

# СИСТЕМА МОДАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРИВОДОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА С УЗЛОМ ТОКООГРАНИЧЕНИЯ

Толочко О.И., Тищенко А.А.

Донецкий государственный технический университет  
olga@pandora.kita.dgtu.donetsk.ua

The system "Thyristor converter - dc motor" with modal regulator and current - limiting unit has developed. It's dynamic and static characteristics was investigated in operation with speed selector and without one, under acceleration and load surge, which does not exceed current - limiting level, and under drive stopping with reactive moment action. Some curves of static speed drop depending on value of middle geometrical root of characteristic polynomial are presented.

Объектом исследования является система тиристорный преобразователь – двигатель (ТП-Д). Обычно для управления скоростью этого объекта используют принцип подчиненного регулирования, достоинствами которого являются простота настройки регуляторов и простота ограничения координат привода.

В последнее время возрос интерес к системам модального управления (СМУ). Их синтезу для систем ТП-Д уделено внимание в [1,2]. Однако в перечисленных работах отсутствует узел токоограничения (ТО).

Ограничение тока двигателя в СМУ можно осуществить, если компенсировать влияние обратной связи по ЭДС двигателя  $E_D$  при помощи положительной обратной связи по скорости, введенной на вход тиристорного преобразователя (ТП), и ограничить сигнал ошибки модального регулятора (МР), как это показано на рис. 1, где обозначено: ЗИ – задатчик интенсивности; ТО – звено токоограничения;  $\omega$  – угловая скорость двигателя;  $I$  – ток якорной цепи;  $M$ ,  $M_C$  – электромагнитный и статический моменты;  $E_{\Pi}$  – ЭДС преобразователя;  $R_{\text{я}}$  – активное сопротивление якорной цепи системы ТП-Д;  $T_{\text{я}}$ ,  $T_M$  – электромагнитная и электромеханическая постоянные времени привода;  $k_{\Pi}$ ,  $T_{\mu}$  – коэффициент усиления и постоянная времени ТП;  $C$  – конструктивная постоянная двигателя;  $k_{1a}$ ,  $k_{2a}$ ,  $k_{3a}$  – коэффициенты МР.

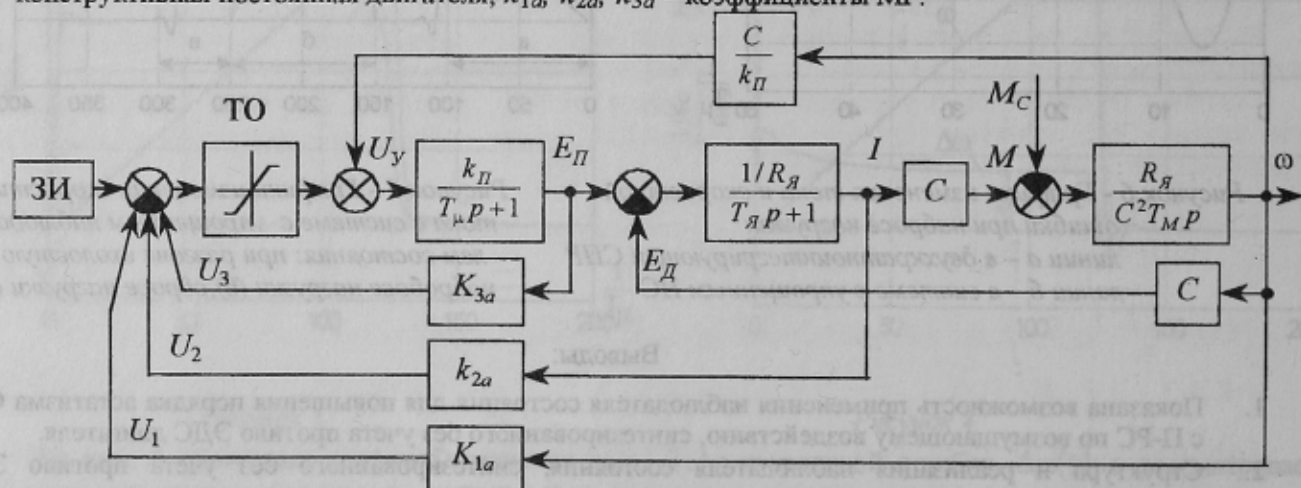


Рисунок 1 – Структурная схема СМУ в абсолютных единицах

Напряжение звена ТО должно быть ограничено на уровне:

$$U_{TO} = |I_{\max} R_{\text{я}} / k_{\Pi}|. \quad (1)$$

Для упрощения анализа и синтеза пронормируем структурную схему рис. 1, используя следующие базовые величины:

$$\omega_B = \omega_0, \quad E_{\Pi B} = E_{DB} = E_0 = C \cdot \omega_0, \quad I_B = I_{K3} = E_0 / R_{\text{я}}, \quad M_B = M_{K3} = C \cdot I_{K3},$$

$$U_{UB} = U_{TOB} = U_{ZIB} = U_{1B} = U_{2B} = U_{3B} = E_0 / k_{\Pi},$$

где  $\omega_0$ ,  $E_0$  – скорость и ЭДС в режиме холостого хода;  $I_{K3}$ ,  $M_{K3}$  – ток и момент короткого замыкания.

Структурная схема в относительных единицах (о.е.) приведена на рис. 2.

В соответствии с формулой нормирования:

$$W^*(p) = \frac{y^*(p)}{u^*(p)} = W(p) \frac{u_B}{y_B}, \quad (2)$$

где  $W(p) = y(p)/u(p)$  – передаточная функция в абсолютных единицах (а.е.);  $u_B, y_B$  – базовые значения входной и выходной величин;  $y^* = y/y_B, u^* = u/u_B$  – выходная и входная величины в относительных единицах;  $k_1 = k_{1a}k_{II}, k_2 = k_{2a}k_{II}/R_{Я}, k_3 = k_{3a}k_{II}/C$ . (3)

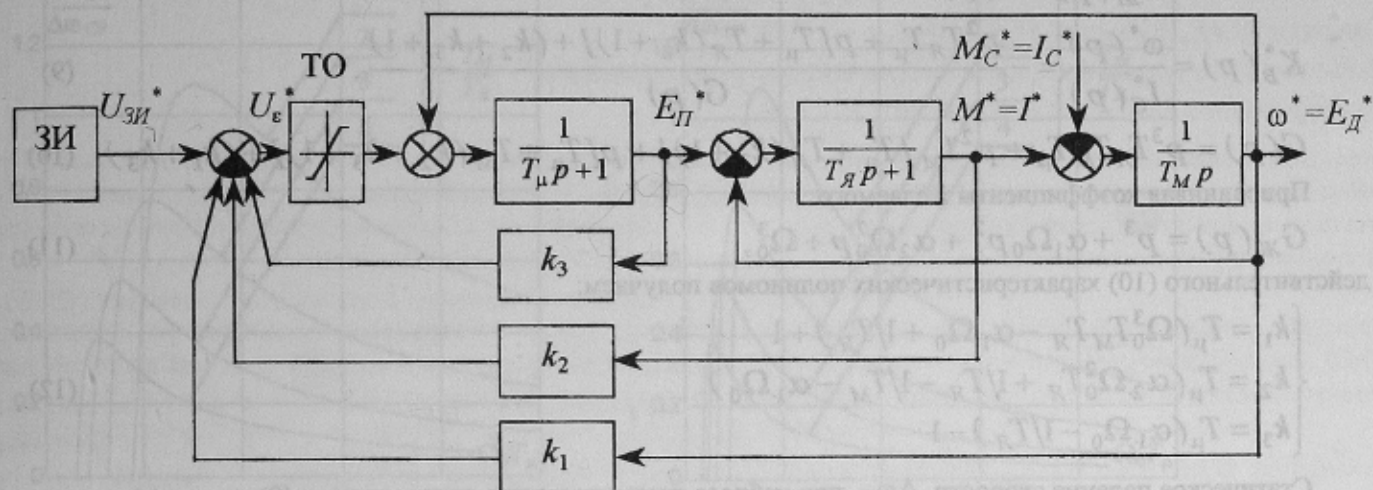


Рисунок 2 – Структурная схема СМУ в относительных единицах

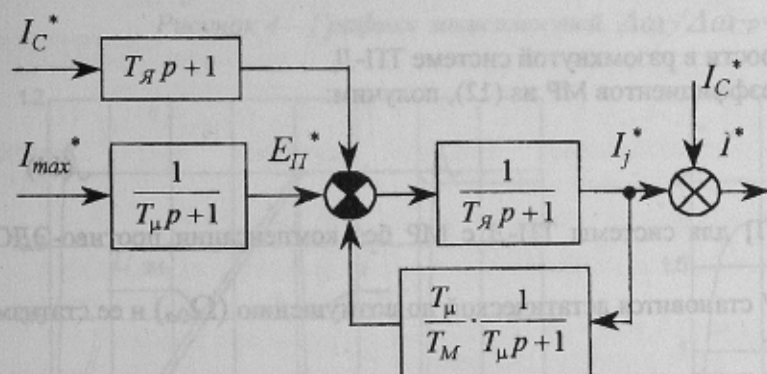


Рисунок 3 – Расчетная структурная схема в режиме ТО

$$I^*(p) = \left( I_{max}^*(p) \frac{T_M}{T_M + T_{\mu}} + I_C^*(p) \frac{T_{\mu}}{T_M + T_{\mu}} \right) \frac{1}{G_{TO}(p)}, \quad (4)$$

$$\text{где } G_{TO}(p) = T_{Я} T_{\mu} \frac{T_M}{T_M + T_{\mu}} p^2 + (T_{Я} + T_{\mu}) \frac{T_M}{T_M + T_{\mu}} p + 1 \approx T_{Я} T_{\mu} p^2 + (T_{Я} + T_{\mu}) p + 1. \quad (5)$$

Как видно, статические свойства СМУ рис. 1 в режиме ТО оказываются даже несколько лучше, чем в системе подчиненного регулирования (СПР) без компенсации противо-ЭДС, для которой

$$I^*(p) = \left( I_{max}^*(p) \frac{T_M}{T_M + T_T} + I_C^*(p) \frac{T_{\mu}}{T_M + T_T} \right) \frac{1}{G_T(p)}, \quad G_T(p) = T_T T_{\mu} p^2 + T_T p + 1, \quad T_T = 2T_{\mu}.$$

Однако динамические свойства СМУ зависят от соотношения  $T_{Я}/T_{\mu}$  вследствие отсутствия регулятора тока, компенсирующего  $T_{Я}$ .

Для синтеза коэффициентов модального регулятора воспользуемся стандартной методикой.

Математическое описание системы в матричной форме имеет вид:

$$p\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 0 & 1/T_M & 0 \\ -1/T_{Я} & -1/T_{Я} & 1/T_{Я} \\ -(k_1 - 1)/T_{\mu} & -k_2/T_{\mu} & -(k_3 + 1)/T_{\mu} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{X} + \begin{bmatrix} 0 & -1/T_M \\ 0 & 0 \\ 1/T_{\mu} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_3^* \\ I_C^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \omega^* \\ I^* \\ E_{II}^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\omega^* = [1 \ 0 \ 0] \cdot \mathbf{X} + [0 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} \omega_3^* \\ I_C^* \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Передаточные функции СМУ по управляющему и по возмущающему воздействиям имеют вид:

$$K_Y^*(p) = \frac{\omega^*(p)}{U_{3И}^*(p)} = \frac{1}{G(p)}, \quad (8)$$

$$K_B^*(p) = \frac{\omega^*(p)}{I_C^*(p)} = -\frac{p^2 T_J T_M + p[T_M + T_J(k_3 + 1)] + (k_2 + k_3 + 1)}{G(p)}, \quad (9)$$

$$G(p) = p^3 T_J T_M T_M + p^2 T_M [T_M + T_J(k_3 + 1)] + p[T_M + T_M(k_2 + k_3 + 1)] + (k_1 + k_3). \quad (10)$$

Приравнивая коэффициенты желаемого

$$G_{Ж}(p) = p^3 + \alpha_1 \Omega_0 p^2 + \alpha_2 \Omega_0^2 p + \Omega_0^3, \quad (11)$$

и действительного (10) характеристических полиномов получаем:

$$\begin{cases} k_1 = T_M (\Omega_0^3 T_M T_J - \alpha_1 \Omega_0 + 1/T_J) + 1 \\ k_2 = T_M (\alpha_2 \Omega_0^2 T_J + 1/T_J - 1/T_M - \alpha_1 \Omega_0) \\ k_3 = T_M (\alpha_1 \Omega_0 - 1/T_J) - 1 \end{cases} \quad (12)$$

Статическое падение скорости  $\Delta\omega_C$  при набросе нагрузки можно определить из (9):

$$\frac{\Delta\omega_C}{\Delta\omega_{CP}} = -\frac{\Delta\omega_C^*}{I_C^*} = -K_B^*(0) = \frac{1+k_2+k_3}{k_1+k_3}, \quad (13)$$

где  $\Delta\omega_{CP} = I_C R_J / C$  – статическое падение скорости в разомкнутой системе ТП-Д.

После подстановки в (13) выражений для коэффициентов МР из (12), получим:

$$\frac{\Delta\omega_C}{\Delta\omega_{CP}} = \frac{1}{\Omega_0^3 T_M} \left( \alpha_2 \Omega_0^2 - \frac{1}{T_M T_J} \right). \quad (14)$$

Аналогичная формула в а.е. выведена в [1] для системы ТП-Д, с МР без компенсации противо-ЭДС двигателя.

Определим значения  $\Omega_0$ , при которых СМУ становится астатической по возмущению ( $\Omega_{0a}$ ) и ее статизм оказывается максимальным ( $\Omega_{0max}$ ).

Приравнивая правую часть уравнения (14) к нулю, получаем:

$$\Omega_{0a} = \sqrt{\frac{1}{T_M T_J \alpha_2}} = \frac{\Omega_{МЯ}}{\sqrt{\alpha_2}}. \quad (15)$$

Дифференцируя уравнение (14) по  $d\Omega_0$  и приравнивая полученное выражение к нулю, имеем:

$$\Omega_{0max} = \sqrt{\frac{3}{\alpha_2}} \Omega_{МЯ}. \quad (16)$$

Подставляя (16) в (14), получаем:

$$\frac{\Delta\omega_{Cmax}}{\Delta\omega_{CP}} = \frac{2\alpha_2}{3} \sqrt{\frac{\alpha_2}{3}} \sqrt{\frac{T_J}{T_M}}. \quad (17)$$

На рис. 4 показаны семейства графиков  $\Delta\omega_C / \Delta\omega_{CP} = f(\Omega_0 T_M)$  при  $\alpha_1 = \alpha_2 = 2$ ,  $T_M / T_J = 1, 2, 4, 8$  и при  $T_J = 4T_M$  (рис. 4а),  $T_J = 8T_M$  (рис. 4б). Из графиков видно, что астатические по возмущающему воздействию свойства система приобретает при очень низких значениях среднегеометрического корня характеристического полинома  $\Omega_0 = (0,05-0,2)/T_M$ , что приводит к снижению быстродействия системы.

Из сравнения характеристических полиномов СМУ и однократноинтегрирующей СПР следует, что они будут иметь одинаковые динамические свойства при  $\Omega_0 = 0,5/T_M$ . При этой частоте и статические свойства систем будут близки друг к другу. Повысить быстродействие и снизить статизм в СМУ можно за счет повышения частоты  $\Omega_0$ , что, в отличие от СПР не приведет к увеличению колебательности переходных процессов по управляющему воздействию.

На рис. 5а показаны графики переходных процессов  $i^*(t^*)$  и  $\omega^*(t^*)$  ( $i^* = I/I_H$ ,  $\omega^* = \omega / \omega_0$ ,  $t^* = t/T_M$ ) в исследуемой системе при разгоне с ЗИ и при набросе номинальной нагрузки, полученные при следующих параметрах:  $T_J = 4T_M$ ,  $T_M = 8T_M$ ,  $\Omega_0 = 0,75/T_M$ ,  $\alpha_1 = \alpha_2 = 2$ ,  $k_1 = 13,25$ ,  $k_2 = 3,125$ ,  $k_3 = 0,25$ .

На рис. 5б показаны те же графики при разгоне системы в режиме токоограничения ( $I_{max}=2I_H$ ) и при стопорении двигателя под действием реактивной нагрузки  $I_C=2I_{max}=4I_H$ .

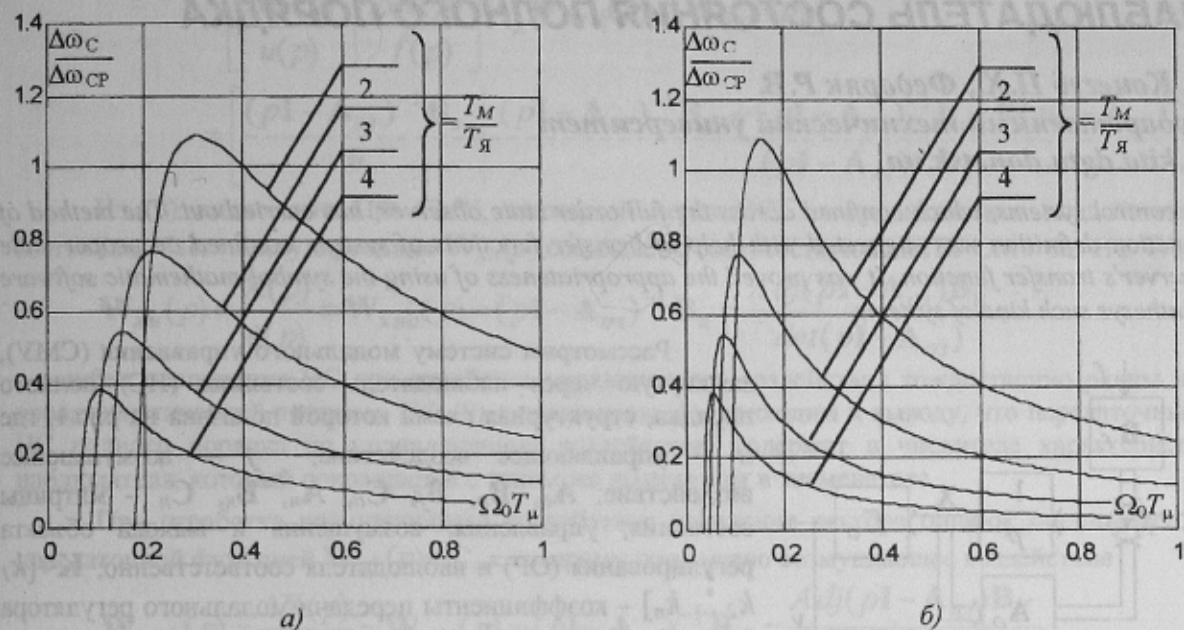


Рисунок 4 – Графики зависимостей  $\Delta\omega_c/\Delta\omega_{ср}=f(\Omega_0 T_\mu)$ : а –  $T_\text{я}=4T_\mu$  б –  $T_\text{я}=8T_\mu$

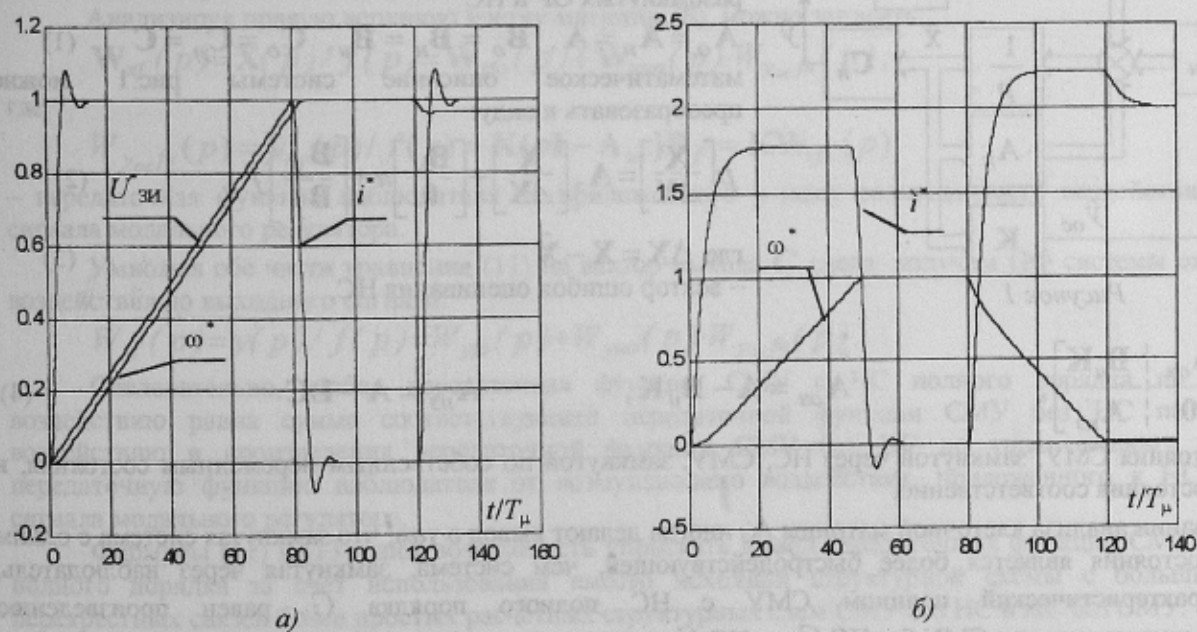


Рисунок 5 – Графики переходных процессов

Полученные графики подтверждают полученные в статье теоретические результаты. Исследования СМУ на модели показали, что обратная связь по ЭДС преобразователя в области реальных параметров привода практически не влияет на его динамические и статические свойства и может быть отброшена. При этом СМУ становится сопоставимой с СПР по сложности реализации.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков А.В. Об итерационности по возмущению модальных систем замкнутых по вектору состояния через наблюдатель. - Сб. Автоматизированные электромеханические системы с модальными регуляторами и наблюдателями состояния. - Харьков, ХГПУ, 1997. - с. 21-27.
2. Акимов Л.В., Клепиков А.В. Об астатизме по возмущению в электроприводах с модальными регуляторами. - Сб. Автоматизированные электромеханические системы с модальными регуляторами и наблюдателями состояния. - Харьков, ХГПУ, 1997. - с.29-38.