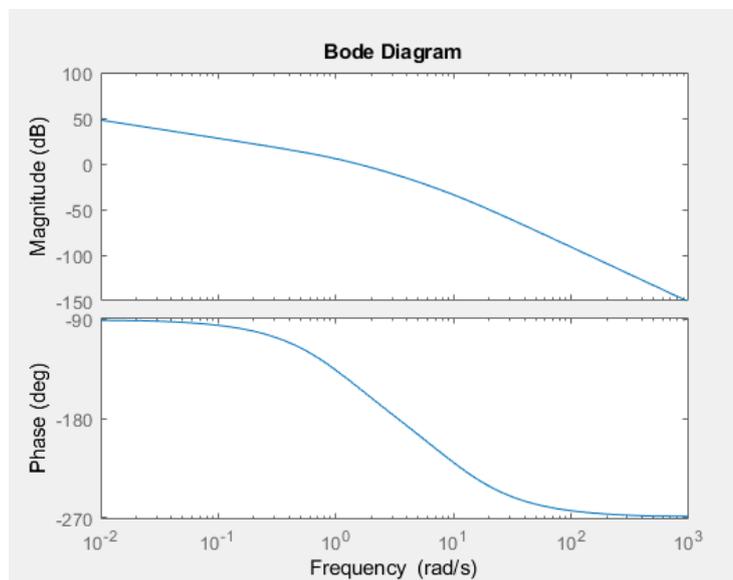


Рисунок 12 - ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы с  $K \gg K_{гр}$

ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой структуры системы при  $K = 0,5 \ll K_{гр}$  представлены на рисунке 13

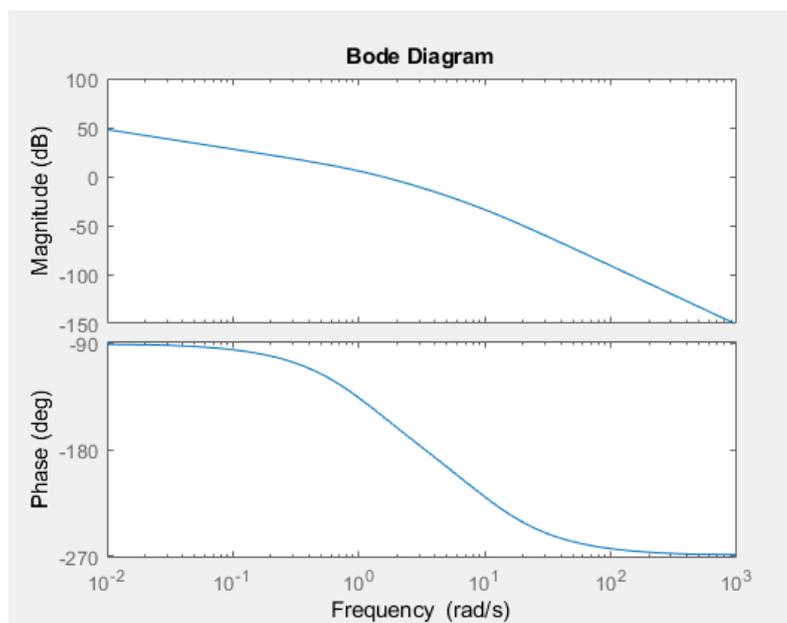


Рисунок 13 - ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы с  $K = 0,5 \ll K_{гр}$

### 5.3 Корни характеристического уравнения замкнутой структуры при различных значениях параметра $K$

Корни характеристического уравнения замкнутой структуры при значениях параметра:  $K_N$  (зеленым),  $K_{гр}$  (красным).

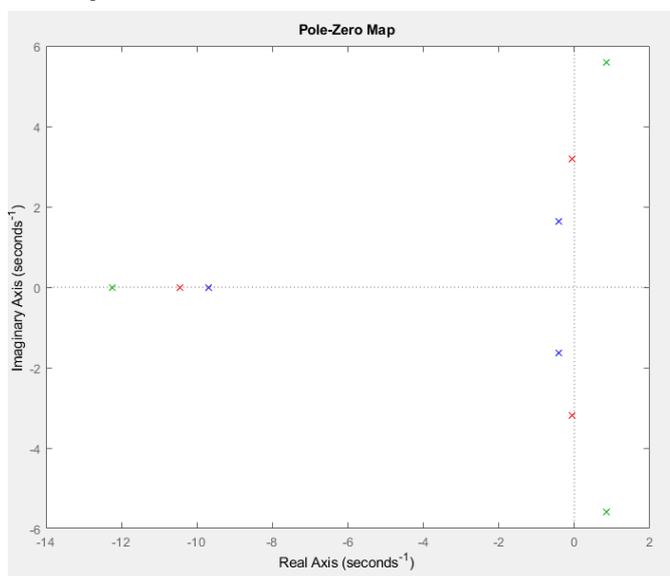


Рисунок 14 - расположение корней  $K_{гр} = 1.79$  (синим) и  $K_n = 5.38$  (зеленым) характеристического уравнения на комплексной плоскости

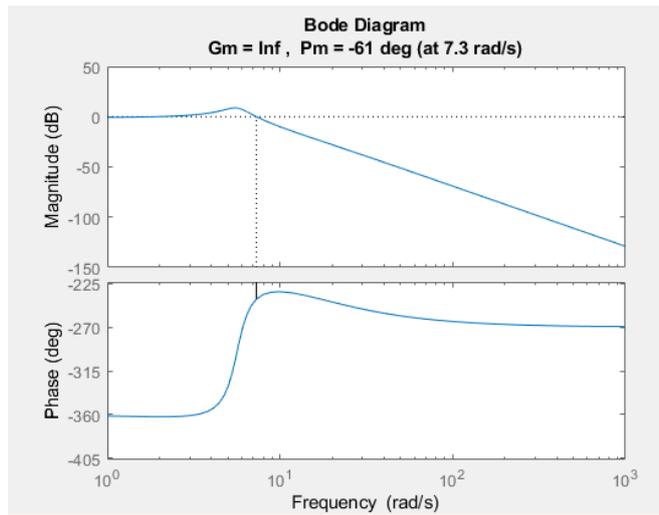


Рисунок 15 - Запас устойчивости по амплитуде и по фазе САУ при  $K = K_n = 5.38$

#### 4. Построить переходные функции по $\varphi_3$

Для построения переходной функции по  $\varphi_3$  воспользуемся средой MatLAB (Simulink). В Simulink построим функциональную схему типа (5), подставив в неё значения из (1) и приняв:

$$K = 0,9 * K_{гр} = 0,9 * 1,79 = 1,611 \quad (16)$$

Функциональная схема объекта управления будет иметь вид:

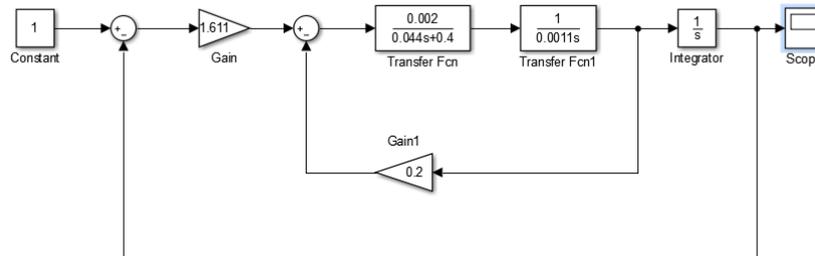


Рис.16– Функциональная схема объекта управления

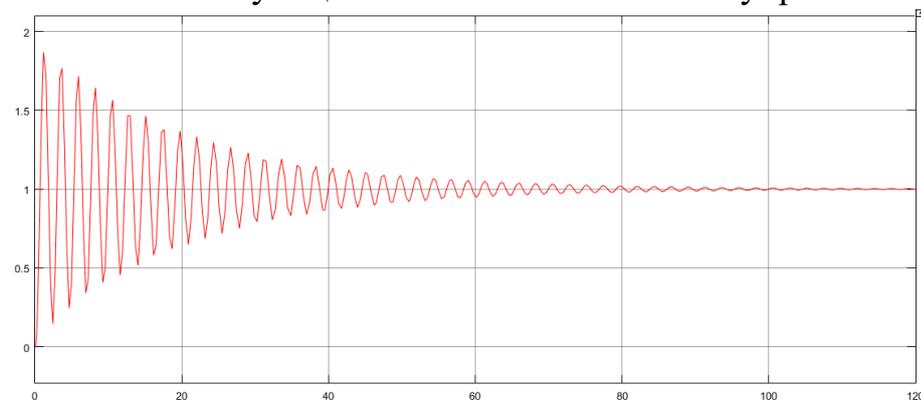


Рис. 17 - Переходная функция объекта управления

Исходя из графика переходной функции, определим показатели качества.

Длительность переходного процесса - это время, необходимое выходному сигналу системы для того, чтобы приблизиться к своему установившемуся значению. Будем считать, что при отклонении в 5% от установившегося значения переходный процесс является завершенным. Исходя из графика переходной функции (рис. 8) примем длительность переходного процесса:

$$t_{\pi} = 60 \quad (17)$$

Перерегулирование, отношение разности максимального значения переходной характеристики и её установившегося значения к величине установившегося значения, определяется по формуле:

$$\delta = \frac{h_{max} - h(\infty)}{h(\infty)} * 100\% \quad (18)$$

Подставив в (18) данные в соответствии с графиком переходной характеристики системы (рис. 8), получим:

$$\delta = \frac{1,87-1}{1} 100 = 87\% \quad (19)$$

Количество перерегулирований до времени  $t_{\pi}$  равно:

$$N = 27 \quad (20)$$

После построения переходной функции необходимо найти ошибку в установившемся режиме. Статическая погрешность определяется по формуле:

$$\varepsilon_{гр} = \varphi_3 - \varphi \quad (21)$$

Для того чтобы определить ошибку в установившемся режиме можно воспользоваться тем, что:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p * h(p) = \lim_{p \rightarrow 0} [\varphi_3 W_{\varphi_3} \varphi(p) + M_c W_{M_c} \varphi(p)] \quad (22)$$

где:  $W_{\varphi_3} \varphi(p)$  – передаточная функция, связывающая  $\varphi_3$  и  $\varphi$  при  $M_c=0$ ;  $W_{M_c} \varphi(p)$  – передаточная функция, связывающая  $M_c$  и  $\varphi$  при  $\varphi_3=0$ .

Подставим в (22) передаточные функции (5) и (8), и будем считать, что:

$$M_c = \frac{0,15 * U_{я} K_M}{R_{я}} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) &= \left[ \frac{1 * K K_M}{L_{я} J_{\Sigma} p^3 + R_{я} J_{\Sigma} p^2 + K_M K_{\omega} p + K K_M} + \frac{0,15 * U_{я} K_M}{R_{я}} * \frac{-L_{я} p - R_{я}}{L_{я} J_{\Sigma} p^3 + R_{я} J_{\Sigma} p^2 + K_M K_{\omega} p + K K_M} \right] = \\ &= 1 - 0,15 * \frac{U_{я}}{K} \end{aligned} \quad (24)$$

Подставив в (21) значение из (24), получим:

$$\varepsilon_{гр} = 0,15 * \frac{U_{я}}{K} \quad (25)$$

Подставив в (25) значение из (1) и (16) получим:

$$\varepsilon_{гр} = 0,15 * \frac{24}{1.611} = 2,23 \quad (26)$$

## 5. Выберем $K = K_N$ и введём корректирующие звенья

По пункту (6) технического задания определим новую статическую погрешность в номинальном режиме:

$$\varepsilon = 0,3 * \varepsilon_{гр} = 0,3 * 2,23 = 0,669 \quad (27)$$

Найдем новый коэффициент усиления из формулы (26):

$$K_N = \frac{M_c \cdot R_{я}}{0,3 \varepsilon \cdot K_M} = \frac{0,018 \cdot 0,4}{0,3 \cdot 1,18 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 5,38 \quad (28)$$

Для введения корректирующих звеньев используем метод корневого годографа. Корневым годографом [1,2] называется траектория корней характеристического уравнения замкнутой структуры на комплексной плоскости при изменении одного из параметров системы, обычно, статического коэффициента усиления.

На систему оказывают большее влияние корни, лежащие ближе к мнимой оси, и мы пытаемся при помощи корректирующих звеньев избавиться от этих корней или отодвинуть их от мнимой оси.

Путем коррекции необходимо обеспечить  $tp < 1,5с$ ;  $\sigma \leq 50\%$  при  $K_N = 5.38$

где:

$t_{п}$  – длительность переходного процесса;

$K_N$  – статический коэффициент передачи, определяемый погрешностью  $\varepsilon$  в номинальном режиме;

$\sigma\%$  – перерегулирование.

$\xi = \delta/\omega$

$\xi$  – затухание - отношение действительной части доминирующего корня характеристического уравнения замкнутой структуры к его мнимой части;

$\delta$  – действительная часть корня;

$\omega$  – мнимая часть корня.

Подставив значения из (1) в (4) рассчитаем корни характеристического уравнения, применив функцию `roots` среды Matlab, преобразуем результат и получим:

$$W(p) = \frac{0,003222}{p*(p+7.9625)*(p+1.0263)} \quad (29)$$

Затухание переходного процесса определяется следующей формулой:

$$\xi = \frac{\delta}{\omega} \quad (30)$$

Для нахождения затухания  $\xi$  по заданной величине перерегулирования  $\sigma\%$  можно воспользоваться формулой:

$$\sigma = e^{-\pi\xi} * 100\% \quad (31)$$

Преобразовав формулу (30), получим:

$$\xi = \frac{\ln \frac{100}{50}}{\pi} = \frac{\ln 2}{\pi} = \frac{\delta}{\omega} = 0,2206356 \quad (32)$$

Время переходного процесса и действительная часть корня связаны следующим выражением:

$$t_{\pi} \approx \frac{3}{\delta} \quad (33)$$

Из (33) выразим действительную часть доминирующего корня:

$$\delta = \frac{3}{t_{\pi}} = \frac{3}{1,5} = 2 \quad (34)$$

Зная действительную часть, найдем мнимую часть корня из (30):

$$\omega = \frac{\delta}{\xi} = \frac{2}{0,2206356} = 9,06472 \quad (35)$$

Таким образом, мы получили следующий доминирующий корень:

$$S_1 = -2 + 9,06472 * j \quad (36)$$

Выбор в качестве доминирующего корня  $S = -2 + j9,08$ . преследует две цели: обеспечить заданное перерегулирование  $\sigma\%$  и заданную длительность переходного процесса.

Корневой годограф исходной системы представлен на рисунке 9:

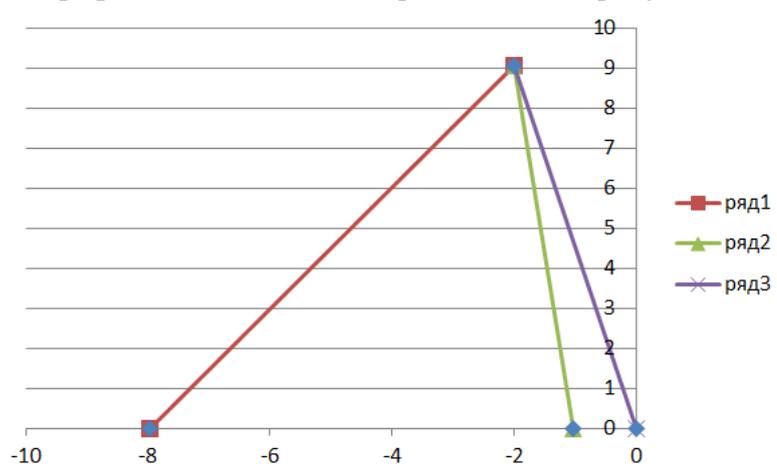


Рис. 18 – Корневой годограф

Далее введем дифференциальную цепочку, которая обеспечивает динамику переходного процесса, а затем, вводя интегральную цепочку, т.е. вводя диполь, мы обеспечим необходимое значение коэффициента усиления.

Определим фазовые углы:

$$\theta_1 = 102^\circ; \theta_2 = 97^\circ; \theta_3 = 56^\circ \quad (37)$$

Фазовые соотношения в  $S_1$  (предполагается, что полюс  $p_2$  будет скомпенсирован соответствующим нулем корректирующей цепочки).

$$\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = 255^\circ \neq 180^\circ \quad (38)$$

Следовательно, точка  $S_1$  не может принадлежать траектории корней исходной нескорректированной системы.

Введем дополнительный полюс  $P_0$  и нуль  $N_0$  с таким расчетом, чтобы полностью скомпенсировать полюс  $p_2 = -1.0263$  нулем  $N_0 = -1.0263$  и выполнить в точке  $S_1$  уравнение фаз.

Тогда уравнение фаз в  $S_1$  можно записать так:

$$\theta_1 + \theta_0 + \theta_3 = 180^\circ, \quad (39)$$

где  $\theta_0$  угол от полюса  $p_0$ :

$$\theta_0 = 180 - (\theta_1 + \theta_3) = 180^\circ - 158^\circ = 22^\circ \quad (40)$$

Зная действительную и мнимую часть доминирующего корня, а так же фазовый угол, определим ординату полюса  $p_0$ :

$$p_0 = \frac{\omega}{\operatorname{tg}(\theta_0)} + \delta = \frac{\omega}{\operatorname{tg}(22^\circ)} + \delta = \frac{9,06472}{0,404} + 2 = 24,4374 \quad (41)$$

Итак, для того, чтобы  $S_1$  действительно стал доминирующим корнем системы необходимо последовательно ввести опережающее (дифференцирующее) звено с передаточной функцией:

$$W_d(p) = \frac{(p+N_0)}{(p+p_0)} = \frac{p+1,0263}{p+24,4374} \quad (42)$$

Далее определим коэффициент усиления для скорректированной системы. Запишем для  $S_1$  уравнение модулей:

$$C = |S_1 - p_1| * |S_1 - p_3| * |S_1 - p_0|, \quad (43)$$

$$\text{где } |S_1 - p_1| = \sqrt{(\delta - p_1)^2 + \omega^2} = \sqrt{(-2)^2 + 9,06^2} = 9,2827$$

$$|S_1 - p_3| = \sqrt{(\delta - p_3)^2 + \omega^2} = \sqrt{(-2 + 7,9625)^2 + 9,06^2} = 10,8459$$

$$|S_1 - p_0| = \sqrt{(\delta - p_0)^2 + \omega^2} = \sqrt{(-2 + 24,4374)^2 + 9,06^2} = 24,2$$

Подставив все значения в (43) получим:

$$C = 9,2827 * 10,8459 * 24,2 = 2428,678 \quad (44)$$

Соответствующий этому значению «C» коэффициент усиления:

$$K = C * T_1 * T_3 * T_0, \quad (45)$$

Где из (29) следует что

$$T_1 = \left( \frac{L_n * J_\Sigma}{T_2 * T_3} \right) = 0,00041$$

$$T_3 = \frac{1}{p_3} = \frac{1}{7,9625} = 0,1255$$

$$T_0 = \frac{1}{p_0} = \frac{1}{24,4374} = 0,0409$$

Подставив все значения в (45) получим:

$$K = 2\,428.678 * 0.00041 * 0.1255 * 0.0409 = 0.00511 \quad (46)$$

Полученное значение коэффициента усиления меньше необходимого значения  $K_N = 5,38$ , поэтому нужно ввести интегральное корректирующее звено, создающее в плоскости корней дипольную пару.

$$W_u = \frac{T_H + 1}{T_n + 1} = \frac{\left(p + \frac{1}{T_H}\right) \cdot T_H}{\left(p + \frac{1}{T_n}\right) \cdot T_n} = \frac{p + N_\partial}{p + P_\partial} \cdot \frac{P_\partial}{N_\partial}$$

Выбираем нуль диполя:

$$N_\partial \leq 0,1 \cdot |S_1| = 0,1 \cdot \sqrt{(-2)^2 + 9,06^2} = 0,9298$$

Найдем полюс  $P_\partial$  из условий заданного коэффициента усиления  $K_N$ :

$$\frac{K}{T_1 T_3 T_0} = \frac{K_N}{T_1 T_3 T_0} \cdot \frac{P_\partial}{N_\partial}; \frac{K_N}{K} = \frac{N_\partial}{P_\partial}; P_\partial = \frac{K}{K_N * K_M} \cdot N_\partial = \frac{0.00511}{5,38 * 0,002} \cdot 0,9298 = 0.4416$$

Чем больше  $K_N$ , тем меньше  $P_\partial$ .

Передаточная функция интегрального корректирующего звена:

$$W_u = \frac{p + 0,9298}{p + 0.4416} \cdot \frac{0.4416}{0,9298}$$

Передаточная функция скорректированной системы:

$$W_{ск} = \frac{C}{p(p + 7.9625)(p + 1.0263)} \cdot \frac{p + 1.0263}{p + 24.4374} \cdot \frac{p + 0,9298}{p + 0.4416} \cdot \frac{0.4416}{0,9298}$$

## 6. Рассчитать и построить при $K = K_N$ переходную функцию по $\varphi_3$

Функциональной схемой скорректированной системы является схема, с добавлением в неё корректирующие передаточной функции (53).

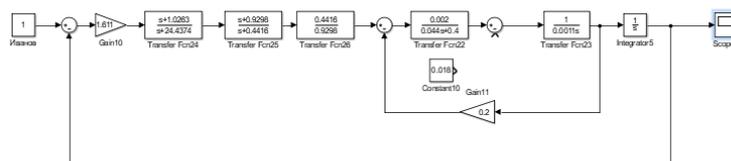


Рис. 19 – Функциональная схема скорректированной системы.

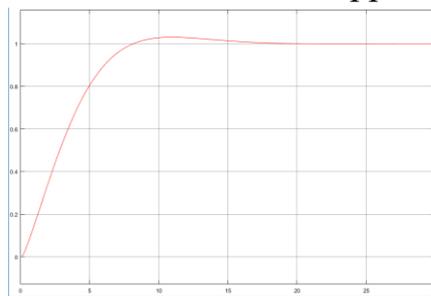


Рис. 20 – Переходная функция скорректированной системы.

Исходя из графика переходной функции определим показатели качества, примем длительность переходного процесса:

$$t_{\pi} = 1,48 \quad (54)$$

Перерегулирование:

$$\delta = \frac{1.5-1}{1} 100\% = 50\% \quad (55)$$

Данные значения удовлетворяют условие из технического задания для скорректированной системы. Таким образом, мы получили, что введя корректирующее звено, обеспечивается необходимое время переходного процесса и перерегулирование.

## 7. Приведем структурную и функциональную схемы после коррекции

После введения корректирующих звеньев структурная схема, представленная на рисунке 4, будет иметь вид:

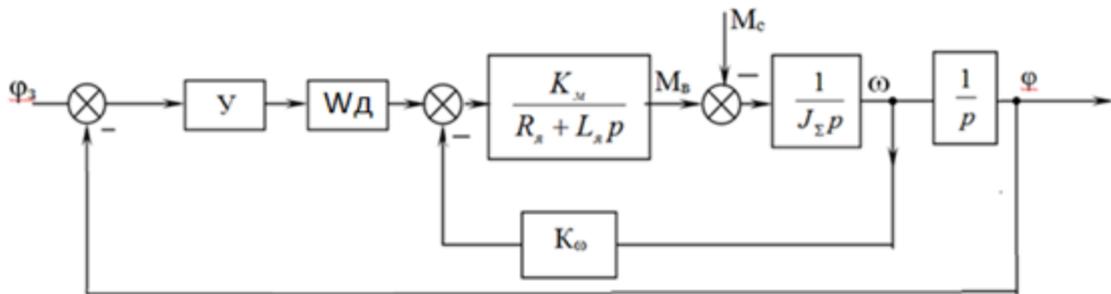


Рис. 21 – Структурная схема скорректированной системы.

## 8. Моделирование скорректированной системы с возмущающим воздействием

Для построения системы с возмущающим воздействием добавим в функциональную схему, представленную на рисунке 10, возмущающее воздействие представленное формулой (23). Полученная функциональная схема примет следующий вид:

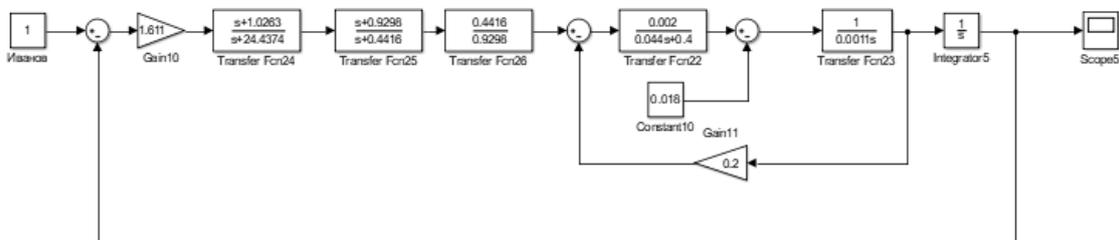


Рис. 22 – Функциональная схема с возмущающим воздействием.

Переходная функция скорректированной системы с возмущающим воздействием

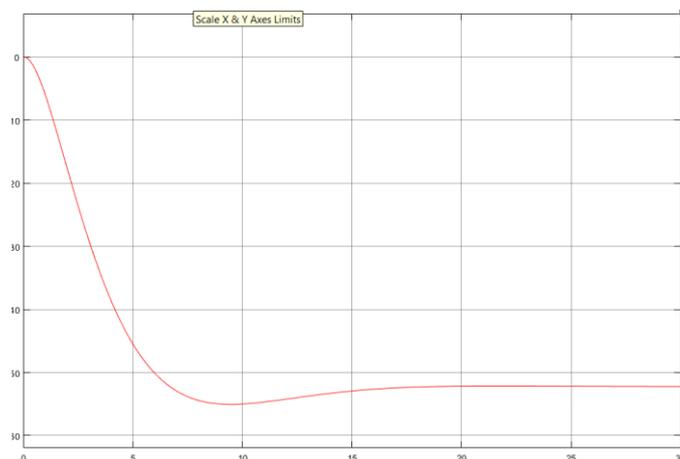


Рис. 23 – Переходная функция с возмущающим воздействием

## 9. Сравнительная таблица показателей переходного процесса до и после коррекции

В результате корректировки мы получили:

	ДО КОРРЕКЦИИ	ПОСЛЕ КОРРЕКЦИИ
ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА, $t_{\Pi}$	60 СЕК	1,48 СЕК
ПЕРЕРЕГУЛИРОВАНИЕ, $\sigma\%$	87%	50%
КОЛИЧЕСТВО ПЕРЕРЕГУЛИРОВАНИЙ, N	27	1

### Список используемой литературы

1. Бесекерский В.А., Попов Е.П., Теория систем автоматического регулирования. М., Наука, 1975, 768 с.
2. Удерман Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматических систем. М., Наука, 1972 г., 448 с.
3. Конспект лекций по курсу «Теория автоматического управления».
4. Ким Д. П. Теория автоматического управления. Т. Линейные системы. - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. - 288 с. - ISBN 5-9221-0379-2.