

РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА»

УДК 681.5.03

ВОЛЯНСКИЙ Р.С., к.т.н., доцент
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ИРРАЦИОНАЛЬНОЙ АКТИВАЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ

Введение. К настоящему времени для анализа свойств и характеристик динамических систем разработано большое количество алгебраических, частотных, графо-аналитических и численных методов [1]. Некоторые из этих методов являются весьма общими и находят применение при исследовании как линейных, так и нелинейных систем [2], а часть этих методов применима только к системам, которые описываются линейными или линеаризованными уравнениями [3]. Отличительной особенностью методов исследования линейных систем является простота их использования и отсутствие необходимости применения сложного математического аппарата, включающего в себя дифференциальное и интегральное исчисления и интегральные преобразования.

Особое место в ряду методов исследования линейных систем занимают методы, базирующиеся на анализе корней характеристического уравнения и их распределения [3]. При помощи корневых методов можно делать вывод не только об устойчивости линейных динамических систем, но и анализировать их быстродействие и колебательность без решения уравнений, описывающих поведение замкнутой электромеханической системы.

В самом общем случае использование корневых методов для анализа нелинейных систем затруднено невозможностью записать характеристическое уравнение для произвольной нелинейной системы вследствие наличия в ее математическом описании нелинейных зависимостей $f(\cdot)$. Однако, в ряде случаев эти нелинейные зависимости могут быть заменены линейными с переменными коэффициентами $g(\cdot)$, которые зависят от переменных состояния регулируемого объекта

$$f(S) = g(S)S, \quad (1)$$

или

$$g(S) = \frac{f(S)}{S}, \quad (2)$$

где S – обобщенная координата электромеханической системы, зависящая от переменных состояния объекта управления, $f(S)$ – нечетная нелинейная зависимость.

Выражения (1) и (2) создают предпосылки для использования методов анализа линейных систем при исследовании нелинейных.

Постановка задачи. Целью настоящей работы является исследование зависимости корней характеристического уравнения от параметров и координат замкнутой электромеханической системы с иррациональной активационной функцией.

Результаты работы. *Материалы исследования.* В качестве объекта управления (ОУ) рассмотрим электропривод постоянного тока, питающийся от широтно-импульсного преобразователя. Уравнения динамики ОУ имеют вид

$$p\omega = \frac{c}{J}I; \quad pI = -\frac{1}{T_a}I - \frac{c}{R_a T_a}\omega + \frac{k}{R_a T_a}U_y, \quad (3)$$

где c – конструктивный коэффициент, J – момент инерции привода, R_a, T_a – сопротивление и постоянная времени якорной цепи электропривода соответственно, k – коэффициент усиления управляемого преобразователя, U_y – напряжение управления.

Приняв в качестве базовых переменных скорость идеального холостого хода ω_0 , ток короткого замыкания I_k и максимальное напряжение управления $U_{y\max}$, представим уравнения (3) в относительных единицах

$$p y_1 = a_{12} y_2; \quad p y_2 = a_{21} y_1 + a_{22} y_2 + m_2 U, \quad (4)$$

где

$$a_{12} = \frac{1}{T_m} = \frac{c I_k}{J \omega_0}, \quad a_{21} = a_{22} = -\frac{1}{T_a}, \quad m_2 = -a_{22}. \quad (5)$$

Замена в уравнениях (4) переменных состояния y_i и U на их отклонения от желаемых значений y_i^* и U^* позволяет записать уравнения возмущенного движения

$$p \eta_1 = a_{12} \eta_2; \quad p \eta_2 = a_{21} \eta_1 + a_{22} \eta_2 + m_2 u, \quad (6)$$

$$\eta_i = y_i - y_i^*, \quad u = U - U^*. \quad (7)$$

Для динамического объекта (6) оптимальное управление

$$u = f(S) = -k |S|^\alpha \text{sign}(S) \quad (8)$$

будем искать из условия минимизации интегрального функционала качества

$$I = \int_0^\infty (|S|^{1+\alpha} + C |u|^{1+1/\alpha}) dt. \quad (9)$$

В управляющем воздействии (8) и функционале (9) линия равновесного состояния регулятора определяется выражением

$$S = \eta_1 + v_{12} \eta_2, \quad (10)$$

где весовой коэффициент v_{12} связан с коэффициентами функции Ляпунова

$$V = \sum_{i,j=1}^2 V_{ij} \eta_i \eta_j, \quad V_{ij} = V_{ji} \quad (11)$$

зависимостью

$$v_{12} = V_{22} / V_{12}. \quad (12)$$

Коэффициенты функции Ляпунова V_{in} определяются через параметры объекта управления [4]

$$V_{12} = -a_{22}; \quad V_{22} = a_{12}. \quad (13)$$

Система уравнений (6) совместно с управляющим воздействием (8), уравнением (10) и коэффициентами (12) и (13) позволяет записать уравнения, описывающие динамику замкнутой электромеханической системы с иррациональной активационной функцией

$$p \eta_1 = a_{12} \eta_2; \quad p \eta_2 = a_{21} \eta_1 + a_{22} \eta_2 - m_2 k \left| \eta_1 - \frac{a_{12}}{a_{22}} \eta_2 \right|^\alpha \text{sign} \left(\eta_1 - \frac{a_{12}}{a_{22}} \eta_2 \right). \quad (14)$$

Использование переменного коэффициента (2) позволяет представить систему (14) следующим образом:

$$p\eta_1 = a_{12}\eta_2; \quad p\eta_2 = [a_{21} - m_2kg(S)]\eta_1 + \left[a_{22} + \frac{m_2a_{12}}{a_{22}}kg(S) \right]\eta_2, \quad (15)$$

где

$$g(S) = \frac{|S|^\alpha}{S} \text{sign}(S) = |S|^{\alpha-1}. \quad (16)$$

С учетом обозначения (10) коэффициент (16) будет

$$g(S) = |S|^{\alpha-1} = \left| \eta_1 - \frac{a_{12}}{a_{22}}\eta_2 \right|^{\alpha-1}. \quad (17)$$

С учетом обозначений

$$b_{12} = a_{12}; b_{21} = a_{21} - m_2kg(S); b_{22} = a_{22} + \frac{m_2a_{12}}{a_{22}}kg(S) \quad (18)$$

система (14) примет вид

$$p\eta_1 = b_{12}\eta_2; \quad p\eta_2 = b_{21}\eta_1 + b_{22}\eta_2. \quad (19)$$

Выполненные преобразования позволили представить динамику исходной замкнутой нелинейной системы (14) в виде уравнений (19), которые аналогичны уравнениям, описывающим свободное движение линейной системы.

Для системы (19) составим характеристический определитель

$$\Delta(p) = \begin{vmatrix} 0-p & b_{12} \\ b_{21} & b_{22}-p \end{vmatrix}, \quad (20)$$

раскрывая который получим характеристический полином

$$\Delta(p) = p^2 - b_{22}p - b_{12}b_{21}. \quad (21)$$

Корни полинома (21) определяются следующими зависимостями

$$p_{1,2} = \frac{b_{22} \pm \sqrt{b_{22}^2 + 4b_{21}b_{12}}}{2}, \quad (22)$$

которые с учетом обозначений (18) примут вид

$$p_{1,2} = \frac{a_{22}}{2} + \frac{m_2g(S)a_{12}k}{2a_{22}} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(a_{22} + m_2g(S)k \frac{a_{12}}{a_{22}} \right)^2 + 4(a_{21} - m_2g(S)k)a_{12}}. \quad (23)$$

Принимая во внимание, что коэффициент a_{22} является отрицательным, первые два слагаемые выражения (23) тоже являются отрицательными. Сравнение суммы первых двух слагаемых с подкоренным выражением показывает, что корни (23) будут отрицательными вещественными при выполнении неравенства

$$\left(a_{22} + m_2g(S)k \frac{a_{12}}{a_{22}} \right)^2 + 4(a_{21} - m_2g(S)k)a_{12} \geq 0. \quad (24)$$

Выражение (23) и неравенство (24) показывает, что корни характеристического уравнения системы управления с иррациональной активационной функцией при разных значениях коэффициента $g(S)$ могут принимать различные значения как в вещественной, так и комплексной областях.

Неравенство (24) позволяет при известных параметрах ОУ и регулятора путем решения уравнения

$$m_2^2 a_{12}^2 g(S)^2 k^2 / a_{22}^2 + (2m_2 a_{12} k - 4m k a_{12}) g + a_{22}^2 + 4a_{12} a_{21} = 0, \quad (25)$$

которое получено из неравенства (24), определить значение коэффициента усиления $g(S)_b$, превращающего комплексно-сопряженные корни в вещественные:

$$g(S)_b = \frac{a_{22} (a_{22} \pm 2\sqrt{-a_{12} a_{21}})}{m_2 a_{12} k}. \quad (26)$$

Таким образом, при пуске системы корни ее характеристического уравнения будут комплексно-сопряженными, если эквивалентный коэффициент усиления регулятора

$$K_e = k \cdot g(S) \quad (27)$$

меньше следующего значения

$$K_{eb} = \frac{a_{22} (a_{22} \pm 2\sqrt{-a_{12} a_{21}})}{m_2 a_{12}}. \quad (28)$$

В этом случае демпфирующие свойства замкнутой электромеханической системы снижаются, и происходит ее форсировка. При достижении коэффициентом $g(S)$ значения $g(S)_b$ корни становятся вещественными, и дальнейшее движение происходит по асимптотически устойчивым траекториям.

С учетом коэффициентов (5) выражение (26) примет вид

$$g(S)_b = \frac{T_m}{T_a k} \mp \frac{2}{k} \sqrt{\frac{T_m}{T_a}}. \quad (29)$$

Выражение (29) имеет физический смысл только при положительном втором слагаемом, поэтому будем рассматривать значения $g(S)_b$, вычисленные в соответствии с выражением

$$g(S)_b = \frac{T_m}{T_a k} + \frac{2}{k} \sqrt{\frac{T_m}{T_a}}. \quad (30)$$

Координата изображающей точки на линии равновесного состояния регулятора, при которой происходит переход от комплексно-сопряженных корней системы к вещественным, может быть найдена путем подстановки в выражение (30) зависимости (16) и решения получившегося уравнения относительно $|S|$:

$$|S|_b = \left(\frac{T_m}{T_a k} + \frac{2}{k} \sqrt{\frac{T_m}{T_a}} \right)^{1/\alpha-1}, \quad \alpha \in (0,1). \quad (31)$$

Как следует из полученного выражения, искомая координата изображающей точки определяется параметрами объекта управления и регулятора и не зависит от внешних воздействий.

В случае, когда движение изначально должно осуществляться по асимптотическим траекториям, на основании известного начального значения коэффициента $g(S)_0$ по зависимостям, аналогичным (26), можно определить минимально допустимое значение коэффициента усиления регулятора k_b :

$$k_b = \frac{a_{22}(a_{22} \pm 2\sqrt{-a_{12}a_{21}})}{m_2 a_{12} g(S)_0}. \quad (32)$$

Физически реализуемыми являются значения коэффициента усиления k_b , вычисленные в соответствии с зависимостью

$$k_b = \frac{a_{22}(a_{22} - 2\sqrt{-a_{12}a_{21}})}{m_2 a_{12} g(S)_0}. \quad (33)$$

Определим коэффициент k_b через параметры объекта управления. Для этого подставим в выражение (33) коэффициенты (5) и получим выражение

$$k_b = \frac{T_m}{T_a g(S)_0} + \frac{2}{g(S)_0} \sqrt{\frac{T_m}{T_a}}. \quad (34)$$

Подставив в выражение (34) значение коэффициента $g(S)_0$, определенное в соответствии с выражением (16), получим следующую зависимость:

$$k_b = \frac{T_m}{T_a} |S_0|^{1-\alpha} + 2 \sqrt{\frac{T_m}{T_a}} |S_0|^{1-\alpha}, \quad (35)$$

где S_0 – положение изображающей точки в начальный момент времени.

Выводы. Приведенные выше выкладки позволяют сделать ряд выводов и заключений:

1. Использование переменного коэффициента $g(S)$, который является функцией координаты изображающей точки на линии равновесного состояния регулятора, позволяет описать динамику замкнутой электромеханической системы с иррациональной активационной функцией в виде дифференциальных уравнений свободного движения системы. Полученная система дифференциальных уравнений имеет вид, аналогичный системе линейных дифференциальных уравнений, и может исследоваться известными методами линейной теории динамических систем.

2. Корни характеристического уравнения замкнутой электромеханической системы с иррациональной активационной функцией (ЗЭМС ИАФ) зависят не только от параметров, но и от координат возмущенного движения этой системы. Указанное свойство ЗЭМС ИАФ создает предпосылки для формирования такой активационной функции, которая при движении системы будет обеспечивать желаемое распределение ее корней и тем самым формировать требуемый переходной процесс.

3. При значениях коэффициента усиления регулятора меньше определенного в соответствии с зависимостью (35) и при больших отклонениях регулируемой переменной корни характеристического уравнения ЗЭМС ИАФ могут быть комплексно-сопряженными. В этом случае снижается запас устойчивости системы при одновременном повышении ее быстродействия. Это заключение позволяет сформулировать следующую рекомендацию: пуск произвольной динамической системы с иррациональной активационной функцией следует осуществлять таким образом, чтобы при больших отклонениях ее корни были комплексно-сопряженными, а при приближении к заданному значению регулируемой координаты становились отрицательными вещественными.

4. Эквивалентный коэффициент усиления регулятора, при котором происходит переход от комплексно-сопряженных корней характеристического уравнения ЗЭМС ИАФ к вещественным, не зависит от координат возмущенного движения системы и определяется ее параметрами. Это заключение позволяет утверждать о том, что смена ти-

па корней будет происходить при любых начальных отклонениях в системе, давая тем самым возможность прогнозировать ее движение.

ЛИТЕРАТУРА

1. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5 т. / под ред. К.А.Пупкова, Н.Д.Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2004. – Т. 1: Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления. – 2004. – 656с.
2. Андриевский Б.Р. Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB / Б.Р.Андриевский, А.Л.Фрадков. – СПб.: Наука, 2000. – 475с.
3. Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы / И.В.Мирошник. – СПб.: Питер, 2005. – 336с.
4. А.В.Садовой. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В. – К.:ИСИМО, 1996. – 298с.

Поступила в редколлегию 13.06.2012.

УДК 62-83

ДЕРЕЦ А.Л., к.т.н., доцент
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СКОЛЬЗЯЩЕГО РЕЖИМА ОПТИМАЛЬНОЙ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ СИСТЕМЫ ПЯТОГО ПОРЯДКА

Введение. Синтез N-контурных релейных систем управления методом N-i переключений обеспечивает реализацию ими расчётной оптимальной по быстродействию переходной траектории. Сходимость такой траектории не является достаточным условием существования скользящих режимов регуляторов, что делает актуальной задачу проверки устойчивости релейных систем, оптимизированных по быстродействию данным методом. Его математический аппарат устанавливает однозначную аналитическую взаимосвязь настроек релейной системы пятого порядка с параметрами расчётной траектории оптимального по быстродействию переходного процесса. Это позволяет выполнить в общем виде исследование устойчивости синтезируемых методом N-i переключений систем для случая N = 5, избегая численного решения их характеристических уравнений.

Постановка задачи. Дифференциальные уравнения динамики позиционной двухмассовой электромеханической системы (ЭМС) имеют вид

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

где $\Phi, \Omega, \omega, M_y, M_{дв}$ – соответственно угловое положение и скорость исполнительного вала, скорость вала двигателя, упругий момент и момент двигателя; u – напряжение преобразователя; $k_p, c, R, L, J, J_{дв}, C_{ж}$ – параметры ЭМС; $p = d/dt$.

Первая производная положения исполнительного вала Φ (регулируемой координаты данной ЭМС) определяется непосредственно координатой Ω . Обозначив старшие производные выходной переменной Φ символами $\varphi, \omega, \varepsilon, a$, принятыми в работах [1-3] для координат позиционного привода, введём для вектора канонических координат ЭМС (1) обозначения

$$\left(\Phi, p\Phi, p^2\Phi, p^3\Phi, p^4\Phi, p^5\Phi \right) = \left(\Phi, \Omega, \varphi, \omega, \varepsilon, a \right), \quad (2)$$

что позволит в неизменном виде заимствовать результаты алгоритмического синтеза из работ [1-3] и представить описание регуляторов системы управления объектом (1) в виде

$$\left. \begin{aligned} u_{R\Phi} = \Omega^* &= -\Omega_{\max} \cdot \text{sign}\left(\Phi - \Phi^* + K_{\Phi\Omega} \cdot \Omega + K_{\Phi\varphi} \cdot \varphi + K_{\Phi\omega} \cdot \omega + K_{\Phi\varepsilon} \cdot \varepsilon\right) \\ u_{R\Omega} = \varphi^* &= -\varphi_{\max} \cdot \text{sign}\left(\Omega - \Omega^* + K_{\Omega\varphi} \cdot \varphi + K_{\Omega\omega} \cdot \omega + K_{\Omega\varepsilon} \cdot \varepsilon\right) \\ u_{R\varphi} = \omega^* &= -\omega_{\max} \cdot \text{sign}\left(\varphi - \varphi^* + K_{\varphi\omega} \cdot \omega + K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon\right) \\ u_{R\omega} = \varepsilon^* &= -\varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}\left(\omega - \omega^* + K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon\right) \\ u_{R\varepsilon} = a^* &= -a_{\max} \cdot \text{sign}\left(\varepsilon - \varepsilon^*\right) \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

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

Внутренние контуры системы подчинённого регулирования (СПР), образованные каскадом регуляторов $R_\Omega, R_\varphi, R_\omega, R_\varepsilon$ из состава системы (3) и частью объекта управления (1), представляют собой подсистему четвёртого порядка, идентичную релейной системе регулирования скорости двухмассовой ЭМС. Коэффициенты обратных связей такой СПР были синтезированы в работе [1] методом N - i переключений для случая фиксированных уровней ограничения канонических координат. Это позволило выполнить в работе [2] анализ устойчивости скользящих режимов регуляторов подсистемы четвёртого порядка.

Задачей настоящего исследования является аналитическая проверка устойчивости внешнего контура релейной СПР пятого порядка, параметры регулятора которой синтезированы в работе [3].

Результаты работы. Найденные в [3] коэффициенты обратных связей регулятора положения исполнительного вала R_Φ обеспечивают отработку оптимальной по быстродействию траектории, проходящей по заданным границам области пространства состояний (рис.1). В наиболее компактной форме их величины

$$K_{\Phi\Omega} = \frac{1}{2}(T_a + T_\varepsilon + T_\omega + T_\varphi), \quad (4)$$

$$K_{\Phi\varphi} = \frac{1}{12}(T_a^2 + T_\varepsilon^2 + T_\omega^2) + \frac{1}{4}(T_a T_\varepsilon + T_a T_\varphi + T_a T_\omega + T_\varepsilon T_\omega + T_\varepsilon T_\varphi + T_\omega T_\varphi), \quad (5)$$

$$K_{\Phi\omega} = \frac{1}{8} (T_a T_\varepsilon T_\omega + T_a T_\varepsilon T_\varphi + T_a T_\omega T_\varphi + T_\varepsilon T_\omega T_\varphi) + \frac{1}{24} (T_a^2 T_\varphi + T_a^2 T_\varepsilon + T_a^2 T_\omega + T_\varepsilon^2 T_\varphi + T_\varepsilon^2 T_a + T_\varepsilon^2 T_\omega + T_\varepsilon T_\omega^2 + T_a T_\omega^2), \quad (6)$$

$$K_{\Phi\varepsilon} = \frac{1}{16} T_a T_\varepsilon T_\omega T_\varphi + \frac{1}{144} (T_a^2 T_\omega^2 + T_a^2 T_\varepsilon^2) - \frac{1}{720} T_a^4 + \frac{1}{48} (T_a^2 T_\varepsilon T_\varphi + T_a^2 T_\varepsilon T_\omega + T_a^2 T_\omega T_\varphi + T_a T_\varepsilon^2 T_\varphi + T_a T_\varepsilon T_\omega^2 + T_a T_\varepsilon^2 T_\omega) \quad (7)$$

выражаются через постоянные времени замкнутой системы

$$T_a = \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}, \quad T_\varepsilon = \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}}, \quad T_\omega = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}}, \quad T_\varphi = \frac{\Omega_{\max}}{\varphi_{\max}}, \quad (8)$$

взаимосвязь которых с интервалами стабилизации канонических координат на оптимальной траектории (рис.1) имеет вид:

$$T_{s\varphi} = T_\varphi - T_\omega - T_\varepsilon - T_a, \quad T_{sa} = T_a, \quad T_{s\varepsilon} = T_\varepsilon - T_a, \quad T_{s\omega} = T_\omega - T_\varepsilon - T_a. \quad (9)$$

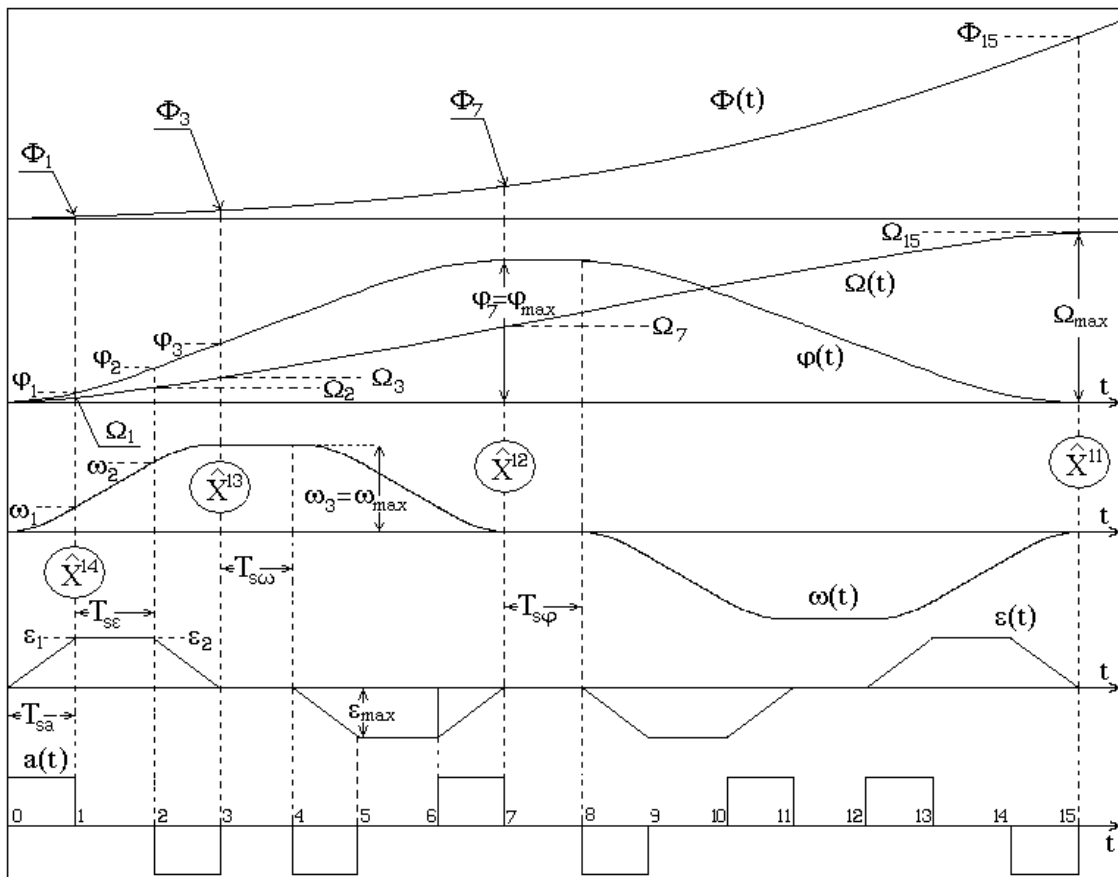


Рисунок 1 – Расчётные временные диаграммы оптимального по быстродействию переходного процесса

С учетом понижения на единицу порядка релейных систем, линеаризуемых в скользящем режиме, проверка устойчивости контура на основе R_{Φ} сводится к анализу характеристического уравнения четвертого порядка вида:

$$1 + K_{\Phi\Omega} \cdot p + K_{\Phi\varphi} \cdot p^2 + K_{\Phi\omega} \cdot p^3 + K_{\Phi\varepsilon} \cdot p^4 = 0. \quad (10)$$

Характеристические уравнения четвертого и выше порядков не имеют аналитического решения, поэтому с целью проверки устойчивости скользящего режима регулятора R_{Φ} системы (3) составим для уравнения (10) систему неравенств с использованием определителя Гурвица и его диагональных миноров согласно [4]:

$$K_{\Phi\omega} > 0; \begin{vmatrix} K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} \\ K_{\Phi\varepsilon} & K_{\Phi\varphi} \end{vmatrix} > 0; \begin{vmatrix} K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} & 0 \\ K_{\Phi\varepsilon} & K_{\Phi\varphi} & 1 \\ 0 & K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} \end{vmatrix} > 0; \begin{vmatrix} K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} & 0 & 0 \\ K_{\Phi\varepsilon} & K_{\Phi\varphi} & 1 & 0 \\ 0 & K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} & 0 \\ 0 & K_{\Phi\varepsilon} & K_{\Phi\varphi} & 1 \end{vmatrix} > 0. \quad (11)$$

Все коэффициенты обратных связей (4)-(7) положительны с учетом характерного для рассматриваемой траектории соотношения постоянных времени

$$T_a \leq T_{\varepsilon}, \quad T_{\varepsilon} < T_{\omega}, \quad T_{\omega} < T_{\varphi}, \quad (12)$$

следовательно, условие устойчивости (11) сводится к положительности предпоследнего минора определителя Гурвица [4], что приводит к неравенству:

$$K_{\Phi\Omega}(K_{\Phi\omega}K_{\Phi\varphi} - K_{\Phi\varepsilon}K_{\Phi\Omega}) - K_{\Phi\omega}^2 > 0. \quad (13)$$

В результате подстановки коэффициентов (4)-(7) и последующего упрощения левая часть неравенства (13) приобретет вид суммы произведений постоянных времени замкнутой системы (8) с различными сочетаниями их степеней и положительных весовых коэффициентов. Данный результат свидетельствует об устойчивости идеального скользящего режима синтезированной методом N-i переключений релейной системы пятого порядка. Окончательный вариант записи неравенства (13) в настоящей работе опустим по причине его громоздкости.

Необходимо отметить, что задействованные в вышеизложенном исследовании формулы (4)-(7), выражающие коэффициенты обратных связей через постоянные времени замкнутой системы, являются более общими по отношению к выражениям для коэффициентов, полученным в [5] для настроек на отработку траекторий переходного процесса, протекающего без ограничений промежуточных координат электромеханической системы. Это подтверждает выводы работы [6] об устойчивости системы пятого порядка, оптимизированной по быстродействию при подвижных границах области фазового пространства.

Выводы. Выполненные исследования доказывают устойчивость скользящего режима систем пятого порядка, оптимизированных по быстродействию методом N-i переключений при фиксированных ограничениях координат состояния. Представленные исследования выполнены для контура регулирования положения электропривода с упругой связью. Однако подвергнутые анализу уравнения скольжения связывают канонические координаты релейной системы, что позволяет распространить положитель-

ний результат перевірки устойчивости на контуры пятого порядка с любой структурой объектов управления, замкнутые по старшим производным ошибки регулирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В. Параметрический синтез релейной системы подчиненного регулирования скорости электропривода с упругой связью / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник Кременчугского государственного политехнического университета. – Кременчуг: КГПУ. – 2008. – Вып. 3/2008(50). Часть 1. – С.83-87.
2. Садовой А.В. Анализ устойчивости скользящего режима оптимальной по быстродействию системы четвертого порядка / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника и электропривод». – Харьков. – 2008. – Вып. 30. – с.91-93.
3. Дерез А.Л. Синтез параметров регулятора положения оптимальной по быстродействию релейной системы управления электроприводом с упругой связью методом N-i переключений / Дерез А.Л., Садовой А.В. // Электромеханические и энергосберегающие системы: науч.-произв. журнал. Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика» – Кременчуг: КрНУ. – 2012. – Вып. 3/2012 (19). – С.81-85.
4. Юревич Е.И. Теория автоматического управления / Юревич Е.И. – Л.: «Энергия», 1969. – 375с.: ил.
5. Садовой А.В. Оптимизация по быстродействию режима малых перемещений двухмассовой электромеханической системы методом N-i переключений на подвижных границах области / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Электротехнические и компьютерные системы: науч.-техн. журнал Одесского национального политехнического университета. – К.: «Техника». – 2011. – С.89-91.
6. Дерез А.Л. Анализ устойчивости скользящего режима системы пятого порядка, оптимизированной по быстродействию при подвижных границах области / Дерез А.Л., Садовой А.В. // Сборник научных трудов Днепропетровского государственного техн. ун-та (технические науки). – Днепропетровск: ДГТУ. – 2012. – Вып. 1(18). – С.100-104.

Поступила в редколлегию 21.05.2012.

УДК 621.313.292-53

ПОЛЬОВИЙ Є.В., асистент

Дніпропетровський державний технічний університет

КОРЕКЦІЯ ФОРСУЮЧОГО ВПЛИВУ КОНТУРА КЕРУВАННЯ СТРУМОМ ВЕНТИЛЬНОГО РЕАКТИВНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

Вступ. Сучасні технологічні процеси і механізми прямо чи опосередковано потребують забезпечення суворих вимог до якості керування електроприводами. Отримання специфічних, а деколи індивідуальних динамічних і (або) статичних характеристик потребує урахування можливостей і властивостей електродвигуна і системи керування. Останнім часом при створенні нових видів електроприводів все більше уваги приділяється вентильному реактивному двигуну (ВРД), в англійській інтерпретації Switched Reluctance Motor (SRM). Як вказано в [1], це пов'язано з такими специфічними властивостями цього електродвигуна в порівнянні з класичними асинхронними і синхронними, як високонадійне перетворення енергії, створення значних пускових моментів навіть на швидкостях, близьких до нульових, можливість роботи в агресивних середови-

шах та ін.

Тому створення електропривода на базі вентильного реактивного двигуна з покращеними динамічними та статичними характеристиками є актуальною задачею.

Постановка задачі. Розробка системи керування, яка з одного боку дозволяє сформулювати бажану величину і форму фазного струму, а з іншого – підвищити швидкість вентильного реактивного електропривода (ВРЕП).

Результати роботи. В якості об'єкта дослідження використано чотирифазний ВРД, який має відношення полюсів статор/ротор 8/6 (рис.1), з вентильним перетворювачем, алгоритм якого забезпечує симетричний зсув зони комутації в бік випередження вмикання обмоток. Основні паспортні дані дослідного двигуна наведені в табл.1.

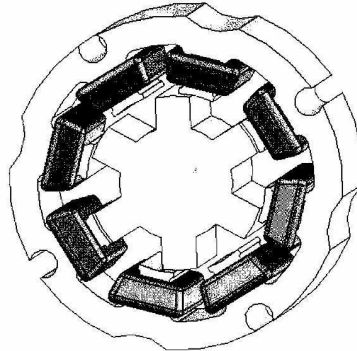


Рисунок 1 – Конструкція магнітної системи дослідного вентильного реактивного електродвигуна

Таблиця 1 – Вихідні дані вентильного реактивного двигуна

Номінальна потужність, Вт	23
Напруга живлення, В	24
Опір обмотки, Ом	0,4
Номінальний момент, Н·м	0,05
Момент інерції ротора, кг·м ²	5,5·10 ⁻⁶

Рух об'єкта керування (ОК) описується наступними диференціальними рівняннями, що покладені в основу досліджень ВРЕП:

$$\begin{cases} p\varphi = \omega; \\ p\omega = -\frac{D}{J}\omega + \frac{1}{J}\sum_n^k i_n^2 \frac{\partial L_n}{\partial \varphi}; \\ pi_n = -\frac{i_n}{T_{e_n}} - \frac{\partial L_n}{\partial \varphi} \frac{\omega \cdot i_n}{R_n \cdot T_{e_n}} + \frac{u_{ynn}}{R_n \cdot T_{e_n}}, \end{cases} \quad (1)$$

де φ і ω – кутове положення і швидкість обертання ротора двигуна; D – коефіцієнт в'язкого тертя; J – момент інерції двигуна; i_n , R_n , L_n , u_{ynn} – струм, опір, індуктивність, напруга живлення n -ої фази двигуна; T_{e_n} – електромагнітна стала часу n -ої фази двигуна.

Складання математичної моделі ВРД відбувається з наступними припущеннями: магнітна система двигуна ненасичена; фази статора двигуна є магнітно відокремлені; вплив контура вихрових струмів і нагріву на електромеханічні характеристики ВРД відсутній; вентильний перетворювач є безінерційним.

У кожному каналі ОК використовуються релейні регулятори струму (РС) зі зворотним зв'язком за струмом цього каналу. Напруги живлення відповідних фаз визначаються виразом [2]:

$$U_n = U_{\max} \operatorname{sign}(i^* - i_n + \Delta i_n), \quad (2)$$

де U_{\max} – максимальна напруга джерела постійного струму; i^* – сигнал завдання релейного регулятора струму; i_n – миттєве значення діючого струму n -ої фази; Δi_n – необхідна величина форсуючого впливу n -ої фази.

Як показано в [3], корекція форсуючого впливу за кутом вмикання дозволяє керувати його дією на всьому діапазоні роботи фази. Вказаний підхід здійснюється шляхом використання координати швидкості відповідно до виразу

$$\varphi_f = \Delta\varphi + \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{\text{nom}}}\right) \cdot \varphi_p, \quad (3)$$

де φ_f – кутове положення, на якому подається форсуючий вплив; $\Delta\varphi$ – мінімальний кут подачі форсуючого впливу; φ_p – кут повороту ротора, на якому відбувається робота фази; ω – миттєве значення кутової швидкості; ω_{nom} – номінальна кутова швидкість.

Тоді алгоритм подачі форсуючого впливу на фази ВРД

$$\Delta i_n = \begin{cases} \Delta i, & \text{якщо } \varphi_{s,n} \leq \varphi \leq \varphi_{s,n} + \varphi_f; \\ 0, & \text{якщо } \varphi_{s,n} + \varphi_f < \varphi \leq \varphi_{f,n}, \end{cases} \quad (4)$$

де Δi – необхідна величина форсуючого впливу; $\varphi_{s,n}$ – кутове значення, при якому відбувається вмикання n -ї фази; $\varphi_{f,n}$ – кутове значення, при якому відбувається вимикання n -ї фази.

Основним недоліком такого підходу є використання усталеного значення величини форсуючого впливу, що унеможливорює зміну його величини в фазах ВРД. Зазначений недолік не дозволяє в достатній мірі зменшити час розгону електропривода до заданої швидкості і забезпечити необхідне значення пускового електромагнітного моменту.

Для усунення вказаних недоліків величину форсуючого впливу на фази ВРД будемо формувати в залежності від швидкості обертання ротора. Виконаємо процедуру нормування координати швидкості обертання. Тоді коефіцієнт, який враховує корекцію форсуючого впливу за величиною, можна знайти з виразу:

$$k_n = k_{\max} \frac{\omega}{\omega_{\text{nom}}}, \quad (5)$$

де k_{\max} – коефіцієнт, який враховує максимальне значення кратності струму під час пуску.

Після врахування значення додаткової корекції форсуючого впливу рівняння (2) буде мати вигляд

$$U_n = U_{\max} \operatorname{sign}(i^* - i_n + \Delta i_n \cdot k_n). \quad (6)$$

Спільна корекція форсуючого впливу за величиною і кутом вмикання дає змогу керувати струмом, як показано на рис.2. В якості базового прийнято струм, який відповідає номінальному моменту в розімкненій електромеханічній системі.

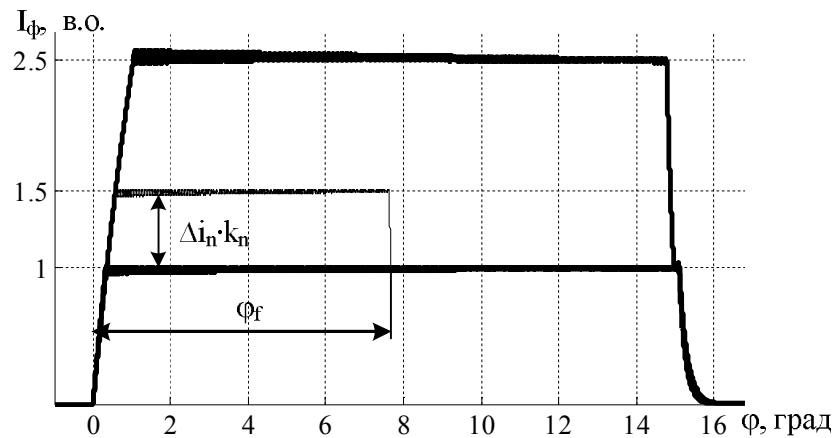


Рисунок 2 – Фазний струму ВРД в залежності від корекції форсуючої дії

Функціональна схема ВРЕП, яка містить релейний регулятор струму (6) і форсуючий пристрій, побудований на основі рівнянь (3)-(5), наведена рис.3.

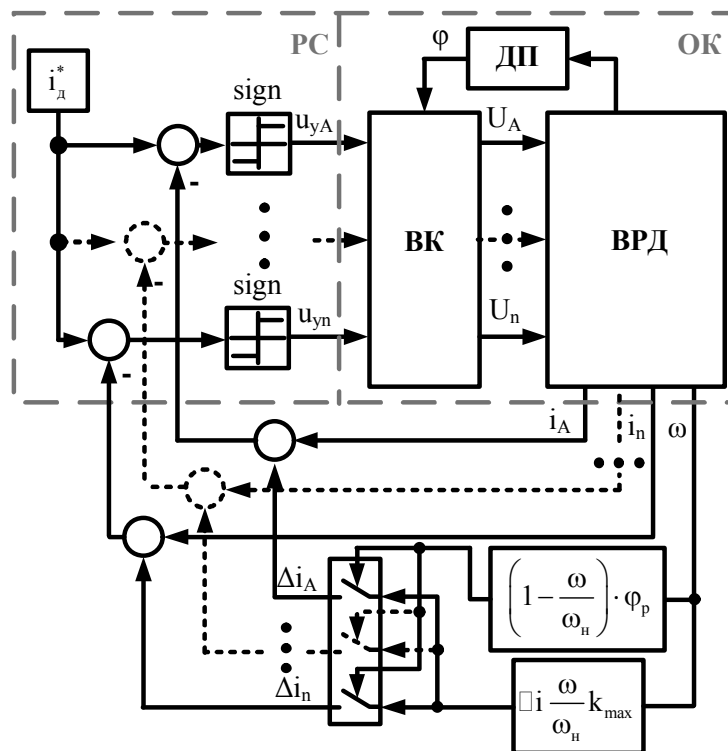


Рисунок 3 – Функціональна схема ВРЕП з контуром керування струмом і корекцією форсуючого впливу

Аналіз функціональної схеми показує, що реалізація форсуючого пристрою дозволяє здійснити корекцію форсуючого впливу за величиною і кутом вмикання. Це дає змогу впливати на сигнал завдання РС і формувати струм фаз ВРЕП необхідної форми і величини.

Результати математичного моделювання і експериментальні дослідження розробленого електропривода в режимі пуску та усталеної роботи з номінальним навантаженням і прикладанням в момент часу 1,65с двократного навантаження наведені на рис.4-7.

З аналізу перехідних процесів швидкості, представлених на рис.4, видно що розрахункові (рис.4, а) і експериментальні (рис.4, б) характер і форма кривих частоти обертання ідентичні, а їх розбіжність не перевищує 8%. Різниця частот обертання виникає за рахунок припущень при складанні математичної моделі.

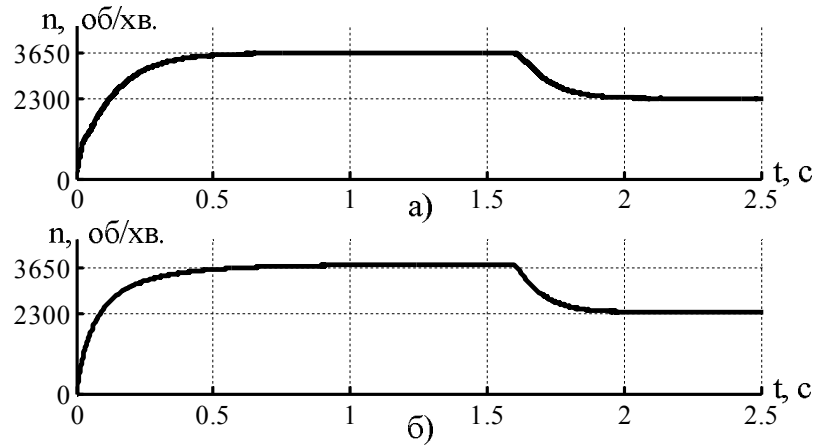


Рисунок 4 – Перехідні процеси частоти обертання ВРЕП з використанням змінного форсуючого впливу

Графіки кривих перехідних процесів частоти обертання ротора ВРЕП (рис.4) показують, що час пуску складає 0,75с, що в 2 рази менше в порівнянні з прямим пуском ВРД. Використання скоригованого форсуючого впливу зумовлює зростання частоти обертання ротора на 10,5% в порівнянні з прямим пуском ВРЕП.

Фрагмент перехідного процесу струму, який відповідає режиму пуску ВРЕП, показано на рис.5.

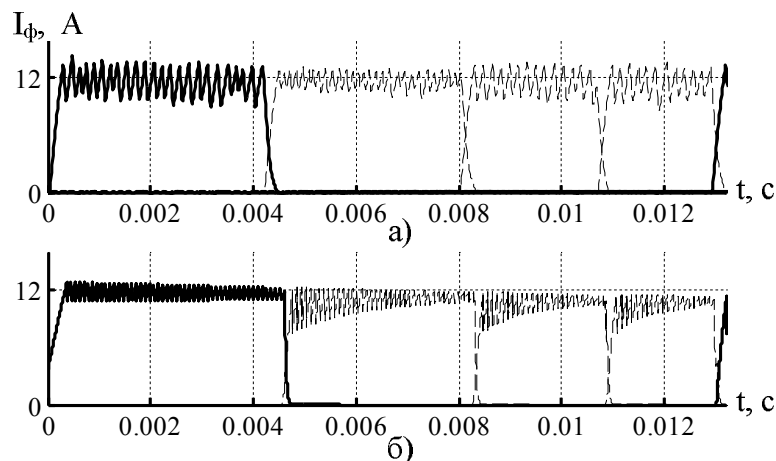


Рисунок 5 – Фрагмент перехідного процесу струму в режимі пуску ВРЕП

Порівняльний аналіз експериментальних (рис.5, а) і розрахункових (рис.5, б) струмів показує, що форми кривих струмів збігаються, а розбіжність амплітуд пульсацій не перевищує 5,5%. При цьому величина пускового струму досягає трьох базових, що визначається коефіцієнтом $k_{\max} = 3$. Зростання струму можливо за умови запасу енергії джерела живлення [4].

Розглянемо фрагмент перехідного процесу струму в усталеному режимі роботи ВРЕП при $M_c = M_n$, який зображено на рис.6.

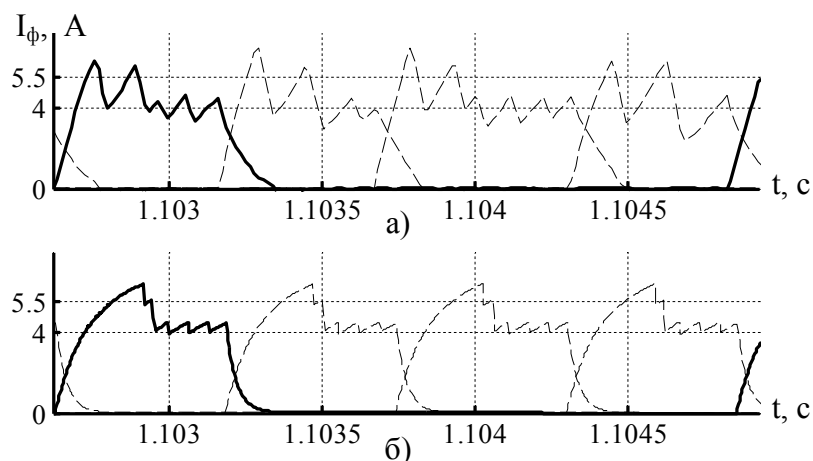


Рисунок 6 – Фрагмент перехідного процесу струму в усталеному режимі роботи ВРЕП при $M_c=M_n$

Порівняння фрагментів експериментальних (рис.6, а) і розрахункових (рис.6, б) струмів в усталеному режимі роботи показує, що розбіжність амплітуд пульсацій не перевищує 7%. Як видно з рис.5, зростання швидкості обертання призводить до зменшення форсуючого впливу як за величиною, так і за кутом вмикання, що відповідає рівнянням (3)-(6).

Дослідимо реакцію електропривода з ВРД на зміну моменту навантаження. Фрагмент перехідного процесу струму в усталеному режимі роботи ВРЕП при $M_c=2M_n$ представлено на рис.7.

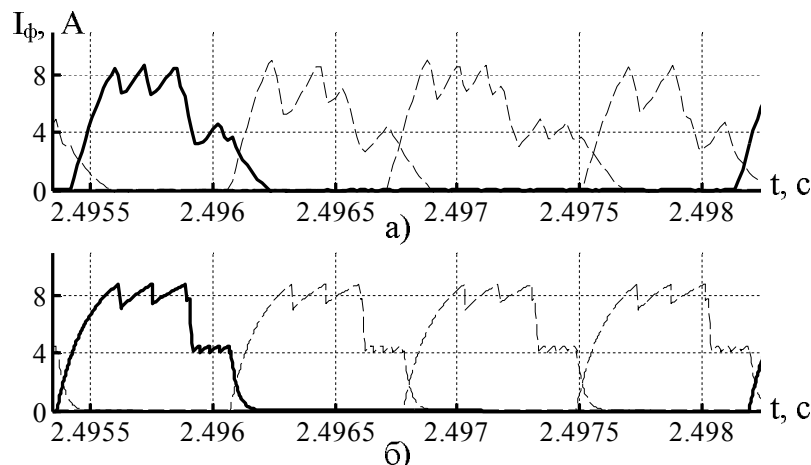


Рисунок 7 – Фрагмент перехідного процесу струму в усталеному режимі роботи ВРЕП при $M_c=2M_n$

Прикладення навантаження до значення $M_c=2M_n$ призводить до зменшення частоти обертання ротора (рис.4), що спричиняє збільшення форсуючого впливу і електромагнітного моменту ВРД. Це дає змогу підвищити жорсткість механічної характеристики ВРЕП з використанням релейного регулятора струму.

Аналіз кривих перехідних процесів експериментальних (рис.7, а) і розрахункових (рис.7, б) струмів в усталеному режимі роботи показує, що форми кривих струмів мають розбіжність амплітуд пульсацій на рівні 9,5%.

Розбіжність амплітуд пульсацій струмів у всіх фрагментах не перевищує 10%. Різниця частот і амплітуд пульсацій струмів виникає за рахунок обмеження частоти пе-

ремикання транзисторних ключів і швидкодії АЦП, затримки в часі при обробці алгоритму керування мікропроцесором. Невідповідність форм струмів виникає за рахунок ідеалізації математичного описання об'єкта керування.

Висновки. Результати теоретичних і практичних досліджень дозволяють зробити наступні висновки:

1. Порівняльний аналіз теоретичних і експериментальних результатів показав адекватність математичної моделі і справедливість висунутих теоретичних положень. Розбіжність теоретичних і практичних результатів не перевищує 10%.

2. Запропонований підхід до формування струму дозволяє підвищити швидкість в 2 рази і частоту обертання ВРЕП на 10,5% в усталеному режимі роботи при номінальному навантаженні в порівнянні з прямим пуском ВРД при живленні від номінальної напруги.

4. Корекція форсуючого впливу за величиною і кутом вмикання дозволяє формувати струм фаз ВРЕП, що знижує чутливість спроектованого електропривода до координатних збурень, які спричиняють зміну координати швидкості.

ЛІТЕРАТУРА

1. Ткачук В.І. Електромеханотроніка: навчальний посібник / Василь Іванович Ткачук. – Львів: Національний університет «Львівська політехніка», 2006. – 440с.
2. Польовий Є.В. Корекція сигналу завдання релейного регулятора струму електропривода з вентильно-реактивним двигуном / Є.В.Польовий, О.В.Садовой, Ю.В.Сохіна // Вісник національного технічного університету «ХПІ»: тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2010. – Вип. 28. – С.137-138.
3. Польовий Є.В. Вентильний реактивний електропривод у режимі тягового навантаження / Є.В.Польовий, О.В.Садовой // Електромеханічні і енергозберігаючі системи: тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу. – Кременчук: КрНУ. – 2012. – Вип. 3/2012(19). – С.78-80.
4. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохіна; под рад. А.В.Садового. – К.: ИСИМО, 1996. – 298с.

Надійшла до редколегії 12.06.2012.

УДК 621.313.322

ХОМЕНКО В.І., аспірант
КОЛИЧЕВ С.В., к.т.н., доцент
НІЗІМОВ В.Б., д.т.н., професор

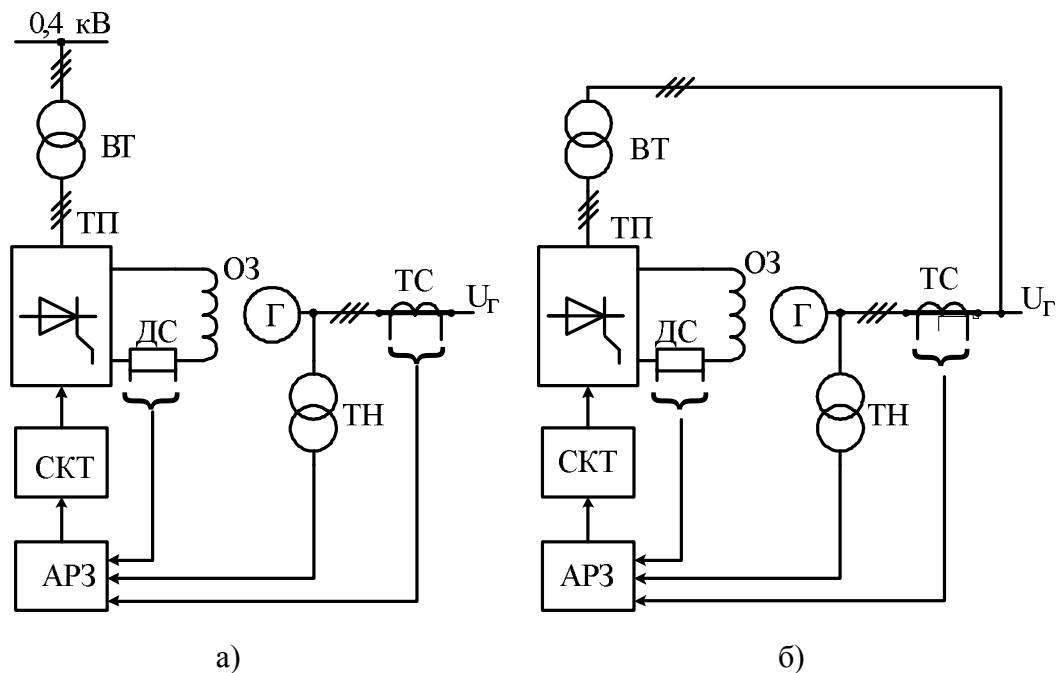
Дніпродзержинський державний технічний університет

АВТОНОМНА ГЕНЕРАТОРНА УСТАНОВКА З КОМПЕНСАЦІЄЮ ІНЕРЦІЙНОСТІ КОНТУРА ЗБУДЖЕННЯ

Вступ. У сучасних генеруючих установках синхронні машини (СМ) облаштовуються системами збудження (СЗ), в яких струм збудження формується одночасно від двох джерел: джерела напруги та джерела струму, струм якого пропорційний струму статора СМ. Суттєвими перевагами таких систем є висока швидкість каналів регулювання напруги збудження [1]. Однак, інерційність обмотки збудження СМ (стала часу 3...5с) призводить до значного погіршення таких систем.

Тому на потужних СМ – генераторах з тиристорними збуджувачами – застосовують автоматичні регулятори збудження, які виробляють керуючу дію не лише за відхиленнями регульованих змінних, а також за похідною цих величин. При автоматичному регулюванні збудження інерційність обмотки збудження (ОЗ) компенсується сигналами, пропорційними швидкості зміни вихідної напруги U_r та струму навантаження I_r .

Схеми тиристорного збудження синхронної машини з незалежним збудженням і з самозбудженням наведені на рис.1, де позначено: ВТ – випрямний трансформатор, ТП – тиристорний перетворювач, Г – генератор, ТС – трансформатор струму, ТН – трансформатор напруги, АРЗ – автоматичний регулятор збудження, СКТ – система керування тиристорами.



а – з незалежним збудженням; б – з самозбудженням
Рисунок 1 – Тиристорні системи збудження прямої дії

Живлення тиристорних перетворювачів здійснюється або від трансформатора ВТ при незалежному збудженні, або з кола якоря синхронної машини через трансформатор.

Автоматичний регулятор збудження підключається до вимірювальних трансформаторів напруги ТН і струму ТС.

Вихідна напруга регулятора збудження надходить на систему керування тиристорним перетворювачем.

Регулювання збудження синхронного генератора здійснюється шляхом зміни моменту часу (фази) вмикання тиристорів керованого випрямляча збуджувача. Формування відпираючих сигналів до керуючих електродів тиристорів здійснюється спеціальною системою керування тиристорами.

Постановка задачі. Дослідження впливу ємнісного накопичувача енергії (ЄНЕ) в поєднанні з автоматичним регулятором збудження (АРЗ) на швидкодію режимів стабілізації вихідної напруги синхронної машини автономної генераторної установки (АГУ).

Результати роботи. В якості об'єкта дослідження використовується синхронна машина, що працює в режимі генератора (СГ), як складовий елемент експе-

риментальної установки. Аналізуються перехідні процеси стабілізації вихідної напруги АГУ при різкому накиданні навантаження.

Як відомо, швидкість стабілізації вихідної напруги забезпечується інтенсивністю наростання струму збудження I_f . При застосуванні АРЗ в поєднанні з ЄНЕ забезпечується більш інтенсивне наростання струму в контурі збудження [4].

На рис.2 представлено схему тиристорного збудження синхронної машини із застосуванням ємнісного накопичувача енергії в контурі збудження, що забезпечує режим форсування струму.

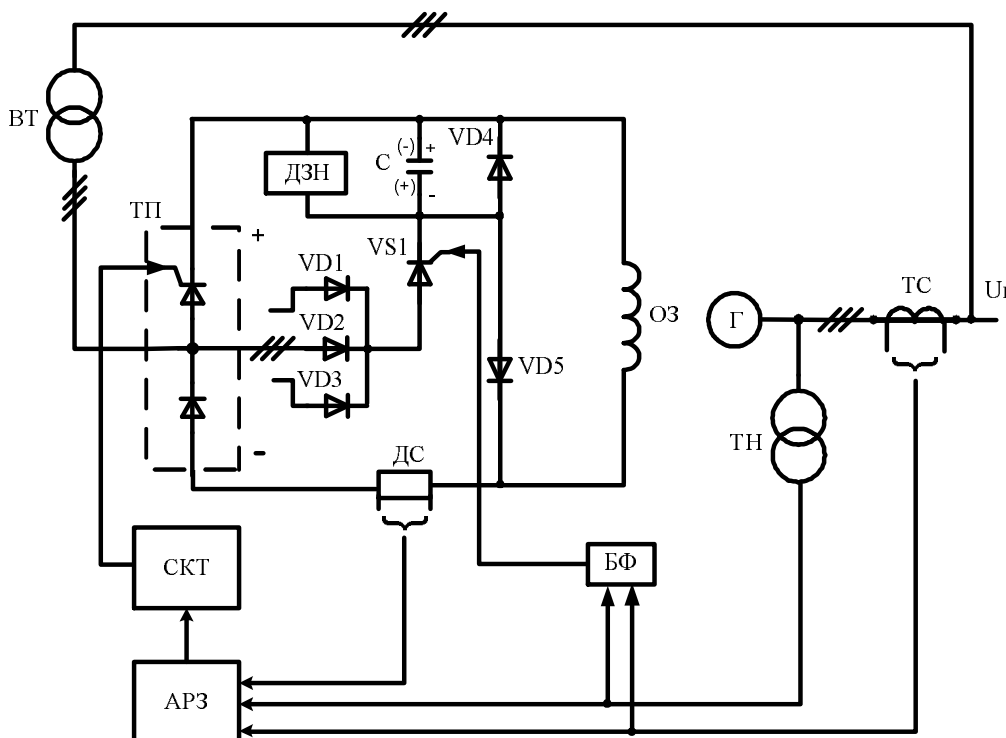


Рисунок 2 – Тиристорна система збудження синхронної машини з ємнісним накопичувачем енергії

Система працює наступним чином. Конденсатор С заряджений від джерела зарядної напруги (ДЗН) необхідної полярності. Тиристор VS1 знаходиться у вимкненому стані. При підключенні до статора синхронного генератора споживачів великої потужності, що призводить до зниження напруги до $0,8 U_n$, сигнал від блока форсування збудження (БФ) вмикає тиристор форсування VS1, через який заряджений конденсатор С розряджається по контуру: (+)С – ОЗ СГ – датчик струму (ДС) – анодна група вентилів ТП – група розподільчих діодів VD1-VD3 – тиристор VS1 – (-)С. При цьому відбувається компенсація контура збудження і наростання струму збудження до форсованого значення.

Одночасно система АРЗ виробляє коригуючий сигнал у функції вимірних струму і напруги СГ і через СКТ встановлює необхідний кут керування тиристорами збуджувача, що призводить до стабілізації вихідної напруги генератора. Перезаряджений конденсатор розряджається на шунтуючий діод VD2.

Для визначення величини ємності, яка забезпечує коливальний розряд, запишемо рівняння електричної рівноваги напруг контура збудження синхронного генератора:

$$\frac{L_{\sigma f}(I_{f\phi}^2 - I_{f0}^2)}{2} + R_f(I_{f\phi}^2 - I_{f0}^2)t_{\phi} = \frac{CU_{c0}^2}{2}. \quad (1)$$

Час форсування, який відповідає $1/4$ коливального розряду ЄНЕ,

$$t_{\phi} = \frac{1}{4} \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{L_{\sigma f}C} - \frac{R_f^2}{4L_{\sigma f}^2}}}. \quad (2)$$

Оскільки $L_{\sigma f} \gg R_f$, отримуємо

$$t_{\phi} \cong \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{\sigma f}C}. \quad (3)$$

Тоді баланс енергії для контура збудження

$$\frac{L_{\sigma f}(I_{f\phi}^2 - I_{f0}^2)}{2} + R_f(I_{f\phi}^2 - I_{f0}^2) \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{\sigma f}C} = \frac{CU_{c0}^2}{2}. \quad (4)$$

Розв'язавши рівняння (4) відносно ємності, отримуємо

$$C = \frac{(I_{f\phi}^2 - I_{f0}^2)}{U_{c0}^2} (L_{\sigma f} + 2R_f t_{\phi}). \quad (5)$$

Необхідність модернізації існуючих і створення нових систем збудження СМ, яка працює в режимі генератора, вимагає розв'язання задач аналізу процесів і характеристик електротехнічних систем з компенсацією інерційності контура збудження СМ та синтезу систем керування, а також випробування і діагностування новостворених систем збудження СМ.

На рис.3, а), б), в) наведені розрахункові залежності режиму форсування вихідної напруги генератора, напруги та струму збудження без ємнісної компенсації інерційності контура збудження, а на рис.4, а), б), в) – розрахункові залежності режиму форсування напруг та струму з ЄНЕ.

На рис.3, г), д) і рис.4, г), д) наведені перехідні процеси струмів демпферної обмотки синхронного генератора по осях d (г) та q (д) без накопичувача енергії та з накопичувачем.

Струм демпферної обмотки генератора містить незначні пульсації, обумовлені пульсуючим характером напруги збудження генератора. Форма струму демпферної обмотки генератора по осі d визначається характером струму збудження I_f (струм демпферної обмотки по осі d протидіє зміні струму збудження).

Аналіз перехідних процесів показує, що час стабілізації вихідної напруги СМ без ЄНЕ складає $t \approx 0,6$ с, а з ЄНЕ $t \approx 0,2$ с. Напруга в контурі збудження синхронного генератора з використанням компенсуючого пристрою зростає майже миттєво в порівнянні з некомпенсованим контуром. Таким чином при одній і тій самій кратності максимальної напруги збудження швидкодія пристрою, що досліджується, в режимі форсування значно вища, ніж без ЄНЕ.

Висновки. Розрахунками залежності доведено, що вмикання в контур збудження ємнісного накопичувача енергії призводить до зростання швидкодії режимів стабілізації вихідної напруги в три рази.

ЛІТЕРАТУРА

1. Семенюк М.Б. Генераторна установка з фазовим компаундуванням / М.Б.Семенюк // Енергетика та системи керування ЕРЕКС-2010: міжнар. наук.-техн. конф., 25-27 листопада 2010 р.: зб. Матеріалів. – Л., 2010. – С.36-37.
2. Соловьев И.И. Автоматические регуляторы синхронных генераторов / И.И.Соловьев, Н.И.Овчаренко. – М.: Энергоиздат, 1981. – 248с.
3. Хоменко В.І. Динаміка режиму стабілізації вихідної напруги автономної генеруючої установки при вмиканні навантаження / В.І.Хоменко, В.Б.Нізімов, С.В.Количев // Електротехнічні та комп'ютерні системи. Тематичний випуск. Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – Одеса: ОНПУ. – 2011. – С.296-297.
4. Хоменко В.І. Дослідження автономної генеруючої установки формуючого джерела електроенергії / В.І.Хоменко, В.Б.Нізімов // Енергетика та енергоресурсозбереження. – Кременчук: КДПУ. – 2010. – №3. – С.117-119.

Надійшла до редколегії 20.03.2012.

УДК 62-52

САДОВОЙ О.В., д.т.н., професор
ШЕРЕМЕТ О.І.*, к.т.н., доцент

Дніпродзержинський державний технічний університет
*Донбаська державна машинобудівна академія

МЕТОД СИНТЕЗУ ЗАМКНЕНИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА

Вступ. Найбільш розповсюдженим принципом керування є принцип керування за відхиленням, в якому регулятори на вхід приймають сигнал розузгодження між завданням та сигналом зворотного зв'язку, що знімається з відповідних датчиків.

Замкнені системи автоматичного регулювання координат на сьогодні є найпоширенішим видом систем автоматичного керування електроприводами. Регульованим параметром є той, що визначає мету автоматичного регулювання. В системі стабілізації швидкості таким параметром є швидкість, в системах позиціонування – кутові або лінійні переміщення тощо.

Використаємо замкнену систему автоматичного регулювання в якості основи для застосування узагальненого методу синтезу на базі дискретного часового еквалайзера. При цьому під дискретним часовим еквалайзером будемо розуміти дискретний регулятор, який виконує налаштування системи на бажану дискретизовану в часі перехідну функцію, рівні якої доступні для завдання у вигляді чисельного масиву даних.

Структурна схема типової системи автоматичного регулювання наведена на рис.1, де позначено: $W_{p1}(p)$ – регулятор, $W_{o1}(p)$ – об'єкт регулювання, $k_{зв.з1}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку, $x_{з1}$ – сигнал завдання, що поступає зовні, x_1 – сигнал на виході замкненої системи (вихідна координата), $x_{зв.з1}$ – сигнал зворотного зв'язку.

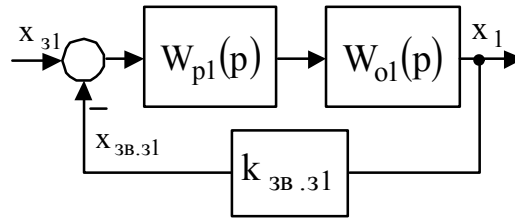


Рисунок 1 – Структурна схема типової замкненої системи автоматичного регулювання

Постановка задачі. Розглянемо послідовність синтезу регулятора для замкненої системи автоматичного регулювання. Синтезований дискретний регулятор (часовий еквалайзер) повинен виконувати налаштування на деяку бажану дискретизовану перехідну функцію, яку будемо задавати у вигляді чисельного ряду.

Вихідну систему будемо вважати такою, що складається із об'єкта керування, дискретного часового еквалайзера (регулятора) та екстраполятора, що виконує цифро-аналогові перетворення сигналу керування.

Результати роботи. Для виконання синтезу регулятора у замкненій системі за методом узагальненого характеристичного полінома [1] потрібно виділити найменшу некомпенсовану сталу часу та ту частину об'єкта, що підлягає компенсації за допомогою регуляторів. Найменша стала часу визначається швидкодією перетворювача та позначається T_{μ} . Таким чином, об'єкт складатиметься з двох частин: тієї, що можна компенсувати дією регуляторів, та тієї, що не може бути компенсована, тому що вона містить у собі сталу часу T_{μ} :

$$W_{o1}(p) = \Phi_1(T_{\mu}, p) W_{ок1}(p),$$

де $\Phi_1(T_{\mu}, p)$ – та частина передатної функції об'єкта, яка містить у собі найменшу некомпенсовану сталу часу T_{μ} ;

$W_{ок1}(p)$ – частина об'єкта, яка може бути компенсована регулятором.

Звідси можна записати, що компенсується частина $W_{ок1}(p) = \frac{W_{o1}(p)}{\Phi_1(T_{\mu}, p)}$.

Для того, щоб спростити розрахунки динамічних характеристик системи, слід привести її передатну функцію до одиниці, застосувавши елементи “віддзеркалення” [2]. Крім того необхідно також враховувати потрібний порядок астатизму. Загалом, передатну функцію елемента для віддзеркалення можна представити наступним чином:

$$W_{дзеркл}(p) = \frac{1}{(T_{\mu}p)^{\nu} W_{ок1}(p)},$$

де ν – потрібний порядок астатизму у системі.

Елемент віддзеркалення є аналоговою частиною регулятора та вмикається послідовно з об'єктом. Таким чином, передатна функція об'єкта, на яку налаштовується еквалайзер, може бути визначена за формулою

$$W_{об.екв1}(p) = W_{o1}(p) W_{дзеркл}(p) = \Phi_1(T_{\mu}, p) W_{ок1}(p) \cdot \frac{1}{(T_{\mu}p)^{\nu} W_{ок1}(p)} = \frac{\Phi_1(T_{\mu}, p)}{(T_{\mu}p)^{\nu}}.$$

Система після виконання замикання за наявності дискретного часового еквалайзера наведена на рис.2.

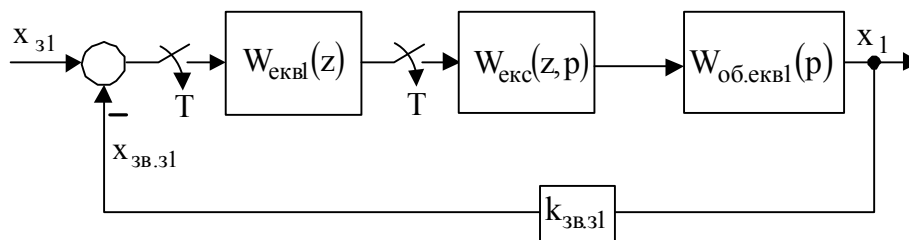


Рисунок 2 – Структурна схема квазідискретної замкненої системи автоматичного регулювання

Після вмикання до системи дискретного еквалайзера вона стає квазідискретною, тобто містить у собі аналогову частину об'єкта $W_{об.екв1}(p)$, на яку налаштовується дискретний часовий еквалайзер $W_{екв1}(z)$, датчик зворотного зв'язку, представлений коефіцієнтом $k_{зв.з1}$, елементи квантування та цифро-аналоговий перетворювач у вигляді екстраполятора нульового порядку з передатною функцією

$$W_{екс}(z, p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} = \frac{z - 1}{zp}$$

Екстраполятор потрібний для узгодження роду інформаційних сигналів та встановлюється між еквалайзером системи та об'єктом, на роботу з яким він налаштований.

Для визначення передатної функції системи слід привести передатну функцію її аналогової частини з урахуванням екстраполятора до дискретної форми, тобто отримати $W_{прив1}(z)$. У загальному вигляді приведена передатна функція буде такою:

$$W_{прив1}(z) = \frac{z - 1}{z} Z \left\{ \frac{W_{об.екв1}(p)}{p} \right\} = \frac{z - 1}{z} Z \left\{ \frac{\Phi_1(T_\mu, p)}{p(T_\mu p)^v} \right\}$$

Після виконання z-перетворення передатна функція приведеної до дискретного вигляду аналогової частини з урахуванням екстраполятора може бути представлена як відношення двох поліномів:

$$W_{прив1}(z) = \frac{P_1(z)}{Q_1(z)},$$

де $P_1(z)$ – поліном чисельника приведеної передатної функції;

$Q_1(p)$ – поліном знаменника приведеної передатної функції.

Виконується факторизація поліномів чисельника та знаменника $W_{прив1}(z)$, тобто вони розділяються на дві частини, які мають нулі та полюси за колом одиничного радіусу, що є межею стійкості у дискретній системі, та на ньому ($Q_{1-}(z)$ та $P_{1-}(z)$), і всередині цього кола ($Q_{1+}(z)$ та $P_{1+}(z)$). Тоді $W_{прив1}(z)$ отримає наступний вигляд:

$$W_{прив1}(z) = \frac{P_{1+}(z)P_{1-}(z)}{Q_{1+}(z)Q_{1-}(z)}$$

Для того, щоб забезпечити робастність (грубість) [3, 4] синтезованої системи, до складу регулятора не треба включати $Q_{1-}(z)$. Тоді одержимо рівняння дискретного еквалайзера

$$W_{\text{еквл}}(z) = \frac{F_1(z)}{G_1(z)} \cdot \frac{Q_{1+}(z)}{P_1(z)},$$

де $F_1(z)$ та $G_1(z)$ – невідомі поліноми еквалайзера, які потрібно визначити.

Визначається передатна функція замкненої системи.

У розімкненому стані одержимо

$$W_{\text{розл}}(z) = W_{\text{еквл}}(z)W_{\text{привл}}(z) = \frac{F_1(z)}{G_1(z)} \cdot \frac{Q_{1+}(z)}{P_1(z)} \cdot \frac{P_1(z)}{Q_{1+}(z)Q_{1-}(z)} = \frac{F_1(z)}{G_1(z) \cdot Q_{1-}(z)}.$$

Після замикання

$$W_{\text{замл}}(z) = \frac{W_{\text{еквл}}(z)W_{\text{привл}}(z)}{1 + W_{\text{еквл}}(z)W_{\text{привл}}(z)k_{\text{зв.зл}}} = \frac{\frac{F_1(z)}{G_1(z) \cdot Q_{1-}(z)}}{1 + \frac{F_1(z)k_{\text{зв.зл}}}{G_1(z) \cdot Q_{1-}(z)}} = \frac{F_1(z)}{G_1(z) \cdot Q_{1-}(z) + F_1(z)k_{\text{зв.зл}}} =$$

$$= \frac{F_{\text{б1}}(z)}{G_{\text{б1}}(z)} = \frac{a_{m-1,1}z^{m-1} + a_{m-2,1}z^{m-2} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}}{z^m},$$

де $F_{\text{б1}}(z)$ – бажаний поліном чисельника передатної функції (набір значень вихідної координати за зростанням);

$G_{\text{б1}}(z) = z^m$ – бажаний поліном знаменника передатної функції (m – кількість тактів, на яких розглядається бажаний характеристичний поліном).

Вважається, що порядок полінома чисельника на одиницю менший за порядок полінома знаменника. Це потрібно для того, щоб за рахунок включення $Q_{1-}(z)$ результуюча передатна функція регулятора мала структуру, яку можна реалізувати фізично, тобто, щоб порядок полінома чисельника не перевищував порядку полінома знаменника.

Поліном чисельника у явній формі має в своєму складі в якості коефіцієнтів $a_{m-1,1}, a_{m-2,1}, \dots, a_{1,1}, a_{0,1}$ ті рівні, які буде займати бажана дискретна перехідна функція таким чином, як це показано на рис.3.

Кожен рівень такої функції являє собою суму коефіцієнтів $a_{i,1}$, починаючи з коефіцієнта $a_{m-1,1}$ при найбільшій степені бажаного полінома чисельника і закінчуючи коефіцієнтом $a_{0,1}$. Усталене значення (найвищий рівень) являє собою суму всіх коефіцієнтів чисельника $\sum_{i=0}^{m-1} a_{i,1}$ [5].

Для визначення невідомих поліномів регулятора, потрібно розв'язати систему рівнянь

$$\begin{cases} F_1(z) = F_{\text{б1}}(z) = a_{m-1,1}z^{m-1} + a_{m-2,1}z^{m-2} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}, \\ G_1(z) \cdot Q_{1-}(z) + F_1(z)k_{\text{зв.зл}} = G_{\text{б1}}(z) = z^m. \end{cases}$$

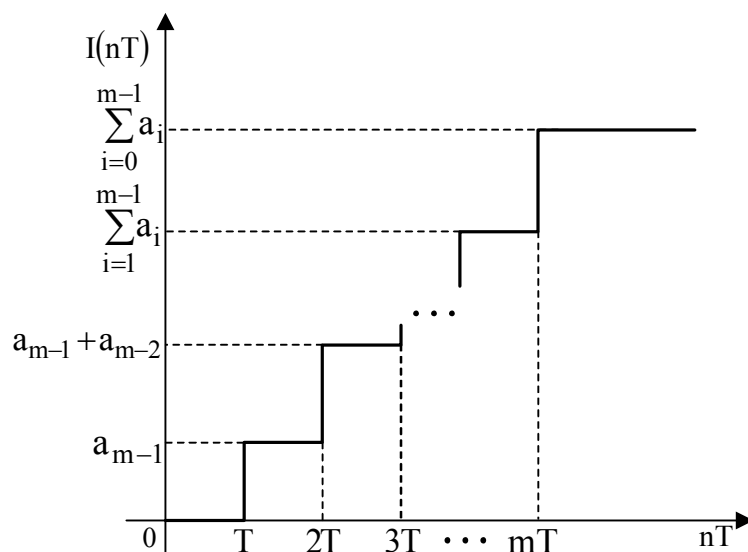


Рисунок 3 – Бажана дискретизована перехідна функція у загальному вигляді

Очевидно, що

$$F_1(z) = a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1},$$

$$G_1(z) \cdot Q_{1-}(z) + (a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}) \cdot k_{3B.3I} = z^m,$$

$$G_1(z) = \frac{z^m - (a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}) \cdot k_{3B.3I}}{Q_{1-}(z)}.$$

Знаходиться передатна функція дискретного еквалайзера, вона матиме наступний вигляд:

$$\begin{aligned} W_{\text{екв1}}(z) &= \frac{F_1(z)}{G_1(z)} \cdot \frac{Q_{1+}(z)}{P_1(z)} = \frac{F_1(z)Q_{1+}(z)Q_{1-}(z)}{(z^m - (a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}) \cdot k_{3B.3I})P_1(z)} = \\ &= \frac{(a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1})Q_1(z)}{(z^m - (a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}) \cdot k_{3B.3I})P_1(z)}. \end{aligned}$$

Задається період квантування $T < T_\mu$ та кількість рівнів квантування m . Чим меншим буде значення T та більшою величина m , тим більш точно буде відтворюватись потрібна динамічна характеристика.

На цьому етапі потрібно переглянути технічні можливості наявної елементної бази, на якій передбачається виконання технічної реалізації алгоритму керування.

Висновки. Запропонований метод синтезу замкненої автоматизованої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалайзера включає елементи традиційних методик синтезу неперервних систем, суміщені з можливостями, які надаються дискретним еквалайзером, розрахованим на базі аналітичного рівняння поліноміального синтезу дискретних регуляторів.

Головною перевагою подібного підходу до синтезу регуляторів є висока швидкодія дискретного еквалайзера, можливість його гнучкого налаштування для змінних вимог технологічного процесу або об'єкта зі змінними у часі параметрами. Також в якості переваг можна зазначити можливість роботи з нелінійними об'єктами, а для виконання синтезу достатньо мати лише бажану за експертними оцінками або експериментальними дослідженнями перехідну функцію, дискретизовану, тобто розбиту у часі на окремі значення (рівні).

Метод синтезу замкнених систем автоматичного регулювання на базі дискретного часового еквалайзера з деякими доопрацюваннями може бути використаний і для синтезу багатоконтурних систем.

ЛІТЕРАТУРА

1. Марущак Я.Ю. Метод узагальненого характеристичного полінома для синтезу систем автоматичного регулювання / Я.Ю.Марущак // Праці Міжнар. конф. з автоматичного керування. Автоматика 2000. – Том 4. – Львів: ДНДІ І І НАН України. – 2000. – С.32-37.
2. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления. Цикл лекций: учеб. пособие для вузов / Крутько П.Д. – М.: Машиностроение, 2004. – 576с.
3. Бессекерский В.А. Робастные системы автоматического управления / В.А.Бессекерский, А.В.Небылов. – М.: Наука, 1983. – 240с.
4. Р.Дорф. Современные системы управления / Р.Дорф, Р.Бишоп; пер. с англ. Б.И.Копылова. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 832с.
5. Садовой О.В. Аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції / Садовой О.В., Шеремет О.І. // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету: (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2010. – Випуск 1(14). – С.258-264.

Надійшла до редколегії 11.06.2012.