

DOI: 10.31319/2519-8106.2(49)2023.293193

УДК 62-83

Дерець О.Л., кандидат технічних наук, доцент кафедри електротехніки та електромеханіки
Derets Oleksandr, Candidate of technical sciences, Associate Professor of the Department of Electrical Engineering and Electromechanics
ORCID: 0000-0001-6432-2592
e-mail: ald_dstu@i.ua

Садовой О.В., доктор технічних наук, професор кафедри електротехніки та електромеханіки
Sadovoi Oleksandr, Doctor of technical sciences, Professor of the Department of Electrical Engineering and Electromechanics
ORCID: 0000-0001-9739-3661
e-mail: sadovoyav@ukr.net

Дерець Г.О., здобувач другого (магістерського) рівня вищої освіти, кафедра математичного моделювання та системного аналізу
Derets Hanna, Master's degree student of the Department of Mathematical Modeling and System Analysis
ORCID: 0000-0001-5657-7579
e-mail: hanna.derets@gmail.com

Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське
Dniprovsky State Technical University, Kamianske

ПОБУДОВА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ТА СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ АСТАТИЧНОЇ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

DEVELOPMENT OF A MATHEMATICAL MODEL AND STRUCTURAL SYNTHESIS OF AN ASTATIC RELAY CONTROL SYSTEM FOR ELECTRIC DRIVE

Актуальність роботи полягає в розвитку методів структурного розв'язання задачі забезпечення астатичних властивостей систем розривного керування в умовах вдосконалення елементної бази електроприводів. Метою дослідження є синтез алгоритмів оптимального керування та засобів обчислення гнучких зворотних зв'язків для релейної системи керування електроприводом. Для досягнення цієї мети в роботі побудовано математичну модель, виконано розрахунок параметрів, здійснено структурний синтез різних варіантів системи та дослідження їх перехідних процесів. Результатом роботи є структура та параметри астатичної системи керування електроприводом, властивості якої перевірено чисельним експериментом.

Ключові слова: релейна система керування, метод $N-i$ перемикань, астатизм, оптимальність за швидкодією.

The relevance of the work lies in the development of methods for structurally solving the problem of ensuring the astatic properties of discontinuous control systems in the conditions of improving electromechanical systems. The elemental base of modern electric drives maximizes the mass implementation of discontinuous control systems, which have a unique combination of operational properties. But the advantages resulting from this combination find practical implementation only with correct theoretical justification.

The purpose of the study is to synthesize optimal control algorithms and means for calculating flexible feedback for a relay control system for an electric drive. Modification of differential slip equations allows for the structural synthesis of relay systems with the desired astatic properties. Implementation of astatic control algorithms requires the use of derivative observers, the effectiveness of which requires confirmation by modeling dynamics, which is also the goal of the work.

To achieve these goals, a mathematical model was built, optimal parameters were calculated, a structural synthesis of various system options was carried out, and their transient processes were studied. The mutual independence of the sliding modes of electric drive regulators and differentiators made it possible to decompose the problem of synthesizing an integral control system into three simpler subtasks, which is fundamentally impossible in the case of continuous systems.

The result of the work is the structure and parameters of an astatic electric drive control system, the properties of which are verified by numerical experiment. The use of derivative observers with relay control algorithms makes it possible to effectively implement structural solutions suitable for the implementation of astatic control systems for electric drives. The result of the work is also a procedure for applying the mathematical apparatus of the N - i switching method for the synthesis of observers, which are second-order systems. A promising direction for continuing this research is the integration of this procedure into algorithms for setting up relay optimal control systems.

Keywords: sliding mode control system, N - i switching method, astaticism, optimality in speed.

Постановка проблеми

На теперішній час силові перетворювачі електромеханічних систем у своїй більшості є транзисторними інверторами напруги [1], що працюють у режимі силового ключа, а системи керування майже виключно мають реалізацію у вигляді цифрових контролерів [2]. Отже, елементна база сучасних електроприводів [3] максимально сприяє масовому впровадженню систем розривного керування [4], яким притаманне унікальне сполучення експлуатаційних властивостей. Зокрема, вони допускають параметричну оптимізацію за швидкістю при одночасному структурному розв'язанні проблеми забезпечення астатизму [5]. Але переваги, що зумовлені таким сполученням, знаходять практичне втілення лише при коректному теоретичному обґрунтуванні [6]. Це робить актуальним розвиток і впровадження новітніх методологій алгоритмічного синтезу [7] і структурної реалізації релейних систем [8, 9].

Аналіз останніх досліджень та публікацій

Астатизм системи керування проявляється у асимптотичному прямуванні до нуля похибки регулювання вихідної координати [2]. Така властивість з практичної точки зору є навіть більш важливою, ніж оптимальність за точністю [6]. Системи розривного керування у ковзних режимах описуються диференціальними рівняннями зменшеного на одиницю порядку [4]. Це значно спрощує структурне розв'язання задачі забезпечення астатизму у порівнянні з безперервними системами [3]. А у випадку систем другого порядку, до яких належать найпоширеніші електроприводи [1], зменшення порядку рівнянь ковзання регуляторів до першого зумовлює радикальне спрощення техніки структурного синтезу [8, 9].

За основу математичної моделі системи керування береться математичний опис електропривода постійного струму як об'єкта керування у формі системи лінійних диференціальних рівнянь [1, 3], яка ґрунтується на загальноприйнятих спрощувальних допущеннях і має вигляд

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

де k_r — коефіцієнт передачі редуктора, i — струм якоря, $i_c = k_r M_c / c$ — струм, пропорційний моменту опору M_c , u — напруга якірного кола, сформована безінерційним силовим перетворювачем, ω — кутова швидкість вихідного вала, L , R — параметри якірного кола: індуктивність та опір, J — повний момент інерції, приведений до вихідного вала, $c = k\Phi$ — множник, що за умови сталості магнітного потоку є константою і вважається параметром, $p = \frac{d}{dt}$ — символ, що скорочено представляє операцію диференціювання за часом.

Розглянемо найпростішу конфігурацію електромеханічної системи без редуктора, у якій $k_r = 1$, а керована координата ω є кутовою швидкістю валу електродвигуна. Для цього випадку [7] система (1) матиме вигляд

$$\left. \begin{aligned} p\omega &= \frac{c}{J}(i - i_c) \\ pi &= \frac{u - R \cdot i - c \cdot \omega}{L} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Каскадно-підпорядкована структура релейної системи керування для випадку замикання за безпосередньо вимірюваними координатами електропривода ω, i описується рівняннями

$$\left. \begin{aligned} u_{R\omega} = i^* &= i_{max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega i} \cdot i) \\ u_{Ri} = u^* &= u_{max} \cdot \text{sign}(i^* - i) \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

де $u_{R\omega}, u_{Ri}$ — вихідні величини регуляторів R_ω, R_i , що мають зміст заданих значень струму та напруги двигуна i^*, u^* .

Рівні обмеження напруги та струму u_{max}, i_{max} в алгоритмі керування (3) призначаються згідно з технічними характеристиками силового перетворювача, а задачу параметричного синтезу, що полягає у визначенні коефіцієнта зворотного зв'язку $K_{\omega i}$, можна розв'язати методом N-ї перемикачів [7—10]. Для цього треба визначити максимуми $\varepsilon_{max}, a_{max}$ канонічних координат системи ε, a , тобто кутових прискорення та ривка, з рівнянь незбуреного руху динамічного об'єкта (2), які мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} p\omega &= \varepsilon = \frac{c}{J}i \\ p\varepsilon &= a = \frac{c}{J} \cdot \frac{u - R \cdot i - c \cdot \omega}{L} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Підстановка u_{max}, i_{max} в (4), виконана з ігноруванням внутрішніх зворотних зв'язків (2), дає вирази

$$\varepsilon_{max} = \frac{c}{J} \cdot i_{max}, \quad a_{max} = \frac{c}{J} \cdot \frac{1}{L} \cdot u_{max}. \quad (5)$$

З використанням (5) маємо за методом N-ї перемикачів формулу коефіцієнта зворотного зв'язку для системи, оптимізованої за швидкодією

$$K_{\omega i} = \frac{c}{J} \cdot \frac{\varepsilon_{max}}{2 \cdot a_{max}}. \quad (6)$$

Система керування електроприводом (2), (3), синтезована за формулами (5), (6), серед усіх відомих аналогічних структур найлегше реалізується широкодоступними технічними засобами. Вона має статичну характеристику, що витікає з рівняння ковзання регулятора швидкості

$$\omega^* - \omega - K_{\omega i} \cdot i = 0 \quad (7)$$

і має вигляд

$$\omega = \omega^* - K_{\omega i} \cdot i. \quad (8)$$

За виглядом вона подібна електромеханічній характеристиці нерегульованого електроприводу з тією лише відмінністю, що її значно більш висока жорсткість визначається параметром $K_{\omega i}$ регулятора R_ω , а не параметром R електродвигуна (1). Врахувавши умову настання усталеного режиму, що полягає в рівності нулю динамічного струму

$$i_d = i - i_c = 0 \quad (9)$$

і приводить до умови

$$i = i_c, \quad (10)$$

можна отримати з (7) вираз похибки регулювання $\Delta\omega = \omega^* - \omega$

$$\Delta\omega = K_{\omega i} \cdot i_c \quad (11)$$

або безпосередньо знайти ω , підставивши в (8) значення ω^*, i_c .

Формулювання мети дослідження

Формули (7)—(11) є прикладом традиційної для електроприводу техніки оцінки похибки регулювання з використанням статичних характеристик, застосованої до релейних систем. Вона оснований на аналізі рівняння ковзання (7) релейного регулятора швидкості, яке є диференціальним, отже може бути узагальнена для оцінки більш складних випадків, ніж астатизм нульового порядку. Більше того, саме модифікація диференціальних рівнянь ковзання дозволяє здійснити структурний синтез релейних систем з бажаними астатичними властивостями [9], що є метою цієї роботи. Разом з тим, втілення астатичних алгоритмів керування вимагає використання спостерігачів похідних [8], ефективність яких вимагає підтвердження, зокрема шляхом моделювання динаміки, що також стоїть на меті цієї роботи.

Виклад основного матеріалу

Виконаємо побудову математичної моделі системи керування (2), (3) з параметрами (5), (6), в основу якої покладемо електродвигун з номінальними даними

$$R = 1,48 \text{ Ом}, c = 1,9 \text{ В} \cdot \text{с}, L = 0,044 \text{ Гн}, J = 0,14 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \omega_n = 104,7 \text{ с}^{-1}, i_n = 14,1 \text{ А}, u_n = 220 \text{ В}. \quad (12)$$

Призначивши типові значення рівнів обмеження координат електропривода

$$i_{max} = 1,5 \cdot i_n, u_{max} = 1,2 \cdot u_n, \quad (13)$$

за формулами (5), (6) маємо

$$\varepsilon_{max} = 287,4 \text{ с}^{-2}, a_{max} = 80222 \text{ с}^{-3}, \quad (14)$$

$$K_{\omega i} = 0,0609 \text{ с}. \quad (15)$$

Для отримання достовірних результатів моделювання необхідно врахувати той факт, що регулятори (3) побудовані на основі ідеальних релейних елементів, що передбачає роботу в ідеальному ковзному режимі, який є нездійсненним технічно. Цю проблему розв'язує застосування при практичному конструюванні та при моделюванні систем керування релейних елементів зі статичною характеристикою у формі прямокутної петлі гістерезису

$$y = g_{ist}(x) = \begin{cases} -1 & \text{якщо } x < -\delta \\ -1 & \text{якщо } -\delta \leq x \leq \delta = 0 \text{ та } y = -1 \\ +1 & \text{якщо } -\delta \leq x \leq \delta = 0 \text{ та } y = +1 \\ +1 & \text{якщо } x > \delta \end{cases} \quad (16)$$

для якої ширина петлі, що дорівнює 2δ , прямо залежить від призначеної ширини так званого "струмового коридору", тобто від заданої амплітуди пульсацій струму δi , а саме:

$$\delta_{Ri} = \delta i, \delta_{R\omega} = K_{\omega i} \cdot \delta i. \quad (17)$$

Встановимо $\delta i = 0,075 i_{max}$ і отримаємо

$$\delta i = 1,59 \text{ А}, \delta_{R\omega} = 0,097 \text{ с}^{-1}. \quad (18)$$

Щодо самого процесу моделювання, зауважимо, що при дослідженні ковзних режимів вибір кроку чисельного інтегрування слід здійснювати згідно з рекомендаціями роботи [10], оснований на врахуванні періоду пульсацій струму.

При дослідженні властивостей системи керування в якості тестового сигналу використаємо синусоїдально змінюваний у часі момент опору. Специфіка такого сигналу полягає у відсутності обмежень на порядок похідної, яка є відмінною від нуля, тобто на порядок астатизму синтезованої системи. Приймаючи $i_c = i_n \sin 2\pi t$, що відповідає частоті збурення 1 Гц, та задавши нульове значення швидкості, отримаємо часові діаграми квазіусталеного режиму системи (2), (3), наведені на рис. 1. Зауважимо, що при $\omega^* = 0$ похибка регулювання швидкості електропривода відрізняється від самої швидкості лише знаком. Загальний вигляд діаграм відповідає аналітичним висновкам, зробленим за формулами (7)—(11). Спостерігається амплітуда похибки регулювання $\Delta\omega$ близько 1 % від номінальної швидкості ω_n , що є недопустимим рівнем для прецизійних систем, для яких призначені алгоритми розривного керування.

Замикання регуляторів каскаду (3) гнучким зворотним зв'язком за прискоренням [7] замість струму є загальновідомим засобом забезпечення інваріантності релейної системи до координатного збурення i_c . Така система описується рівняннями

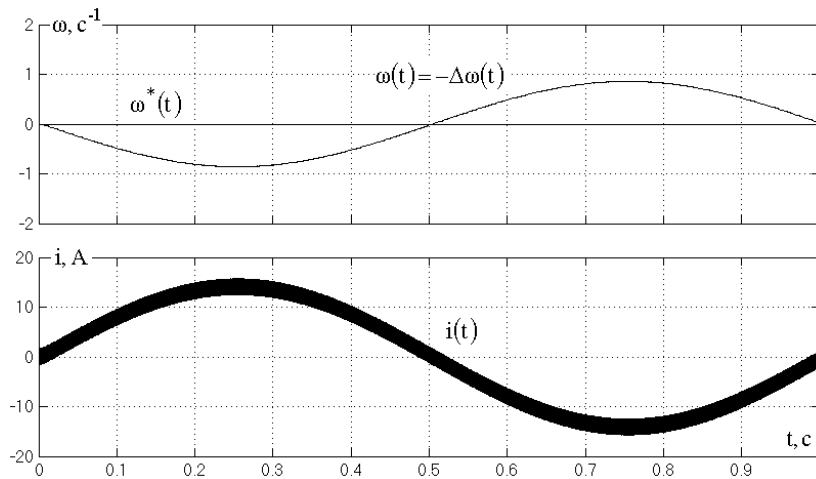


Рис. 1. Реакція релейної системи керування електроприводом з жорстким зворотним зв'язком за струмом на момент опору, що змінюється в часі за гармонічним законом

$$\left. \begin{aligned} u_{R\omega} &= \varepsilon^* = \varepsilon_{max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\varepsilon} &= u^* = u_{max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\}, \quad (19)$$

де R_ε — регулятор прискорення, ε^* — завдання прискорення, $K_{\omega\varepsilon}$ — коефіцієнт при прискоренні у функції перемикання регулятора швидкості.

Величина $K_{\omega\varepsilon}$ визначається методом N-і перемикань як

$$K_{\omega\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{max}}{2 \cdot a_{max}}. \quad (20)$$

У досліджуваному прикладі

$$K_{\omega\varepsilon} = 0,004479 \text{ c}, \quad \delta_\varepsilon = \delta_{R\varepsilon} = 0,075\varepsilon_{max} = 21,556 \text{ c}^{-2}. \quad (21)$$

Для системи стабілізації швидкості умова настання усталеного режиму

$$p\omega = \varepsilon = 0, \quad (22)$$

згідно з рівнянням ідеального ковзного режиму R_ω в каскаді (19)

$$\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon = 0 \quad (23)$$

відповідає нульовій похибці регулювання швидкості

$$\Delta\omega = \omega^* - \omega = 0. \quad (24)$$

Для обчислення прискорення електропривода, яке при розривному керуванні має високочастотні пульсації, застосовується диференціатор з релейним регулятором [8], що використовує зв'язок за вимірюваним струмом для покращення частотних властивостей. В його рівняннях

$$\left. \begin{aligned} p\hat{\omega} &= \hat{\varepsilon}, \quad p\hat{\varepsilon} = \hat{a}, \quad \hat{s} = \omega - \hat{\omega} + K(c/J \cdot i - \hat{\varepsilon}) \\ u_{\hat{R}} &= \hat{a}^* = \hat{a}_{max} \text{sign}(\hat{s}) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

символ “^” вказує на належність усіх позначень до системи керування спостерігачем. Використання обчисленого прискорення здійснюється заміною змінної $\varepsilon = \hat{\varepsilon}$ в (19).

Регулятор \hat{R} також повинен мати гістерезисну характеристику, але вона повинна забезпечувати принаймні на порядок вищу частоту ковзного режиму. Оскільки, на відміну від (3) або (19), регулятор \hat{R} в (25) керує не реальною системою, а динамічною моделлю, ця вимога є цілком реалістичною і забезпечується встановленням параметрів [8]

$$\hat{a}_{max} = 10 \cdot a_{max}, \quad \delta\hat{\varepsilon} = 0,1 \cdot \delta\varepsilon, \quad \delta\hat{R} = K \cdot \delta\varepsilon. \quad (26)$$

Прийнявши $\widehat{\varepsilon}_{max} = \varepsilon_{max}$, з використанням (26), (20) для спостерігача (25) отримаємо

$$\widehat{\varepsilon}_{max} = 1437 c^{-2}, \widehat{a}_{max} = 802220 c^{-3},$$

$$\delta_{\widehat{R}} = 0,00097 c^{-1}, \widehat{K} = 0,000448 c.$$
(27)

На рис. 2 наведено часові діаграми системи (2), (19), (25) з параметрами (14), (21), (27) в умовах дії збурення $i_c = i_n \sin 2\pi t$. Вигляд діаграм відповідає висновкам, зробленим за формулами (22)—(24). Спостерігається похибка регулювання $\Delta\omega$ з амплітудою близько 0,005 % від номінальної швидкості ω_n , що свідчить про радикальне поліпшення точності системи у такому варіанті структурної реалізації. Відзначимо принципову зміну у порівнянні з рис. 1 вигляду кривої $\Delta\omega(t)$, яка втратила характер гармонічної функції і складається з високочастотних флуктуацій відносно нуля, мала амплітуда яких зумовлена неідеальністю ковзних режимів внаслідок використання релейних елементів з гістерезисною характеристикою. За результатом цього експерименту систему (2), (19), (25) можна характеризувати як астатичну за збуренням.

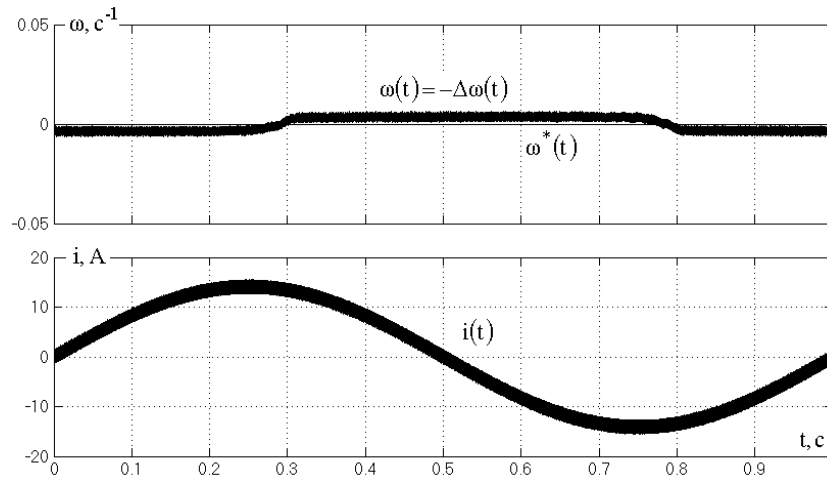


Рис. 2. Реакція релейної системи керування електроприводом з гнучким зворотним зв'язком за прискоренням на момент опору, що змінюється в часі за гармонічним законом

Але для стеження за довільно змінюваною швидкістю система (2), (19), (25) є структурно недостатньою, оскільки умова (22) в такому режимі не виконується. На рис. 3 наведено часові діаграми системи (2), (19), (25) з параметрами (14), (21), (27) при відпрацюванні заданої швидкості $\omega^* = 40 \sin 2\pi t$, де амплітуда $40 c^{-1}$ визначена з умови неперевикнення амплітудою прискорення рівня ε_{max} з (14): $40 < \varepsilon_{max} / (2\pi f)$, де $f = 1$. Після захоплення системою заданої траєкторії при $t > 0,11 c$ виникає квазіусталений режим, у якому спостерігається гармонічна похибка регулювання швидкості з амплітудою близько 1 % від ω_n . Відзначимо, що моделювання здійснено без врахування будь-яких сил опору, тобто його результат покликаний підкреслити відсутність у системи астатизму за задавальним впливом.

Введення в рівняння ковзання регулятора швидкості похідної похибки регулювання є структурним розв'язком описаної вище проблеми. В результаті рівняння каскаду регуляторів набувають вигляду

$$\left. \begin{aligned} u_{R\omega} = \varepsilon^* &= \varepsilon_{max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega + K_{\omega\varepsilon} \cdot (p\omega^* - \varepsilon)) \\ u_{R\varepsilon} = u^* &= u_{max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\},$$
(28)

де $p\omega^*$ — похідна задавального впливу.

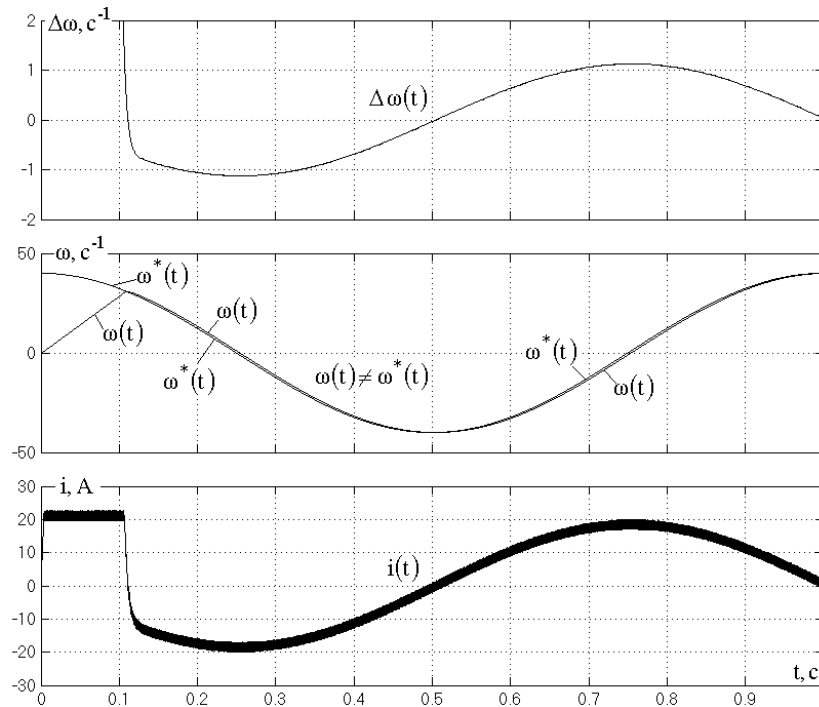


Рис. 3. Відпрацювання релейною системою керування електроприводом з гнучким зворотним зв'язком за прискоренням сигналу завдання швидкості, що змінюється в часі за гармонічним законом в умовах ідеального вільного ходу

Комбінація сигналів $p\omega^* - \varepsilon$ за змістом є похідною похибки регулювання швидкості, тому рівняння ковзання R_{ω} з (28) можна записати як

$$\Delta\omega + K_{\omega\varepsilon} \cdot p(\Delta\omega) = 0, \quad (29)$$

звідки очевидно, що умова виникнення усталеного режиму

$$p(\Delta\omega) = 0 \quad (30)$$

відповідає існуванню нульової похибки регулювання.

Застосування додаткового диференціатора, аналогічного (25), дозволить обчислити такий сигнал [9]. Алгоритм керування R_{ω} в системі (28), що його використовує, має вигляд

$$u_{R\omega} = \varepsilon^* = \varepsilon_{max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega + K_{\omega\varepsilon} \cdot (p\tilde{\omega}^* - \varepsilon)). \quad (31)$$

У рівнянні (31) і далі знак "~" вказує на приналежність до додаткового диференціатора. Його рівняння мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} p\tilde{\omega} &= \tilde{\varepsilon}, p\tilde{\varepsilon} = \tilde{a}, \tilde{s} = \omega^* - \tilde{\omega} - \tilde{K}\tilde{\varepsilon} \\ u_{\tilde{R}} &= a^* = \tilde{a}_{max} \text{sign}(\tilde{s}) \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Сигнал $\omega^*(t)$, на відміну від $\omega(t)$, не має в своєму складі високочастотної пульсації, однак $u_{R\omega}(t)$ здобуває розрив в момент стрибка задавального впливу. Тому спостерігач (32) його похідної має достатню точність без сигналу вимірюного струму, введеного в (25), але потребує оптимізації за швидкодією. З використанням методу N-ї перемикань знайдемо його параметри

$$\begin{aligned} \tilde{\varepsilon}_{max} &= 9274 c^{-2}, \tilde{a}_{max} = 802220 c^{-3}, \\ \delta_{\tilde{R}} &= 0,0124 c^{-1}, \tilde{K} = 0,00578 c. \end{aligned} \quad (33)$$

Стеження за змінюваною в часі за гармонічним законом $\omega^* = 40 \sin 2\pi t$ заданою швидкістю системою (2), (19), (25), (32) з параметрами (14), (21), (27), (33) відображає рис. 4. Після

захоплення системою заданої траєкторії при $t > 0,11c$ виникає квазіусталений режим, у якому спостерігається гармонічна похибка регулювання швидкості з амплітудою близько 0,006 % від номінальної швидкості ω_n . У порівнянні з рис. 3 крива $\Delta\omega(t)$ втратила характер гармонічної функції і набула характеру малих флуктуацій відносно нуля, зумовлених неідеальністю ковзних режимів при застосуванні гістерезисних регуляторів. Відзначимо, що моделювання здійснено з врахуванням реактивного моменту опору, який має амплітуду $0,2M_n$ і змінюється за знаком при переходах швидкості через нуль. Розривний характер збурення спричиняє сплески похибки, які асимптотично прямують до нуля. За результатами даного експерименту систему (2), (19), (25), (32) можна характеризувати як астатичну за завданням та збуренням одночасно.

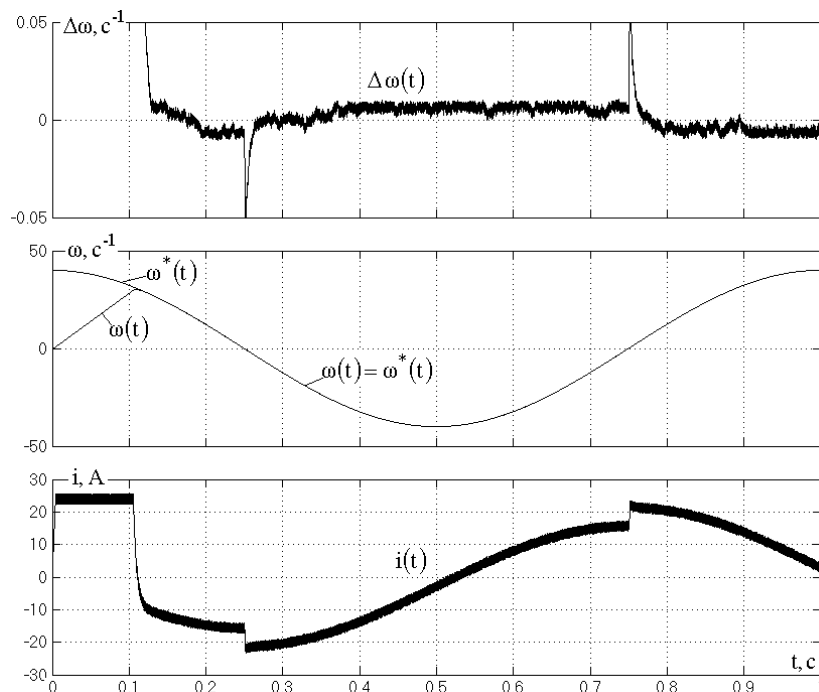


Рис. 4. Відпрацювання релейною системою керування електроприводом зі зворотним зв'язком за похідною похибки регулювання сигналу завдання швидкості, що змінюється в часі за гармонічним законом в умовах дії реактивного моменту опору

Висновки

Застосування спостерігачів похідних з релейними алгоритмами керування дозволяє ефективно реалізувати структурні рішення, придатні для впровадження астатичних систем керування електроприводами. Взаємна незалежність ковзних режимів регуляторів електропривода і диференціаторів дозволяє виконати декомпозицію задачі синтезу цілісної системи керування на три більш прості підзадачі, що принципово неможливо у випадку безперервних систем.

Отримані в чисельних експериментах нехтувано малі похибки регулювання систем, охарактеризованих як астатичні, спричинені скінченною частотою ковзання регуляторів. Їх можливо зменшити в межах технічних можливостей апаратної частини, наближаючи ковзний режим до ідеального шляхом зменшення ширини петель гістерезису.

Відповідність амплітуди високочастотних пульсацій струму величині, закладеній в ширині петель гістерезису, що спостерігається в усіх перехідних процесах, свідчить про достатню точність чисельного інтегрування при моделюванні і підтверджує достовірність наведених результатів чисельних експериментів.

Список використаної літератури

1. Leonhard W. Control of Electric Drives. New York : Springer-Verlag, 2001. 460 pp.
2. Norman S. N. Control System Engineering. John Wiley & Sons, Inc, 2014. 943 pp.
3. Crowder R. Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control. Butterworth-Heinemann, 2019. 307 pp.
4. Utkin V., Poznyak A., Orlov Y., Polyakov A. Road Map for Sliding Mode Control Design. Springer Nature, Switzerland, 2020. 127 pp.
5. Shtessel Y., Edwards C., Fridman L., Levant A. Sliding Mode Control and Observation. Control Engineering. Birkhäuser, New York, 2014. 353 pp.
6. Waschl H., Kolmanovsky I., Steinbuch M., Re L. Optimization and Optimal Control in Automotive Systems. Springer, 2014. 326 pp.
7. Derets O., Sadovoi O., Derets H. Performance Optimization Algorithm for Electric Drive Control Systems Based on Acceleration Constraint. *Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems MEES 2021*, 2021. P.1–4.
8. Derets O., Sadovoi O. Structural Synthesis of an Acceleration Observer with Sliding Mode Control for Precision Electric Drives. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020. P.1–4.
9. Derets O., Sadovoi O., Derets H. Synthesis and Study of Derivatives Observer with Sliding Mode Control for Servo Drive. *Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2021*, 2021. P.1–4.
10. Derets O., Sadovoi O., Derets Y., Derets H. Criterion for Choosing the Integration Step Size for Simulation of Sliding Modes in Electric Drives. *Proceedings of the 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, TCSET 2020*, 2020. P.796–799.

References

- [1] Leonhard W. (2001). *Control of Electric Drives*. New York : Springer-Verlag.
- [2] Norman S. N. (2014). *Control System Engineering*. John Wiley & Sons, Inc.
- [3] Crowder R. (2019). *Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control*. Butterworth-Heinemann.
- [4] Utkin V., Poznyak A., Orlov Y., Polyakov A. (2020). *Road Map for Sliding Mode Control Design*. Springer Nature, Switzerland.
- [5] Shtessel Y., Edwards C., Fridman L., Levant A. (2014). *Sliding Mode Control and Observation. Control Engineering*. Birkhäuser, New York.
- [6] Waschl H., Kolmanovsky I., Steinbuch M., Re L. (2014). *Optimization and Optimal Control in Automotive Systems*. Springer.
- [7] Derets O., Sadovoi O., Derets H. (2021). Performance Optimization Algorithm for Electric Drive Control Systems Based on Acceleration Constraint. *Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems MEES 2021*.
- [8] Derets O., Sadovoi O. (2020). Structural Synthesis of an Acceleration Observer with Sliding Mode Control for Precision Electric Drives. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*.
- [9] Derets O., Sadovoi O., Derets H. (2021). Synthesis and Study of Derivatives Observer with Sliding Mode Control for Servo Drive. *Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2021*.
- [10] Derets O., Sadovoi O., Derets Y., Derets H. (2020). Criterion for Choosing the Integration Step Size for Simulation of Sliding Modes in Electric Drives. *Proceedings of the 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, TCSET 2020*.