

**О.І. Толочко, докт. техн. наук, професор,
Г.С. Чекавський, канд. техн. наук, доцент,
О.В. Песковатська, аспірант,
О.С. Богомазов, магістрант,
Донецький національний технічний університет**

ОЦІНКА ШВИДКОСТІ ДВИГУНА ЗА ДОПОМОГОЮ СПОСТЕРІГАЧІВ СТАНУ В СИСТЕМАХ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

Постановка проблеми та її зв'язок з прикладними задачами. Системи векторного керування (СВК) асинхронним двигуном (АД), як відомо, використовують принцип роздільного регулювання механічних (момент, швидкість) і магнітних (магнітний потік або потокозчеплення) координат, і дозволяють отримати якісні статичні і динамічні характеристики систем електроприводу (ЕП). Стримуючим фактором у впровадженні таких систем для ЕП промислових механізмів, які часто працюють у важких технологічних умовах, є непрактичність або неможливість виміру окремих координат (магнітне потокозчеплення, швидкість обертання валу двигуна) для організації їхнього регулювання.

Найпоширенішим сучасним способом визначення координат ЕП, які не можуть бути виміряні безпосередньо, є обчислення (ідентифікація) їхнього значення за допомогою відомих з теорії електричних машин математичних залежностей [1, 2], які пов'язують між собою різні координати. При побудові таких пристроїв ідентифікації доступними для виміру вважаються лише електричні величини АД (фазні струми, напруги), тому достатньо досконало можна вважати тільки такі ідентифікатори, що не потребують інформації про величину і характер навантаження на валу двигуна (яке в загальному випадку виміряти практично неможливо) і механічні величини (швидкість та кутове положення валу двигуна) [2].

Загальним недоліком ідентифікаторів можна вважати складність структури і технічної реалізації для забезпечення можливості визначення координат у достатньо широкому діапазоні регулювання швидкості ЕП, їх чутливість до зміни параметрів об'єкта регулювання, і пов'язану з цим необхідність поточного підлагодження їхніх коефіцієнтів.

Одним з перспективних альтернативних методів рішення проблеми керування при неповній інформації про стан об'єкту є використання спостерігачів стану (СС), які за рахунок застосування жорстких коригувальних зворотних зв'язків є менш чутливими до зміни параметрів об'єкта регулювання.

Аналіз досліджень і публікацій. Загальні принципи побудови лінеаризованих СС наведені в [3]. Синтезу СС для оцінки швидкості і аналізу характеристик ЕП постійного струму зі СС, процеси в яких достатньо точно описує лінійна математична модель, присвячені публікації [4 – 6], але питання синтезу

таких СС для ЕП змінного струму в недостатній мірі освітлені в сучасних науково-технічних публікаціях.

Постановка задачі. В даній роботі вирішується науково-технічна задача синтезу СС, який дозволяє встановлювати значення швидкості АД, оцінка можливості зниження статизму і аналіз статичних і динамічних характеристик СВК швидкістю асинхронного ЕП зі зворотним зв'язком за оцінкою швидкості.

Основний матеріал і результати досліджень. При традиційному векторному керуванні і живленні АД з боку статора математичною моделлю короткозамкненого АД як об'єкта керування в ортогональній системі координат d, q , орієнтованій за узагальненим вектором потокозчеплення ротора $\vec{\Psi}_R$, є сукупність рівнянь:

$$\sigma L_S p i_{Sd} = u_{Sd} - R_l i_{Sd} + \sigma L_S \omega_C i_{Sq} + k_R T_R^{-1} \Psi_R; \quad (1)$$

$$\sigma L_S p i_{Sq} = u_{Sq} - R_l i_{Sq} - \sigma L_S \omega_C i_{Sd} - k_R \omega_R \Psi_R; \quad (2)$$

$$p \Psi_R = -T_R^{-1} \Psi_R + k_R R_R i_{Sd}; \quad (3)$$

$$\omega_C = \omega_R + k_R R_R i_{Sq} / \Psi_R; \quad (4)$$

$$M = 3 z_p k_R \Psi_R i_{Sq} / 2; \quad (5)$$

$$J p \omega = M - M_C, \quad (6)$$

в якій прийняті такі позначення координат і внутрішніх параметрів АД: u_{Sd} , u_{Sq} , i_{Sd} , i_{Sq} , Ψ_R – складові вектора напруги \vec{U}_S і струму \vec{I}_S статора і модуль вектора потокозчеплення $\vec{\Psi}_R$ ротора; M , M_C – електромагнітний момент і момент статичного навантаження, приведений до валу АД; ω – частота обертання валу (швидкість) АД; $\omega_R = z_p \omega$ – швидкість АД, приведена до кількості пар полюсів z_p статора; ω_C – кутова частота обертання системи координат d, q ; $p = d/dt$ – оператор диференціювання; $R_l = R_S + k_R^2 R_R$ – еквівалентний активний опір АД; $T_R = L_R / R_R$ – електромагнітна стала часу ротора; R_S , R_R – активні опори обмоток фаз статора і приведений ротора відповідно; L_S , L_R – повні індуктивності статора і ротора відповідно; L_m – взаємоіндуктивність; $k_R = L_m / L_R$ – коефіцієнт електромагнітного зв'язку ротора; $\sigma = 1 - k_R L_m / L_S$ – коефіцієнт розсіювання; J – сумарний момент інерції системи „двигун – механізм”, приведений до валу АД.

Вочевидь, представлена математична модель АД є суттєво нелінійною. Складність роздільного регулювання потоку та моменту, як відомо, обумовлена наявністю в (1), (2) чотирьох збуджуючих внутрішніх впливів

$$e_d = -\sigma L_S \omega_C i_{Sd}; \quad e_q = \sigma L_S \omega_C i_{Sq}; \quad e_\Psi = k_R \alpha_R \Psi_R; \quad e_\omega = -k_R \omega_R \Psi_R, \quad (7)$$

а також залежністю (5) електромагнітного моменту від добутку модуля потокозчеплення ротора Ψ_R і активної складової струму статора i_{Sq} .

Аналогічна структура рівнянь властива всім моделям АД, в яких керуваннями виступають складові вектора напруги статора, а в якості змінних стану розглядаються вектори струму (статора \vec{I}_S або ротора \vec{I}_R) і потокозчеплення

(статора $\bar{\Psi}_S$, ротора $\bar{\Psi}_R$ або головного $\bar{\Psi}_m$). Більш складну ситуацію маємо при подвійному живленні АД і полеорієнтованому керуванні швидкістю ЕП, коли зростає кількість внутрішніх перехресних зв'язків АД (досконалий огляд таких моделей виконаний, зокрема, у [7]). Тому всі подальші висновки можуть бути застосовані до системи векторного керування АД в будь-якій системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення.

При традиційній організації керування у вигляді двох незалежних підсистем регулювання потокозчеплення і швидкості впливи (7) підлягають компенсації традиційним способом. Однак для забезпеченості спостережуваності об'єкту спостереження (ОС) (рисунок 1), в якості котрого виступає канал регулювання швидкості, для синтезу СС повного порядку, який оцінює швидкість АД, принципово стає наявність в об'єкті спостереження сигналу проти-ЕРС e_ω двигуна.

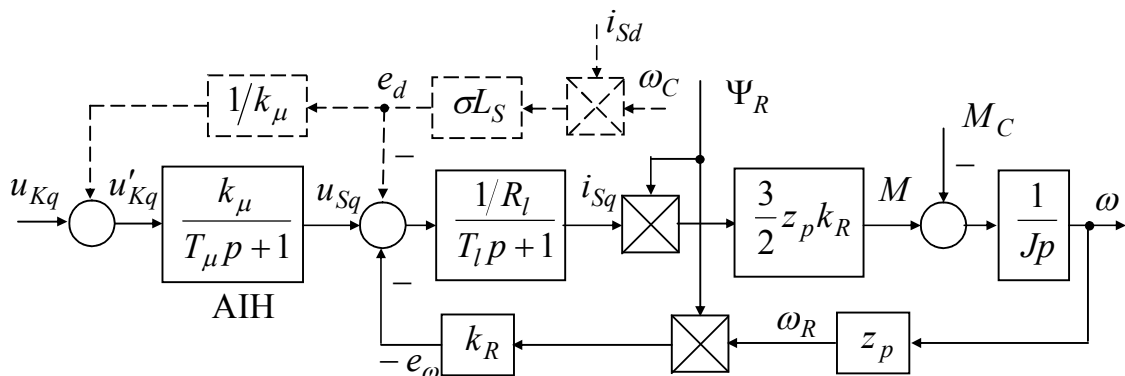


Рисунок 1 – Фрагмент каналу регулювання швидкості АИН – АД

Стосовно автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією (АИН) зроблено припущення про нескінченно велику частоту модуляції інвертора, що дозволяє вважати його ідеалізованим підсилювачем напруги з коефіцієнтом підсилення k_μ . Традиційно при синтезі СВК мала стала часу T_μ приблизно відображає інерційність каналів завдання у пристрої формування потрібного алгоритму модуляції в АИН, а також датчиків струму.

Аналіз структури ОС вказує на те, що з умови обов'язкової наявності зворотного зв'язку за проти-ЕРС мінімальний порядок n СС не може бути меншим двох.

Структурна схема СС 2-го порядку ($n=2$) наведена на рисунку 2. Вхідними сигналами для СС є складова u_{Sq} напруги, складові i_{Sd} , i_{Sq} струму статора АД, модуль Ψ_R і кутова частота обертання ω_C вектора $\bar{\Psi}_R$ потокозчеплення ротора АД. Вважається, що останні дві координати (Ψ_R і ω_C) достатньо точно визначаються за допомогою ідентифікатора потокозчеплення (наприклад, [2]).

Коригувальні коефіцієнти даного СС, які синтезовані за традиційним алгоритмом [3] (в якості бажаного поліному СС обраний стандартний поліном 2-го порядку $H_2(p) = p^2 + \gamma\Omega_0 p + \Omega_0^2$), дорівнюють:

Тоді для усталеного режиму ($p \rightarrow 0$) похибка оцінювання з урахуванням (9):

$$\tilde{\omega}_{уст} = k_{f.CC2} M_C = K_{CC2.f}(0) \cdot M_C = -\frac{\gamma}{J\Omega_0} M_C = -\frac{\gamma}{\lambda} \cdot \frac{T_\mu}{J} M_C. \quad (11)$$

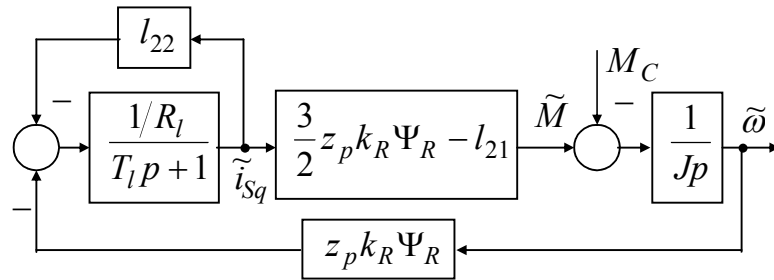


Рисунок 3 – Розрахункова схема СС 2-го порядку для визначення похибки оцінювання швидкості

Інакше кажучи, статичне падіння швидкості в СВК, замкненій за оцінкою швидкості, без компенсації похибки оцінювання буде перевищувати статичне падіння швидкості (10) в СВК, замкненій за вимірюваною швидкістю, на величину (11):

$$\Delta\omega_{C\Sigma} = \Delta\omega_{C0} + \tilde{\omega} = -(k_{f.CAP} + k_{f.CC2}) M_C = -\left(4 + \frac{\gamma}{\lambda}\right) \frac{T_\mu}{J} M_C.$$

Але, якщо визначити з (12) значення коефіцієнту

$$k_{f.CC2} = \frac{\tilde{\omega}_{уст}}{M_C} = -\frac{\gamma}{\lambda} \cdot \frac{T_\mu}{J},$$

то тоді в СС можна передбачити паралельний коригувальний зв'язок, який буде виконувати функцію компенсації похибки оцінювання (на структурній схемі рисунку 2 відповідні лінії показані перервними). Тоді система, яка замкнена за скоригованою оцінкою швидкості

$$\hat{\omega}_\Sigma = \hat{\omega} + \tilde{\omega} = \hat{\omega} + k_{f.CC2} \hat{M}_C,$$

буде мати статизм, що визначається формулою (10).

Швидкодія і точність відновлення швидкості синтезованого СС, як відомо, погіршується при наявності у вхідних впливах u_{Sq} , i_{sd} , i_{sq} і ω_C завод. Найбільш заводонасиченим серед перерахованих є основний керуючий сигнал складової напруги u_{Sq} , який має формуватися в системі керування шляхом математичних (координатних) перетворень реальної модульованої фазної напруги статора АД, і містить, таким чином, окрім корисної, відчутну шкідливу складову. Завдяки інерційним властивостям електромагнітних кіл АД, вказане може бути віднесене до складових струму статора АД в дещо меншій мірі.

Вказане визначає деяке максимальне значення Ω_0 , обмежуючи точність встановлення швидкості і можливості для зниження статизму системи. Враховуючи різноманітність існуючих на даний час способів і алгоритмів формування модельованої напруги інвертора, це питання заслуговує на окреме широке дослідження. Не роблячи остаточних висновків, зазначимо, що одним із способів зниження чутливості СС до завод керуючого впливу u_{Sq} може бути його об-

числення за сигналом керування АІН u'_{Kq} (див. рисунок 1), що потребує застосування достатньо точної математичної моделі АІН.

В ідеалізованому випадку, який розглядається у цій роботі, динамічні властивості АІН, як було вказано, враховуються наявністю аперіодичної ланки з малою сталою часу T_μ і коефіцієнтом підсилення k_μ . Тому іншим шляхом виходу від застосування у якості керуючого впливу для СС сигналу u_{Sq} є застосування СС 3-го порядку, структурна схема якого наведена на рисунку 4.

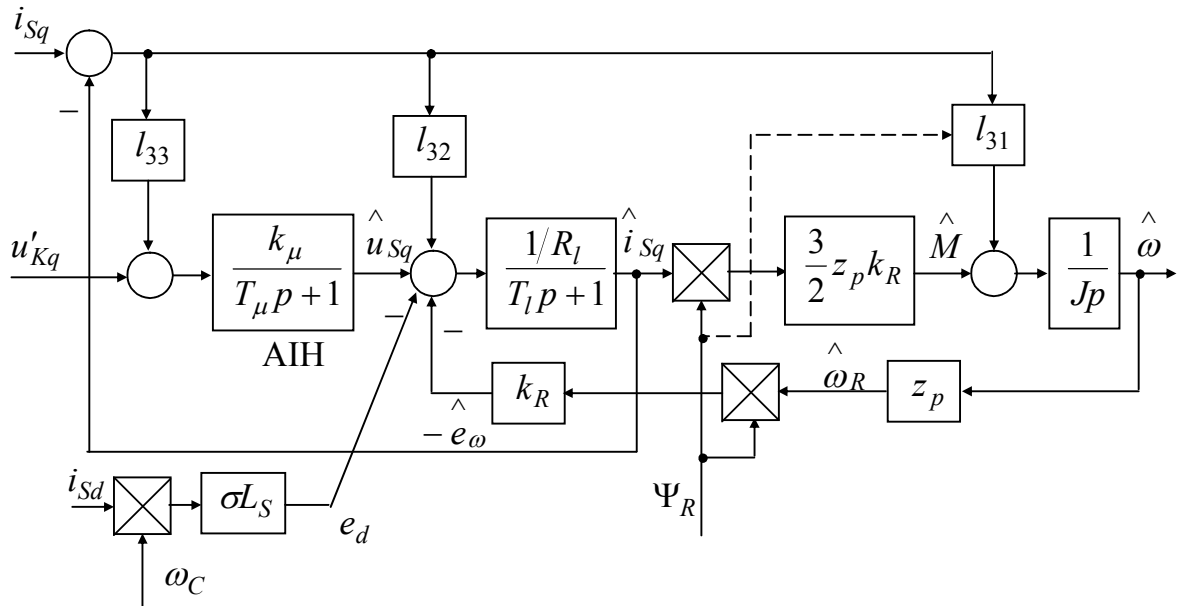


Рисунок 4 – Спрощена структурна схема СС 3-го порядку.

Коригувальні коефіцієнти такого СС при обранні в якості бажаного стандартного поліному $H_3(p) = p^3 + \gamma_1 \Omega_0 p^2 + \gamma_2 \Omega_0^2 p + \Omega_0^3$ дорівнюють:

$$\left. \begin{aligned} l_{31} &= \frac{3}{2} z_p k_R \Psi_R - \frac{\sigma L_S T_\mu J}{z_p k_R \Psi_R} \Omega_0^3; & l_{32} &= R_l \left(\gamma_1 \Omega_0 T_l - 1 - \frac{T_l}{T_\mu} \right); \\ l_{33} &= \frac{\sigma L_S}{k_\mu} \left(\frac{1}{T_\mu} - \gamma_1 \Omega_0 + \gamma_2 \Omega_0^2 T_\mu - T_\mu^2 \Omega_0^3 \right). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

За допомогою (12) можна показати, що при обранні значення Ω_0 за (9) і прийнятті в якості бажаного поліному Баттерворта 3-го порядку ($\gamma_1 = 2$, $\gamma_2 = 2$) (і також для деяких інших стандартних форм поліномів [6]) коефіцієнт l_{33} має відносно дуже мале значення. Це підтверджує можливість заміни зв'язку u_{Sq} за основним керуючим впливом на зв'язок за напругою керування u'_{Kq} , причому динамічні властивості СВК зі спрощеним СС практично співпадуть із властивостями системи з традиційним СС 2-го порядку.

Для визначення похибки оцінювання швидкості за допомогою СС 3-го порядку застосовано його розрахункову схему СС (рисунок 5), і знайдено передавальну функцію:

$$K_{CC3.f}(p) = \frac{\tilde{\omega}(p)}{M_C(p)} = -\frac{1}{J} \cdot \frac{p^2 + \gamma_1 \Omega_0 p + (\gamma_2 - T_\mu \Omega_0) \Omega_0^2}{H_3(p)}$$

В усталеному режимі ($p \rightarrow 0$) похибка оцінювання з урахуванням (9) буде становити:

$$\tilde{\omega}_{ycm(3)} = -\frac{\gamma_2 - T_\mu \Omega_0}{J \Omega_0} M_C, \quad (13)$$

звідки коригувальний коефіцієнт, необхідний для забезпечення статизму системи, яка замкнена за оцінюваною швидкістю, що відповідає (10), становить

$$k_{f.CC3} = \frac{\gamma_2 - T_\mu \Omega_0}{J \Omega_0}.$$

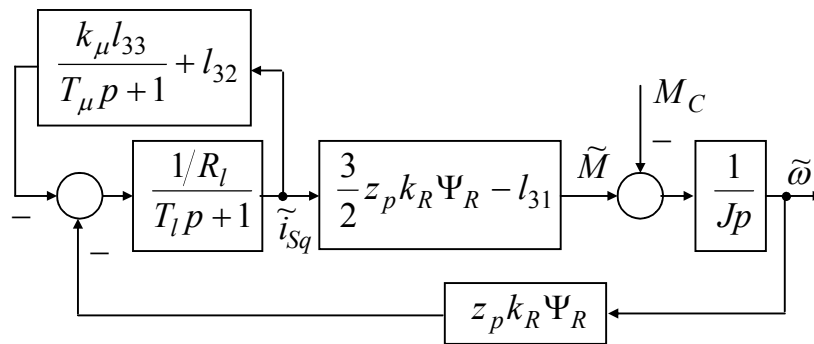


Рисунок 5 – Розрахункова схема СС 3-го порядку для визначення похибки оцінювання швидкості

Дослідимо перехідні процеси в системі при різних способах організації зворотних зв'язків за швидкістю, задавшись конкретними параметрами АД типу 4А-112-М4 (5,5 кВт, 380 В, 10,4 А) і коефіцієнтами бажаного поліному Баттерворта ($\gamma = \sqrt{2}$; $\gamma_1 = 2$, $\gamma_2 = 2$).

Порівнюємо між собою системи з пропорційним РШ, одна з яких замкнена за вимірюваною швидкістю, інші – за швидкістю, що отримується за допомогою СС 2-го і 3-го порядків із компенсацією похибки оцінювання; таким чином, у всіх випадках забезпечується статизм, що визначається за (10). Графіки перехідних процесів при накиданні навантаження наведені на рисунку 6.

Таким чином, за умови забезпечення однакового значення статизму, системи, які замкнені за оцінкою швидкості, мають в загальному випадку гірші динамічні показники, ніж система, яка замкнена за вимірюваною швидкістю. При достатньо великому значенні Ω_0 (наприклад, при кратності $\lambda = 2$) різницю у динамічних властивостях систем можна вважати незначною.

Встановлюваний за допомогою СС сигнал статичного моменту навантаження може бути застосований для організації додаткового зворотного зв'язку в СВК (на вхід пропорційного РШ), призначеного для повної компенсації її статизму. Можна показати, що в такому випадку сигнал завдання на швидкість має бути збільшений на величину

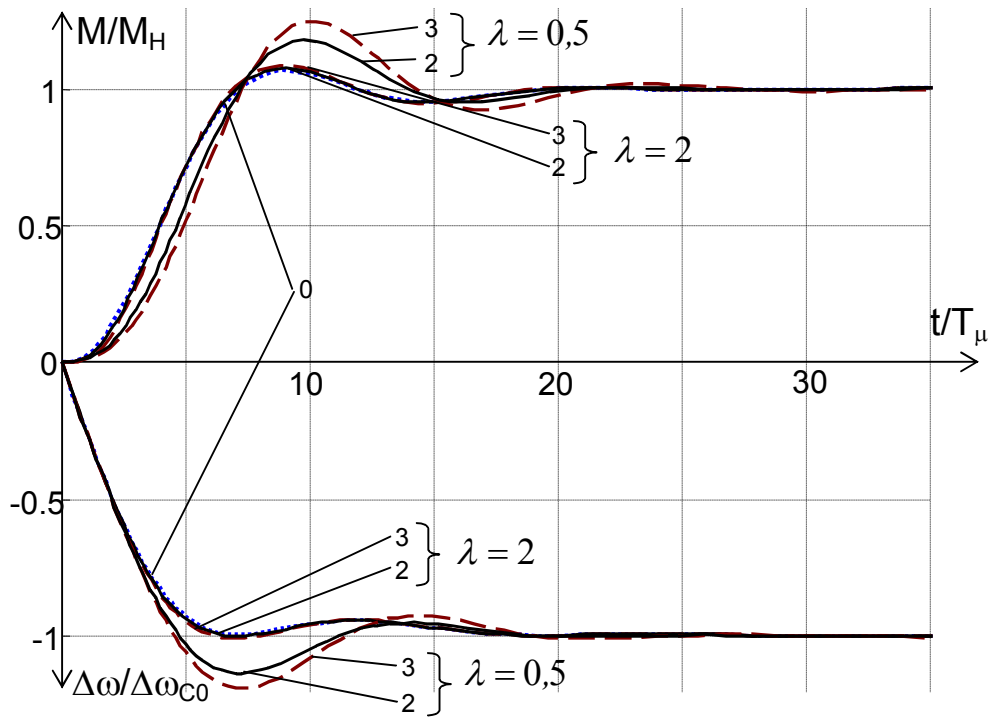


Рисунок 6 – Перехідні процеси при накиданні навантаження в СВК, замкнених за оцінкою швидкості, що отримується за допомогою СС 2-го (криві 2) і 3-го (криві 3) порядку, із компенсацією похибки оцінювання, у порівнянні з перехідними процесами в традиційній системі з пропорційним РШ (криві 0).

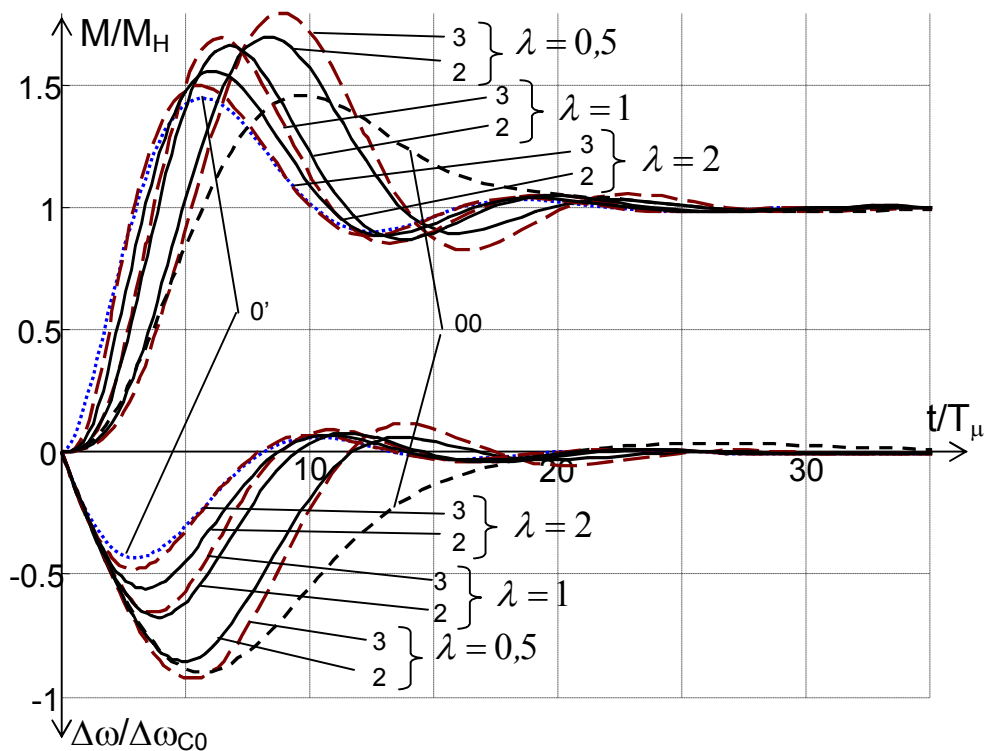


Рисунок 7 – Перехідні процеси при накиданні навантаження в СВК, замкнених за оцінкою швидкості, що отримується за допомогою СС 2-го (криві 2) і 3-го (криві 3) порядку, із повною компенсацією статизму, у порівнянні з перехідними процесами в ідеальній системі з пропорційним РШ і повною компенсацією статизму (криві 0') і в системі з пропорційно-інтегральним (криві 00) РШ.

$$\Delta\omega_3 = \frac{k_\omega T_\omega}{J} \hat{M}_C,$$

де k_ω – коефіцієнт передачі зворотного зв'язку за швидкістю.

Розглянемо астатичні системи з пропорційним РШ (виконується повна компенсація статизму), одна з яких замкнена за вимірюваною швидкістю, інші – за швидкістю, що отримується за допомогою різних СС – другого порядку, спрощеного і третього порядку. Перелічені системи порівнюємо із ідеальною системою з пропорційним РШ, вимірюваним навантаженням і повною компенсацією статизму, а також із традиційною системою з пропорційно-інтегральним РШ. Графіки перехідних процесів при накиданні навантаження наведені на рисунку 7.

Отже, у системах, які замкнені за оцінкою швидкості, може бути досягнутий астатизм за навантаженням. За умови відповідного вибору значення Ω_0 (кратності λ) такі системи мають динамічні властивості, що характеризуються більшою швидкодією без суттєвого погіршення коливальності перехідних процесів, у порівнянні з динамічними властивостями системи з пропорційно-інтегральним РШ.

Більш детальний аналіз графіків дозволяє стверджувати про можливість отримання кращих динамічних властивостей в системах, замкнених за оцінкою швидкості, при підвищеному порядку СС: як видно з рисунку 7, в розглянутому випадку при $\lambda = 1$ і $\lambda = 2$ (тобто, при збільшенні Ω_0) система зі СС 3-го порядку мають меншу динамічну просадку швидкості та менший час протікання перехідного процесу у порівнянні з системою зі СС 2-го порядку.

Висновки і напрямки подальших досліджень.

Запропоновані СС дозволяють точно відновлювати значення частоти обертання АД за рахунок компенсації похибки оцінювання, яка виникає за умов наявності збурюючого впливу в об'єкті спостереження (моменту навантаження). Відновлюване значення моменту навантаження може бути застосоване для організації додаткового зворотного зв'язку в одноразово-інтегрувальній СВК швидкістю АД з метою повної компенсації статизму системи, причому динамічні властивості такої системи не є гіршими за динамічні властивості традиційних дворазово-інтегрувальних СВК. Проведені теоретичні дослідження систем, які замкнені за оцінкою швидкості, дозволяють стверджувати про можливість застосування розроблених СС для побудування якісних систем непрямого регулювання швидкості АД з векторним керуванням і орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора без встановлення механічних датчиків на валу двигуна.

В той же час припущення, що були зроблені при синтезі СС, потребують більш глибоких досліджень в певних напрямках з метою виявлення доцільності і переважності застосування СС, а також наявності обмежень, при побудові СВК асинхронним ЕП з непрямым регулюванням швидкості. До числа таких напрямків досліджень слід віднести розробку і порівняльний аналіз засобів зниження чутливості СС до завад вхідних сигналів і зміни параметрів ОС; отримання достатньо точної математичної моделі АІН з широтно-імпульсною модуляцією з урахуванням дискретного характеру роботи силових ключів і

найбільш прийнятної її неперервного аналогу; дослідження динамічних властивостей запропонованих систем при різних способах вибору значень коригувальних коефіцієнтів СС; розробку заходів щодо практичної реалізації СС і керуючої частини систем в цілому та ін.

Література

1. Ващенко А.П., Онищенко Г.Б. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод. Серия «Электропривод и автоматизация промышленных установок» (Итоги науки и техники). – Том 9. – М.: ВИНТИ, 1988. – 96 с.
2. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией: Монография. – Днепропетровск: Национальный горный университет, 2006. – 470 с.
3. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
4. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Мариничев В.Ю., Розкаряка П.И. Система подчиненного регулирования скорости с наблюдателем динамического и статического токов первого порядка // Проблемы создания новых машин и технологий. Научные труды КГПУ. – Кременчуг: КГПУ. – 2001. – №1(10) – С. 103-109.
5. Толочко О.І., Песковатська О.В., Кудокоцев С.М. Системи непрямого регулювання швидкості зі спостерігачами стану // Наукові праці ДонНТУ. Серія „Електротехніка і енергетика”. – Вип. 67. – Донецьк: ДонНТУ, 2003. – С. 168 – 173.
6. Толочко О.І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану. Навч. посібник для студентів вищих навчальних закладів. – Донецьк: Норд-Прес, 2004. – 298 с.
7. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.