

УДК 62.83

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЛЕЙНОЙ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УПРУГОЙ СВЯЗЬЮ

*Садовой А.В., д.т.н., проф., Дереза А.Л., к.т.н., доц.
Днепродзержинский государственный технический университет
51918, г.Днепродзержинск, ул. Днепростроевская, 2
E-mail: sadovoy@dstu.dp.ua*

В роботі отримано співвідношення рівнів обмеження канонічних координат та параметрів релейної системи регулювання, які забезпечують оптимальний за швидкодією перехідний процес електроприводу.

Ключові слова: релейна система управління; метод N-i переключень.

In this paper the correlation for limitation levels of canonic coordinates with parameters of sliding mode control system is obtained, that provides time-optimal transient for electric drive applications.

Key words: sliding mode control system; “N-i switching” method.

Введение. Системы управления с каскадно-подчиненным включением регуляторов достаточно просто реализуют характерное для электроприводов ограничение фазовых координат в переходных режимах. Для синтеза релейных систем подчиненного регулирования авторами разработан метод параметрической оптимизации, применение которого обеспечивает выполнение каждым i-м (от входа) регулятором N-i переключений при вхождении в скользящий режим, что придает электроприводам максимальное при заданных ограничениях быстродействие. Обобщенный математический аппарат метода N-i переключений [1] основан на рекурсивной процедуре расчета оптимальной траектории и легко поддается алгоритмизации. Однако ссылки на использование его универсальной программной реализации не позволяют раскрыть суть данного метода.

Анализ предыдущих исследований. В работах [2 - 4] на примере позиционного электропривода с жесткой кинематической цепью был в развернутом виде изложен математический аппарат метода N-i переключений применительно к системам третьего порядка. Результатами этих работ стали алгоритмы синтеза параметров трехконтурной релейной системы для различных форм переходных траекторий и аналитическая оценка устойчивости скользящего режима ее регуляторов. Однако данные результаты не удается в общем виде распространить на произвольный порядок ЭМС.

Целью работы является дальнейшее развитие метода N-i переключений применительно к задаче оптимального по быстродействию управления динамическим объектом четвертого порядка на примере системы регулирования скорости электропривода с упругой кинематической связью.

Материал и результаты исследования. Система дифференциальных уравнений динамики двух-массовой электромеханической системы имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} p\Omega &= \frac{M_y - M_c}{J}; \\ pM_y &= C_{ж} (k_p \omega_{дв} - \Omega); \\ p\omega_{дв} &= \frac{M_{дв} - M_y}{J_{дв}}; \\ pM_{дв} &= c \cdot \frac{u - R \cdot M_{дв}/c - c \cdot \omega_{дв}}{L}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\Omega, \omega, M_y, M_{дв}$ - соответственно угловые скорости исполнительного вала и вала двигателя, упругий момент и момент двигателя, u - напряжение преобразователя; $k_p, R, L, J, J_{дв}, C_{ж}, c = k\Phi$ - параметры

электромеханической системы, $p = \frac{d}{dt}$.

Канонические координаты невозмущенного движения системы стабилизации скорости исполнительного вала выражаются через координаты системы (1) следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} p\Omega &= \varphi = \frac{M_y}{J}; \\ p^2\Omega &= \omega = \frac{C_{ж}}{J} (\omega_{дв} k_p - \Omega); \\ p^3\Omega &= \varepsilon = k_{п} (M_{дв} - k_o M_y); \\ p^4\Omega &= a = k_{п} \left[\frac{c}{L} u - \frac{R}{L} M_{дв} - \left(\frac{c^2}{L} + C_{ж} k_p k_o \right) \omega_{дв} + C_{ж} k_o \Omega, \right] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $k_{п} = \frac{C_{ж} k_p}{J_{дв} J}, k_o = \frac{J k_p^2 + J_{дв}}{J k_p}$ - коэффициенты

прямого канала и обратной связи по упругому моменту соответственно.

Величины первой и второй производных скорости исполнительного вала Ω линейно связаны с углом и скоростью закручивания упругого элемента

соответственно. Аналогичным образом третья и четвертая производные регулируемой координаты связаны с величинами угловых ускорения и рывка исполнительного вала в системе координат, привязанной к валу двигателя. Это позволяет ввести следующие буквенные обозначения:

$$\left. \begin{matrix} \Omega \\ p\Omega \\ p^2\Omega \\ p^3\Omega \\ p^4\Omega \end{matrix} \right\} = \left. \begin{matrix} \Omega \\ \varphi \\ \omega \\ \varepsilon \\ a \end{matrix} \right\}.$$

Такая система обозначений даёт возможность проследить преемственность результатов выполняемого синтеза системы 4-го порядка с полученными ранее параметрами системы регулирования позиционного электропривода, координаты которого в [1-6] обозначены как $\varphi, \omega, \varepsilon, a$.

Применение метода N-и переключений обеспечит оптимизацию по быстродействию релейной системы подчиненного регулирования, реализующей алгоритм вида

$$\left. \begin{matrix} u_{R1} = \varphi^* = \\ = -\varphi_{\max} \cdot \text{sign}(\Omega - \Omega^* + K_{\Omega\varphi} \cdot \varphi + K_{\varphi\omega} \cdot \omega + K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon); \\ u_{R2} = \omega^* = -\omega_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi - \varphi^* + K_{\varphi\omega} \cdot \omega + K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon); \\ u_{R3} = \varepsilon^* = -\varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega - \omega^* + K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon); \\ u_{R4} = a^* = -U_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon - \varepsilon^*), \end{matrix} \right\} (3)$$

где u_{Ri} - сигнал i-го (считая от входа) регулятора; символом «*» отмечены заданные значения координат, как входное, так и формируемые регуляторами; индексами «max» отмечены уровни ограничений канонических координат.

Система (3) осуществляет в переходном процессе ограничение производных выходной координаты от 1-го до N-го порядка на уровнях, определяемых по предельно допустимым значениям фазовых координат ЭМС на основании уравнений (1).

Вид расчетной траектории оптимального по быстродействию переходного процесса для наиболее общего случая достижения всеми координатами уровней ограничения представлен на рисунке 1, где интервалы стабилизации относительных рывка, ускорения и скорости обозначены как T_{sa}, T_{se}, T_{so} . Напомним, что в методе N-и переключений [1] принимается допущение о постоянстве N-й производной выходной координаты на интервалах постоянства управляющего воздействия. Благодаря этому допущению приращения координат на всех промежутках между соседними точками излома траектории рассчитываются как суммы ряда Тейлора с конечным числом членов. Все изломы траектории обусловлены переключением какого-либо из регуляторов, их моменты пронумерованы на рис. 1 в хронологическом порядке.

Рассмотрим процесс синтеза регуляторов, осуществляемый по мере расчета переходной траектории. Для определения N-и коэффициентов обратных связей i-го регулятора системы (3) необходимо в N-и характерных точках траектории рассмотреть условие переключения, состоящее в равенстве нулю подсигнатурного выражения в алгоритме, реализуемом данным регулятором. Эти равенства образуют систему N-и линейных уравнений, коэффициентами в которых выступают значения канонических координат в точках переключения. Характерными будем называть такие точки траектории, в которых переключения регуляторов является обязательными для ее воспроизведения.

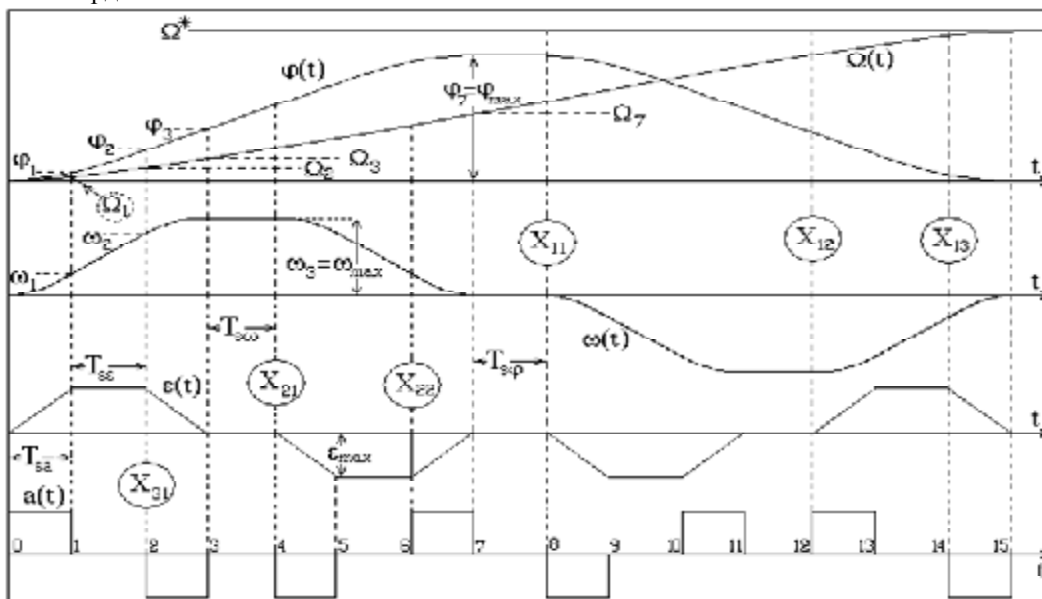


Рисунок 1 – Прогнозируемые временные диаграммы оптимального по быстродействию процесса

На розглядаємої траєкторії характерними є точки X_{ik} , в яких i -й регулятор задає своїм переключенням початок зниження k -ї похідної стабілізованої ім координати. На рисунку 1 ці точки позначені як секунди часових діаграм в моменти необхідних переключень. Індекс k точки X_{ik} відповідає хронологічному порядку переключення i -го регулятора на оптимальній траєкторії.

Регулятор R_4 в даній структурі має єдиничну головну зворотню зв'язь і не потребує параметричної оптимізації ($N-i=4-4=0$).

Регулятор R_3 утворює з частиною об'єкта управління підсистему другого порядку. Для його синтезу необхідні координати однієї ($N-i=4-3=1$) характерної точки X_{31} , вимогам до якої задовольняє точка 2 (рис. 1). Однак, завдяки симетрії початкових і кінцевих ділянок прогнозованої траєкторії синтез R_3 можливий після розрахунку точки 1, координати якої можна зобразити в точку 2 виконанням наступних перетворень:

$$(\omega - \omega^*)_2 = -\omega_1; \quad \varepsilon_2 = \varepsilon_1. \quad (4)$$

При нульових початкових умовах значення канонічних координат в точці 1 складають:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_1 = \varepsilon_{\max} = a_{\max} T_{sa}; \quad \omega_1 = a_{\max} \frac{T_{sa}^2}{2}; \\ \varphi_1 = a_{\max} \frac{T_{sa}^3}{6}; \quad \Omega_1 = a_{\max} \frac{T_{sa}^4}{24}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

де $T_{sa} = \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}. \quad (6)$

Підстановка (5) з урахуванням (4) в рівняння переключення регулятора R_3 системи (3)

$$-\omega_1 + K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon_1 = 0$$

дозволяє знайти коефіцієнт зворотньої зв'язи:

$$K_{\omega\varepsilon} = \frac{\omega_1}{\varepsilon_1} = \frac{a_{\max} T_{sa}^2}{2a_{\max} T_{sa}} = \frac{1}{2} T_{sa} = \frac{\varepsilon_{\max}}{2a_{\max}}. \quad (7)$$

Звернемо увагу, що при синтезі внутрішніх підсистем регулювання використовуються неповний вектор канонічних координат.

Регулятор R_2 підсистеми третього порядку синтезується методом $N-i$ переключень по двом ($N-i=4-2=2$) характерним точкам переключення X_{21}, X_{22} , вимогам до яких задовольняють точки 4 і 6 відповідно. Синтез R_2 можливий уже після розрахунку точки 3 завдяки зображенню точки 1 в 6 і точки 3 в 4 з допомогою наступних перетворень:

$$\left. \begin{aligned} (\varphi - \varphi^*)_6 = -\varphi_1; \quad \omega_6 = \omega_1; \quad \varepsilon_6 = -\varepsilon_1; \\ (\varphi - \varphi^*)_4 = -\varphi_3; \quad \omega_4 = \omega_3; \quad \varepsilon_4 = -\varepsilon_3. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Система двох лінійних алгебраїчних рівнянь для визначення двох невідомих коефіцієнтів зворотних зв'язей $K_{\omega\omega}, K_{\varphi\varepsilon}$ має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} -\varphi_3 + K_{\omega\omega} \cdot \omega_3 - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon_3 = 0; \\ -\varphi_1 + K_{\omega\omega} \cdot \omega_1 - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon_1 = 0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Визначимо координати стану в точці 3, для чого послідовно виконаємо інтегрування перехідних функцій на інтервалах 1-2, 2-3. Знайдемо координати системи в точці 2:

$$\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + 0; \quad \omega_2 = \omega_1 + \varepsilon_1 T_{se}; \quad \varphi_2 = \varphi_1 + \omega_1 T_{se} + \varepsilon_1 \frac{T_{se}^2}{2};$$

$$\Omega_2 = \Omega_1 + \varphi_1 T_{se} + \omega_1 \frac{T_{se}^2}{2} + \varepsilon_1 \frac{T_{se}^3}{6}.$$

Відмінність від величини T_{sa} , безпосередньо виражаємої через рівні обмеження канонічних координат, тривалість інтервала T_{se} може бути знайдена з вираження

$$\omega_3 = \omega_{\max} = \omega_{0-1} + \varepsilon_{\max} T_{se} + \omega_{2-3}, \quad (10)$$

де приращення ω на інтервалах 0-1 і 2-3 складають

$$\omega_{0-1} = a_{\max} \frac{T_{sa}^2}{2} = \omega_1,$$

$$\omega_{2-3} = \varepsilon_{\max} T_{sa} - a_{\max} \frac{T_{sa}^2}{2} = a_{\max} \frac{T_{sa}^2}{2} = \omega_1.$$

Рівність $\omega_{2-3} = \omega_{0-1} = \omega_1$ ґрунтується на симетрії розрахункової діаграми $\varepsilon(t)$. Тоді з (10) з урахуванням (6) маємо

$$T_{se} = \frac{\omega_{\max} - a_{\max} T_{sa}^2}{\varepsilon_{\max}} = \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} - \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}. \quad (11)$$

Значення координат стану в точці 2 з урахуванням (5), (11) приймають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_2 = a_{\max} T_{sa}; \quad \omega_2 = a_{\max} \left(\frac{T_{sa}^2}{2} + T_{sa} T_{se} \right); \\ \varphi_2 = a_{\max} \left(\frac{T_{sa}^3}{6} + \frac{T_{sa}^2}{2} T_{se} + T_{sa} \frac{T_{se}^2}{2} \right); \\ \Omega_2 = a_{\max} \left(\frac{T_{sa}^4}{24} + \frac{T_{sa}^3}{2} T_{se} + \frac{T_{sa}^2 T_{se}^2}{4} + T_{sa} \frac{T_{se}^3}{2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Аналогічним чином виконаємо інтегрування на ділянці 2-3:

$$\varepsilon_3 = \varepsilon_2 - a_{\max} T_{sa}; \quad \omega_3 = \omega_2 + \varepsilon_2 T_{sa} - a_{\max} \frac{T_{sa}^2}{2};$$

$$\varphi_3 = \varphi_2 + \omega_2 T_{sa} + \varepsilon_2 \frac{T_{sa}^2}{2} - a_{\max} \frac{T_{sa}^3}{6};$$

$$\Omega_3 = \Omega_2 + \varphi_2 T_{sa} + \omega_2 \frac{T_{sa}^2}{2} + \varepsilon_2 \frac{T_{sa}^3}{6} - a_{\max} \frac{T_{sa}^4}{24}.$$

Після підстановки початкових умов (12) координати стану в точці 3 приймають значення:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_3 = 0; \quad \omega_3 = a_{\max} (T_{sa}^2 + T_{sa} T_{se}) = \omega_{\max}; \\ \varphi_3 = a_{\max} \left(T_{sa}^3 + \frac{3}{2} T_{sa}^2 T_{se} + \frac{1}{2} T_{sa} T_{se}^2 \right); \\ \Omega_3 = a_{\max} \times \\ \times \left(\frac{7}{12} T_{sa}^4 + \frac{7}{6} T_{sa}^3 T_{se} + \frac{3}{4} T_{sa}^2 T_{se}^2 + \frac{1}{6} T_{sa} T_{se}^3 \right). \end{aligned} \right\} (13)$$

Поскольку $\varepsilon_3 = 0$, из первого уравнения системы

(9) имеем $K_{\varphi\omega} = \frac{\varphi_3}{\omega_3}$. Подставив в это выражение

φ_3 и ω_3 из (13) с учетом (6), (11), выразим искомый коэффициент через уровни ограничений:

$$K_{\varphi\omega} = \frac{a_{\max}}{\omega_{\max}} \left(\frac{\varepsilon_{\max}^3}{a_{\max}^3} + \frac{3}{2} \frac{\varepsilon_{\max}^2}{a_{\max}^2} \left(\frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} - \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}} \right) + \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}} \left(\frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} - \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}} \right)^2 \right).$$

Упростив выражение, получим

$$K_{\varphi\omega} = \frac{\omega_{\max}}{2\varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{2a_{\max}}. \quad (14).$$

При известном $K_{\varphi\omega}$ из второго уравнения системы (9) выразим $K_{\varphi\varepsilon} = \frac{\varphi_1 - K_{\varphi\omega}\omega_1}{-\varepsilon_1}$. Подставив в

это выражение значения из (5), (6), (11), (14), получим :

$$K_{\varphi\varepsilon} = \frac{a_{\max}}{-\varepsilon_{\max}} \left(\frac{1}{6} \frac{\varepsilon_{\max}^3}{a_{\max}^3} - \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_{\max}^2}{a_{\max}^2} \left(\frac{\omega_{\max}}{2\varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{2a_{\max}} \right) \right).$$

Упростим полученное выражение:

$$K_{\varphi\varepsilon} = \frac{\omega_{\max}}{4a_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{12a_{\max}^2}. \quad (15).$$

Регулятор R_1 системы четвертого порядка синтезируется по трем ($N-i=4-1=3$) характерным точкам X_{11}, X_{12}, X_{13} , которые в сквозной нумерации рисунка 1 обозначены как 8, 12, 14 соответственно. Синтез R_1 возможен после расчета точки 7 благодаря отображению точки 1 в 14, точки 3 в 12 и точки 7 в 8 с помощью следующих преобразований:

$$\left. \begin{aligned} (\Omega - \Omega^*)_{14} = -\Omega_1; \varphi_{14} = \varphi_1; \omega_{14} = -\omega_1; \varepsilon_{14} = \varepsilon_1 \\ (\Omega - \Omega^*)_{12} = -\Omega_3; \varphi_{12} = \varphi_3; \omega_{12} = -\omega_3; \varepsilon_{12} = \varepsilon_3 \\ (\Omega - \Omega^*)_8 = -\Omega_7; \varphi_8 = \varphi_7; \omega_8 = -\omega_7; \varepsilon_8 = \varepsilon_7 \end{aligned} \right\} (16)$$

Система трех линейных алгебраических уравнений для определения трех неизвестных коэффициентов обратных связей $K_{\Omega\varphi}, K_{\Omega\omega}, K_{\Omega\varepsilon}$ имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} -\Omega_7 + K_{\Omega\varphi}\varphi_7 - K_{\Omega\omega}\omega_7 + K_{\Omega\varepsilon}\varepsilon_7 = 0 \\ -\Omega_3 + K_{\Omega\varphi}\varphi_3 - K_{\Omega\omega}\omega_3 + K_{\Omega\varepsilon}\varepsilon_3 = 0 \\ -\Omega_1 + K_{\Omega\varphi}\varphi_1 - K_{\Omega\omega}\omega_1 + K_{\Omega\varepsilon}\varepsilon_1 = 0 \end{aligned} \right\} (17)$$

Для определения координат состояния в точке 7 необходимо последовательно выполнить интегрирование переходных функций на интервалах 3-4, 4-5,

5-6, 6-7. Длительность $T_{s\omega}$ интервала 3-4, на котором система стабилизирует скорость закручивания упругого элемента, легко выразить через уровни ограничений из равенства

$$\varphi_7 = \varphi_{\max} = \varphi_{0-3} + \omega_{\max} T_{s\omega} + \varphi_{4-7}, \quad (18)$$

где приращения $\varphi(t)$ на интервалах 0-3 и 4-7 равны и составляют

$$\varphi_{4-7} = \varphi_{0-3} = \varphi_3. \quad (19)$$

Это равенство вытекает из симметрии расчетной диаграммы $\omega(t)$ на интервале 0-7 и может быть строго доказано в ходе дальнейшего поинтервального интегрирования на участке 4-7. После подстановки значений (19), (13) в выражение (18) найдем

$$T_{s\omega} = \frac{\varphi_{\max} - a_{\max} (2T_{sa}^3 + 3T_{sa}^2 T_{se} + T_{sa} T_{se}^2)}{\omega_{\max}}$$

Подставив в это выражение значения (6), (11) и выполнив упрощение, получим

$$T_{s\omega} = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}} - \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} - \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}. \quad (20)$$

Последующие выкладки, выполняемые при прогнозировании интервала 3-7, в настоящей работе опустим в связи с их громоздкостью и однообразием, как и доказательство равенства (19). Окончательно выражения для канонических координат в точке 7 принимают вид

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_7 = 0; \quad \omega_7 = 0; \\ \varphi_7 = \varphi_{\max} = a_{\max} \left(2T_{sa}^3 + 3T_{sa}^2 T_{se} + T_{sa} T_{se}^2 + \right. \\ \left. + T_{sa}^2 T_{s\omega} + T_{sa} T_{se} T_{s\omega} \right) \\ \Omega_7 = a_{\max} \left(4T_{sa}^4 + 8T_{sa}^3 T_{se} + 5T_{sa}^2 T_{se}^2 + T_{sa} T_{se}^3 + \right. \\ \left. + 3T_{sa}^3 T_{s\omega} + \frac{9}{2} T_{sa}^2 T_{se} T_{s\omega} + \frac{3}{2} T_{sa} T_{se}^2 T_{s\omega} + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} T_{sa} T_{se} T_{s\omega} + \frac{1}{2} T_{sa}^2 T_{s\omega}^2 \right) \end{aligned} \right\} (21)$$

Из первого уравнения системы (17) найдем

$$K_{\Omega\varphi} = \frac{\Omega_7}{\varphi_7}. \text{ Подставив в это выражение значения}$$

(21), (6), (11), (20), выразим искомый параметр через уровни ограничений:

$$K_{\Omega\varphi} = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}} + \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}. \quad (22).$$

Из второго уравнения системы (17) выразим

$$K_{\Omega\omega} = \frac{\Omega_3 - K_{\Omega\varphi}\varphi_3}{-\omega_3}$$

и с учетом значений (22), (13), (6), (11) получим:

$$K_{\Omega\omega} = \frac{\varphi_{\max}}{4\varepsilon_{\max}} + \frac{\omega_{\max}}{4a_{\max}} + \frac{\varphi_{\max}\varepsilon_{\max}}{4\omega_{\max}a_{\max}} + \frac{\omega_{\max}^2}{12\varepsilon_{\max}^2} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{12a_{\max}^2}. \quad (23)$$

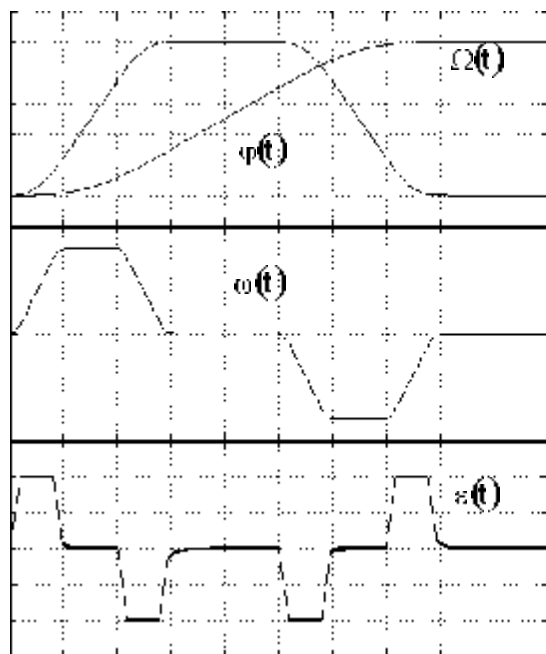
Из третьего уравнения системы (17) выразим коэффициент:

$$K_{\Omega\varepsilon} = \frac{\Omega_1 - K_{\Omega\varphi}\varphi_1 + K_{\Omega\omega}\omega_1}{\varepsilon_1},$$

или с учетом значений (22), (23), (13), (6) :

$$K_{\Omega\epsilon} = \frac{\varphi_{\max}}{8a_{\max}} + \frac{\varphi_{\max}\epsilon_{\max}^2}{24\omega_{\max}a_{\max}^2} + \frac{\omega_{\max}\epsilon_{\max}}{24a_{\max}^2} + \frac{\omega_{\max}^2}{24\epsilon_{\max}a_{\max}}. \quad (24)$$

На рис. 2 представлены временные диаграммы скорости выходного вала и ее старших производ-



ных, фазовых координат двухмассовой ЭМС а также диаграммы управляющих сигналов, демонстрирующие порядок переключения синтезированных регуляторов в оптимальном по быстродействию переходном процессе. Зачерненные области диаграмм переключений регуляторов соответствуют их скользящему режиму.

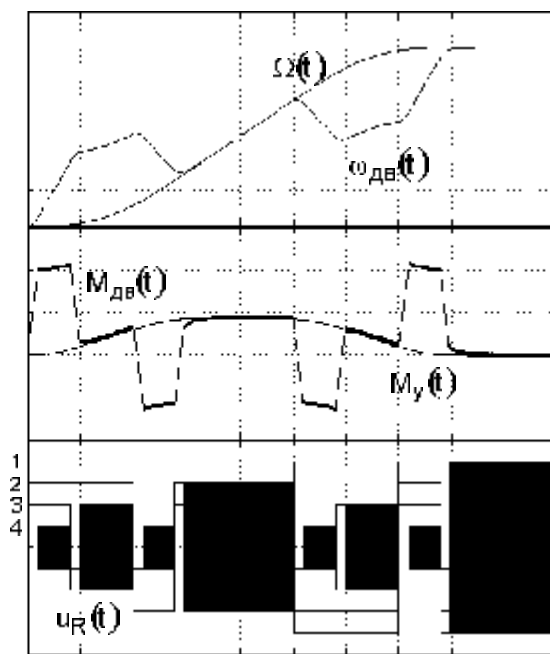


Рисунок 2 – Временные диаграммы переходного процесса

Выводы. Формулы (7), (14), (15), (22), (23), (24) выражают однозначную зависимость коэффициентов обратных связей релейной системы подчиненного регулирования 4-го порядка от уровней ограничений канонических координат, которые соответствуют уровням насыщения регуляторов. Аналитический характер полученных соотношений позволяет в дальнейшем избежать обращения к численному варианту метода [1], а также открывает возможности аналитической оценки устойчивости скользящих режимов регуляторов и адаптации настроек системы к изменению формы оптимальных траекторий.

Сравнение полученных выражений коэффициентов обратных связей внутренних контуров, образующих подсистемы второго и третьего порядка, с настройками оптимального по быстродействию позиционного электропривода, полученными в [2], демонстрирует тождественность аналитических результатов синтеза методом N-i переключений любых релейных систем подчиненного регулирования одинакового порядка, замкнутых по вектору канонических координат. Поскольку соотношения уровней ограничения с коэффициентами обратных связей установлены на основе расчетной траектории, единой для каждого порядка системы, является очевидной правомерность распространения результатов данной работы на все системы 4-го порядка, для которых подобная траектория является осуществимой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В., Дерез А.Л. Оптимизация по быстродействию релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод», "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" – Харьков, 2004, №43. - С. 53 - 56.
2. Садовой А.В., Дерез А.Л. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод», "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" – Харьков, 2005, №45. - С. 71 - 73.
3. Садовой А.В., Дерез А.Л. Оптимизация по быстродействию методом N-i переключений режимов малых перемещений позиционного электропривода // – Вісник КДПУ, 36. наук. праць КДПУ. Випуск 3/2007 (44). – Кременчук 2007. - С. 15 - 17.
4. Садовой А.В., Дерез А.Л. Оптимизация по быстродействию режимов средних перемещений позиционных релейных СУЭП методом N-i переключений // Сборник научных трудов ДГТУ (технические науки). Тематический выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Днепропетровский: ДГТУ, 2007.– С. 420-422.

Стаття надійшла 14.04.2008 р.