

КОМБИНИРОВАННАЯ СИСТЕМА ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С МОДАЛЬНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ

Коцегуб П.Х., Губарь Ю.В., Толочко О.И.

Донецкий государственный технический университет

olga@pandora.kita.dgtu.donetsk.ua

Рассматривается система позиционного тиристорного электропривода постоянного тока с модальным регулятором (МР), работающая по заданной программе. Структурная схема системы модального управления (СМУ) приведена на рис.1, где введены следующие обозначения: ЗП – задатчик положения с компаундирующими связями и b_1 и b_2 ; УОС – узел ограничения максимальной скорости; УОТ – узел ограничения тока; φ и ω – угол поворота и угловая скорость двигателя; I – ток якорной цепи; M , M_c – электромагнитный и статический моменты; E_p – ЭДС преобразователя; R_a – активное сопротивление якорной цепи ТП-Д; T_a , T_m – электромагнитная и электрохимическая постоянные времени привода; K_p , T – коэффициент усиления и постоянная времени ТП; C_d – конструктивная постоянная двигателя; k_1 , k_2 , k_3 , k_4 – коэффициенты передачи МР; K_u – коэффициент усиления по регулируемой координате.

Задатчик положения формирует технически оптимальное управляющее воздействие U_{zp} , являющееся линейной комбинацией сигналов желаемого изменения угла поворота $U_\varphi = \varphi_{ж} * K_\varphi$, скорости $U_\omega = \omega_{ж} * K_\omega$ и ускорения $U_\varepsilon = \varepsilon_{ж} * K_\varepsilon$ привода

$$U_{zp}(t) = U_\varphi(t) + b_1 * U_\omega(t) + b_2 * U_\varepsilon(t); \quad (1)$$

Ограничение тока двигателя в СМУ организовано путем компенсации влияния обратной связи ЭДС двигателя E_d (связь $U_{ос}$) и ограничения сигнала УОТ на уровне [1]

$$U_{от} = \left| I_{max} * \frac{R_a}{K_\Pi} \right| \quad (2)$$

Уровень ограничения сигнала с выхода УОС соответствует максимальной скорости двигателя ω_m .

При синтезе коэффициентов модального регулятора собственные значения (полюсы характеристического уравнения СМУ) замкнутой системы, состоящей из объекта управления и обратных связей по переменным состояниям, располагают заданным образом на комплексной плоскости корней. В качестве желаемого расположения полюсов используют одно из стандартных распределений (Баттерворта, биномиальное, минимума интегральной квадратичной ошибки и другие) [2].

Задача синтеза системы программного управления состоит в отыскании управления, обеспечивающего желаемое протекание реакций регулируемой координаты (угла поворота вала двигателя) на входное управляющее воздействие. Идеальное решение этой задачи обеспечивается, если в любой момент времени ошибка регулирования

$$\Delta\varphi(t) = \varphi(t) - \varphi_{ж}(t); \quad (3)$$

В классе замкнутых СМУ такое решение недостижимо. Улучшить динамические свойства СМУ и уменьшить значение динамической ошибки $\Delta\varphi(t)$ возможно в классе комбинированных систем, содержащих наряду с замкнутой частью звенья разомкнутого цикла. В этой связи представляет интерес задача синтеза параметров МР (коэффициентов $k_1 - k_4$) и ЗП (коэффициентов b_1 и b_2), а также исследование динамических и статических свойств рассматриваемой системы позиционного электропривода.

Для упрощения исследований перейдем от исходной структурной схемы рис.1 к системе в относительных единицах (рис.2), используя следующие базовые величины: $\omega_b = \omega_0$, $\varphi_b = \omega_b * 1(\text{сек})$, $\varepsilon_b = \omega_b / 1(\text{сек})$, $E_{пб} = E_0 = C_d * \omega_0$, $I_b = I_{кз} = E_0 / R_a$; $M_b = M_{кз} = C_d * I_{кз}$, $U_{об} = E_0 / K_\Pi$, $U_{зб} = U_{зпб} = \varphi_b * K_b$,

где ω_0 , E_0 – скорость и ЭДС в режиме холостого хода;

$I_{кз}$, $M_{кз}$ – ток и момент короткого замыкания.

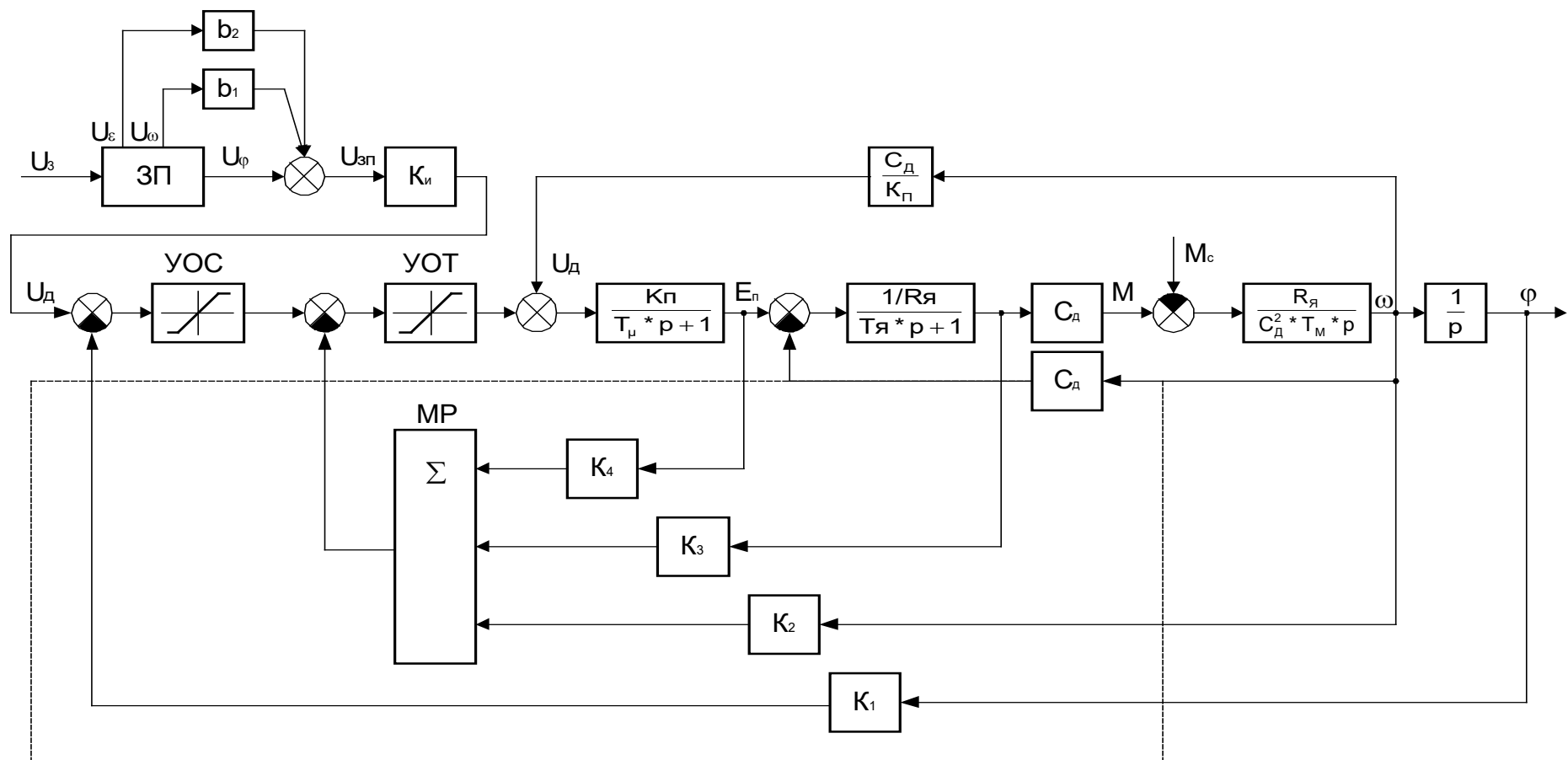


Рисунок 1 - Структурная схема системы регулирования положения.

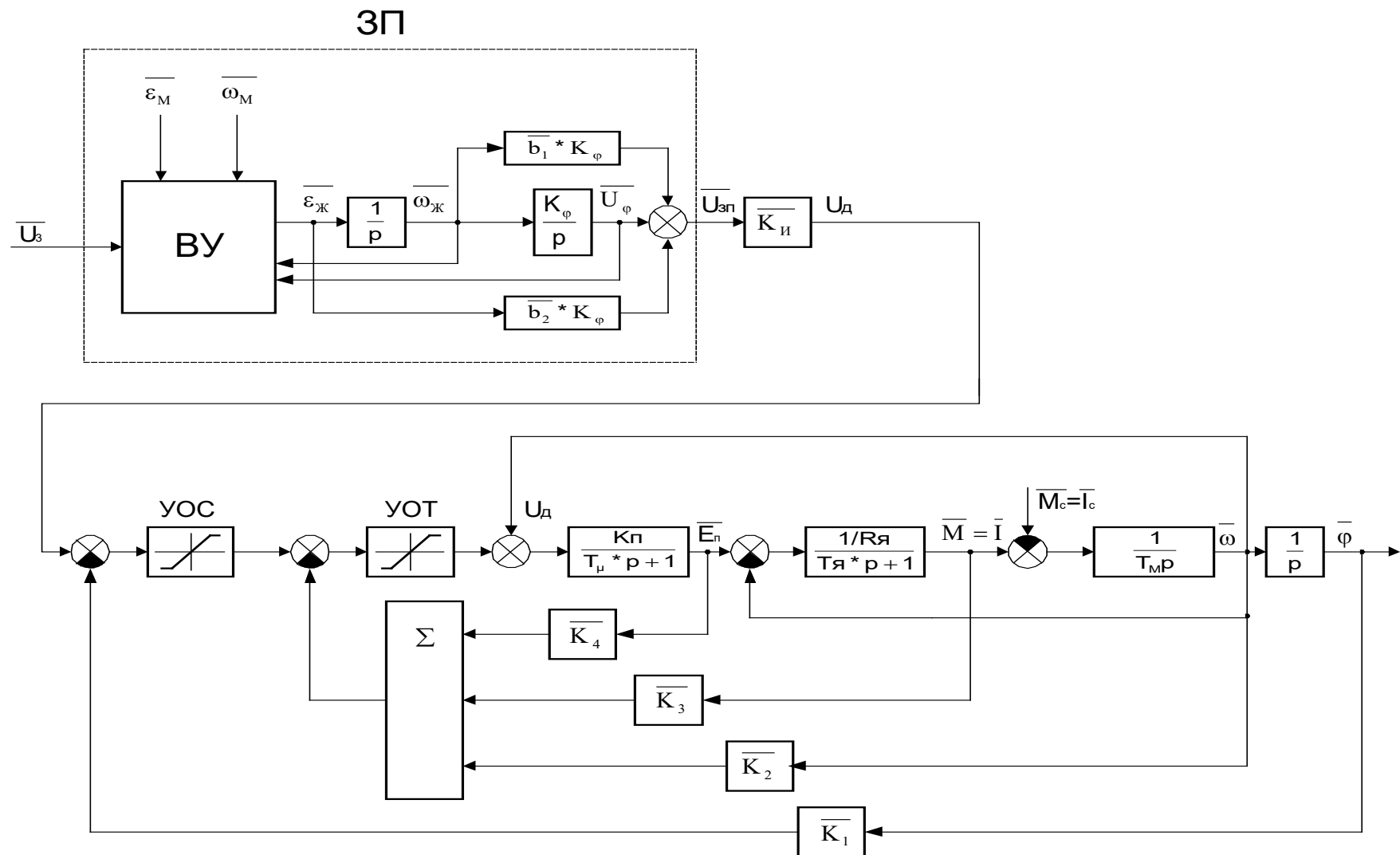


Рисунок 2 - Преобразованная структурная схема системы

Связь передаточных функций в абсолютных $W(p)$ и относительных $\overline{W}(p)$ единицах определяется в соответствии с формулой нормирования:

$$\overline{W}(p) = \frac{\overline{Y}(p)}{\overline{U}(p)} = W(p) * \frac{U_B}{Y}, \quad (4)$$

где U_B, Y_B - базовые значения входной и выходной величин;

$\overline{y} = y / y_B, \overline{u} = u / u_B$ - выходная и входная величины в относительных единицах.

В этом случае имеем:

$$\overline{K}_1 = K_1 * K_{\Pi}, \overline{K}_2 = K_2 * \frac{K_{\Pi}}{R_{\text{я}}}, \overline{K}_3 = K_3 * \frac{K_{\Pi}}{C_{\text{д}}}, \overline{K}_4 = K_4 * \frac{K_{\Pi}}{C_{\text{д}}}, \overline{b}_1 = b_1, \overline{b}_2 = b_2 \quad (5)$$

Задатчик положения представляет собой модель идеализированной системы регулирования положения (СРП) [3]. Вычислительное устройство (ВУ) на основе заданного значения угла поворота U_z и ограничений на скорость ω_m и ε_m ускорение формирует технически оптимальный закон изменения желаемого ускорения привода $\varepsilon_{\text{ж}}(t)$. На выходах интеграторов ЗП получают сигналы желаемого изменения скорости $\omega_{\text{ж}}(t)$ и угла поворота $\varphi_{\text{ж}}(t)$.

Синтез СРП выполним в два этапа. Вначале воспользовавшись стандартной методикой синтеза СМУ [2], определим коэффициенты модального регулятора. На втором этапе при известных значениях коэффициентов $k_1 - k_4$ определим коэффициенты корректирующих связей b_1 и b_2 задатчика положения.

Математическое описание СМУ в матричной форме имеет вид :

$$\dot{\overline{X}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_M} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{\text{я}}} & -\frac{1}{T_{\text{я}}} & \frac{1}{T_{\text{я}}} \\ -\frac{\overline{K}_1}{T_{\mu}} & -\frac{(\overline{K}_2 - 1)}{T_{\mu}} & -\frac{\overline{K}_3}{T_{\mu}} & -\frac{(\overline{K}_4 - 1)}{T_{\mu}} \end{bmatrix} * \overline{X} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{\mu}} \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{\mu}} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \overline{U}_g \\ \overline{I}_c \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $\overline{X} = [\overline{\varphi}, \overline{\omega}, \overline{I}, \overline{E}_{\Pi}]$ - вектор состояния;

$$\overline{\varphi} = [1 \ 0 \ 0 \ 0] * \overline{X} + [0 \ 0] * \begin{bmatrix} \overline{U}_g \\ \overline{I}_c \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Передаточные функции СМУ по управляющему и возмущающему воздействиям имеют вид :

$$\overline{K}_y(p) = \frac{\overline{\varphi}(p)}{\overline{U}_g(p)} = \frac{1}{G(p)}, \quad (8)$$

$$\overline{K}_B(p) = \frac{\overline{\varphi}(p)}{\overline{I}_c(p)} = -\frac{T_{\text{я}} * T_M * p^2 + [T_{\text{я}} * (\overline{K}_4 + 1) + T_{\mu}] + (\overline{K}_3 + \overline{K}_4 + 1)}{G(p)}, \quad (9)$$

$$G(p) = T_{\text{я}} * T_M * T_{\mu} * p^4 + [T_M * T_{\text{я}} * (\overline{K}_4 + 1) + T_M * T_{\mu}] * p^3 + [T_M * (\overline{K}_3 + \overline{K}_4 + 1) + T_{\mu}] * p^2 + (\overline{K}_2 + \overline{K}_4) * p + \overline{K}_1. \quad (10)$$

Желаемый полином стандартной формы четвертого порядка

$$G_{\text{ж}}(p) = p^4 + \alpha_1 * \Omega_0 * p^3 + \alpha_2 * \Omega_0^2 * p^2 + \alpha_3 * \Omega_0^3 * p + \Omega_0^4. \quad (11)$$

Приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях p желаемого и действительного (10) полиномов и решая систему алгебраических уравнений, получаем :

$$\begin{cases} \overline{K1} = T_{\text{я}} * T_{\text{м}} * T_{\mu} * \Omega_0^4, \\ \overline{K2} = T_{\mu} * (\alpha_3 * \Omega_0^3 * T_{\text{я}} * T_{\text{м}} - \alpha_1 * \Omega_0 + 1/T_{\text{я}}) + 1, \\ \overline{K3} = T_{\mu} * (\alpha_2 * \Omega_0^2 * T_{\text{я}} - 1/T_{\text{м}} + 1/T_{\text{я}} - \alpha_1 * \Omega_0), \\ \overline{K4} = T_{\mu} * (\alpha_1 * \Omega_0 - 1/T_{\text{я}}) - 1. \end{cases} \quad (12)$$

Передаточная функция СРП по управляющему воздействию

$$\overline{K_{\text{СРП}}}(p) = \frac{\varphi(p)}{U \varphi(p)} = \overline{K_{\text{СМУ}}} * \frac{\overline{b_2} * p^2 + \overline{b_1} * p + 1}{\overline{a_4} * p^4 + \overline{a_3} * p^3 + \overline{a_2} * p^2 + \overline{a_1} * p + 1}, \quad (13)$$

где $\overline{K_{\text{СМУ}}} = 1/\overline{K_1}$ передаточный коэффициент СМУ;

$$\begin{aligned} \overline{a_4} &= T_{\text{я}} T_{\text{м}} T_{\mu} / \overline{K_1}; \quad \overline{a_3} = [T_{\text{м}} T_{\text{я}} (\overline{K_4} + 1) + T_{\text{м}} * T_{\mu}] \overline{K_1}; \\ \overline{a_2} &= [T_{\text{м}} (\overline{K_3} + \overline{K_4} + 1) + T_{\mu}] \overline{K_1}; \quad \overline{a_1} = (\overline{K_3} + \overline{K_4}) / \overline{K_1}; \end{aligned}$$

Сравнивая передаточные функции (9) и (12) приходим к выводу о том, что введение компаундирующих связей повысило порядок числителя передаточной функции СРП. Характеристический полином (1) системы остался без изменения.

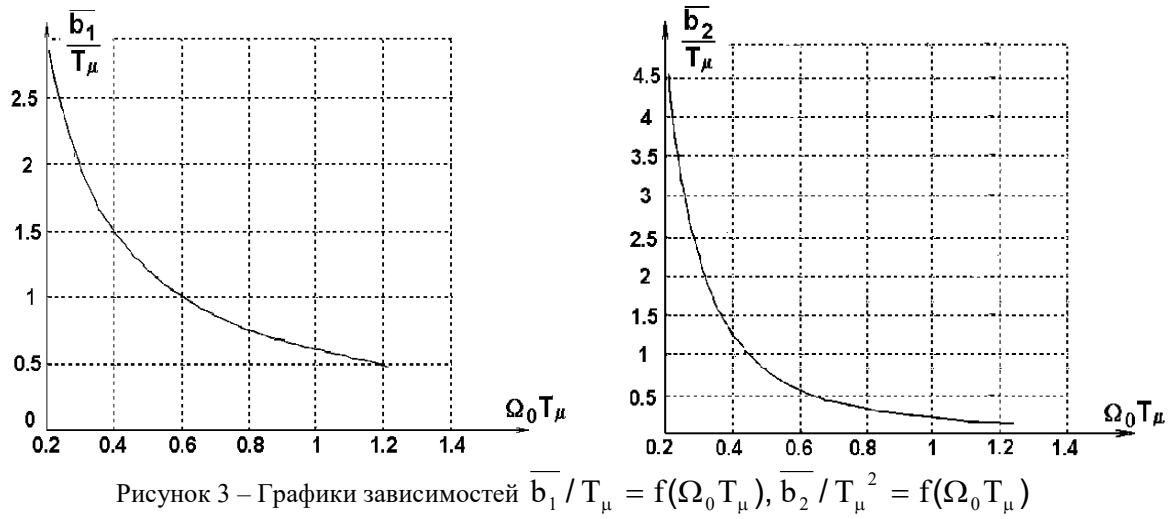
Выбор параметров задатчика положения выполним из условий модульного оптимума [3]. Уравнения оптимизации имеют вид

$$\begin{cases} \overline{a_1}^2 - 2\overline{a_2} = \overline{b_1}^2 - 2\overline{b_2}, \\ \overline{a_2}^2 - 2\overline{a_1} * \overline{a_3} + 2\overline{a_4} = \overline{b_2}^2 \end{cases} \quad (14)$$

Решение этой системы уравнений дает

$$\begin{cases} \overline{b_2} = \sqrt{\overline{a_2}^2 - 2\overline{a_1} * \overline{a_3} + 2\overline{a_4}}, \\ \overline{b_1} = \sqrt{\overline{a_1}^2 - 2\overline{a_2} + 2\overline{b_2}}. \end{cases} \quad (15)$$

Графики зависимостей корректирующих коэффициентов ЗП $\overline{b_1}/T_{\mu}$ и $\overline{b_2}/T_{\mu}^2$ от величины приведены на рис.3. Из этих графиков видно, что с увеличением величины $\Omega_0 T_{\mu}$ значения корректирующих коэффициентов уменьшаются.



Определим показатели работы комбинированной системы по управляющему воздействию ($\overline{I_C} = 0$). Изображение ошибки по углу поворота:

$$\Delta\overline{\varphi}(p) = \overline{\varphi}_j(p) - \overline{\varphi}(p) = \overline{\varphi}_j(p) * \frac{p * [\overline{a_4} * p_3 + \overline{a_3} * p_2 + p * (\overline{a_2} - \overline{b_2}) + (\overline{a_1} - \overline{b_1})]}{\overline{a_4} * p_4 + \overline{a_3} * p_3 + \overline{a_2} * p_2 + \overline{a_1} * p + 1} \quad (16)$$

Из (16) видно, что при $\overline{\varphi}_j(t) = \overline{\varphi}_3 = \text{const}$ установившаяся (статическая) ошибка регулирования отсутствует. При изменении управляющего воздействия с постоянной скоростью $\overline{\varphi}_j(t) = \overline{\omega}_j(t) * t$

$$\Delta\overline{\varphi}_{\text{уст.м}} = \lim p * \Delta\overline{\varphi}(p) = \overline{\omega}_M * (\overline{a_1} - \overline{b_1}), \quad (17)$$

В системе, работающей только по принципу отклонения ($\overline{b_1} = \overline{b_2} = 0$), максимальное установившееся значение ошибки

$$\Delta\overline{\varphi}_{\text{уст.м}} = \overline{\omega}_M * \overline{a_1}, \quad (18)$$

Следовательно, применение принципа комбинированного управления позволяет уменьшить значение установившейся динамической ошибки по положению в

$$\frac{\Delta\overline{\varphi}_{\text{уст.м}}}{\Delta\overline{\varphi}_{\text{уст.м}}^0} = \frac{\overline{a_1}}{\overline{a_1} - \overline{b_1}}, \quad (19)$$

раз. В частности, при $T_\mu=0,004\text{с}$, $T_\mu=4T_\mu$, $T_M=4T_M$, $\Omega_0=0,707/T_\mu$ это значение составляет 1,3.

Определим работу привода под воздействием нагрузки ($\overline{I_C} \neq \text{с}$). Статическое падение угла $\Delta\overline{\varphi}_C$ при набросе нагрузки определяется выражением:

$$\frac{\Delta\overline{\varphi}_C}{\Delta\overline{\varphi}_{\text{ср}}} = - \frac{\Delta\overline{\varphi}_C}{\Delta\overline{\varphi}_{\text{ср}}} = - \frac{\overline{K_3} + \overline{K_4} + 1}{\overline{K_1}}, \quad (20)$$

где $\Delta\overline{\varphi}_{\text{ср}}$ статическое падение угла поворота в разомкнутой системе ТП-Д.

После подстановки в (20) выражений для коэффициентов МР из (12), получаем

$$\frac{\overline{\Delta\varphi_c}}{\overline{\Delta\varphi_{cp}}} = -\frac{1}{T_M * \Omega_0^4} * \left[\alpha_2 * \Omega_0^2 - \frac{1}{T_M * T_J} \right], \quad (21)$$

Определим значения частоты Ω_0 , при котором СМУ становится астатической по возмущению (Ω_{0a}) и ее статизм оказывается максимальным (Ω_{0MAX}).

Приравнивая правую часть уравнения (21) к нулю, получаем:

$$\Omega_{0a} = \sqrt{\frac{1}{T_M * T_J * \alpha_2}} = \Omega_{мя} * \frac{1}{\sqrt{\alpha_2}}, \quad (22)$$

где $\Omega_{мя} = \sqrt{\frac{1}{T_M * T_J}}$ - собственная частота двигателя.

Дифференцируя уравнение (21) по $d\Omega_0$ и приравнивая полученное выражение к нулю, имеем:

$$\Omega_{0MAX} = \Omega_{мя} * \sqrt{\frac{2}{\alpha_2}} \quad (23)$$

Подставляя значение Ω_{0MAX} в (21), получаем

$$\frac{\overline{\Delta\varphi_{cMAX}}}{\overline{\Delta\varphi_{cp}}} = -\frac{\alpha_2^2 * T_J}{4}, \quad (24)$$

На рис.4 показаны семейства графиков $\overline{\Delta\varphi_c} / \overline{\Delta\varphi_{cp}} = f(\Omega_0 * T_\mu)$ при $\alpha_1=2,6$, $\alpha_2=3,4$, $\alpha_3=2,6$ (распределение Баттерворта), $T_M/T_J=1,2,4,8$ и при $T_J=4T_M$ (рис.4а), $T_J=8T_M$ (рис.4б). Из графиков видно, что астатические по возмущению свойства система приобретает при очень низких значениях среднегеометрического корня характеристического полинома $\Omega_0=(0,05-0,2)*T_\mu$, что приводит к снижению быстродействия системы.

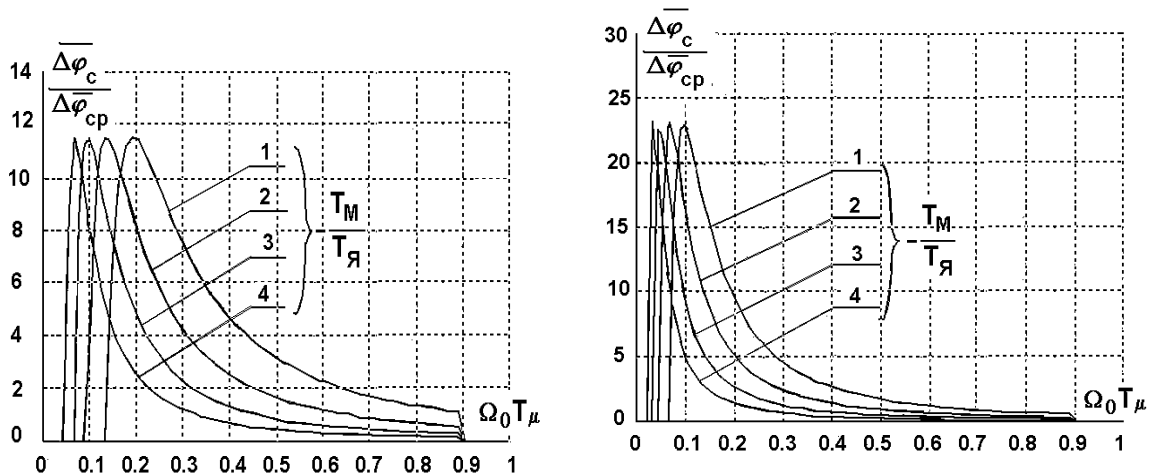


Рисунок 4 - Графики зависимостей

На рис.5 показаны графики переходных процессов $\bar{i}(t)$, $\bar{\omega}(t)$ и $\bar{\varphi}(t)$ в исследуемой системе, полученные при следующих параметрах СМУ: $T_\mu = 0,004\text{с}$, $T_\gamma = 4T_\mu$, $T_M = 4T_\mu$; $\Omega_0 = 0,707/T_\mu$; $K_1 = 3997,6$; $K_2 = 58,22$; $K_3 = 5,15$; $K_4 = 0,558$; $b_1 = 3,4 \cdot 10^{-3}$; $b_2 = 6,4 \cdot 10^{-6}$.

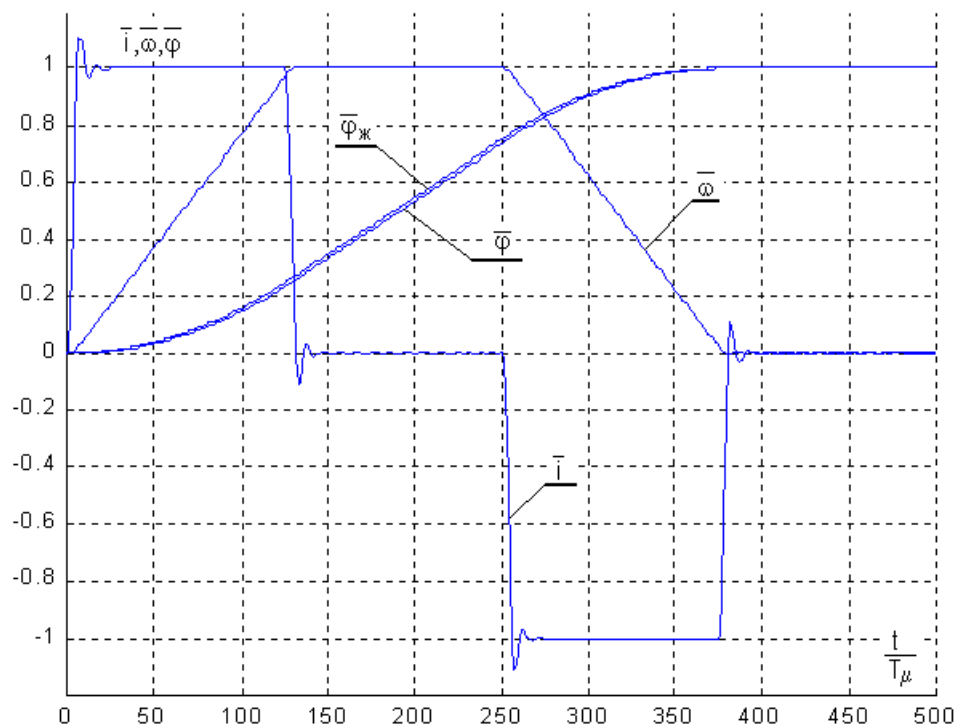


Рисунок 5 – Графики переходных процессов

Полученные графики подтверждают полученные в статье теоретические результаты. Применение комбинированного управления с найденными здесь параметрами СМУ позволяет существенно уменьшить динамические ошибки при отработке заданного перемещения и повысить быстродействие привода по сравнению с аналогичной системой, работающей только по принципу отклонения.

Исследования показали, что в рассматриваемой системе можно обеспечить нулевые установившиеся ошибки по положению при отработке управляющего воздействия с постоянной скоростью или ускорением. Это обеспечивается соответствующим выбором коэффициентов $\bar{b}_1$ и $\bar{b}_2$:

$$\bar{b}_1 = \bar{a}_1; \quad \bar{b}_2 = \bar{a}_2 \quad (25)$$

При такой настройке параметров системы обычно наблюдается излишняя колебательность переходных процессов по току двигателя (перерегулирование превышает 60 %). Такая настройка системы может быть рекомендована с целью повышения динамической точности при отработке заданных перемещений, например, для приводов станков с программным управлением.

ЛИТЕРАТУРА

- 1.Толочко О.И. Система модального управления приводом постоянного тока с узлом токоограничения.
- 2.Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
- 3.Коцегуб П. Х., Толочко О. И., Светличный С. В., Губарь Ю. В. Система позиционного электропривода с задатчиком положения. – Известия вузов.Электромеханика, 1982, №3, с.331-337.
- 4.Коцегуб П. Х., Толочко О. И. Оптимизация систем управления вентильными электроприводами по модулю амплитудно-частотной характеристики. – Известия вузов.Электромеханика, 1977, №6, с.679-684.