

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ“

На правах рукопису

П Р И Й М А К
Богдан Іванович

УДК 621.865.8-83:681.323

**СИСТЕМА ЦИФРОВОГО КЕРУВАННЯ
АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ
ПРОМИСЛОВОГО РОБОТА**

05.13.07—

автоматизація технологічних процесів та виробництв

АВТОРЕФЕРАТ
дисертації на здобуття вченого ступеня
кандидата технічних наук

Київ 1996

Дисертацію в рукопис.

ЛННБ України ім.В.Стефаника



00739545 (X)

Роботу виконано в НТУУ "КПІ" на кафедрі електропривода та а

Науковий керівник - доктор технічних наук, професор
Кудін В. Ф.

Офіційні опоненти - доктор технічних наук, професор
Чермалик В. М.
кандидат технічних наук,
старший науковий співробітник
Житецький Л. С.

Провідна організація - Інститут електродинаміки НАН України

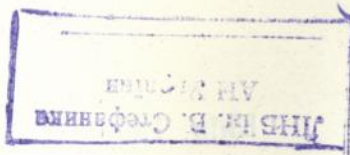
Захист відбудеться "13" травня 1998 р. о 15 год. на засіданні спеціалізованої Ради Д 01.02.08 при НТУУ "Київський політехнічний інститут" (корп. 14, ауд. 56). З дисертацією можна ознайомитися в бібліотеці НТУУ "КПІ".

Відгуки на автореферат (1 екс., завірений печаткою) прохання надсилати за адресою: 252 066, м. Київ, пр. Перемоги, 37, НТУУ "КПІ", вченому секретарю спеціалізованої Ради Д 01.02.08

Автореферат розіслано "3" квітня 1998 р.

Вчений секретар
спеціалізованої Ради,
доктор технічних наук

В. Д. Романенко



АНОТАЦІЯ

Метою дисертаційної роботи є розробка та дослідження цифрової системи автоматичного керування (САК) асинхронним електроприводом (АЕП) промислового робота (ІР), що забезпечує поліпшені показники якості функціонування.

Для досягнення поставленої мети в роботі розв'язано наступні задачі:

- обґрунтовано на основі аналітичного огляду літературних джерел раціональну концепцію побудови локальної цифрової САК АЕП ступеня рухомості робота;
- розроблено дискретну математичну модель об'єкта керування та проаналізовано діючі в системі збурення;
- синтезовано алгоритмічне забезпечення цифрової САК АЕП робота, що дозволяє досягти підвищених показників якості керування в системі за наявності збурень;
- вирішені питання практичної реалізації синтезованої системи керування;
- проведені експериментальні дослідження розробленої цифрової САК АЕП робота.

Автор захищає наступні основні положення:

- дискретну математичну модель АЕП робота у вигляді матричних рівнянь стану, що ґрунтується на використанні стратегії векторного керування асинхронним двигуном (АД);
- цифровий, оптимальний за точністю лінійний алгоритм стабілізації збудження АД із оцінюванням регульованої змінної;
- концепцію та методику синтезу модифікованих дискретних модальних комбінованих регуляторів для систем стеження роботів;
- цифровий лінійний закон регулювання положення АЕП робота та процедуру обмеження обчислюваного за ним керування;
- алгоритм регулювання положення АЕП робота з адаптацією до змін моменту інерції привода;
- спосіб формування фази результуючого вектора напруги статора АД при мікропроцесорному векторному керуванні;
- результати вирішень питань практичної реалізації цифрової САК АЕП робота та її експериментальних досліджень.

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність проблеми. Створення та впровадження ПР на сьогодні є одним із основних напрямків науково-технічного прогресу. Такі важливі показники робіт, як точність відпрацювання траєкторії, стабільність технологічної швидкості, продуктивність, вантажопідйомність, надійність, рівень шуму та вібрації, умови експлуатації та ін. безпосередньо визначаються їх приводною системою.

Значні перспективи має впровадження в ПР електроприводів змінного струму, в тому числі і на базі короткозамкненого АД. Основними передумовами розвитку АЕП в наш час стали успіхи в області силових напівпровідників та в мікроелектроніці, зокрема поява високопродуктивних мікропроцесорів (МП). Проте, існуючі САК АЕП вітчизняного і закордонного виробництва ще багато в чому не задовільняють вимог сучасної робототехніки, що значною мірою зумовлено недосконалістю їх алгоритмічного забезпечення. Тому вирішення питань, що спрямовані на поліпшення показників цифрових САК АЕП для робіт, є на сьогодні важливою та актуальною проблемою.

Тема дисертації пов'язана з планами науково-дослідних робіт ІЕЗ ім. Є. О. Патона НАН України. Це стосується, зокрема, робіт, що виконувалися в рамках госп. договорів № 7158 від 26.01.1989 р. та № 2175 від 12.08.1991 р. між ІЕЗ та НВО "Ротор" (м. Черкаси).

Методи досліджень. Робота базується на загальних результатах теорій систем автоматичного керування, електропривода та робототехніки. Тут застосовувались методи динамічного програмування, модального та комбінованого керування, поліноміальних рівнянь, z-перетворення, оцінювання та адаптації, векторного керування АД.

Експериментальна частина досліджень здійснювалась шляхом математичного та імітаційного моделювання цифрової САК АЕП робота.

Наукова новизна роботи полягає в наступному.

1. Синтезовано лінійну, оптимальну за точністю цифрову систему автоматичного регулювання (САР) збудження АД із оцінюванням регульованої змінної, де забезпечується задана якість стабілізації модуля вектора поля ротора двигуна при дії збурень.

2. Запропоновано та теоретично обґрунтовано концепцію побудови модифікованого дискретного модального комбінованого регулятора (КМ-регулятора), що дозволяє для одного класу об'єктів керування синтезувати системи стеження з високими показниками точності та динаміки за можливості, на відміну від відомого варіанту, отримання бажаної форми реакції системи на завдання при досить

простій обчислювальній процедурі синтезу.

3. Розроблено алгоритмічну процедуру обмеження керуючої змінної в цифровій САК положення АЕП робота з КМ-регулятором, що дозволяє забезпечити успішне функціонування системи при насиченні силового перетворювача та реалізувати струмообмеження привода.

4. Розроблено варіант регулятора положення АЕП робота з адаптацією до змін моменту інерції привода, що дозволяє розширити функціональні можливості синтезованої системи стеження ПР.

5. Запропоновано спосіб формування фази результуючого вектора напруги статора АД, де, завдяки ліквідації спричиненого цифровою реалізацією векторного керування фазового заганяння даного вектора, досягаються високі динамічні властивості системи при збільшених значеннях кроку дискретності за часом фази згаданого вектора. Як наслідок, стає можливим суттєве підвищення частот живлення АД при зниженні обчислювальних витрат на керування.

Практична цінність роботи полягає в тому, що:

- отримані методика синтезу дискретних КМ-регуляторів та довідкова таблиця параметрів їх прямого зв'язку дозволяють підвищити ефективність та якість розробки цифрових систем стеження на базі двигунів різних типів для роботів, маніпуляторів і т.п..

- розроблені алгоритми обчислювальних задач регулювання та векторних перетворень є алгоритмічною базою для прикладного програмного забезпечення МП-системи керування АЕП робота;

- отримане в процесі виконання роботи алгоритмічне та програмне забезпечення дозволяє здійснювати синтез та дослідження високоякісних цифрових САК АЕП для промислових роботів.

Реалізація роботи. Результати дисертаційної роботи використані в НВО "Ротор" (м. Черкаси) при розробці нового покоління АЕП з мікропроцесорним керуванням, що підтверджується документально.

Застосування отриманих результатів дозволяє створювати високоякісні системи стеження для роботів, маніпуляторів, станків з ЧПК і т.п. при скороченні строків та витрат на проектування.

Апробація роботи. Основні результати дисертації доповідалися на 1-й Міжнародній конференції молодих вчених в області зварювання (Київ, 1988 р.), 10-й Всесоюзній конференції "Інтелектуальні електродвигатели и экономия электроэнергии" (Владимир, 1991 г.), республіканських конференціях та семінарах "Роботизация и автоматизация сварочного производства" (Вільнюс, 1987 р.), "Элементы и системы управления робототехническими комплексами для экстре-

мальних сред" (Ленінград, 1990 г.), "Моделирование, управление и прогнозирование в технических системах" (Владивосток, 1991г.) і на 2-й конференції молодих вчених ІЕС ім. С. О. Патона (Київ, 1988 р.). Публікації. За темою дисертації опубліковано 10 друкованих робіт, включаючи авторське свідчення на винахід.

Структура та об'єм дисертації. Дисертація складається із вступу, чотирьох глав та висновків, що включають 115 сторінок тексту, 31 рисунок і 6 таблиць, а також із передіку використаної літератури з 110-ти найменувань та з 5-ти додатків (всього 168 с.).

ЗМІСТ РОБОТИ

На першому етапі роботи обгрунтована актуальність проблеми, розкриті наукова новизна та практична цінність результатів.

Аналіз узагальнених рівнянь динаміки маніпулятора показує, що це багатовимірна система з нелінійними перехресними зв'язками та із залежними від конфігурації кінематичного ланцюга параметрами. Для ПР з контурним керуванням типовою є децентралізована організація керування на виконавчому рівні. Це спричиняє підвищені вимоги щодо точнісних та динамічних показників локальних САК електроприводів ступенів рухомості ПР, які функціонують в умовах суттєвих змін моментів навантаження за рахунок динамічної взаємодії ланок маніпулятора, а також значних девіацій моментів інерції приводів. Аналітичний огляд в галузі синтезу високоякісних цифрових систем стеження для робіт показав доцільність подальших досліджень в напрямку їх побудови за принципами модального, комбінованого та адаптивного керування.

Розглянуто особливості приводів ПР, показано переваги електроприводів змінного струму, зокрема на базі АД. Крім іншого, АД, що в 1.5-2 рази легший від двигуна постійного струму, дозволяє значно зменшити масу та габарити привода. Це вкрай важливо для ПР, де в потреб підвищення точності слід максимально наближати приводи до зчленувань маніпулятора. Відомо, що оптимальні масогабаритні показники привода (двигун і редуктор) досягаються за підвищення номінальної швидкості двигуна до 6-9 тис. об/хв. Для АД, завдяки його безконтактності, принципових перешкод тут не виникає. В цьому сенсі актуальним стає дослідження особливостей цифрового керування АЕП при частотах живлення порядку 200-350 Гц.

Аналіз останніх досягнень в області керування АД показав, що САК АЕП робота варто будувати за принципами векторного керування з орієнтуванням координат за результуючим вектором $\vec{\Psi}$, потокозачеп-

лення (поля) ротора АД. А Ψ_r слід визначати за описом АД в рухомих координатах; модуль $\Psi_r = |\Psi_r|$ - моделюванням динамічної ланки; фазу $\theta_k = \arg \Psi_r$ - інтегруванням швидкості ω_k системи координат.

Підсумком першої глави стали сформульовані мета дисертації та задачі, які необхідно розв'язати для досягнення цієї мети.

Далі розглядається АЕП ступеня рухомості ПР, що включає силовий перетворювач (СП), АД та приводний механізм, як об'єкт керування (ОК). Відомо, що коротковзамкнений АД в рухомій, орієнтованій за вектором Ψ_r системі координат, описується як:

$$\begin{cases} d\Psi_r/dt = -\Psi_r/T_r + L_m I_1/T_r; \\ dI_1/dt = -I_1/T_e + U_1/L'_s + (\omega_k L'_s I_2 + K_r \Psi_r/T_r)/L'_s; \\ dI_2/dt = -I_2/T_e + U_2/L'_s - (\omega_k L'_s I_1 + K_r Z_p \omega \Psi_r)/L'_s; \\ d\omega/dt = (M_e - M_m)/J_r; \\ d\theta/dt = \omega, \end{cases} \quad (1)$$

де $\Psi_r, I_1, I_2, \omega, \theta$ - відповідно модуль вектора поля ротора АД, ток статора та моментна складова вектора струму статора I_s , швидкість обертання та кут повороту вала двигуна; U_1, U_2 - складові вектора напруги статора \vec{U}_s ; $\omega_k = \omega Z_p + K_r R_r I_2 / \Psi_r$; $M_e = K_n \Psi_r I_2$ - електромагнітний момент; M_m - момент навантаження; електромагнітні сталі часу: статора $T_e = L'_s / R'$ та ротора $T_r = L_r / R_r$, де $R' = R_s + K_r^2 R_r$, $L'_s = L_{s2} + K_r L_{r2}$; J_r - момент інерції ротора АД; Z_p - число пар полюсів; R_s, R_r - активні опори обмоток статора і ротора відповідно; $K_r = L_m / L_r$; $K_n = 3Z_p K_r / 2$; L_{s2}, L_{r2} - індуктивності від подів розсіювання, L_s, L_r - взаємна індуктивність між статором і ротором та повна індуктивність фази ротора відповідно.

Згідно з (1) АД є двовимірним нелінійним об'єктом з перехресними зв'язками. В системах векторного керування дію внутрішніх зв'язків об'єкта (складові рівнянь 2,3, що в дужках) нейтралізують шляхом формування адекватних сигналів компенсації в керуючому пристрої. Це дозволяє розглядати двигун як сукупність двох сепаратних каналів - збудження АД та кутового положення його вала.

СП, яким є транзисторний інвертор з ШІМ, за визначеними в САК сигналами завдання формує трифазну систему напруг на статорі АД, що складають результуючий вектор \vec{U}_s . Застосування високих частот ШІМ (10 кГц і більше) дозволяє розглядати СП в лінійній зоні як послідовність ланок безінерційної з коефіцієнтом K_n та "чистого" часового загалювання, що не перевищує періоду ШІМ.

Приводним механізмом для АЕП робота є зчленування маніпуля-

тора, що в'єднується з валом двигуна через механічну передачу. З метою звууження поля дослідження вважається, що система "двигун-передача-навантаження" бездлофтова і достатньо жорстка для того, щоб пружними ефектами можна було б знехтувати.

Отримано опис лінеаризованого ОК в просторі станів для запису рівнянь в фізичному базисі. Канал збудження АД описується як

$$\dot{\bar{x}}(t) = \begin{bmatrix} -1/T_r & L_m/T_r \\ 0 & -1/T_e \end{bmatrix} \bar{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ K_n/L'_s \end{bmatrix} u_1(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ K_n/L'_s \end{bmatrix} \Delta u_1(t), \quad (2)$$

де $\bar{x} = [\Psi_r, I_1]^T$ - вектор змінних стану; Δu_1 - помилка компенсації внутрішніх зв'язків АД; u_1 - керування. Виходом об'єкта (2) є Ψ_r . Опис каналу кутового положення АЕП робота має вигляд

$$\dot{\bar{x}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & K_n \Psi_r / J \\ 0 & 0 & 1/T_e \end{bmatrix} \bar{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_n/L'_s \end{bmatrix} u_2(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/J \\ K_n/L'_s & 0 \end{bmatrix} \bar{f}(t), \quad (3)$$

де $\bar{x} = [\theta, \omega, I_2]^T$ - вектор змінних стану; $\bar{f} = [M_n, \Delta u_2]^T$ - вектор збурень, де Δu_2 - помилка компенсації внутрішніх зв'язків АД; u_2 - керування; J - сумарний момент інерції привода, що зведений до вала двигуна. Виходом об'єкта (3) є кут повороту θ .

Далі аналізуються збурення, що діють в системі. Основним координатним збуренням є зміни момента навантаження на валу двигуна. Для привода i -го ($i = \overline{1, m}$) зчленування ПР, який приводить в рух частину кінематичного ланцюга маніпулятора, що складається з i -ї, $(i+1)$ -ї, ..., m -ї ланок та робочого органа робота, M_n спричиняється динамічною взаємодією ланок маніпулятора за рахунок інерційних, відцентрових та Коріолісових сил, силами тяжіння та тертя. При цьому, в силу фізичних обмежень на швидкості та прискорення ланок робота, спектри складників M_n є низькочастотними.

До основних параметричних збурень в САК АЕП відносяться (для АД з ненасиченим магнітопроводом): термоваленні зміни активних опорів обмоток АД, що знаходяться в межах $\pm 20\%$ для R_s та $\pm 30\%$ для R_r відносно їх середніх значень; відхилення коефіцієнта передачі інвертора K_n внаслідок змін напруги живлення, що сягають $\pm 20\%$; варіації моменту інерції J , що пов'язані із змінами конфігурації маніпулятора, можуть сягати $\pm 50\%$ і більше. Аналіз параметричних збурень дозволив встановити їх квазістаціонарний характер, а також виявити потребу в адаптивному керуванні. Це стосується,

по-перше, підстроювання параметрів R_r , T_r оцінювача $\hat{\Psi}_r$. А по-друге, адаптації САК до J -var. Щодо компенсації змін інших параметрів моделі ОК, то її доцільно покласти на регулятори із сталими параметрами, що забезпечують підвищений рівень робастності.

Дискретний опис ОК визначений у вигляді рівнянь стану виду

$$\bar{x}(k+1) = \bar{A}\bar{x}(k) + \bar{B}u(k) + \bar{D}\bar{f}(k), \quad (4)$$

де $\bar{A}, \bar{B}, \bar{D}$ - матриці динаміки системи, керування та збурення відповідно; $k = 0, 1, 2, \dots$ - номер інтервалу дискретності T системи. Дискретизацію моделей (2) та (3) здійснено не чисельним способом, а шляхом застосування дискретного перетворення Лапласа. Це дозволило отримати аналітичні вирази для елементів матриць $\bar{A}, \bar{B}, \bar{D}$ рівнянь типу (4), які описують канали збудження та положення АЕП робота, що надає додаткові можливості для аналізу цифрової САК. Визначені дискретні рівняння стану трансформовані таким чином, щоб врахувати "чисте" часове заганяння τ , що пов'язане з кінцевим часом обчислення керування в ЕОМ та з перетвореннями інформації. Інтервали дискретності в цифровій системі визначені за відомою методикою, що опирається на імпульсну теорему Котельникова-Шенона.

Перший розділ третьої глави посвячений синтезу цифрової САК збудження АД. Дана САК призначена для стабілізації модуля вектора поля ротора Ψ_r на рівні завдання Ψ_r^* . Важливою особливістю системи є те, що регульована змінна не вимірюється, а оцінюється за допомогою цифрової моделі динамічної ланки, яка пов'язує змінні $I_1(t)$ і $\Psi_r(t)$. Для синтезу САК застосовано метод динамічного програмування. Пошук закону оптимального керування для квадратичного критерію якості, що враховує динамічну точність системи і заданий на нескінченному інтервалі часу, здійснено шляхом розв'язання матричного рівняння Ріккати. При цьому, з метою поліпшення робастності САК збудження АД, матриця-рядок \bar{K} коефіцієнтів регулятора стану визначалась для розширеної системи, де введено динамічний зворотний зв'язок за її виходом. Алгоритм отримано у вигляді

$$u_1(k) = -\bar{K}\bar{x}(k); e_1(k) = \Psi_r^*(k) - \hat{\Psi}_r(k); v_1(k+1) = v_1(k) + e_1(k), \quad (5)$$

де $\bar{x}(k) = [\hat{\Psi}_r(k) \ I_1(k) \ u_1(k-1) \ v_1(k)]^T$; $\hat{\Psi}_r$ - оцінка сигналу Ψ_r ; e_1 - помилка САК; v_1 - інтеграл помилки.

Визначена емпірична залежність динамічної точності оцінювання Ψ_r від такту квантування T_n цифрової моделі, що дозволило отримати достовірне значення останнього для точності $\pm 5\%$. За допомогою математичного моделювання показано, що синтезована цифрова

САР збудження АД забезпечує задану якість стабілізації регульованої змінної в умовах дії координатного та параметричних збурень.

Потреба поліпшення показників локальних систем стеження ПР вимагає удосконалення методів аналітичного конструювання їх регуляторів. Тут задача синтезу особлива тим, що поряд із високими точнісними та динамічними показниками дані системи повинні забезпечувати і монотонний характер відпрацювання завдання, а це, відповідно, обмежує їх порядок астатизму за завданням на рівні 1-го. Проте, відомі методики синтезу комбінованих лінійних систем в рамках модального чи оптимального керування, що ґрунтуються на розв'язанні матричних рівнянь Сильвестра чи Ріккати відповідно, призводять до підвищення ступеня інваріантності САР. А пошук параметрів прямого зв'язку для замкненої САР способами чисельної оптимізації вимагає значних затрат часу ЕОМ.

Виходячи із зазначених мотивів, в класі модальних комбінованих систем запропоновано модифікований дискретний регулятор з компенсацією мод - КМ-регулятор, який дозволяє задовільнити зазначені вище суперечливі вимоги до систем стеження в об'єктах керування одного класу і при цьому синтезується досить просто.

На етапі структурного синтезу отримана схема системи стеження, що подана на рис. 1. Тут ОК з вектором стану X_0 розміру $n-1$

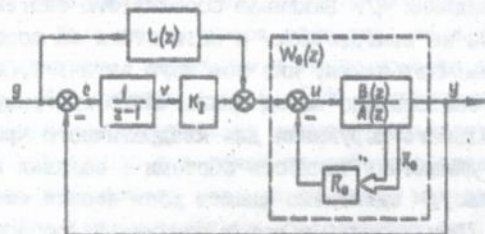


Рис. 1 Структура цифрової системи стеження робота

описується дискретною передавальною функцією (ПФ) $B(z)/A(z)$, де зраховане і обчислювальне заганяння. Зворотні зв'язки складаються із пропорційних за змінними стану об'єкта та динамічного за виходом y , де останній введений для поліпшення робаст-

ності САР. Вектор стану системи - $X(k) = [X_1^T(k) \mid v(k)]^T$, де $v(k)$ - інтеграл помилки $e(k)$ САР, а $(1 \times n)$ -матриця коефіцієнтів зворотного зв'язку - $R = [R_0 \mid K_2]$. Прямий зв'язок за завданням g описується ПФ $L(z)$. В даній системі ПФ за завданням запишеться як

$$W_0(z) = y(z)/g(z) = K_1 B(z) (L(z)(z-1)/K_2 + 1) / H(z), \quad (6)$$

де $H(z) = (z-z_1) \dots (z-z_n)$ - характеристичний поліном, корені якого z_1, z_2, \dots, z_n суть моди замкненої САР. Добротність системи за швид-

кістю дорівнюватиме

$$K_V = K_T K_o / ((1 - K_L K_o) T), \quad (7)$$

де $K_o = \lim_{z \rightarrow 1} W_o(z)$, $K_L = \lim_{z \rightarrow 1} L(z)$ - коефіцієнти передачі. Згідно з (7), K_V , що є дуже важливим точнісним показником системи стеження ПР, збільшиться за рахунок $L(z)$. При $K_L = 1/K_o$ матимемо $K_V = \infty$.

Переходячи до параметричного синтезу, з метою звуження задачі обмежимо клас ОК такими об'єктами, що не мають нулів в неперервній ПФ. Сформуємо $H(z)$ як добуток двох зведених поліномів

$$H(z) = C(z)D(z) \quad (8)$$

де $C(z) = z^n + z^{n-1}c_1 + \dots + c_r$. Матрицю \bar{K} регулятора можна отримати за відомою методикою синтезу модального керування, що забезпечить вибрані значення z_i , $i=1, n$. Тепер припустимо, що $L(z)$ є реалізовною і такою, що в числівнику (6) з'явиться поліном $C(z)$. Тоді дискретна ПФ скомпенсованої системи матиме вигляд

$$W_g^*(z) = K_T B(z) / (C(1)z^{r-1}D(z)). \quad (9)$$

Аналіз (9) показує, що для цієї ПФ розташування коренів полінома $D(z)$ визначатиме форму перехідної характеристики, а вплив $r-1$ нульових полюсів дещо затягуватиме останню в часі. Збільшення кількості r скомпенсованих прямих зв'язком мод системи підвищуватиме її швидкість та точність при відпрацюванні завдання. А умови стійкості, параметрична чутливість та власний рух САР визначатимуться коренями $C(z)$ та $D(z)$, що є співмножниками $H(z)$.

Якщо вибрати корені $D(z)$ дійсними, невід'ємними та стійкими, то в системі з ПФ (9) перехідна характеристика буде монотонною при любых стійких коренях $C(z)$. В граничному випадку - при $r=n$ - існуватиме фінітна реакція САР на завдання, але $H(z)$ може мати як нульові, так і інші корені, що дозволяє поліпшити якість системи.

Прирівнюючи (9) і (6) та враховуючи (8), отримаємо поліноміальне рівняння. Розв'язавши його відносно $L(z)$, знайдемо параметри нормованої ПФ $\underline{L}(z) = L(z)C(1)/K_T$ у вигляді

$$\underline{L}_i = 1; \quad \underline{L}_i = -\sum_{j=1}^r c_j, \quad i=2, 3, \dots, r, \quad (10)$$

де $L(z) = 1 + l_1 z^{-1} + \dots + l_r z^{-(r-1)}$. Отримана формула (10) дозволяє відшукувати коефіцієнти прямого зв'язку $L(z)$ за поліномом $C(z)$, що вибирається проектувальником в процесі синтезу системи.

На базі запропонованої концепції розроблено методику синтезу

дискретних КМ-регуляторів. Для варіанту біноміальної форми компенсовного полінома $C(z) = (z - z_0)^r$, де $z_0 \in [0, 1)$, $r = \overline{1, 5}$, визначена довідкова таблиця параметрів $\underline{L}(z)$ у вигляді: $\underline{l}_i = f(z_0)$, $i = \overline{1, r}$.

Здійснено синтез цифрової САР положення АЕП робота з КМ-регулятором, де отримано закон керування у вигляді:

$$u_2(k) = (-\bar{K}_1 \bar{x}_1(k) + \bar{L} \bar{g}(k) + 1_{n, M_n}(k)) / \hat{\psi}_r - \bar{K}_2 \bar{x}_2(k); \quad (11)$$

$$e_2(k) = \theta^*(k) - \theta(k); \quad v_2(k+1) = v_2(k) + e_2(k),$$

де $\bar{x}_1(k) = [\theta(k) \quad \omega(k) \quad v_2(k)]^T$; $\bar{x}_2(k) = [I_2(k) \quad u_2(k-1)]^T$; $\bar{g}(k) = [\theta^*(k) \quad \theta^*(k-1)]^T$; \bar{K}_1, \bar{K}_2 - складники матриці параметрів зворотного зв'язку; $\bar{L} = [l_1 \quad l_2]$ - матриця коефіцієнтів прямого зв'язку за завданням θ^* ; e_2 - помилка САР; v_2 - інтеграл помилки. В алгоритмі (11) передбачено прямий зв'язок з коефіцієнтом 1_n і за збуренням M_n , що може вимірюватися чи обчислюватися в ПР. Ділення складової керування на $\hat{\psi}_r$ лінеаризує множення $I_2 \times \psi_r$, що наявне в моделі (3).

Дослідження шляхом математичного моделювання показали, що в синтезованій САР положення АЕП робота у відповідності із завданням отримано високі швидкодію та точність при нульовому перерегулюванні. Підтверджено необхідний рівень робастності системи за наявності координатних та параметричних збурень.

Оцінюючи ефективність застосування КМ-алгоритму, встановлено, що власне завдяки дії прямого зв'язку $L(z)$ тут можна значно зменшити час регулювання та збільшити добротність (для порівнювальних варіантів в 3.6 та 2.6 рази відповідно) при збереженні монотонності реакції системи на завдання. А отримання заданої добротності САР досягається при зменшенні відхилень керуючої змінної (майже в 2 рази) та параметричної чутливості системи.

Лінійний закон (11) регулювання положення АЕП доповнено алгоритмічною процедурою обмеження сигналу керування з метою забезпечення успішного функціонування системи при обмеженні напруги живлення АД в разі насичення СП. Дана процедура діє наступним чином. Якщо обчислене за законом (11) керування перевищує рівень обмеження - $|u_2| > u_{\text{макс}}$, то присвоєється $u_2 = u_{\text{макс}} \text{sign}(u_2)$ і, далі, в (11) коригуються v_2 виходячи з того, щоб повторно обчислене керування дійсно дорівнювало б своєму обмеженню. Якщо ж визначене за (11) чергове значення u_2 вже не досягне рівня обмеження, то відновлюється робота системи степеня в лінійній зоні.

Показано, що шляхом обмеження u_2 можна за принципом випередження успішно обмежувати складову I_2 вектора струму статора АД.

На відміну від відомого для систем з паралельною корекцією способу обмеження струму, що полягає у введенні загального зворотного зв'язку за струмом, даний шлях не вимагає встановлення суттєво меншого такту квантування ніж стала часу T_e , а в АЕП остання вимірюється одиницями мілісекунд. Дослідження підтвердили задовільну якість процесів струмообмеження в САР положення АЕП робота. Для розширення лінійної зони системи введено дворівневе обмеження керування, де більший рівень детермінований насиченням СП, менший - обмеженням струму, а вибір рівнів є функцією I_2 .

Зважаючи на можливість суттєвих змін $J = var$, розроблено адаптивний варіант регулятора положення АЕП робота. Встановлено, що функціональна залежність коефіцієнтів регулятора (11) від змінного параметра є наступною: \bar{K}_1, \bar{L} - залежать зворотно-пропорційно, а \bar{K}_2, l_m - не залежать від J . Введенням підстроювального параметра $b = J/J_m$, де J_m - номінальний J , 1-й вираз в законі (11) отримано як

$$u_2(k) = \{(-\bar{K}_1 \bar{x}_1(k) + \bar{L} \hat{g}(k))b + l_m M_n(k)\} / \hat{\psi}_v - \bar{K}_2 \bar{x}_2(k). \quad (12)$$

При цьому, з метою уникнення збуреного руху САР при змінах параметрів регулятора, в алгоритмі підстроювання передбачене адекватне коригування змінної v_2 , яка "пам'ятає" передісторію системи.

Значні перспективи для визначення змінних параметрів об'єкта мають сучасні методи ідентифікації. Досліджуючи це питання, серед інших статистичних методів вибрано рекурентний метод найменших квадратів (РМНК), на базі якого побудовано алгоритм поточної ідентифікації момента інерції привода. Різницєва модель об'єкта ідентифікації отримана безпосередньо за матричною моделлю типу (4) каналу положення АЕП у вигляді її 2-го рядка (при $\Delta u_1 = 0$):

$$\omega(k+1) = a_{22}\omega(k) + a_{23}I_2(k) + a_{24}u_2(k-1) + b_{22}u_2(k) + d_{23}M_n(k). \quad (13)$$

Нередукованість даної моделі та врахування в ній збурення M_n (за можливості його вимірювання) сприяє поліпшенню точності та збіжності процесу ідентифікації. Оцінюючи за допомогою РМНК параметри моделі (13), значення підстроювального параметра b алгоритму (12) можна відшукати за оцінкою \hat{a}_{23} , виходячи з того, що $a_{23} \sim 1/J$.

Здійснено моделювання адаптивної САР положення АЕП робота з поточною ідентифікацією в умовах дії адитивного шуму керування у вигляді псевдовипадкового сигналу з рівномірним розподілом. Встановлено, що орієнтовне значення інтервалу входження оцінки \hat{a}_{23} в зону точності $\pm 5\%$ знаходиться на рівні $(15-20)T$. При цьому, як пока. али підрахунки, навіть при пакетному режимі ідентифікації

все таки потрібно задіяти досить значний обчислювальний ресурс. Це свідчить на користь прямого обчислення J , що можливе в роботах із стабільними масоінерційними характеристиками маніпуляторів, наприклад в ПР для дугового зварювання.

Властивості цифрової САК АЕП, крім власне регуляторів каналів ОК, залежать і від якості векторних перетворень, що здійснюються з деяким періодом T_0 . Це особливо актуально для керування високочастотними АД, оскільки зменшення T_0 утруднюється обмеженням обчислювального ресурсу САК. Аналіз дискретних процесів регулювання, векторних перетворень та ШІМ дозволив відобразити МП-канал формування результуючого вектора \vec{U}_s напруги статора АД еквівалентною схемою, що включає: а) квантувач з тактом T_0 ; б) фіксатор; в) ланку часового загалання, де враховані обчислювальна та модуляційна затримки часу; г) пропорційну ланку з коефіцієнтом K_p .

Запропоновано спосіб формування фази вектора \vec{U}_s в цифровій САК АЕП, що полягає у здійсненні зворотного перетворення координат в функції кута

$$\theta_k^* = \theta_k + \Delta\theta_k, \quad (14)$$

де θ_k - поточний кут орієнтування; $\Delta\theta_k$ - спрогнозоване фазове загалання вектора \vec{U}_s , що виникає в МП-каналі його формування. Показано, що цей спосіб дозволяє без зменшення T_0 суттєво поліпшити динамічні показники цифрової САК в області високих частот живлення АД, де відповідно зростають і значення кроку дискретності фази вектора \vec{U}_s за часом. В підсумку стає можливим підвищення частот живлення АД та зниження обчислювальних затрат на керування, що важливо при побудові перспективних для ПР високошвидкісних АЕП.

Поряд із фазою, важливо адекватно до особливостей МП-системи формувати і компенсаційні компоненти вектора \vec{U}_s . При визначенні останніх застосовані оцінки \hat{I}_1, \hat{I}_2 складових вектора \vec{I}_s , що отримуються шляхом цифрової фільтрації сигналів керування. Це дозволило підвищити динамічну точність "розв'язування" каналів АЕП.

На базі отриманих вирішень питань цифрового векторного керування АД розроблено алгоритм обчислювальної задачі векторних перетворень в МП-системі керування АЕП робота.

Застосування теплових аналогів АД є одним із перспективних шляхів визначення поточного значення опору ротора R_r з метою адаптування САК. Для АЕП з векторним керуванням характерні значні діапазони змін швидкостей та навантажень. Поряд з цим тут наявна розширена інформація щодо стану АД. Це мотивувало розробку для АД

в незалежній вентиляції варіанту теплової моделі практичного спрямування, де збережена традиційна для теплових аналогів динаміка моделі 1-го роду, але облік втрат потужності уточнено:

$$\Delta P = \Delta P_s + a_m \Delta P_m + a_r \Delta P_r, \quad (15)$$

де $\Delta P_s, \Delta P_m, \Delta P_r$ - втрати відповідно в обмотці, сталі статора та в обмотці ротора; a_m, a_r - коефіцієнти підігріву обмотки статора. При цьому активні опори розглядаються не як сталі, а як термозалежні величини. Входами отриманої моделі є $I_1, I_2, \psi_r, \omega_k$, а виходами - сигнали, що пропорційні R_r та температурі обмотки статора АД.

Здійснено різнопланові дослідження розширеної моделі розробленої САК АЕП робота, що включає математичну модель об'єкта, де АД описаний в нерухомих відносно статора координатах, а також імітаційну модель алгоритму цифрового векторного керування (в САК обох каналів $T = 3$ мс і $\tau = 1$ мс, а $T_M = 1$ мс; $T_0 = 1$ мс).

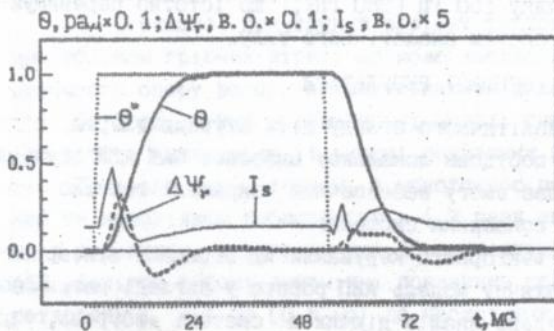


Рис. 2 Перехідні процеси в САК АЕП робота при східчастому завданні

Процеси в системі, що попередньо навантажена потенціальним M_H , при східчастій зміні θ^* зображені на рис. 2, де $\Delta\psi_r$ - відхилення ψ_r ; $I_s = |\bar{I}_s|$ (у відносних одиницях). Рис. 2. засвідчує незначний взаємовплив каналів регулювання АЕП в перехідних процесах - тут від-

хилення $\Delta\psi_r$ сягає 3%, а крива $\theta(t)$ кутового положення практично не відрізняється від еталонної. Дослідження САК АЕП робота показали, що: динамічна помилка при синусоїдному завданні частотою 25 Гц та амплітудою 0.1 рад не перевищує 0.025 рад; помилка стеження за монотонною перехідною характеристикою та необхідної робастності в 1.7 рази менша ніж типова для стежачих приводів, що застосовуються в ПР.

На рис. 3 представлені результати досліджень САК АЕП в області високих частот живлення АД. Досліди полягали у прикладанні імпульсного M_H при рівномірному русі ($d\theta^*/dt = \omega^* = \text{const}$) і реєстрації відхилення $\Delta\omega = \omega^* - \omega$.

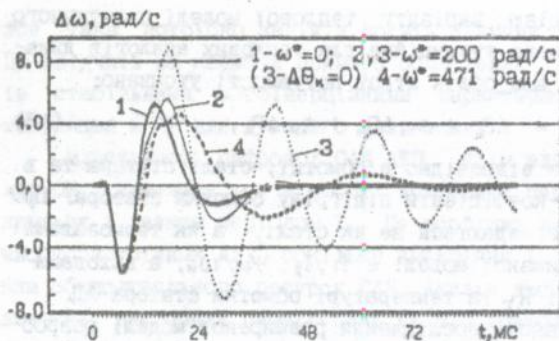


Рис. 3 Динаміка системи в області високих частот живлення АД

Порівняння кривих 2 та 3, де остання отримана без введення згідно з (14) корекції $\Delta\theta_k$, показує значне поліпшення динаміки системи за рахунок запропонованого в роботі способу формування фази вектора \vec{U}_s (тут в моделі $Z_p = 2$).

Досліди засвідчили, що САК АЕП робота

зберігає високі динамічні показники при $T_0 = 1$ мс (0.5 мс) до частот живлення АД порядку 150 Гц (350 Гц), що істотно перевищує характеристики відомих систем аналогічного типу.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ

1. Виходячи із аналітичного огляду літературних джерел, обґрунтовано концепцію побудови локальної цифрової САК АЕП ступеня рухомих робота, що дає змогу забезпечити покращені техніко-економічні та надійнісні показники системи.

2. Для стратегії векторного керування АД отримано лінеаризовану дискретну математичну модель АЕП робота у вигляді матричних рівнянь стану та проведено аналіз дірчих в системі збурень, що створило необхідні передумови для синтезу якісних цифрових регуляторів на базі сучасних методів їх аналітичного конструювання.

3. Синтезовано цифрову, оптимальну за точністю САР збудження АД із оцінюванням регульованої змінної, що забезпечує задану якість стабілізації модуля вектора поля ротора АД за наявності збурень.

4. Запропоновано модифікацію дискретних модальних комбінованих регуляторів, застосування якої, завдяки можливості формування бажаного характеру реакції системи на завдання при відносно простій обчислювальній процедурі синтезу, дозволяє підвищити ефективність проектування систем стеження роботів.

Показано, що в синтезованій цифровій САР положення АЕП робота з таким регулятором забезпечуються високі показники якості керування за умов впливу координатних та параметричних збурень.

5. Розроблено алгоритмічні процедури обмеження сигналу керування та адаптації САР положення АЕП робота до змін моменту інерції привода, що дозволяє вирішити важливі питання практичної реалізації та розширення функціональних можливостей синтезованої САК.

6. Отримано алгоритм поточної ідентифікації моменту інерції привода, який забезпечує успішне функціонування адаптивної САК АЕП робота в умовах дії завад. При цьому встановлено, що на поточну ідентифікацію вимагаються значні обчислювальні затрати.

7. Запропоновано спосіб формування фази результуючого вектора напруги статора АД в цифровій САК АЕП, що дозволяє отримати високі динамічні властивості системи при збільшенні значення кроку дискретності фази згаданого вектора за часом. Як наслідок, створюється можливість підвищення частот живлення АД при зниженні обчислювальних затрат на керування, що актуально при розробці перспективних в ПР високошвидкісних АЕП.

8. Отримано практичний варіант теплової моделі АД з уточненим обліком гріючих втрат, що може застосовуватися для визначення поточного опору ротора як альтернатива давачу температури двигуна.

9. Дослідження математичної моделі синтезованої цифрової САК АЕП робота засвідчили її високі показники якості функціонування.

Показано, що в системі з монотонною перехідною характеристикою та необхідною робастністю в 1.7 рази зменшено помилку стеження в порівнянні з типовим для ПР значенням. Встановлено, що САК АЕП зберігає високі динамічні показники при періоді векторних перетворень $T_0 = 1 \text{ мс}$ (0.5 мс) до частот живлення АД порядку 150 Гц (350 Гц), що перевищує характеристики аналогічних систем.

10. При виконанні роботи розроблено алгоритмічне та програмне забезпечення, що дає змогу здійснювати синтез та дослідження високоякісних цифрових САК АЕП роботів, маніпуляторів, і т. п.

Публікації за темою дисертаційної роботи:

1. Приймак В. И. Идентификация параметров модели электропривода промышленного робота для сварки // Методы и средства управления электросварочным оборудованием: Сб. науч. тр. - Киев: ИЭС им. Е. О. Патона, 1990. - С. 40-47.

2. Кудин В. Ф., Приймак В. И. Цифровая система стабилизации возбуждения асинхронного электропривода с векторным управлением // Вісн. Київ. політехн. ін-ту, Електроенергетика, N29, 1993. - С. 50-54.

3. Кудин В. Ф., Приймак В. И. Модальне адаптивне цифрове керування електроприводом промислового робота // Вісн. Київ. політехн.

ін-ту, Електроенергетика, N29, 1993. - С. 21-27.

4. А. с. 1706357 (СССР), МКИ H02 P5/06. Электропривод с токовой отсечкой/Б. И. Приймак, Е. Е. Ручко//Открытия. Изобретения. 1992. N2.

Б. Кудин В. Ф., Приймак Б. И. Дискретная математическая модель асинхронного электропривода промышленного робота/ Киев. политехн. ин-т. - Киев, 1989. - 9 с. - Деп. в УкрНИИТИ 10.01.90, N-6 - Ук 90.

Б. Швидкий Н. Р., Приймак Б. И., Ручко Е. Е. Исследование цифрового следящего электропривода промышленного робота для дуговой сварки// Республ. конф. "Роботизация и автоматизация сварочного производства": Тез. докл. - Вильнюс, 1987. - С. 21.

7. Приймак Б. И., Самарин Е. М. Исследовательский комплекс для разработки систем управления электроприводов сварочных роботов// 2-я конференция молодых ученых и специалистов: тез. докл. - Киев: ИЭС им. Е. О. Патона, 1988. - С. 79-81.

8. Приймак Б. И. Система цифрового управления электроприводом степени подвижности сварочного робота// 1-я Междунар. конф. молодых ученых в области сварки: Тез. докл. - Киев: ИЭС им. Е. О. Патона, 1989. - С. 147-148.

9. Приймак Б. И. Система микропроцессорного управления асинхронным электроприводом промышленного робота// 10-я Всесоюз. науч. - техн. конф. "Интеллектуальные электродвигатели и экономия электроэнергии": Тез. докл. - Владимир: ВНИПИЭМ, 1991. - С. 29.

10. Кудин В. Ф., Приймак Б. И. Синтез цифрового оптимального регулятора канала возбуждения асинхронного электропривода с векторным управлением// Регион. конф. "Моделирование, управление и прогнозирование в технических системах": Тез. докл. - Владивосток: ИАПУ ДВО АН СССР, 1991. - С. 123-124.

Особистий вклад автора в опублікованих роботах полягає в наступному: в [2] синтезовано цифровий оптимальний алгоритм стабілізації збудження АД; в [3] отримано закон дискретного модального керування електроприводом IP з адаптацією до $J=var$; в [4] запропоновано суть удосконаленого технічного вирішення; в [5] отримано дискретну математичну модель АЕП робота; в [6] визначені точнісні показники цифрової системи стеження IP для дугового зварювання; в [7] сформульовано задачі та розроблено структуру досліджувального комплексу; в [10] синтезовано цифрову САР збудження АД з поліпшеною робастністю.

Підп. до друку 20.03.96. Формат 60x84/16. Пап. офс. № 2. Офс. друк. Ум. друк. арк. 0,93. Ум. фарбо-зілб. і, іб. Обл.-вил. арк. 0,96. Тираж 100 прим. Зам. 6-600.

ІЕЗ ім. Е.О.Патона. 252650 Київ 5, МСП, вул. Гетьманська, 69.
ВОП ІЕЗ ім. Е.О.Патона. 252650 Київ 5, МСП, вул. Гетьманська, 69.

Приймак В. И. Система цифрового управления асинхронным электроприводом промышленного робота. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность 05.13.07 - автоматизация технологических процессов и производств. НТУУ "Киевский политехнический институт". Киев, 1996.

В диссертации рассмотрены проблемы, связанные с разработкой высококачественной цифровой системы управления асинхронным электроприводом (АЭП) промышленного робота. Предложен модифицированный дискретный модальный комбинированный регулятор, применение которого повышает эффективность проектирования следящих систем для роботов. Синтезирована цифровая система стабилизации возбуждения асинхронного двигателя (АД) при оценивании вектора поля ротора. Синтезирована цифровой регулятор углового положения вала АЭП и разработан алгоритм адаптации его параметров к вариациям момента инерции привода. Предложен способ формирования фазы результирующего вектора напряжения статора АД при микропроцессорном векторном управлении, что позволяет улучшить динамические свойства АЭП в области высоких частот питания двигателя.

Pryimak V. I. Digital Control System for Induction Motor Drive of Industrial Robot. The thesis for a scientific degree of Candidate of Technical Science. Speciality 05.13.07 - Automation of Technological Processes and Productions. NTUU "Kyiv Polytechnical Institute". Kyiv, 1996.

The problems, which are considered in the dissertation, deal with the development of the high-performance digital control system for an induction motor drive (IMD) of the industrial robot. A modification of the discrete combined modal controllers has been suggested to improve the efficiency of designing the robot servo systems. The digital stabilization system of induction motor (IM) excitation, where the rotor flux vector is estimated, was synthesized. The digital regulator of the IMD shaft angular position was synthesized and the adaptation algorithm of its parameters to the drive inertia moment variations have been developed. The method of forming the phase of resulting voltage vector of the IM stator for microprocessor-based vector control has been suggested, thus permitting to improve the dynamic properties of IMD in the range of high frequencies of the IM power supply.

Ключові слова: асинхронний привод, векторне керування, цифровий регулятор, синтез, система стеження, мікропроцесор, робот.

ВЗ

ЛИБІВ І. В. Стефанік
АН УкрАкад

AB 34.589

AB 34.589