

## ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА, ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА

УДК 62-83

DOI 10.31319/2519-2884.33.2018.197

ДЕРЕЦ А.Л., к.т.н., доцент

САДОВОЙ А.В., д.т.н., професор

Дніпровський державний технічний університет, г. Каменське

### ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЛЕЙНОЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ИНЕРЦИОННЫМ СИЛОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ, СИНТЕЗИРОВАННОЙ МЕТОДОМ N-i ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

**Введение.** Математический аппарат метода N-i переключений [1, 2] основан на использовании оптимальной по быстродействию переходной траектории, прогнозируемой с учётом ограничений канонических координат системы. Расчётные максимумы старших производных регулируемой координаты электропривода определяются из характеристик предельных режимов его функционирования. Однако в электромеханических системах (ЭМС) с инерционными силовыми преобразователями рывок не достигает предельных значений, накладываемых физическими ограничениями [3]. Тем не менее, максимальное значение рывка в оптимальных по быстродействию процессах является предопределённым, что даёт основание для применения метода N-i переключений при синтезе таких систем.

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

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

где  $p = \frac{d}{dt}$  – символ дифференцирования по времени,  $\omega$  – угловая 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.

Для унификации формы траектории и простоты её расчёта реальный объект управления (1) заменяется нейтральным объектом, в котором игнорируется влияние внутренних обратных связей и возмущающих воздействий

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

где  $\omega, \varepsilon, a, f$  – соответственно угловые скорость, ускорение, рывок и удар исполнительного вала.

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

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

где  $\varepsilon_{\max}, a_{\max}, f_{\max}$  – уровни ограничений канонических координат [3], 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-і переключений обеспечивается коэффициентами обратных связей [3]

$$K_{\omega\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\max}}{2 \cdot a_{\max}} + \frac{a_{\max}}{2 \cdot f_{\max}}; \quad K_{\omega a} = \frac{\varepsilon_{\max}}{4 \cdot f_{\max}} + \frac{a_{\max}^2}{12 \cdot f_{\max}^2}; \quad K_{\varepsilon a} = \frac{a_{\max}}{2 \cdot f_{\max}}, \quad (4)$$

выражения которых после подстановки постоянных времени замкнутой системы

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

приобретают вид

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

Заметим, что выражения коэффициентов обратных связей (4), (6) системы регуляторов (3) можно получить без выполнения процедуры синтеза, изложенной в [3], из выражений соответствующих коэффициентов системы регулирования положения с безынерционным преобразователем [2]. Данный результат достигается путём замены координат состояния  $\varphi, \omega, \varepsilon, a$  на  $\omega, \varepsilon, a, f$  либо путём замены постоянных времени  $T_a, T_{\varepsilon}$  на  $T_f, T_a$  соответственно. Такие формальные подстановки являются обоснованными, поскольку синтез параметров систем оптимального по быстродействию управления методом N-і переключений выполняется с использованием однотипных расчётных траекторий, что обеспечивает получение аналогичных по виду аналитических результатов для систем одинаковых порядков.

Параметры релейно-модальных регуляторов каскада (3), синтезированные методом N-і переключений, получим из коэффициентов позиционного электропривода [4] путём вышеуказанной замены постоянных времени

$$K_{\varepsilon a} = \frac{1}{2}\gamma T_f, \quad K_{\omega\varepsilon} = \frac{1}{2}\gamma(T_f + T_a), \quad K_{\omega a} = \frac{1}{4}\gamma^2 T_f T_a, \quad (7)$$

где постоянные времени корректируются повышающим коэффициентом аналогично результатам работы [4]

$$\gamma = \sqrt{\frac{T_f T_a + \frac{1}{3} T_f^2}{T_f T_a}} \quad (8)$$

Задачей настоящей работы является анализ переходных процессов трёхконтурной релейной системы третьего порядка с оптимальными по быстродействию (5), (6) и модальными (8), (7) настройками регуляторов (3), синтезированных для нейтрального объекта (2), с целью оценки эффективности её функционирования при регулировании скорости электропривода (1) с инерционным преобразователем.

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

$$R = 1 \text{ Ом}, c = 2 \text{ В}\cdot\text{с}, J = 0,1 \text{ кг}\cdot\text{м}^2, k_T = 1, k_C = 1, T_C = 0,01, \omega_H = 100 \text{ с}^{-1}, I_H = 20 \text{ А}, U_H = 220 \text{ В}. \quad (9)$$

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

Типовая индуктивность якорной цепи системы ТП-Д равна

$$L = 0,2 \frac{30}{\pi} \cdot \frac{U_H}{Z_p n_H I_H} = L = 0,0115 \text{ Гн}. \quad (10)$$

Выполним синтез методом N-i переключений системы оптимального управления с параметрами (9), (10). Предельно допустимые значения ускорения, рывка и удара равны  $\varepsilon_{\max} = 800 \text{ с}^{-2}$ ,  $a_{\max} = 4,34 \cdot 10^5 \text{ с}^{-3}$ ,  $f_{\max} = 4,34 \cdot 10^7 \text{ с}^{-4}$ . Поскольку медленный внутренний контур исследуемой системы обуславливает треугольную форму диаграммы  $a(t)$ , согласно результатам работы [2] необходимо определить ограничение рывка по формуле  $a_{\max} \leq \sqrt{\varepsilon_{\max} \cdot f_{\max}}$ . Тогда  $a_{\max} = 1,86 \cdot 10^5 \text{ с}^{-3}$ . Рассчитанные по формулам (5), (6) оптимальные параметры регуляторов (3) приобретают значения  $K_{\varepsilon a} = 0,0021 \text{ с}$ ,  $K_{\omega a} = 0,00000614 \text{ с}^2$ ,  $K_{\omega \varepsilon} = 0,0043 \text{ с}$ .

Выполним исследование переходных процессов системы в режиме разгона из состояния покоя до  $\omega^* = 0,2 \cdot \omega_H = 20 \text{ с}^{-1}$ . Рассмотрим вначале динамический режим синтезированной системы при управлении нейтральным объектом (2), представленный на рис.1,а. Диаграммы координат состояния строго соответствуют расчётному виду [1], как и порядок переключения регуляторов каскада (3). Характерной особенностью данной системы является отсутствие собственного скользящего режима регулятора  $R_a$  вследствие нулевой длительности интервалов стабилизации рывка на оптимальной по быстродействию траектории.

В случае управления реальным динамическим объектом (1) каскад регуляторов (3) с приведенными выше параметрами демонстрирует некоторое снижение качества регулирования. В частности, на рис.1,б наблюдается увеличение длительности разгона на 17% по сравнению с оптимальным процессом. Данное обстоятельство не следует однозначно оценивать как негативное, поскольку причина отклонения системы от расчётной траектории заключается в действии внутренних обратных связей объекта (1), приводящем к раннему возникновению скользящего режима регуляторов ускорения  $R_\varepsilon$  и скорости  $R_\omega$ . Следовательно, снижение быстродействия можно рассматривать как побочный эффект расширения областей существования скользящих режимов.

Кроме того, на рис.1,б наблюдается перерегулирование по скорости в 2%, что свидетельствует о колебательности системы в области малых отклонений от положения равновесия. Как показано в работе [5], системе третьего порядка, синтезированной

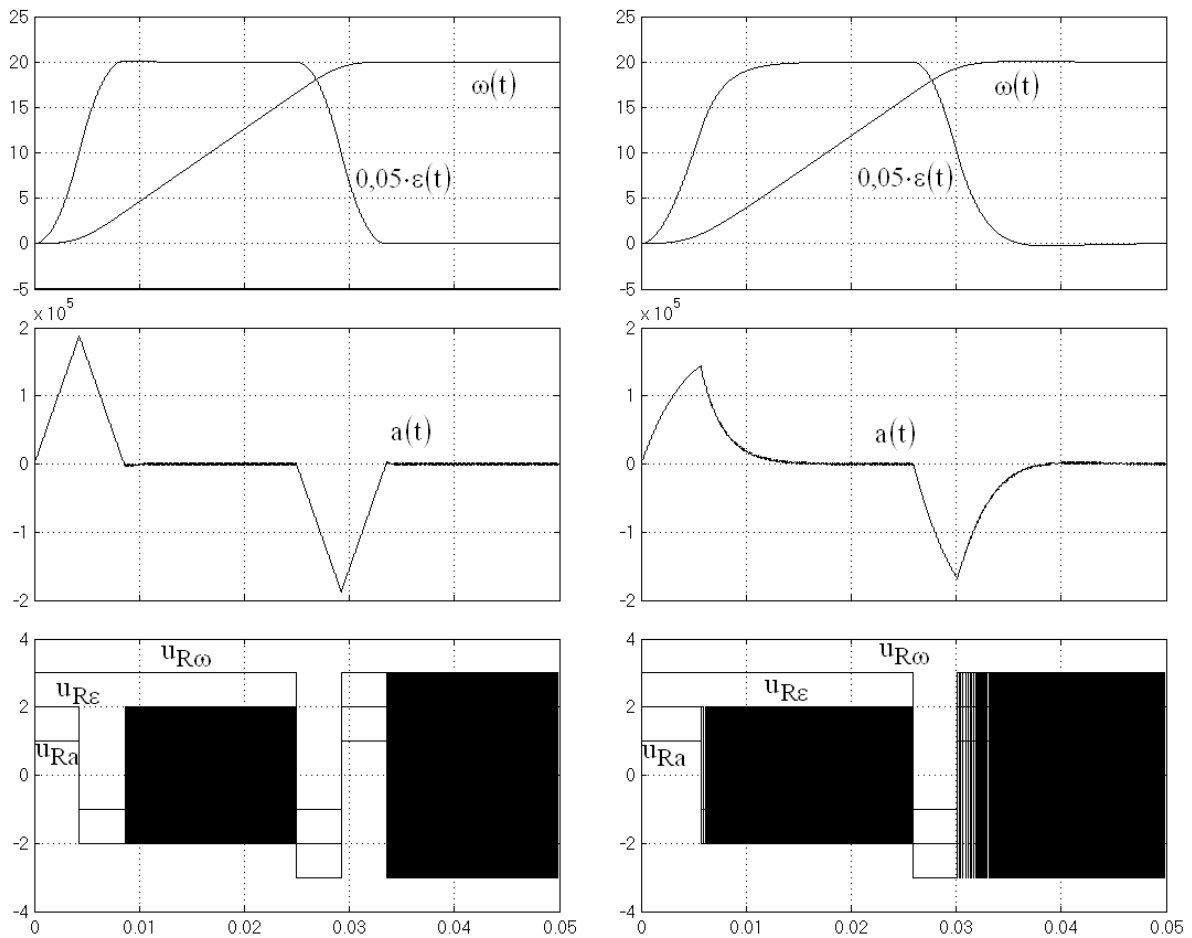


Рисунок 1 – Переходные процессы системы оптимального управления с идеальным и реальным динамическими объектами

методом N-i переключений, присущи комплексно-сопряжённые корни уравнения скольжения при треугольной диаграмме второй производной регулируемой координаты. Преодолеть данную проблему позволяет применение модальных настроек [4] регуляторов каскада (3). Рассчитанные по формулам (8), (7) коэффициенты равны  $K_{\epsilon a} = 0,0025c$ ,  $K_{\omega a} = 0,00000614c^2$ ,  $K_{\omega \epsilon} = 0,005c$ .

На рис.2 представлены временные диаграммы координат оптимальной и модальной систем, обозначенные символами соответственно «О» и «М». Сравнительное исследование выполнено в режимах отработки скачка задающего воздействия в момент  $t = 0$  и ударного приложения возмущения  $i_s = I_n$  к объекту (1) в момент  $t = 0,05c$ . Графики переходных процессов двух систем демонстрируют подобие на всём протяжении, что является закономерным результатом использования методик синтеза, основанных на методе N-i переключений. Однако конечные стадии процессов отработки задания и компенсации возмущения имеют принципиально различный характер. При малых отклонениях от состояния равновесия движение системы с оптимальными настройками является колебательным. В то же время система с модальными настройками гарантированно формирует на завершающей стадии переходного процесса аperiodическую траекторию в соответствии с заданным распределением корней. Следует отме-

тять практически одновременное достижение положения равновесия обеими системами как при разгоне, так и при компенсации наброса нагрузки. Переход от оптимальных настроек каскада (3) к модальным не сопровождается увеличением длительности регулирования,

поскольку раннее возникновение скользящего режима обусловлено особенностями структуры объекта управления (1).

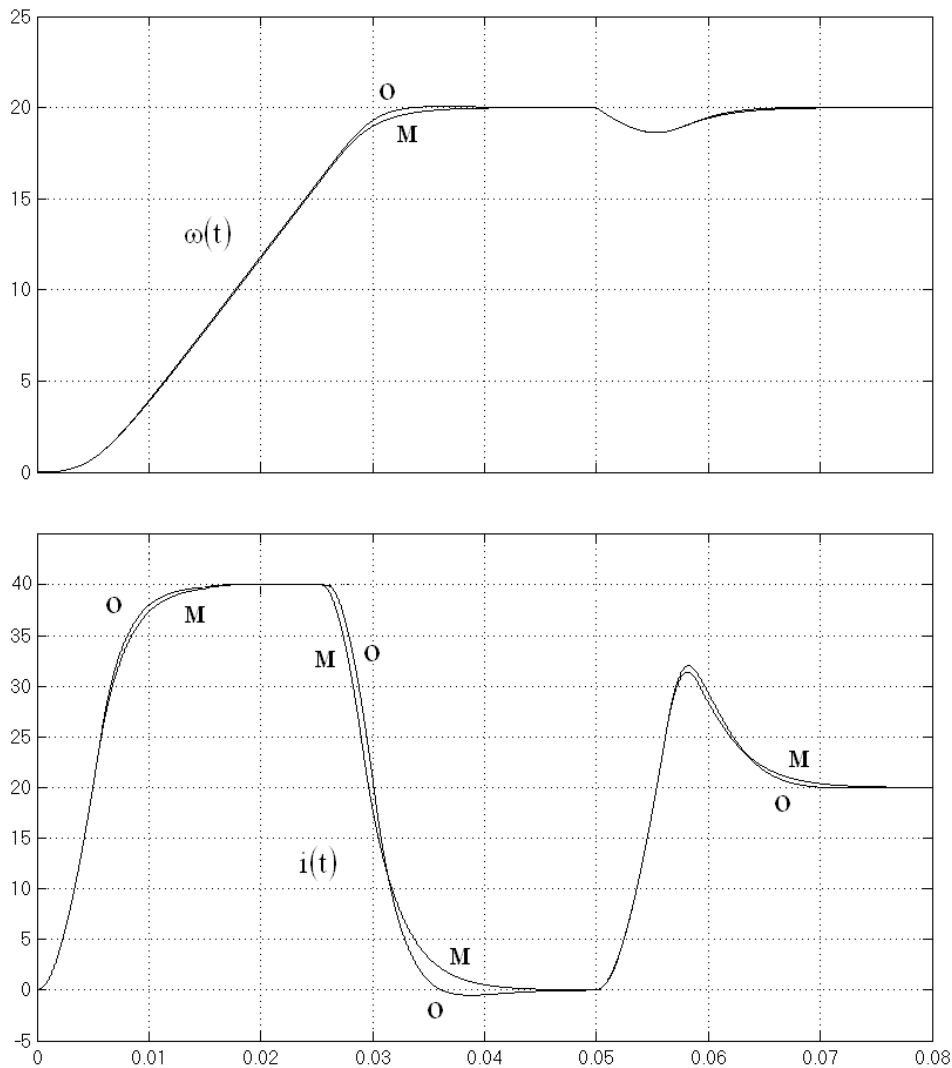


Рисунок 2 – Переходные процессы оптимальной и модальной систем управления

**Выводы.** Исследование синтезированных методом N-i переключений релейных систем подчинённого регулирования скорости электропривода с инерционным преобразователем выявляет отклонение переходной траектории от расчётной при оптимальных настройках каскада регуляторов. Невысокая эффективность оптимизации по быстродействию обусловлена значительным отличием структур реального (1) и идеального (2) объектов управления по сравнению, например, с позиционными электроприводами, для которых данным обстоятельством можно пренебречь. Вместе с тем, анализ временных диаграмм подтверждает аperiодический характер переходного процесса, обеспечиваемый при модальных настройках регуляторов (3) без дополнительного снижения быстродействия. Результаты исследования указывают на целесообразность реализации модальных настроек алгоритмами синтеза каскадно-подчинённых релей-

них систем регулювання швидкості електроприводів і вказують на целесообразність заміщення оптимальних налаштувань близькими їм модальними.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Релейні системи оптимального управління електроприводами / Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохіна Ю.В., Дерез А.Л. – Дніпродзержинськ: ДГТУ, 2011. – 337с.
2. Садовой А.В. Параметричний синтез позиційних релейних систем підчиненого регулювання методом N-і переключень / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ «ХПІ»: «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків. – 2005. – №45. – С.71-73.
3. Садовой А.В. Ограничєние рывка в системе управляемый преобразователь-двигатель при оптимизации по быстродействию / Садовой А.В., Дерез А.Л. // «Электромашиностроение и электрооборудование»: «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Київ: Техніка, 2006. – С.64-65.
4. Дерез А.Л. Синтез каскадно-підчинєнних структур релейно-модальних систем с распределєнием корней на основе метода N-і переключєний / Дерез А.Л., Садовой А.В. // Вестник НТУ «ХПІ»: «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків. – 2017. – №27. – С.75-79.
5. Садовой А.В. Оптимизация по быстродействию методом N-і переключєний режимов малых перемещєний позиційного електропривода / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник КППУ. – Кременчуг. – 2007. – №.3/2007(44). – С.15-17.

Поступила в редакцію 02.10.2018.

УДК 62-83:681.513.5

DOI 10.31319/2519-2884.33.2018.198

КЛЮЄВ О.В., к.т.н., доцент  
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профєсор  
СОХІНА Ю.В., к.т.н., доцент

Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

### АСИНХРОННИЙ ВЕНТИЛЬНИЙ КАСКАД З ОРІЄНТОВАНОЮ ЗА ВЕКТОРОМ СТРУМУ НАМАГНІЧУВАННЯ СИСТЕМОЮ КЕРУВАННЯ

**Вступ.** Для забезпечення високих динамічних показників асинхронних електроприводів, у тому числі й асинхронного вентильного каскаду (АВК), необхідно якісно керувати електромагнітним моментом асинхронної машини, для чого потрібно регулювати модулі і взаємне розташування як мінімум двох векторів її електромагнітних змінних стану. Вектор головного потокозчєплення АВК визначається полем у зазорі асинхронної машини і відповідає потокозчєпленню контуру, що намагнічує. Вектор головного потокозчєплення дорівнює:

$$\vec{\Psi}_\mu = L_m (\vec{I}_s + \vec{I}_r) = L_m \vec{I}_\mu. \quad (1)$$

З формули (1) впливає колінеарність векторів результуючого струму, що намагнічує, і головного потокозчєплення. Модулі даних векторів зв'язані коефіцієнтом магнітної індукції  $L_m$ , що приймається постійним при допущєнні лінійності магнітного кола.

Електромагнітний момент виражається формулою