



УДК 621.3.078

DOI: 10.31388/2220-8674-2019-1-34

ЗАКОНИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ В УМОВАХ ПАРАМЕТРИЧНИХ ТА КООРДИНАТНИХ ЗБУРЕНЬ

Островерхов М. Я., д.т.н. <https://orcid.org/0000-0002-7322-8052>

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

E-mail: n.ostroverkhov@hotmail.com

Анотація – в статті наведено метод керування електромеханічними системами, що забезпечує слабку чутливість до змін параметрів об'єкта керування та його динамічну декомпозицію. Вирішення задачі керування об'єктом в умовах параметричних та координатних збурень класичними методами теорії автоматичного керування вимагає додаткових алгоритмів ідентифікації, адаптації або компенсації. У статті запропоновано метод розробки законів керування на основі зворотності прямого методу Ляпунова для аналізу стійкості. Це дозволяє визначати закони керування, при яких замкнутий контур має задану функцію Ляпунова у вигляді миттєвого значення енергії. Задачею зворотної задачі динаміки в поєднанні з мінімізацією миттєвого значення енергії є визначення закону керування, який забезпечує наперед задану якість керування з необхідними статичними та динамічними характеристиками системи. При цьому особливість оптимізації полягає не в отриманні абсолютного мінімуму функціоналу якості, як це зазвичай використовується в класичних системах, а отримання певної мінімальної величини, яка забезпечить технічно допустиму динамічну похибку системи. Такий підхід дозволяє практично розробити закони керування електромеханічними системами, які забезпечують задану якість керування та просту практичну реалізацію в умовах зміни параметрів об'єкта керування та невизначеностей у математичній моделі. Отримані регулятори мають нетипову структуру і не містять параметрів об'єкта керування, на відміну від традиційних регуляторів. Це забезпечує ефективну роботу системи з меншою чутливістю до змін параметрів об'єкту, а також простоту реалізації системи керування. Результати досліджень підтвердили ефективність запропонованих законів регулювання і показали їх переваги в порівнянні з класичними законами.

Ключові слова: електромеханічна система, збурення, закони керування, якість керування, моделювання.

Постановка проблеми. Проблема практичного застосування законів керування координатами електромеханічних систем, отриманих на основі методів класичної теорії автоматичного керування, полягає в необхідності мати повну інформацію про структуру і параметри математичної моделі об'єкта керування. Це обумовлено тим, що ці закони за своєю природою є алгоритмами керування компенсаційного типу. Наприклад, передаточні функції



регуляторів струму та швидкості електропривода, що налаштовані на поширений модульний або симетричний оптимум, компенсують відповідні ланки об'єкта з метою отримання необхідної передаточної функції контуру керування. Зміна параметрів об'єкта в процесі роботи або похибка у їх визначенні призводить до погіршення заданої якості керування, вимагаючи додаткових алгоритмів ідентифікації або адаптації. Інша проблема виникає при керуванні взаємопов'язаними об'єктами, зокрема, при векторному керуванні двигунами змінного струму, двозонному керуванні швидкістю двигунів постійного струму або при керуванні механізмами зі складною кінематикою. В цьому випадку класичні закони керування отримуються в результаті статичної декомпозиції на відносно незалежні підсистеми та введення додаткових компенсуючих зв'язків, ефективність яких знову залежить від точних значень параметрів.

Аналіз останніх досліджень. Серед методів, за допомогою яких можна вирішити задачу синтезу законів керування координатами електромеханічних систем в умовах параметричних та координатних збурень, найбільш придатними є релейні чи згладжені методи зі змінною структурою, методи з великим коефіцієнтом підсилення, комбіновані методи із спостерігачем невизначеності, адаптивні методи з ідентифікацією параметрів чи моделлю, методи на основі зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій.

Релейні методи керування зі змінною структурою забезпечують роботу регуляторів у релейному режимі без зони нечутливості [1]. Ця особливість обумовлює появу характерних ковзних режимів роботи. Ковзні режими збільшують споживання енергії на керування та призводять до підвищеного зношення механізмів, зменшують завадостійкість системи та можуть приводити до нестійкої роботи внаслідок неврахованої динаміки. Для зменшення цих недоліків релейні елементи замінюються на лінійні ланки з насиченням, в результаті чого отримуються згладжені методи зі змінною структурою [2]. Системи на їх основі за динамічними характеристиками близькі до релейних, проте розвивають обмежені керуючі дії, що погіршує точність керування та робастність.

Методи, що допускають великий коефіцієнт підсилення розімкнутої системи [3], мають підвищену точність і робастну стійкість стосовно невизначеності параметрів і зовнішніх низькочастотних впливів, причому точність зростає зі збільшенням коефіцієнта підсилення. Однак при великих коефіцієнтах можлива поява нестійкості високочастотної неврахованої динаміки, а також поява похибок через високочастотні завади. Крім того, не всі системи керування допускають значного збільшення коефіцієнта передачі.



Комбіновані методи керування зі спостерігачами невизначеності [4] дозволяють для нелінійного нестационарного об'єкта синтезувати лінійний стаціонарний регулятор, що забезпечує задані показники якості керування. В цьому методі задачі компенсації зовнішніх впливів і забезпечення заданих показників якості перехідних процесів вирішуються незалежно, що спрощує синтез. Недоліком методу є складні умови забезпечення працездатності спостерігача невизначеності, особливо для невизначених об'єктів.

Адаптивні методи керування з ідентифікацією параметрів у реальному часі [5] в основному призначені для лінійних систем. Їхні можливості обмежуються зі збільшенням кількості параметрів через необхідність виконання умов їх ідентифікації, які визначаються характером руху. Це веде до підвищення вимог до характеру руху системи, яке може не відповідати технологічному процесу. В адаптивних методах керування з моделлю [6] задається модель бажаного руху у вигляді рівнянь із початковими умовами, що найбільш близькі до початкових умов об'єкта керування. Оскільки система керування повинна відслідковувати задану траєкторію, то рівняння руху представляються у вигляді двох складових: рівнянь еталонної моделі й рівнянь руху щодо цієї моделі. Для складних об'єктів рівняння руху будуть нелінійними та нестационарними. Ця обставина ускладнює як синтез алгоритмів керування, так і дослідження стійкості траєкторії.

В основу методу на основі зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій покладена ідея зворотності прямого методу Ляпунова з дослідження стійкості [7], що дозволяє знаходити закон керування, при якому замкнутий контур має наперед задану функцію Ляпунова. Отриманий закон керування надає системі властивість стійкості в цілому, що дозволяє вирішувати завдання керування взаємопов'язаними об'єктами за математичними моделями локальних контурів. Характерною особливістю оптимізації є знаходження не абсолютного мінімуму функціонала якості, як в класичних системах, а деякого мінімального значення, що забезпечує допустиму за технічними умовами динамічну похибку системи.

Формулювання цілей статті. Метою роботи є підвищення якості керування координатами електромеханічних систем в умовах параметричних та координатних збурень шляхом розробки законів керування на основі мінімізації локальних функціоналів миттєвих значень енергій в поєднанні з концепцією зворотних задач динаміки. Отримані закони керування забезпечують слабку чутливість до параметричних збурень об'єкта та здійснюють динамічну



декомпозицію взаємозалежної системи, що обумовлює їх просту практичну реалізацію.

Основна частина. Змістом зворотної задачі динаміки є отримання закону керування, при якому система володіла б наперед заданими динамічними й статичними властивостями [8]. Пошук керуючих функцій здійснюється при мінімізації локальних функціоналів в околі траєкторій еталонних моделей, за допомогою яких задаються динамічні та статичні властивості замкнутої системи керування. Локальні функціонали є функціями Ляпунова для замкнутих систем, в якості яких виступають миттєві значення енергій, а також їхніх похідних, що представлені в теоретичній механіці поняттям "узагальнена енергія". Суттєвою перевагою цієї концепції є те, що для визначення закону керування непотрібно вирішувати оптимізаційну задачу в традиційному розумінні, бо він записується безпосередньо по диференціальному рівнянню об'єкту керування та диференціальному рівнянню, яким задається бажана якість керування.

Бажана якість керування замкнутого контуру задається за допомогою диференціального рівняння наступного виду

$$\frac{d^n z}{dt^n} + \dots + \gamma_1 \frac{dz}{dt} + \gamma_0 = \rho_m \frac{d^m x^*}{dt^m} + \dots + \rho_1 \frac{dx^*}{dt} + \rho_0. \quad (1)$$

Коефіцієнти рівняння γ_i та ρ_j визначають характер та тривалість перехідного процесу вихідної координати z при русі по заданій траєкторії x^* . При цьому функція x^* є диференційована за часом, а порядок правої частини рівняння менший за ліву, тобто $m < n$.

Порядок n диференціального рівняння (1) може бути різним для кожного контуру керування у відповідності до вимог якості та порядку математичної моделі об'єкту керування. Найчастіше порядок рівняння дорівнює або на одиницю більше порядку моделі об'єкту керування. Для випадку $n=3$ передаточна функція замкнутого контуру керування, що складена на основі диференціального рівняння (1) при $m=1$, має вигляд

$$W_3(p) = \frac{z(p)}{x^*(p)} = \frac{\rho_1 p + \rho_0}{p^3 + \gamma_2 p^2 + \gamma_1 p + \gamma_0}. \quad (2)$$

Відповідна передаточна функція розімкнутого контуру керування становить

$$W_p(p) = \frac{W_3(p)}{1 - W_3(p)} = \frac{\rho_1 p + \rho_0}{p^3 + \gamma_2 p^2 + (\gamma_1 - \rho_1) p + (\gamma_0 - \rho_0)}. \quad (3)$$

Як видно з (3), якщо задати коефіцієнти $\gamma_0 = \rho_0$, то система матиме астатизм першого порядку $\nu=1$



$$W_p(p) = \frac{\rho_1 p + \rho_0}{p[p^2 + \gamma_2 p + (\gamma_1 - \rho_1)]}, \quad (4)$$

а при $\gamma_0 = \rho_0$ та $\gamma_1 = \rho_1$ – другого порядку $\nu = 2$

$$W_p(p) = \frac{\rho_1 p + \rho_0}{p^2(p + \gamma_2)}. \quad (5)$$

Задана добротність за швидкістю системи (4) з астатизмом 1-го порядку визначається відношенням коефіцієнтів рівняння

$$D_{ув}^3 = \frac{\rho_0}{(\gamma_1 - \rho_1)}, \quad (6)$$

а добротність за прискоренням системи з астатизмом 2-го порядку (5) дорівнює

$$D_{пр}^3 = \frac{\rho_0}{\gamma_2}. \quad (7)$$

При керуванні координатами систем, рух яких описується рівняннями другого порядку, порядок моделі (1) може бути $n = 2$. У цьому випадку передаточна функція замкнутого контуру керування має вигляд

$$W_3(p) = \frac{z(p)}{x^*(p)} = \frac{\rho_0}{p^2 + \gamma_1 p + \gamma_0}. \quad (8)$$

Відповідна передаточна функція розімкнутого контуру керування становить

$$W_p(p) = \frac{\rho_0}{p^2 + \gamma_1 p + (\gamma_0 - \rho_0)}. \quad (9)$$

Як видно з (9), якщо задати коефіцієнти $\gamma_0 = \rho_0$, то система матиме астатизм першого порядку $\nu = 1$

$$W_p(p) = \frac{\rho_0}{p(p + \gamma_1)}, \quad (10)$$

а задана добротність за швидкістю дорівнює

$$D_{ув}^3 = \frac{\rho_0}{\gamma_1}. \quad (11)$$

Структура та параметри моделей бажаної якості задаються такими, щоб їх збурений рух був стійким. Для моделі третього порядку (2) ця умова відповідно до критерію Гурвіца виконується, якщо $\gamma_0 > 0$; $\gamma_1 > 0$; $\gamma_2 > 0$; $\gamma_1 \gamma_2 > \gamma_0$, а для моделі другого порядку (8) – при додатних коефіцієнтах $\gamma_0 > 0$; $\gamma_1 > 0$. Зв'язок між коефіцієнтами моделей (1), (2), (8) та показниками якості керування, такими як час регулювання, вид перехідного процесу, перерегулювання,

встановлюється за допомогою відомих методів, наприклад, кореневих або частотних з уточненням шляхом моделювання на ЕОМ.

Методика розробки законів керування координатами електромеханічних систем викладається на типовому прикладі керування нелінійним взаємозв'язаним об'єктом – відомою системою прямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна. Об'єкт піддається дії координатних і параметричних збурень, обумовлених перехресними зв'язками і зміною електричних опорів обмоток в результаті нагрівання і насичення магнітного кола. Математична модель асинхронного двигуна в синхронній системі координат, орієнтованої по вектору потокозчеплення ротора, представляється відомою системою диференціальних рівнянь

$$\begin{cases} \frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma}i_{1d} - \alpha\beta L_m i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta|\psi_2| + \frac{u_{1d}}{\sigma}; \\ \frac{di_{1q}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma}i_{1q} - \alpha\beta L_m i_{1q} - \omega_0 i_{1d} - \beta\omega p_n |\psi_2| + \frac{u_{1q}}{\sigma}; \\ \frac{d|\psi_2|}{dt} = -\alpha|\psi_2| + \alpha L_m i_{1d}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{M}{J} - \frac{M_c}{J}, \end{cases} \quad (12)$$

де $\alpha = R_2 / L_2$, $\sigma = L_1 - L_m^2 / L_2$, $\beta = L_m / \sigma L_2$ – параметри моделі;

R_1, R_2 – активний електричний опір обмотки статора і ротора;

L_1, L_2, L_m – індуктивність обмоток і контуру намагнічування;

ω, ω_0 – кутова швидкість ротора і магнітного поля;

J – момент інерції;

M_c – момент опору;

u_{1d}, u_{1q} – компоненти вектора напруги статора;

i_{1d}, i_{1q} – компоненти вектора струму статора;

$|\psi_2|$ – модуль вектора потокозчеплення ротора;

$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| i_{1q}$ – момент двигуна;

p_n – число пар полюсів.

Для вирішення задачі керування вихідна система рівнянь (12) перетворюється до виду (13), де $V_{1d} = \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta|\psi_2|$, $V_{1q} = -\omega_0 i_{1d} - \beta\omega p_n |\psi_2|$ – збурення, що описують взаємний вплив координат. Ці збурення трактуються як невизначені, проте обмежені

за величиною $V_{1d} \leq V_{1d}^0$, $V_{1q} \leq V_{1q}^0$. Рівня керуючих впливів достатньо для їх компенсації $u_{1d} / \sigma > V_{1d}^0$, $u_{1q} / \sigma > V_{1q}^0$.

$$\begin{cases} \frac{di_{1d}}{dt} + \left(\frac{R_l}{\sigma} + \alpha\beta L_m \right) i_{1d} = \frac{u_{1d}}{\sigma} + V_{1d}; \\ \frac{di_{1q}}{dt} + \left(\frac{R_l}{\sigma} + \alpha\beta L_m \right) i_{1q} = \frac{u_{1q}}{\sigma} + V_{1q}; \\ \frac{d|\psi_2|}{dt} + \alpha|\psi_2| = \alpha L_m i_{1d}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{M}{J} - \frac{M_c}{J}. \end{cases} \quad (13)$$

Таким чином, взаємопов'язана нелінійна система 4-го порядку з урахуванням підпорядкованого регулювання координат перетворюється в систему з 4-х лінійних рівнянь першого порядку. В результаті задача керування об'єктом (12) зводиться до вирішення чотирьох локальних задач керування лінійними підсистемами (13), а саме: польовою і моментною складовою струму статора, модулем вектора потокозчеплення ротора та швидкістю двигуна.

Закон керування польовою складовою струму по каналу потокозчеплення ротора визначається на підставі першого рівняння системи (13). Як видно, локальний об'єкт керування описується рівнянням першого порядку, що відповідає аперіодичній ланці. Порядок бажаного рівняння замкнутого контуру струму виду (1) також приймається рівним одиниці ($n=1$; $m=0$) із забезпеченням астатизму першого порядку $\nu=1$ та заданої добротністю по швидкості $D_\omega^z = \gamma_{0d}$

$$\dot{z} + \gamma_{0d} z = \gamma_{0d} i_{1d}^* \quad (14)$$

Тривалість монотонного перехідного процесу струму $t_{mn} \approx 3 / \gamma_{0d}$ задається за допомогою коефіцієнта γ_{0d} .

Потрібно знайти таку керуючу функцію регулятора струму u_{1d} , щоб якість керування струмом наближалася до бажаної, заданої рівнянням (14). Ступінь наближення реального процесу керування струмом до бажаного оцінюється функціоналом, який характеризує нормовану по індуктивності енергію першої похідної магнітного поля

$$\text{виду } \dot{W}_m = L \frac{\dot{i}^2}{2}$$

$$G(u_{1d}) = \frac{1}{2} \left[\dot{z}(t) - i_{1d}(t, u_{1d}) \right]^2 \quad (15)$$

Знаходження керуючої функції класичними методами за умовою досягнення абсолютного мінімуму функціоналу

$$\min_u G(u_{1d}) = 0 \quad (16)$$

призводить до класичного закону керування компенсаційного типу, для реалізації якого потрібна точна інформація про структуру і параметри об'єкта. Відхилення параметрів від розрахункових значень призводить до погіршення якості керування. Цей недолік усувається, якщо відмовитися від точного виконання умови (16), а лише обмежитися вимогою, щоб значення функціоналу (15) належало деякій околиці екстремального мінімуму, що забезпечує допустиму за технічними умовами динамічну похибку $|z(t) - i_{1d}(t)| \leq \varepsilon$. Для цього мінімізація функціоналу здійснюється по градієнтному закону першого порядку

$$\frac{du_{1d}(t)}{dt} = -\lambda_d \frac{dG(u_{1d})}{du_{1d}}, \quad (17)$$

де $\lambda_d > 0$ – константа.

З урахуванням (13) та (14) похідна функціоналу дорівнює

$$\frac{dG(u_{1d})}{du_{1d}} = -\frac{I}{\sigma} (\dot{z} - \dot{i}_{1d}). \quad (18)$$

Після підстановки (18) в (17) знаходиться закон керування струмом

$$\dot{i}_{1d}(t) = k_d (\dot{z} - \dot{I}), \quad (19)$$

де $k_d = \lambda_d / \sigma = const$ – коефіцієнт підсилення регулятора струму.

Необхідна умова збіжності процесу мінімізації функціоналу при $t \rightarrow \infty$

$$\frac{dG(u_{1d})}{dt} < 0; \quad G(u_{1d}) \rightarrow 0 \quad (20)$$

виконується згідно з правилом знаків

$$\text{sign}(k_d) = \text{sign}(I / \sigma). \quad (21)$$

Змінна в законі керування (19) виконує роль необхідної (заданої) похідної струму, яка визначається в реальному часі з рівняння бажаної якості (14) шляхом замикання системи зворотним зв'язком по струму $z = i_{1d}$

$$\dot{z} = \gamma_{0d} (i_{1d}^* - i_{1d}). \quad (22)$$

Остаточно закон керування струмом набирає вигляду після інтегрування обох частин рівняння (19) з урахуванням (22)

$$\begin{aligned} u_{1d}(t) &= k_d (z - i_{1d}); \\ z &= \gamma_{0d} \int (i_{1d}^* - i_{1d}) dt. \end{aligned} \quad (23)$$

На підставі (23) побудована структурна схема регулятора струму типу 101 ($n=1$; $m=0$; $v=1$), що показана на рис. 1.

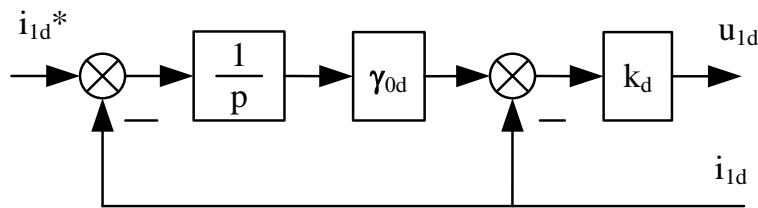


Рис. 1. Структура регулятора струму типу 101

Як видно з рисунка, регулятор має нетипову структуру, містить тільки параметр γ_{0d} бажаного закону керування відповідно до (14) і не містить параметрів об'єкта керування (12), що характерно для класичних регуляторів.

Важливим завданням синтезу є дослідження стійкості отриманої системи керування. Рівняння замкнутого контуру струму отримується після підстановки в перше рівняння об'єкта (13) закону керування (19) з урахуванням (22)

$$\ddot{i}_{1d} + (R_1 / \sigma + \alpha\beta L_m + k_d / \sigma) \dot{i}_{1d} + (k_d \gamma_{0d} / \sigma) i_{1d} = (k_d \gamma_{0d} / \sigma) i_{1d}^*. \quad (24)$$

Замкнута система (24) є стійкою навіть при необмеженому збільшенні коефіцієнта підсилення регулятора струму $k_d \rightarrow \infty$, так як згідно з критерієм Гурвіца коефіцієнти рівняння є додатними

$$(R_1 / \sigma + \alpha\beta L_m + k_d / \sigma) > 0; \quad k_d \gamma_{0d} / \sigma > 0. \quad (25)$$

Зі збільшенням коефіцієнта підсилення регулятора динамічні процеси в контурі струму наближаються до бажаних, заданих рівнянням (14), що очевидно при $k_d \rightarrow \infty$ після ділення всіх членів рівняння (24) на складову k_d / σ . Завдяки такій властивості закону керування в разі наявності у системі параметричних збурень забезпечується слабка чутливість до зміни параметрів, а при координатних збуреннях здійснюється її динамічна декомпозиція. В процесі роботи взаємозв'язана система розпадається на окремі локальні контури керування, процеси в яких протікають відповідно до заданих траєкторій виду (1). Звичайно, при допустимих з точки зору технічної реалізації коефіцієнтах підсилення існує похибка керування, максимально допустима величина якої встановлюється технологічними та технічними вимогами

Важливим питанням є визначення властивостей контуру струму при кінцевих значеннях коефіцієнта підсилення регулятора. Згідно передаточної функції розімкнутого контуру струму, отриманої на підставі (24) аналогічно до (3)

$$W_r(p) = \frac{k_d \gamma_{0d} / \sigma}{p [p + (R_1 / \sigma + \alpha \beta L_m + k_d / \sigma)]} \quad (26)$$

струмовий контур володіє заданим астатизмом першого порядку $\nu=1$ та добротністю по швидкості рівній

$$D_\omega = \frac{k \gamma_{0d} / \sigma}{R_1 / \sigma + \alpha \beta L_m + k_d / \sigma} = \frac{\gamma_{0d}}{R_1 / k_d + \alpha \beta L_m \sigma / k_d + 1}. \quad (27)$$

Умовою забезпечення допустимої динамічної похибки струму є співвимірність задана і реальна добротність $D_\omega^z = D_\omega$, що виконується при великому коефіцієнті посилення регулятора k_d . Цей недолік усувається, якщо синтезувати закон керування на підставі рівняння бажаної якості, порядок якого $n=2$ на відміну від (14) на одиницю вище порядку рівняння локального об'єкта керування (перше рівняння системи (13))

$$\ddot{z} + \gamma_{1d} \dot{z} + \gamma_{0d} z = \gamma_{0d} i_{1d}^*. \quad (28)$$

Застосовуючи вищевикладену методику, отримується наступний закон керування струмом

$$\begin{aligned} u_{1d}(t) &= k_d (z - i_{1d}) ; \\ z &= \int f_0 dt; \\ f_0 &= \gamma_{0d} \int (i_{1d}^* - i_{1d}) dt - \gamma_{1d} i_{1d}. \end{aligned} \quad (29)$$

За рівнянням (29) побудована структурна схема регулятора струму типу 201, що представлена на рис. 2.

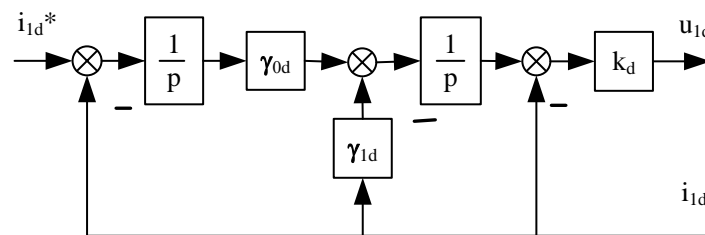


Рис. 2. Структура регулятора струму типу 201

Цей регулятор також містить тільки параметри бажаного закону керування γ_{0d} та γ_{1d} , за допомогою яких встановлюється необхідний вид і час перехідного процесу, а також величина перерегулювання струму. Регулятор не містить параметрів об'єкта керування, що характерно для класичних законів. З передаточної функції розімкненого контуру струму для даного закону керування



$$W_r(p) = \frac{k_d \gamma_{0d} / \sigma}{p [p^2 + (R_l / \sigma + \alpha \beta L_m + k_d / \sigma) p + k_d \gamma_{1d} / \sigma]} \quad (30)$$

видно, що струмовий контур володіє заданим астатизмом першого порядку $\nu=1$ та добротністю по швидкості рівній заданій

$$D_\omega = D_\omega^z = \frac{\gamma_{0d}}{\gamma_{1d}}. \quad (31)$$

Це забезпечує допустиму динамічну похибку струму при помірних коефіцієнтах посилення регулятора k_d .

На підставі другого рівняння системи (13) за вищевикладеною методикою визначається закон керування моментною складовою струму статора на основі рівняння бажаної якості виду (14)

$$\begin{aligned} u_{1q}(t) &= k_q (z - i_{1q}); \\ z &= \gamma_{0q} \int (i_{1q}^* - i_{1q}) dt. \end{aligned} \quad (32)$$

Згідно (32) регулятор моментної складової струму має таку ж структуру, як і регулятор польовою складовою (рис. 1).

Розробка закону керування модулем вектора потокозчеплення ротора $|\psi_2|$ здійснюється на підставі третього рівняння системи (13). Контур потокозчеплення ротора є зовнішнім, щодо розглянутого вище внутрішнього контуру керування польовою складовою струму i_{1d} . Локальний об'єкт керування описується диференціальним рівнянням першого порядку, тому порядок рівняння замкнутого контуру потокозчеплення виду (1), яким задається бажана якість керування, також приймається рівним одиниці ($n=1$; $m=0$; $\nu=1$)

$$\dot{z} + \gamma_{0\psi} z = \gamma_{0\psi} |\psi_2|^* \quad (33)$$

із заданою добротністю по швидкості $D_\omega^z = \gamma_{0\psi}$. Для зменшення впливу динаміки внутрішнього контуру струму з регулятором (23) на роботу контуру потокозчеплення значення параметра рівняння (33) вибирається з умови $\gamma_{0d} > (3..5) \gamma_{0\psi}$. Тривалість монотонного перехідного процесу потокозчеплення дорівнює $t_{mn} \approx 3 / \gamma_{0\psi}$.

Необхідно знайти керуючу функцію регулятора потокозчеплення i_{1d}^* , що забезпечує наближення реального процесу керування до бажаного (33). Ступінь наближення процесів оцінюється функціоналом, який характеризує нормовану по індуктивності енергію першої похідної магнітного поля виду $\dot{W}_m = \frac{\dot{\psi}^2}{2L}$

$$G(i_{1d}^*) = \frac{1}{2} \left[\dot{z}(t) - |\dot{\psi}_2|(t, i_{1d}^*) \right]^2. \quad (34)$$

Мінімізація функціоналу здійснюється по градієнтному закону першого порядку

$$\frac{di_{1d}^*(t)}{dt} = -\lambda_{\psi} \frac{dG(i_{1d}^*)}{di_{1d}^*}, \quad (35)$$

де $\lambda_{\psi} > 0$ – константа.

Похідна функціоналу (34) дорівнює

$$\frac{dG(i_{1d}^*)}{di_{1d}^*} = -\alpha L_m (\dot{z} - |\dot{\psi}_2|). \quad (36)$$

Після підстановки (36) в (35) знаходиться закон керування поточозчепленням

$$\ddot{i}_{1d}^*(t) = k_{\psi} (\dot{z} - |\dot{\psi}_2|), \quad (37)$$

де $k_{\psi} = \alpha L_m \lambda_{\psi} = const$ – коефіцієнт підсилення регулятора поточозчеплення.

Необхідна умова збіжності процесу мінімізації функціоналу при $t \rightarrow \infty$

$$\frac{dG(i_{1d}^*)}{dt} < 0; \quad G(i_{1d}^*) \rightarrow 0 \quad (38)$$

виконується згідно з правилом знаків

$$\text{sign}(k_{\psi}) = \text{sign}(\alpha L_m). \quad (39)$$

Змінна в законі керування (37) виконує роль необхідної похідної поточозчеплення, яка визначається в реальному часі з рівняння (33) шляхом замикання зворотним зв'язком за поточозчепленням $z = |\psi_2|$

$$\dot{z} = \gamma_{0\psi} (|\psi_2|^* - |\psi_2|). \quad (40)$$

Після інтегрування обох частин рівняння (37) з урахуванням (40) знаходиться остаточний вид закону керування поточозчепленням

$$\begin{aligned} \ddot{i}_{1d}^*(t) &= k_{\psi} (z - |\psi_2|); \\ z &= \gamma_{0\psi} \int (|\psi_2|^* - |\psi_2|) dt. \end{aligned} \quad (41)$$

Регулятор поточозчеплення, що побудований на основі (38), має нетипову структуру, подібну до зображеної на рис. 1. Він містить тільки параметр $\gamma_{0\psi}$ бажаного закону керування (33).

Рівняння замкнутого контуру поточозчеплення

$$|\ddot{\psi}_2| + (\alpha + \alpha L_m k_{\psi}) |\dot{\psi}_2| + (\alpha L_m k_{\psi} \gamma_{0\psi}) |\psi_2| = (\alpha L_m k_{\psi} \gamma_{0\psi}) |\psi_2|^* \quad (42)$$

що отримане після підстановки в третє рівняння системи (13) закону керування (37) з урахуванням (40), показує, що замкнута система є стійкою навіть при необмеженому збільшенні коефіцієнта підсилення

регулятора потокозчеплення $k_{\psi} \rightarrow \infty$. Згідно з критерієм Гурвіца коефіцієнти рівняння є додатними

$$(\alpha + \alpha L_m k_{\psi}) > 0; \quad \alpha L_m k_{\psi} \gamma_{0\psi} > 0. \quad (43)$$

Зі збільшенням коефіцієнта підсилення регулятора динамічні процеси в контурі потокозчеплення наближаються до бажаних (33). Це видно після ділення всіх членів рівняння (42) на складову $\alpha L_m k_{\psi}$ при $k_{\psi} \rightarrow \infty$.

Контур керування швидкістю складається з оптимізованого внутрішнього контуру моментної складової струму статора і локального об'єкта керування, що описується четвертим рівнянням системи (13). При розробці закону керування регулятора швидкості інерційність оптимізованого контуру струму може бути охарактеризована коефіцієнтом $\gamma_{0\omega}$ в разі закону керування струмом виду (32). Локальний об'єкт керування описується рівнянням першого порядку, що представляє інтегруючу ланку.

Порядок рівняння, за допомогою якого задається бажана якість замкнутого контуру швидкості, також приймається рівним одиниці із забезпеченням астатизму першого порядку $\nu=1$ та заданої добротністю по швидкості рівній $D_{\omega}^z = \gamma_{0\omega}$

$$\dot{z} + \gamma_{0\omega} z = \gamma_{0\omega} \omega^*. \quad (44)$$

Коефіцієнтом $\gamma_{0\omega} \approx 3/t_m$ задається необхідна тривалість t_m монотонного перехідного процесу швидкості.

Необхідно знайти керуючу функцію регулятора швидкості, щоб якість керування швидкістю ω наближалася до бажаної, заданої рівнянням (44). Ступінь наближення реального процесу до бажаного оцінюється функціоналом, який характеризує нормовану по моменту

інерції енергію прискорення виду $\dot{W}_k = J \frac{\dot{\omega}^2}{2}$

$$G(i_{1q}^*) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t, i_{1q}^*)]^2. \quad (45)$$

Мінімізація функціоналу, як і для контуру струму, здійснюється по градієнтному закону першого порядку

$$\frac{di_{1q}^*(t)}{dt} = -\lambda_{\omega} \frac{dG(i_{1q}^*)}{di_{1q}^*}, \quad (46)$$

де $\lambda_{\omega} > 0$ – константа.

Похідна функціоналу (45) дорівнює

$$\frac{dG(i_{1q}^*)}{di_{1q}^*} = -\frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| (\dot{z} - \dot{\omega}). \quad (47)$$



Після підстановки (47) в (46) знаходиться закон керування швидкістю

$$\dot{i}_{1q}^*(t) = k_{\omega}(\dot{z} - \dot{\omega}), \quad (48)$$

де $k_{\omega} = \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| \lambda_{\omega} = const$ – коефіцієнт підсилення регулятора швидкості.

Змінна \dot{z} в законі керування (48) виконує роль необхідного прискорення, яка визначається в реальному часі з рівняння бажаної якості (44) шляхом замикання зворотним зв'язком за швидкістю двигуна $z = \omega$

$$\dot{z} = \gamma_{\omega\omega}(\omega^* - \omega). \quad (49)$$

Остаточно закон керування швидкістю набирає вигляду після інтегрування обох частин рівняння (48) з урахуванням (49)

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1q}^*(t) &= k_{\omega}(z - \omega); \\ z &= \gamma_{\omega\omega} \int (\omega^* - \omega) dt. \end{aligned} \quad (50)$$

На підставі рівняння (50) будується регулятор швидкості типу 101, структурна схема якого має вигляд як на рис. 1. Регулятор швидкості (50) містить тільки параметр бажаного закону керування і не містить параметрів об'єкта керування (13), що характерно для класичних законів.

Зі збільшенням коефіцієнта підсилення регулятора швидкості динамічні процеси в контурі наближаються до бажаних, заданим рівнянням (44). Система згідно з критерієм Гурвіца є стійкою навіть при необмеженому збільшенні коефіцієнта посилення регулятора швидкості $k_{\omega} \rightarrow \infty$, що видно з рівняння замкнутого контуру швидкості

$$\ddot{\omega} + \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| k_{\omega} \dot{\omega} + \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| k_{\omega} \gamma_{\omega\omega} \omega = \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| k_{\omega} \gamma_{\omega\omega} \omega^*. \quad (51)$$

Передаточна функція розімкнутого контуру швидкості

$$W_r(p) = \frac{\frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| k_{\omega} \gamma_{\omega\omega}}{p(p + \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| k_{\omega})} \quad (52)$$

показує, що система володіє заданим астатизмом $\nu=1$ та заданою добротністю по швидкості при помірних коефіцієнтах підсилення регулятора k_{ω} . Останнє є наслідком наявності в локальному об'єкті керування інтегруючої складової.

Оцінка впливу неврахованої при синтезі інерційності контуру струму на динамічні властивості контуру швидкості здійснюється за допомогою характеристичного рівняння замкнутої системи

$$T_1 T_0 p^3 + T_0 p^2 + k_\omega p + k_\omega \gamma_{0\omega} = 0, \quad (53)$$

де $T_1 = 1 / \gamma_{0q}$, $T_0 = 1 / \left(\frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\psi_2| \right)$.

Згідно (53) для стійкості контуру швидкості слід дотримуватися наступної умови $\gamma_{0\omega} < \gamma_{0q}$. Таким чином, інерційність контуру струму обмежує бажану швидкодію контуру швидкості.

Отриманий закон керування швидкістю (50) забезпечує астатизм першого порядку за керуючим впливом. Якщо за технологічними умовами потрібно мати астатизм другого порядку $\nu=2$, то закон керування синтезується за рівнянням бажаної якості виду (28), порядок якого на одиницю вище порядку рівняння локального об'єкта ($n=2$; $m=1$)

$$\ddot{z} + \gamma_{1\omega} \dot{z} + \gamma_{0\omega} z = \gamma_{1\omega} \dot{i}_{1q}^* + \gamma_{0\omega} i_{1q}^*. \quad (54)$$

В результаті закон керування швидкістю після синтезу по викладеній методиці набирає вигляду

$$\begin{aligned} i_{1q}^*(t) &= k[z - \omega]; \\ z &= \int f_0 dt; \\ f_0 &= \gamma_0 \int (\omega^* - \omega) dt + \gamma_1 (\omega^* - \omega). \end{aligned} \quad (55)$$

Структурна схема регулятора швидкості типу 212, що побудована за рівнянням (55), представлена на рис. 3. Цей регулятор також містить тільки параметри бажаного закону керування $\gamma_{0\omega}$ та $\gamma_{1\omega}$, за допомогою яких встановлюється необхідний вид, значення перерегулювання і час перехідного процесу швидкості.

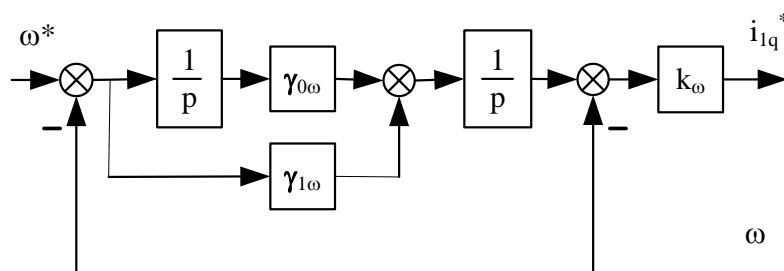


Рис. 3. Структура регулятора швидкості типу 212

Дослідження представленої системи векторного керування проведено при дії параметричного збурення у вигляді збільшення та зменшення вдвічі електричного опору обмотки ротора R_2 асинхронного двигуна типу 4A90L2Y3: $P_n=3$ кВт – номінальна потужність, $\omega_n=300$ рад/с – номінальна кутова швидкість; $R_1=2,577$ Ом, $R_2=1,682$ Ом, $L_1=0,394$ Гн, $L_2=0,399$ Гн – активний опір і індуктивність статора та приведена ротора; $L_m=0,387$ Гн –

індуктивність контуру намагнічування. Регулятори мають наступні параметри: потокозчеплення: $\gamma_{0\psi}=50$, $k_{\psi}=100$; польової складової струму: $\gamma_{0d}=1000$, $k_d=500$; швидкості: $\gamma_{0\omega}=100$, $k_{\omega}=1$; моментної складової струму: $\gamma_{0q}=1000$, $k_q=500$. Процес моделювання включав етап збудження двигуна, його пуску без навантаження на 0,5 с часу та накидання номінального навантаження на 3,5 с.

На рис. 4 представлено перехідні процеси швидкості, потокозчеплення ротора, а також їх похибок для трьох значень R_2 : 1,682 Ом (паспортне); 0,841 Ом (удвічі менше); 3,364 Ом (вдвічі більше). Оцінка впливу зміни електричного опору двигуна на якість керування проведена на швидкості 50 рад/с, яка в шість разів менше за номінальну, коли негативні наслідки параметричного збурення проявляються найбільше. Як видно з рисунка, три графіка для трьох значень опору практично зливаються, а істотне для класичної системи параметричне збурення практично не впливає на якість керування швидкістю.

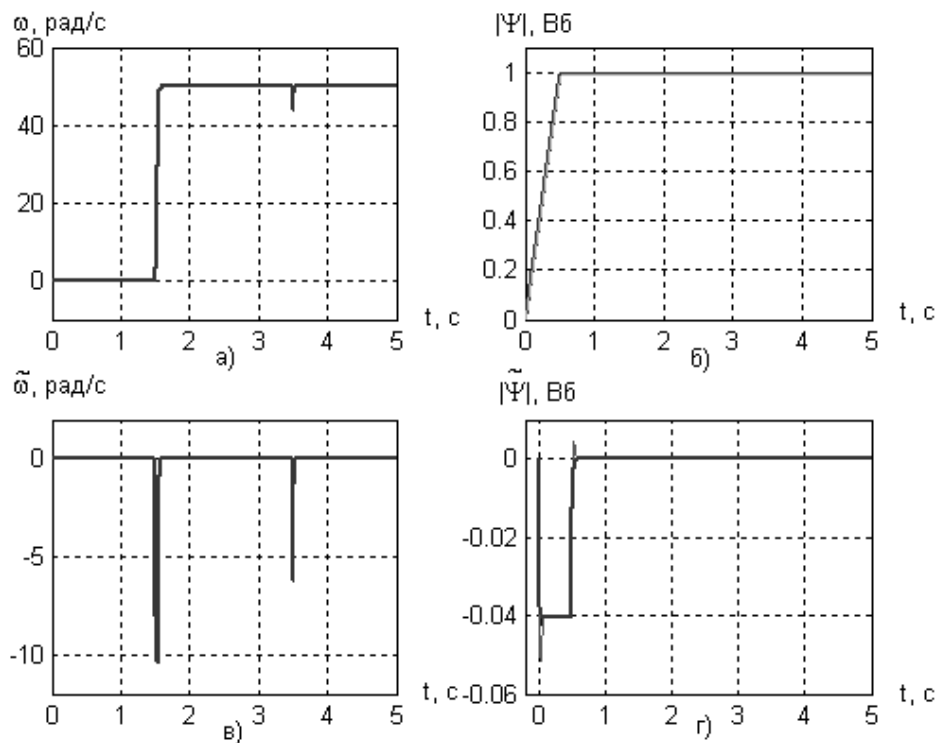


Рис. 4. Графіки перехідних процесів:

- а) швидкості двигуна; б) потокозчеплення ротора;
- в) похибки швидкості; г) похибки потокозчеплення

На рис. 5 показано графіки перехідних процесів моменту і модуля струму двигуна, як механічних і електричних змінних системи, що дозволяє зіставити ефективність роботи отриманих законів керування з класичними законами.

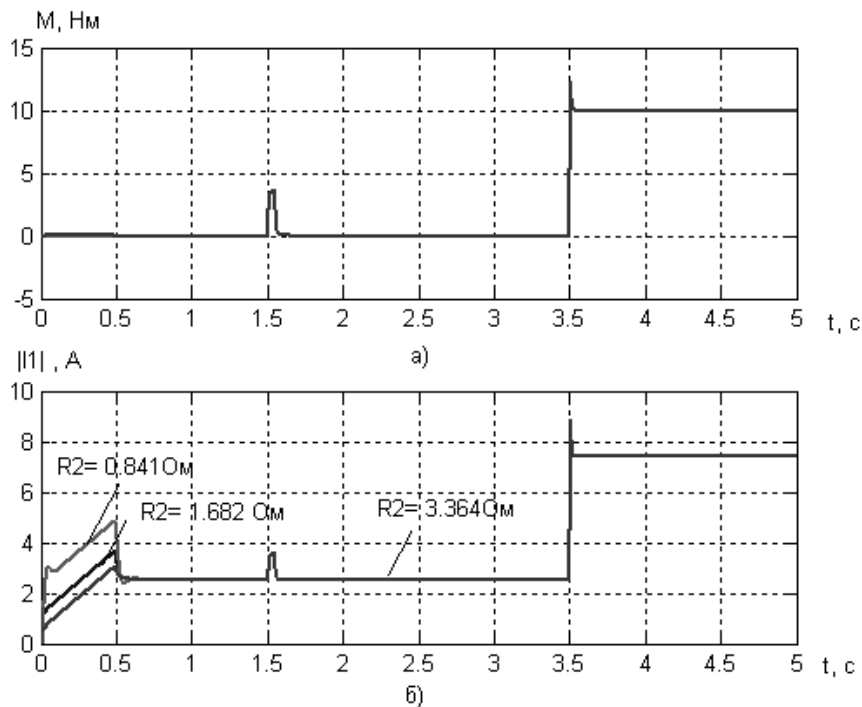


Рис. 5. Графіки перехідних процесів:
а) моменту двигуна; б) модуля струму статора

Висновки. Метод синтезу законів керування координатами електромеханічних систем на основі мінімізації локальних функціоналів миттєвих значень енергій в поєднанні з концепцією зворотних задач динаміки забезпечує високу якість керування в статичному режимі та під час перехідних процесів в умовах дії параметричних і координатних збурень без застосування додаткових алгоритмів адаптації. Для побудови структури регуляторів не потрібна детальна математична модель об'єкта керування. Закон керування записується за видом рівняння об'єкта та за диференціальним рівнянням, за допомогою якого задається бажана якість керування координатою. На прикладі широко розповсюдженого векторно-керованого асинхронного електропривода викладена методика отримання законів керування, а також проведено дослідження якості керування в умовах зміни вдвічі електричного опору обмотки ротора електродвигуна. Результати дослідження підтвердили високу якість керування, яку забезпечують запропоновані закони керування.

Список використаних джерел

1. Уткин В. И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. Москва: Наука, 1981. 368 с.
2. Mostafa O., Oz H. Chatter elimination in variable structure control maneuvering of flexible spacecraft. *The Journal of the Astronautical Sciences*. 1989. Vol. 37, N 4. P. 529-550.



3. *Мееров М. В.* Синтез структур систем автоматического управления высокой точности. Москва: Наука, 1967. 354 с.
4. *Потапенко Е. М.* Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей. *Изв. РАН. Теория и системы управления.* 1995. № 1. С. 109-117.
5. *Льонг Л.* Идентификация систем. Теория для пользователя. Москва: Наука, 1991. 432 с.
6. *Мирошник И. В., Никифоров В. О., Фрадков А. Л.* Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СанктПетербург: Наука, 2000. 549 с.
7. *Крутько П. Д.* Робастно устойчивые структуры управляемых систем высокой динамической точности. Алгоритмы и динамика управления движением модельных объектов. *Изв. РАН. ТуСУ.* 2005. № 2. С. 120-140.
8. *Островерхов Н. Я., Бурик Н. П.* Управление координатами электроприводов на основании концепции обратных задач динамики при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергий. *Електротехніка та електроенергетика.* 2011. № 1. С. 41-49.

ЗАКОНЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ И КООРДИНАТНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ

Островерхов Н. Я.

Аннотация – в статье приведен метод управления электромеханическими системами, который обеспечивает слабую чувствительность к изменениям параметров объекта управления и его динамическую декомпозицию. Решение задачи управления объектом в условиях параметрических и координатных возмущений классическими методами теории автоматического управления требует дополнительных алгоритмов идентификации, адаптации или компенсации. В статье предложен метод разработки законов управления на основе обратимости прямого метода Ляпунова для анализа устойчивости. Это позволяет определять законы управления, при которых замкнутый контур имеет заданную функцию Ляпунова в виде мгновенного значения энергии. Задачей обратной задачи динамики в сочетании с минимизацией мгновенного значения энергии является определение закона управления, который обеспечивает наперед заданное качество управления с необходимыми статическими и динамическими характеристиками системы. При этом особенность оптимизации заключается не в получении абсолютного минимума функционала качества, как это обычно используется в классических системах, а в получении определенной минимальной величины, которая обеспечит технически допустимую динамическую ошибку системы. Такой подход позволяет практически разрабатывать законы управления электромеханическими системами, которые обеспечивают заданное качество управления и простую практическую реализацию в условиях изменения параметров объекта управления и неопределенностей в математической модели. Полученные регуляторы имеют нетипичную структуру и не содержат параметров



объекта управления, в отличие от традиционных регуляторов. Это обеспечивает эффективную работу системы с меньшей чувствительностью к изменениям параметров объекта, а также простоту реализации системы управления. Результаты исследований подтвердили эффективность предложенных законов регулирования и показали их преимущества по сравнению с традиционными законами.

Ключевые слова: электромеханическая система, возмущения, законы управления, качество управления, моделирование.

CONTROL OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS UNDER CONDITIONS OF PARAMETRIC UNCERTAINTY AND COORDINATES' INTERRELATION

M. Ostroverkhov

Summary

A method of control of electromechanical systems, providing a low sensitivity to changes in the parameters of the control object and its dynamic decomposition is presented. Solution of the above mentioned problems by the classic methods of the automatic control theory, under the under conditions of uncertainties in a mathematical model, is rather complicated because requires additional algorithms of identification, adaptation or compensation. This paper is to propose the method of development of control laws based on an idea of the reversibility of the Lyapunov direct method for the stability analysis, and using the instantaneous value of energy as the predetermined Lyapunov function. The reverse task of dynamics is to identify the control law which would ensure a given quality of control with desired static and dynamic performance of the system. The proposed method is based on an idea of the reversibility of the Lyapunov direct method for the stability analysis. This allows defining control laws which ensure that a closed loop has the predetermined Lyapunov function in form of the instantaneous value of energy. In this case, the specificity of optimization is not obtaining the absolute minimum of the quality functional, as usually used in traditional systems, but rather getting a certain minimal value which would assure a technically allowable dynamic error of the system.

This approach allows practical development of the controllers of the electromechanical system which would ensure a given quality of control and adequately simple practical realization under conditions of variation of the parameters of the controlled object and the uncertainties in a mathematical model. Produced regulators have non-traditional structure and do not contain parameters of control object, unlike traditional regulators. This will ensure effective operation with a lesser sensitivity to variations of the motor's parameters, as well as the simplicity of realization of control system. Results of experimental researches confirmed the effectiveness of proposed control laws and show their advantages compared to traditional laws.

Key words: electromechanical system, disturbances, control laws, quality of control, modelling.