

## ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА, ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА

УДК 62-83

DOI 10.31319/2519-2884.34.2019.13

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

Днепровский государственный технический университет, г. Каменское

### ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЛЕЙНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ИНЕРЦИОННЫМ СИЛОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ, СИНТЕЗИРОВАННОЙ МЕТОДОМ N-i ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

**Введение.** Временные диаграммы оптимальных по быстродействию процессов позиционирования, протекающих в условиях ограничения канонических координат системы, являются прогнозируемыми [1]. Использование расчётных переходных траекторий лежит в основе метода N-i переключений [2], являющегося инструментом параметрического синтеза релейных систем подчинённого регулирования. Отдельные координаты электромеханических систем (ЭМС) с инерционными силовыми преобразователями в силу особенностей их структуры могут не достигать предельных значений, накладываемых конструктивными характеристиками объекта управления. Перспектива применения метода N-i переключений к системам управления подобными динамическими объектами делает актуальной задачу оценки эффективности их функционирования.

**Постановка задачи.** Позиционный электропривод постоянного тока с инерционным силовым преобразователем можно описать системой дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} p\varphi &= \omega \\ p\omega &= \frac{k_r \cdot c}{J} \cdot (i - i_s) \\ pi &= \frac{1}{L} \cdot \left( e - R \cdot i - \frac{c}{k_r} \cdot \omega \right) \\ pe &= \frac{k_c \cdot u - e}{T_c} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где  $p = \frac{d}{dt}$  – символ дифференцирования по времени,  $\varphi, \omega$  – угловые положение и скорость исполнительного вала,  $i$  – ток якорной цепи двигателя,  $i_s$  – статический ток,  $e$  – ЭДС преобразователя,  $u$  – управляющее воздействие,  $k_r$  – коэффициент редуктора,  $R, L, J$  – сопротивление, индуктивность и момент инерции машины,  $c = k\Phi$ ,  $k$  – конструктивный коэффициент,  $\Phi$  – номинальный магнитный поток машины,  $k_c, T_c$  – динамические параметры преобразователя, представленного инерционным звеном первого порядка.

Введём обозначения  $\varphi, \omega, \varepsilon, a, f$  для угловых положения, скорости, ускорения, рывка и удара исполнительного вала. Согласно методу N-i переключений реальный

объект управления (1) для синтеза системы оптимального управления заменяется нейтральным объектом, описываемым уравнениями

$$\left. \begin{aligned} p\varphi &= \omega \\ p\omega &= \varepsilon \\ p\varepsilon &= a \\ pa &= f \end{aligned} \right\}. \quad (2)$$

В системе уравнений (2) игнорируется влияние внутренних обратных связей и возмущающих воздействий реальной ЭМС. Такая идеализация объекта управления выполняется для унификации формы траектории и простоты её расчёта.

Для управления динамическими объектами (1), (2) метод N-й переключений предполагает применение каскада четырёх релейных регуляторов

$$\left. \begin{aligned} u_{R1} = u_{R\varphi} = \omega^* &= \omega_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi^* - \varphi - K_{\varphi\omega} \cdot \omega - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon - K_{\varphi a} \cdot a) \\ u_{R2} = u_{R\omega} = \varepsilon^* &= \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon - K_{\omega a} \cdot a) \\ u_{R3} = u_{R\varepsilon} = a^* &= a_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon - K_{\varepsilon a} \cdot a) \\ u_{R4} = u_{Ra} = f^* &= f_{\max} \cdot \text{sign}(a^* - a) \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где  $\omega_{\max}$ ,  $\varepsilon_{\max}$ ,  $a_{\max}$ ,  $f_{\max}$  – уровни ограничений канонических координат [1], символом \* отмечены заданные значения соответствующих переменных.

Для идеализированного нейтрального объекта управления (2) устанавливаются те же уровни ограничений канонических координат, что и для реального (1), однако управляющее воздействие  $u_{Ra}$  прикладывается к объекту (1) с амплитудой  $u_{\max}$ .

Оптимизация по быстродействию регуляторов каскада (3) методом N-й переключений обеспечивается коэффициентами обратных связей

$$\begin{aligned} K_{\varphi\omega} &= \frac{\omega_{\max}}{2\varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{2a_{\max}} + \frac{a_{\max}}{2f_{\max}}, \\ K_{\varphi\varepsilon} &= \frac{\omega_{\max}}{4a_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{4f_{\max}} + \frac{\omega_{\max} a_{\max}}{4\varepsilon_{\max} f_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{12a_{\max}^2} + \frac{a_{\max}^2}{12f_{\max}^2}, \\ K_{\varphi a} &= \frac{\omega_{\max}}{8f_{\max}} + \frac{\omega_{\max} a_{\max}^2}{24\varepsilon_{\max} f_{\max}^2} + \frac{\varepsilon_{\max} a_{\max}}{24f_{\max}^2} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{24a_{\max} f_{\max}}, \\ K_{\omega\varepsilon} &= \frac{\varepsilon_{\max}}{2 \cdot a_{\max}} + \frac{a_{\max}}{2 \cdot f_{\max}}, \quad K_{\omega a} = \frac{\varepsilon_{\max}}{4 \cdot f_{\max}} + \frac{a_{\max}^2}{12 \cdot f_{\max}^2}, \quad K_{\varepsilon a} = \frac{a_{\max}}{2 \cdot f_{\max}}, \end{aligned} \quad (4)$$

выражения которых получим без выполнения процедуры синтеза из выражений соответствующих коэффициентов системы регулирования скорости двухмассовой системы с безынерционным преобразователем [3]. Данный результат достигается путём замены координат состояния  $\Omega$ ,  $\varphi$ ,  $\omega$ ,  $\varepsilon$ ,  $a$  в результатах работы [3] на  $\varphi$ ,  $\omega$ ,  $\varepsilon$ ,  $a$ ,  $f$ . Такие формальные подстановки являются обоснованными, поскольку синтез параметров систем оптимального по быстродействию управления методом N-й переключений выполняется с использованием однотипных расчётных траекторий, что обеспечивает получение аналогичных по виду аналитических результатов для систем одинаковых порядков.

После подстановки постоянных времени замкнутой системы [4]

$$T_{\omega} = \frac{\Phi_{\max}}{\omega_{\max}}, \quad T_{\varepsilon} = \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}}, \quad T_a = \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}, \quad T_f = \frac{a_{\max}}{f_{\max}} \quad (5)$$

формулы (4) приобретают вид

$$K_{\varphi\varepsilon} = \frac{1}{4}(T_{\varepsilon}T_a + T_aT_f + T_{\varepsilon}T_f) + \frac{1}{12}(T_a^2 + T_f^2), \quad K_{\varphi a} = \frac{1}{8}T_{\varepsilon}T_aT_f + \frac{1}{24}(T_{\varepsilon}T_f^2 + T_aT_f^2 + T_a^2T_f),$$

$$K_{\varphi\omega} = \frac{1}{2}(T_{\varepsilon} + T_a + T_f), \quad K_{\omega\varepsilon} = \frac{1}{2}(T_a + T_f), \quad K_{\omega a} = \frac{1}{4}T_fT_a + \frac{1}{12}T_f^2, \quad K_{\varepsilon a} = \frac{1}{2}T_f. \quad (6)$$

Данный результат достигается также путём замены в результатах работы [4] постоянных времени  $T_{\omega}$ ,  $T_{\varepsilon}$ ,  $T_a$  на  $T_{\varepsilon}$ ,  $T_a$ ,  $T_f$  соответственно.

Задачей настоящей работы является анализ переходных процессов четырёхконтурной релейной системы с оптимальными по быстродействию настройками (5), (6) регуляторов (3), синтезированной для нейтрального объекта четвёртого порядка (2), с целью оценки эффективности её функционирования при управлении позиционным электроприводом (1) с инерционным преобразователем.

**Результаты работы.** В качестве объекта управления (1) исследуем систему тиристорный преобразователь-двигатель (ТП-Д) со следующими параметрами и номинальными величинами:

$$R = 1 \text{ Ом}, c = 2 \text{ В} \cdot \text{с}, J = 0,1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, k_r = 1, k_c = 1, T_c = 0,01, \omega_H = 100 \text{ с}^{-1}, I_H = 20 \text{ А}, U_H = 220 \text{ В}. \quad (7)$$

Эти числовые данные являются условными. Они получены на основе характеристик электропривода путём округления параметров и величин для удобства анализа переходных процессов.

Для ЭМС с представленными характеристиками типовая индуктивность якорной цепи равна:

$$L = 0,2 \frac{30}{\pi} \cdot \frac{U_H}{Z_p n_H I_H} = 0,0115 \text{ Гн}. \quad (8)$$

Выполним синтез методом N-i переключений системы оптимального управления электроприводом с параметрами (7), (8). Для координат состояния ЭМС (1) примем следующие предельно допустимые значения:

$$\omega_{\max} = \omega_H = 100 \text{ с}^{-1}, \quad i_{\max} = 2 \cdot I_H = 40 \text{ А}, \quad e_{\max} = 250 \text{ В}, \quad u_{\max} = 250 \text{ В}. \quad (9)$$

Уровни ограничения угловых скорости, ускорения, рывка и удара определим, подставив значения (9) в разрешенные относительно старших производных регулируемой координаты уравнения системы (1). Полученные уровни ограничения канонических координат системы равны:  $\omega_{\max} = 100 \text{ с}^{-1}$ ,  $\varepsilon_{\max} = 800 \text{ с}^{-2}$ ,  $a_{\max} = 1,9108 \cdot 10^5 \text{ с}^{-3}$ ,  $f_{\max} = 1,9108 \cdot 10^7 \text{ с}^{-4}$ . Поскольку медленный внутренний контур исследуемой системы обуславливает треугольную форму диаграммы  $a(t)$ , согласно результатам работы [5] необходимо определить ограничение рывка по формуле  $a_{\max} \leq \sqrt{\varepsilon_{\max} \cdot f_{\max}}$ . Тогда  $a_{\max} = 1,2364 \cdot 10^5 \text{ с}^{-3}$ . Рассчитанные по формулам (5), (6) оптимальные параметры регуляторов (3) приобретают значения:  $K_{\varepsilon a} = 0,0032 \text{ с}$ ,  $K_{\omega\varepsilon} = 0,0065 \text{ с}$ ,  $K_{\omega a} = 0,000013956 \text{ с}^2$ ,  $K_{\varphi\omega} = 0,069 \text{ с}$ ,  $K_{\varphi\varepsilon} = 0,00042185 \text{ с}^2$ ,  $K_{\varphi a} = 0,0000008948 \text{ с}^3$ .

Выполним анализ динамических режимов синтезированной релейной системы подчинённого регулирования при отработке ступенчатого задающего воздействия  $\varphi^* = 20$  радиан. Отметим, что для удобства анализа взаимодействия регуляторов их сигналы представлены на рис.1 в относительных единицах с масштабами, соответствующими положению в иерархии каскада. При таком способе масштабирования перекрытие диаграмм не приводит к потере их информативности, поскольку «младшие» регуляторы повторяют переключения «старших».

На рис.1,а представлены переходные процессы для случая управления с помощью каскада регуляторов (3) нейтральным объектом (2), которые являются оптимальными по быстродействию и строго соответствуют расчётному виду [1], как и порядок переключения регуляторов каскада (3). Характерной особенностью такой системы является отсутствие собственного скользящего режима регулятора  $R_a$  вследствие нулевой длительности интервалов стабилизации рывка на оптимальной по быстродействию траектории. Однако после ударного приложения возмущения по координате  $\varepsilon$  величиной  $0,5 \cdot \varepsilon_{\max}$  в момент времени  $t = 0,5$ с в системе возникают долго не затухающие автоколебания, причиной которых является отсутствие сходимости свободных движений объекта управления (2).

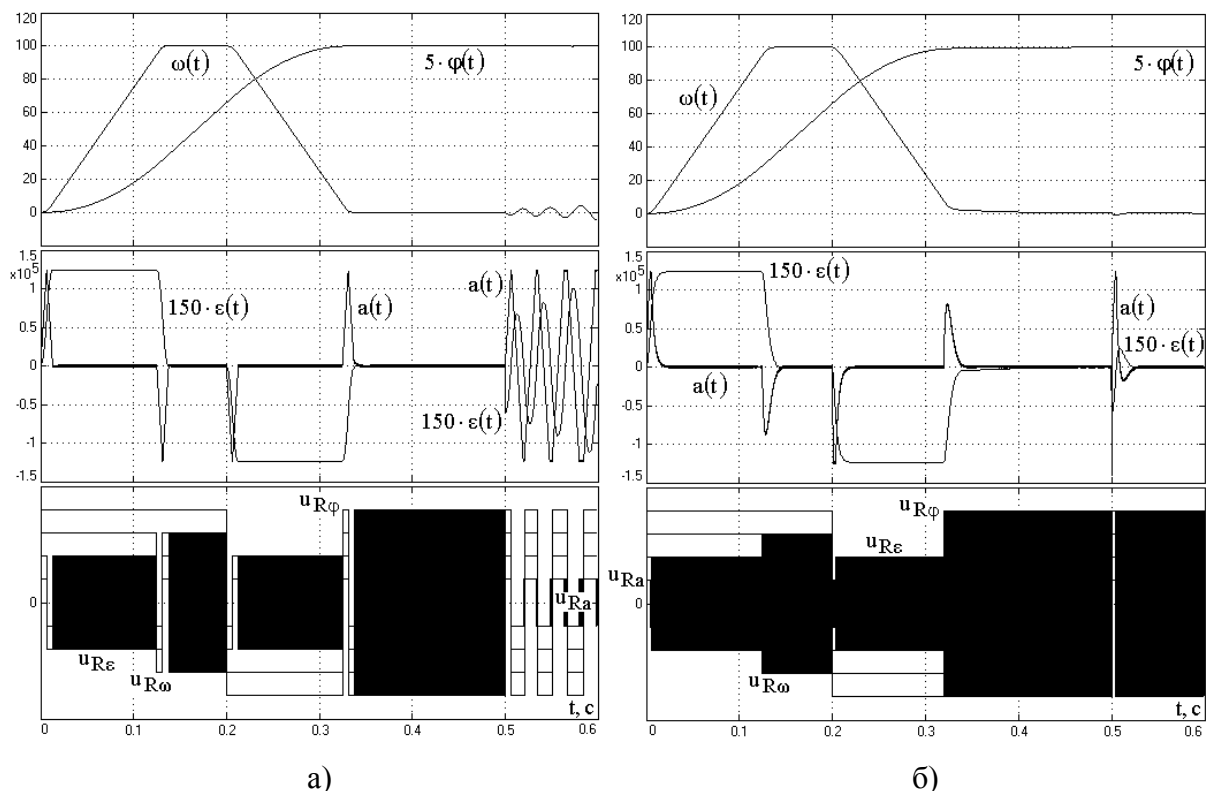


Рисунок 1 – Переходные процессы системы с идеализированным а) и реальным б) объектами управления

Результаты управления реальным динамическим объектом (1) с помощью каскада регуляторов (3) приведены для канонических координат системы на рис.1,б, а для измеряемых координат, входящих в систему уравнений (1), – на рис.2. Диаграммы переходных процессов системы управления электроприводом демонстрируют увеличение длительности позиционирования по сравнению с представленным на рис.1,а переходным процессом. Причина утраты системой оптимальности по быстродействию заклю-

чается в действии внутренних обратных связей объекта (1), целенаправленно не учитываемых при синтезе методом N-i переключений ради использования типовой расчётной траектории. Сходимость собственного движения объекта управления приводит к раннему возникновению скользящего режима регуляторов положения  $R_\varphi$  и скорости

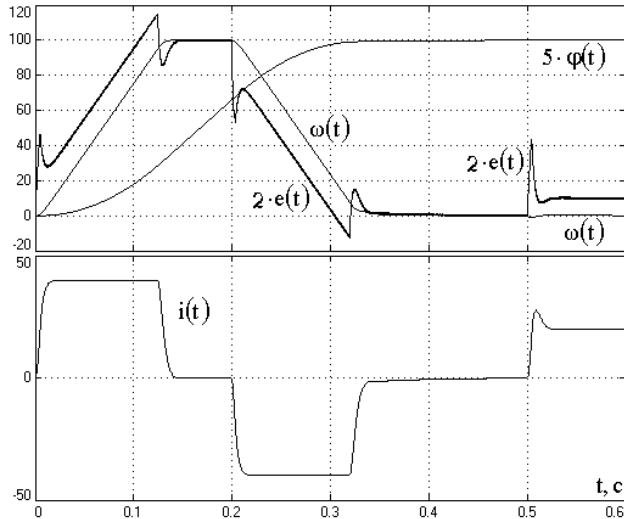


Рисунок 2 – Диаграммы измеряемых координат электропривода

$R_\omega$ .

Отметим аperiodический характер неоптимального по быстродействию переходного процесса и отсутствие недопустимого для позиционных систем перерегулирования. Кроме того, расширение областей существования скользящих режимов оказывает заметный позитивный эффект на способность системы к компенсации ударных нагрузок. В представленном на рис.1,б, 2 динамическом режиме в момент времени  $t = 0,5\text{с}$  производится ударное приложение статического возмущения  $i_s = I_{\text{НОМ}}$ , что равносильно представленному на рис.1,а набросу возмущения по ускорению величиной  $0,5 \cdot \varepsilon_{\text{max}}$ . Система

управления электроприводом демонстрирует длительность восстановления устойчивого скользящего режима регулятора положения, сопоставимую с длительностью регулирования тока в оптимальном по быстродействию процессе, несмотря на отсутствие явной настройки на данный режим.

**Выводы.** Несмотря на существенное отличие структуры ЭМС (1) от нейтрально-устойчивого объекта (2), синтезированная на основе его расчётных траекторий релейная система подчинённого регулирования обеспечивает удовлетворительное качество переходных процессов в режимах позиционирования и наброса нагрузки. Выполненное в настоящей работе исследование свидетельствует о высокой эффективности метода N-i переключений как инструмента проектирования позиционных электроприводов с инерционными силовыми преобразователями. Перспективным направлением развития методики синтеза данного типа систем является совершенствование их настроек с целью уменьшения длительности дотягиваний.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Фельдбаум А.А. Основы теории оптимальных автоматических систем. М.: Наука, 1966. 624с.
2. Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В., Дерез А.Л. Релейные системы оптимального управления электроприводами. Днепропетровск: ДГТУ, 2011. 337с.
3. Садовой А.В., Дерез А.Л. Параметрический синтез релейной системы подчиненного регулирования скорости электропривода с упругой связью. *Вестник Кременчугского государственного политехнического университета*. Кременчуг: КГПУ. Вып. 3/2008(50). Часть 1. С.83-87.

4. Садовой А.В., Дерез А.Л. Анализ устойчивости скользящего режима оптимальной по быстродействию системы четвертого порядка. *Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника и электропривод»*. Харьков, 2008. Вып. 30. С.91-93.
5. Садовой А.В., Дерез А.Л. Ограничение рывка в системе управляемый преобразователь-двигатель при оптимизации по быстродействию. *Электромашиностроение и электрооборудование: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика*. К.: Техника, 2006. С.64-65.

Поступила в редколлегию 21.03.2019.

УДК 62-83:681.513.5

DOI 10.31319/2519-2884.34.2019.14

КЛЮСВ О.В., к.т.н. доцент

САДОВОЙ О.В., д.т.н., профессор

Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

### АНАЛІЗ АВТОКОЛИВАНЬ У СИСТЕМІ З ЛІНІЙНИМ РЕГУЛЯТОРОМ ШВИДКОСТІ

**Вступ.** Класичні методи аналітичного конструювання регуляторів, які дозволяють визначити параметри системи керування через розв'язання рівнянь Ляпунова або Ріккати, виходять з того, що структура системи керування відома: пропорційний регулятор у прямому каналі керування з реалізацією паралельної корекції зворотними зв'язками за всіма змінними стану об'єкта керування або похідними від регульованої змінної до  $n-1$  порядку включно, де  $n$  – порядок об'єкта керування [1]. Якщо говорити про керування швидкістю обертання електропривода постійного струму за системою керований перетворювач – двигун (КП-Д), то на практиці помічено, що при стабілізації швидкості обертання лінійний регулятор з насиченням зі збільшенням коефіцієнта підсилення може заходити в режим високочастотних коливань, швидко переходячи з одного рівня насичення на інший і назад зі збереженням стійкості системи керування. З практичної точки зору такий режим роботи є майже ковзним або квазіковзним режимом. Однак при малих коефіцієнтах підсилення регулятора керування залишається лінійним.

**Постановка задачі.** Задачею статті є теоретичний аналіз даного явища, що спостерігається на практиці, з визначенням параметрів автоколивань і граничного значення коефіцієнта підсилення, вище якого лінійний регулятор швидкості переходить у квазіковзний режим роботи, тобто відбувається перехід від неперервного до кусково-неперервного сигналу керування на виході регулятора.

**Результати роботи.** Ковзний режим, яким би регулятором він не реалізовувався, являє собою режим високочастотних автоколивань. Тому здійснимо дослідження можливих автоколивань у системі зі структурною схемою, представленою на рис.1. У цій структурі лінійна частина системи третього порядку представлена загальною передатною функцією, на вхід якої надходить сигнал керування від регулятора швидкості, що складається з підсилювача з насиченням у прямому каналі і зворотних зв'язків за швидкістю обертання  $\omega$ . При цьому ідеальне диференціювання замінено реальною диференціувальною ланкою з малою сталою часу. Відомо, що при досить глибокому зворотному зв'язку за першою похідною система керування забезпечує якісний перехідний процес регульованої змінної без зворотного зв'язку за другою похідною. Тому