

М. Й. Заповловський, М. В. Мезенцев, М. В. Оліфір

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", Харків, Україна

АДАПТАЦІЯ АЛГОРИТМУ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ РОЗРОБКИ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ЗМІННОГО СТРУМУ

Анотація. Розглянуті питання розробки моделей для синтезу систем керування тяговим електроприводом змінного струму дизель-поїзда та їх дослідження за допомогою пакету MATLAB. На основі аналітичного огляду існуючих алгоритмів, зокрема систем керування з використанням алгоритмів векторного управління, запропонована структурна схема регулятора контуру САР електроприводу. Для стабілізації поточкозчеплення в структурі САР запропоновано використання ПД-регулятора та визначені за допомогою моделювання коефіцієнти підсилення із забезпеченням вимог до якості перехідних процесів та установленні можливих діапазонів зміни коефіцієнтів підсилення. Отримані аналітичні співвідношення та математичні моделі можуть бути використані для розробки САР електроприводу дизель-поїзда і розрахунку її параметрів при заданому критерію якості.

Ключові слова: системи керування, тяговий електропривод змінного струму, дизель-поїзд, алгоритми векторного управління, ПД-регулятор, математична модель, перехідний процес, критерій якості.

Вступ

Завдання створення системи управління електроприводом змінного струму є складовою частиною загального завдання створення оптимальної системи керування транспортними засобами, в тому разі і тяговим електроприводом дизель-поїздів на базі асинхронних тягових електродвигунів (ТАД). Вирішення цих завдань пропонується виконувати з використанням відомих досягнень, як теоретичних так і практичних, застосування алгоритмів та методів керування, використання сучасних комп'ютерних технологій, в основу яких покладено методи математичного моделювання, аналізу і синтезу складних технічних систем. Тому адаптація алгоритму векторного керування для розроблення системи управління електроприводом змінного струму та моделей для її дослідження є актуальною задачею.

Постановка задачі і аналіз відомих публікацій. Ряд транспортних засобів, в тому числі електропоїзди і дизель-поїзди, в якості тягових електроприводів використовують електроприводи змінного струму з частотним способом керування. Однак, як слідує із джерел інформації, все більшої уваги приділяється розробкам систем керування електроприводами змінного струму на основі алгоритмів векторного управління [1–6]. В даних алгоритмах закладена ідея орієнтування потоку асинхронного двигуна [1, 2, 5, 6]. Напруги статора трифазного асинхронного двигуна (живлення ТАД) в системі управління визначаються по рівняннях векторного керування, які забезпечують відповідну якість функціонування системи в цілому в процесі експлуатації.

Рішення задачі розробки ефективної системи управління електроприводом змінного струму в першу чергу пов'язане зі створенням нелінійних математичних моделей із врахуванням особливостей використання того чи іншого алгоритму керування та його модифікації відповідно до умов експлуатації певного транспортного засобу, критеріїв оцінки якості функціонування системи керування, проведенням комплексних досліджень динаміки електромеханічної системи електроприводу в процесі проектування.

Для рішення завдань розробки подібних систем керування присвячено значне число публікацій [3–9], де використовується математичне моделювання, сучасні методи теорії автоматичного керування та оптимізації, комп'ютерні технології.

Метою даної роботи є адаптація алгоритму векторного керування для розробки системи управління електроприводом змінного струму та моделей для проведення досліджень з метою отримання її якісних характеристик в процесі моделювання з використанням пакету MATLAB.

Основна частина

Математична модель ТАД електроприводу в синхронній системі координат представлена рівняннями електричних кіл статора і ротора в системі координат, що обертається з швидкістю ω_s і приведена у вигляді системи диференціальних рівнянь [3, 4]:

$$\frac{d\Psi_{s1}}{dt} = U_{s1} - a_s\Psi_{s1} + a_s k_R \Psi_{r1} + \Psi_{s2}\omega_s, \quad (1)$$

$$\frac{d\Psi_{s2}}{dt} = U_{s2} - a_s\Psi_{s2} + a_s k_R \Psi_{r2} + \Psi_{s1}\omega_s, \quad (2)$$

$$\frac{d\Psi_{r1}}{dt} = -a_r\Psi_{r1} + a_r k_s \Psi_{s1} + (\omega_s - \omega)\Psi_{r2}, \quad (3)$$

$$\frac{d\Psi_{r2}}{dt} = -a_r\Psi_{r2} + a_r k_s \Psi_{s2} - (\omega_s - \omega)\Psi_{r1}, \quad (4)$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{k_r}{\sigma L_S} (\Psi_{r1}\Psi_{s2} - \Psi_{s1}\Psi_{r2}), \quad (5)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (M - M_c), \quad (6)$$

де ω_s – кутова частота напруги живлення статора ТАД при $p = 1$; ω – кутова швидкість ротора; Ψ_{s1} , Ψ_{s2} , Ψ_{r1} , Ψ_{r2} , U_{s1} , U_{s2} – відповідно проекції векторів потоків статора і ротора та напруги живлення на осі координат; k_s і k_r – коефіцієнти електромагнітного зв'язку відповідно статора та ротора;

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}, \quad L_r = L_m + L_{\sigma r}, \quad a_r = \frac{L_m}{L_s}, \quad k_s = \frac{L_m}{L_s},$$

$$k_r = \frac{L_m}{L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad a_s = \frac{1}{\sigma T_s},$$

$$a_r = \frac{1}{\sigma T_r}; \quad L_r, L_m, L_s, R_s, R_r - \text{параметри схеми}$$

заміщення ТАД; T_s і T_r – відповідно електромагнітна постійна часу статора та ротора; σ – повний коефіцієнт розсіювання; p – постійний коефіцієнт ТАД (число пар полюсів); J – момент інерції.

Чисельні значення параметрів схеми заміщення ТАД:

$$L_s = 0,093331 \text{ (мГн)}; \quad L_r = 0,092819 \text{ (мГн)};$$

$$R_s = 0,0833 \text{ (Ом)}; \quad R_r = 0,068 \text{ (Ом)};$$

$$k_r = 0,98816; \quad k_s = 0,98274; \quad T_s = 1,123117 \text{ (с)};$$

$$T_r = 1,3730621 \text{ (с)}; \quad \sigma = 0,028896;$$

$$a_s = 30,813233; \quad a_r = 25,204152.$$

У випадку синхронного обертання осей $\omega_s = \omega_k$ і початкової фази $\phi_K = 0$, функції задання напруги U_{s1} , U_{s2} – постійне значення напруги живлення величиною U_M по осі s_1 і нульове по осі s_2 .

Оскільки в процесі проектування систем керування для аналізу протікання перехідних процесів, а також можливих датчиків вимірювання та фіксації результатів, в якості змінних використовуються струми в обмотках ТАД, то систему рівнянь (1) – (6) можна записати відносно проекцій векторів струмів, використовуючи відомі співвідношення:

$$I_{s1} = (a_s \Psi_{s1} - a_s k_R \Psi_{r1}) / R_s;$$

$$I_{s2} = (a_s \Psi_{s2} - a_s k_R \Psi_{r2}) / R_s;$$

$$I_{r1} = (a_r \Psi_{r1} - a_r k_s \Psi_{s1}) / R_r;$$

$$I_{r2} = (a_r \Psi_{r2} - a_r k_s \Psi_{s2}) / R_r.$$

В результаті перетворення систему рівнянь (1) – (6) в синхронній системі координат представимо в наступному вигляді:

$$\frac{d\Psi_{s1}}{dt} = \Psi_{s2} \omega_k - R_s I_{s1} + U_{s1}; \quad (7)$$

$$\frac{d\Psi_{s2}}{dt} = \Psi_{s1} \omega_k - R_s I_{s2} + U_{s2}; \quad (8)$$

$$\frac{d\Psi_{r1}}{dt} = (\omega_k - p\omega) \Psi_{r2} - R_r I_{r1}; \quad (9)$$

$$\frac{d\Psi_{r2}}{dt} = -(\omega_k - p\omega) \Psi_{r1} - R_r I_{r2}, \quad (10)$$

де I_{s1} , I_{s2} , I_{r1} , I_{r2} – відповідно проекції векторів струмів обмоток статора і ротора; R_s , R_r – активні опори обмоток статора і ротора.

Рівняння для електромагнітного моменту:

$$M = \frac{3}{2} p \frac{k_R}{\sigma L_s} (\Psi_{r1} \Psi_{s2} - \Psi_{s1} \Psi_{r2}). \quad (11)$$

Алгоритм векторного керування полягає в наступному [3, 5].

Якщо допустити, що швидкість обертання координат співпадає із швидкістю вектору потоку ротора

$$\omega_k = \omega_\Psi,$$

то вектор потоку Ψ_r буде на осі (9) своїм модулем Ψ_{rm} , а його проекція на вісь (10) дорівнюватиме нулю, тобто вектор потокозчеплення ротора буде мати тільки дійсну складову.

Рівняння за умови, що $\omega_k = \omega_\Psi$, приймуть наступний вигляд:

$$\frac{d\Psi_{s1}}{dt} = \Psi_{s2} \omega_\Psi - R_s I_{s1} + U_{s1}; \quad (12)$$

$$\frac{d\Psi_{s2}}{dt} = \Psi_{s1} \omega_\Psi - R_s I_{s2} + U_{s2}; \quad (13)$$

$$\frac{d\Psi_{rm}}{dt} = -R_r I_{r1}; \quad (14)$$

$$(\omega_\Psi - p\omega) \Psi_{rm} + R_r I_{r2} = 0. \quad (15)$$

Виразимо проекції струмів ротора I_{r1} та I_{r2} через проекції струмів статора I_{s1} та I_{s2} .

Для цього використаємо рівняння зв'язку:

$$\Psi_r = I_r L_r + I_s L_m; \quad (16)$$

$$\Psi_s = I_s L_s + I_r L_m. \quad (17)$$

Із рівняння (16) отримаємо:

$$I_r = \frac{1}{L_r} \Psi_r - I_s \frac{L_m}{L_r}.$$

Із рівняння (17) отримаємо:

$$\Psi_s = I_s L_s + I_r L_m = I_s L_s + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r - I_s \frac{L_m^2}{L_r} =$$

$$= I_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r.$$

Тоді:

$$\Psi_s = I_s L_s' + K_r \Psi_r, \quad (18)$$

де $L_s' = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$; $K_r = \frac{L_m}{L_r}$.

Виконаємо перетворення системи рівнянь (12) – (15).

$$\frac{d\Psi_{s1}}{dt} = \frac{dI_{s1}}{dt} L_s' + K_r \frac{d\Psi_{rm}}{dt};$$

$$\frac{dI_{s1}}{dt} L_s' + K_r \frac{d\Psi_{rm}}{dt} = \Psi_{s2} \omega_\Psi - R_s I_{s1} + U_{s1};$$

$$\Psi_{s2} \omega_\Psi = I_{s2} L_s' \omega_\Psi + K_r \Psi_{r2} \omega_\Psi.$$

Із врахуванням того, що $\Psi_{r2} = 0$,

$$\Psi_{s2}\omega_{\Psi} = I_{s2}L_s' \omega_{\Psi}.$$

З урахуванням перетворень рівняння (12) прийме вигляд:

$$\frac{dI_{s1}}{dt} L_s' + K_r \frac{d\Psi_{rm}}{dt} - I_{s2}L_s' \omega_{\Psi} + R_s I_{s1} + U_{s1} = 0. \quad (19)$$

Перетворення рівняння (13).

$$\begin{aligned} \frac{dI_{s2}}{dt} L_s' + \frac{d\Psi_{r2}}{dt} K_r &= \\ = \omega_{\Psi} (I_{s1}L_s' + K_r \Psi_{rm}) - R_s I_{s2} + U_{s2}. \end{aligned}$$

Оскільки $\Psi_{r2} = 0$, то рівняння (13) набуде вигляду:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{s2}}{dt} L_s' &= I_{s1}L_s' \omega_{\Psi} + \\ + K_r \Psi_{rm} \omega_{\Psi} - R_s I_{s2} + U_{s2}. \end{aligned} \quad (20)$$

Перетворення рівняння (14).

$$\frac{d\Psi_{rm}}{dt} = -R_r I_{r1}.$$

Виконаємо операцію знаходження струму I_{r1} , в залежності від струму I_{s1} .

Для цього скористаємося рівнянням зв'язку :

$$I_{r1} = \frac{1}{L_r} \Psi_{r1} - I_{s1} \frac{L_m}{L_r}.$$

В результаті рівняння (14) набуде вигляду:

$$\frac{d\Psi_{rm}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rm} - I_{s1} K_r \frac{L_m}{L_r} = 0; \quad (21)$$

За умови завдання модуля потокозчеплення $\Psi_{rm} = const$ із рівняння (21) знайдемо струм I_{s1} :

$$I_{s1} = \frac{\Psi_{rm}}{L_m}. \quad (22)$$

Перетворення рівняння (15).

$$(\omega_{\Psi} - p\omega) \Psi_{rm} + R_r I_{r2} = 0.$$

Відповідно до рівняння зв'язку

$$I_{r2} = \frac{1}{L_r} \Psi_{r2} - I_{s2} \frac{L_m}{L_r}.$$

Враховуючи, що $\Psi_{r2} = 0$, рівняння (15) набуде вигляду:

$$\beta \Psi_{rm} - K_r R_r I_{s2} = 0, \quad (23)$$

де $\beta = \omega_{\Psi} - p\omega$.

В результаті струм I_{s2} можна визначити як:

$$I_{s2} = \frac{\beta \Psi_{rm}}{K_r R_r}. \quad (24)$$

Рівняння для електромагнітного моменту знаходиться за умови, що швидкість обертання координат співпадає із швидкістю вектору потоку ротора, тобто

$$\omega_k = \omega_{\Psi}.$$

Відповідно до рівняння (11) знаходження електромагнітного моменту ТАД визначається як:

$$M = \frac{3}{2} p \frac{K_r}{\sigma L_s} (\Psi_{r1} \Psi_{s2} - \Psi_{s1} \Psi_{r2}).$$

Враховуючи, що $\Psi_{r2} = 0$, і з урахуванням рівняння зв'язку

$$\Psi_{s2} = I_{s2}L_s' + K_r \Psi_{r2},$$

отримаємо:

$$M_d = \frac{mpK_r}{2} \Psi_{rm} I_{s2}. \quad (25)$$

В результаті перетворень отримали систему рівнянь, що дозволяє формування електромагнітного моменту ТАД, який є визначальним в системі керування для приведення дизель-поїзда до його руху.

Це сукупність рівнянь (19) – (25), яка в кінцевому разі визначає електромагнітний момент через модуль потокозчеплення і величину сковзання β , що залежать від кутової частоти напруги живлення обмотки статора і кутової швидкості ротора (за певних умов швидкості руху дизель-поїзда).

Крім цього струми I_{s1} і I_{s2} є визначальними для взаємного зв'язку з фазними напругами U_{s1} і U_{s2} . Таким чином отримали математичну модель електроприводу, яка дозволяє виділити управління – це значення амплітуди і частоти напруги живлення ТАД. Частота напруги живлення визначається на основі рівняння (23).

Функції впливу (управління) U_{s1} і U_{s2} знаходяться з рівнянь (19) і (20). За умови стабілізації току I_{s2} функції впливу будуть знаходитись відповідно до рівнянь:

$$U_{s1} = -I_{s2}L_s' \omega_{\Psi} + R_s I_{s1}; \quad (26)$$

$$U_{s2} = -\omega_{\Psi} (I_{s1}L_s' + K_r \Psi_{rm}) + R_s I_{s2}. \quad (27)$$

За умови стабілізації потокозчеплення Ψ_{rm} ($\Psi_{rm} = const$) функції впливу визначаються як:

$$U_{s1} = -I_{s2}L_s' \omega_{\Psi} + R_s \frac{\Psi_{rm}}{L_m}; \quad (28)$$

$$U_{s2} = -\omega_{\Psi} \Psi_{rm} \left(\frac{L_s'}{L_m} + K_r \right) + R_s \frac{\beta \Psi_{rm}}{K_r R_r}. \quad (29)$$

Швидкість вектору потоку ротора ω_{Ψ} визначається як $\omega_{\Psi} = \omega_s$.

Таке допущення цілком можливе, постільки при знаходженні оптимального закону керування, а це функції впливу U_{s1} і U_{s2} , формуємо їх відповідно

до заданого критерія якості (функціоналу) з подальшим уточненням за допомогою моделювання.

Рівняння (28) і (29) при заданому значенні поточкозчеплення Ψ_{rm} і рівняння (26), що визначає темп розгону (величина β) дизель – поїзда за умови його завантаження та рівняння, які описують математичну модель його руху (наприклад, наведені в [3, 4]) можуть бути використані при розробці оптимальної системи керування згідно заданого критерія якості.

Для практичної реалізації даного алгоритму необхідно забезпечити стабілізацію поточкозчеплення. Це можливо здійснити шляхом введення в канал



Рис. 1. Управління з негативним зворотним зв'язком

Призначення регулятора системи полягає в корекції динамічних властивостей об'єкта управління за допомогою керуючого сигналу $u(t)$ таким чином, щоб реальний вихідний сигнал $y(t)$ якнайменше відрізнявся від бажаного вихідного сигналу $g(t)$. Регулятор виробляє управління, використовуючи помилку регулювання $e(t) = g(t) - y(t)$.

Для оцінки динамічних властивостей системи використовувалась її реакція на одиничний вхідний вплив згідно заданим показникам якості: величина статичної помилки $\varepsilon(t)$, час перехідного процесу (t_p), величина перерегулювання $\Delta\%$ й коливальність (N).

В якості регулятора використано традиційну схему ПІД – регулятора (ПІД – пропорційно-інтегрально-диференціальний), що широко застосовується в системах автоматичного керування. Основне рівняння ПІД-регулятора має вигляд:

$$u(t) = K(k_p e(t) + k_i \int_{\tau=0}^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de(t)}{dt}), \quad (30)$$

де K , k_p , k_i , k_d – константи, обираєні в процесі проектування (в нашому разі в процесі досліджень за допомогою моделювання).

Пропорційна складова виробляє вихідний сигнал, що протидіє відхиленню регульованої величини від заданого значення, яке спостерігається в поточний момент часу. Вона тим більша, чим більше це відхилення.

Однак, при використанні тільки пропорційного регулятора значення регульованої величини ніколи не стабілізується. Існує так звана статична помилка, що дорівнює такому відхиленню регульованої величини, що забезпечує вихідний сигнал, який стабілізує вихідну величину саме на цьому значенні. Чим більший коефіцієнт пропорційності між вхідним і вихідним сигналом ($K \cdot k_p$ – коефіцієнт підсилення), тим

формування поточкозчеплення відповідного регулятора, який забезпечує якість перехідних процесів.

В результаті схему управління стабілізації поточкозчеплення, а відповідно і струмів I_{s1} та I_{s2} , згідно алгоритму векторного керування для підтримки постійного значення тягового моменту ТАД в процесі розгону дизель-поїзда можливо представити у вигляді класичної схеми управління з одиничним негативним зворотним зв'язком, яка приведена на рис. 1.

Модель об'єкта управління представлена передавальною функцією ТАД на основі Т-образної схеми заміщення та передавальними функціями системи зворотного зв'язку (датчиків сигналів).

менша статична помилка, однак при занадто великому коефіцієнті підсилення за наявності затримок (запізнювання) у системі можуть початися автоколивання, а при подальшому збільшенні коефіцієнта система може втратити стійкість.

Інтегрувальна складова пропорційна інтегралу за часом від відхилення регульованої величини. Її використовують для усунення статичної помилки.

Інтегрувальна складова також може призводити до автоколивань при неправильному виборі її коефіцієнта (K , k_i).

Складова, що диференціює, пропорційна темпу зміни відхилення регульованої величини й призначена для протидії відхиленням від цільового значення, яке прогнозується в майбутньому. Відхилення можуть бути викликані зовнішніми збурюваннями або запізнюванням впливу регулятора на систему.

Відповідно до Т-образної схеми заміщення і за умови, що $L_{\sigma s} \ll L_m$ передавальна функція ТАД може бути представлена у вигляді:

$$W(p) = \frac{1}{(a_1 p T_1 + 1)(p T_2 + 1)}, \quad (31)$$

де $a_1 = \frac{L_s}{L_m}$, $T_1 = \frac{L_m}{r_1}$, $T_2 = \frac{L_{\sigma r} S}{r_2}$, S – величина ско-
взання.

За умови реальних значень електричних параметрів схеми заміщення ТАД

$$L_{\sigma s} = 1.6 \cdot 10^{-3} \text{ (мГн); } L_{\sigma r} = 1.099 \cdot 10^{-3} \text{ (мГн);}$$

$$L_m = 92 \cdot 10^{-3} \text{ (мГн); } r_1 = 0.0831 \text{ (Ом);}$$

$$r_2 = 0.0676 \text{ (Ом)}$$

передавальною функцією об'єкта управління має вид:

$$W(p) = \frac{1}{(1.1p + 1)(0.016p + 1)}. \quad (32)$$

Структурна схема моделі в середовищі MATLAB для визначення параметрів ПІД-регулятора (коефіцієнтів підсилення) наведена на рис. 2.

В ній можливо виділити чотири складові:

- блок формування сигналу завдання,
- безпосередньо ПІД-регулятор,
- об’єкт керування,
- блок формування сигналу зворотного зв’язку.

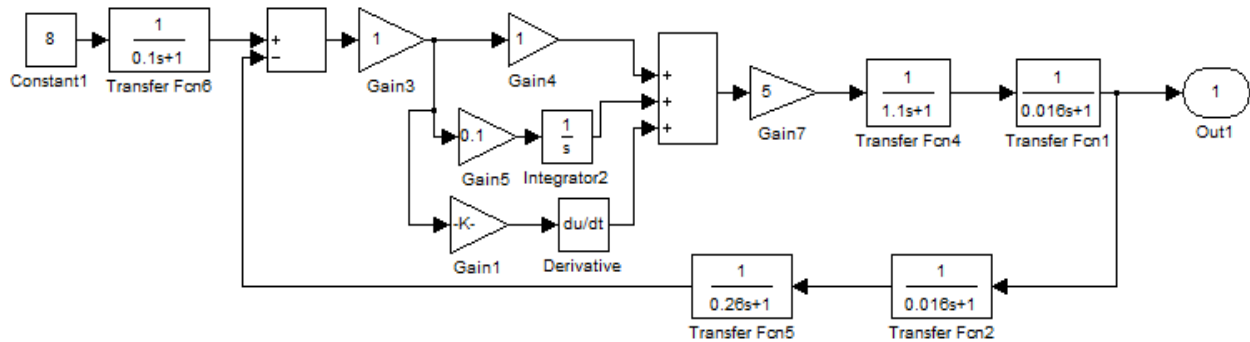


Рис. 2. Структурна схема моделі

На рис. 3–6 наведені графіки перехідних процесів в процесі дослідження моделі з метою визначення параметрів (коефіцієнтів підсилення) K , k_p , k_i , k_d ПІД-регулятора, які забезпечують необхідні значення показників якості.

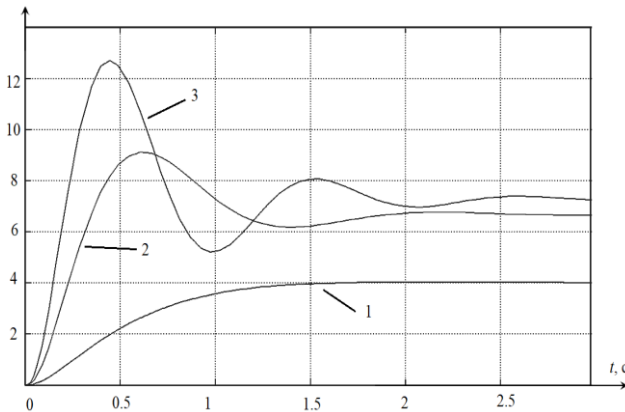


Рис. 3. Графіки перехідних процесів (пропорційна складова) при коефіцієнтах підсилення K : $K = 1$ (1); $K = 5$ (2); $K = 10$ (3)

В даному разі (при використанні тільки пропорційної складової) статичні помилки $\varepsilon(t)$ в кінцевому терміні часу процесу регулювання t_p відповідно становлять величину: 25%, 16.25%, 8.4%.

Крім того, що при загальному коефіцієнті підсилення $K=10$ і $k_p=1$ статична помилка становить величину $\varepsilon(t)=8.4\%$, а також присутні автоколивання. Це вказує на необхідність використання і інших складових ПІД-регулятора.

На рис. 4 наведені графіки перехідних процесів при різних значеннях коефіцієнтів інтегральної складової k_i регулятора за умови постійних значень пропорційної і диференційної складових:

$$K=5; k_p=1; k_d=0.05.$$

При цьому статичні помилки $\varepsilon(t)$ за час регулювання t_p відповідно становлять величину: 8.75%, 3.75%, 0.05%.

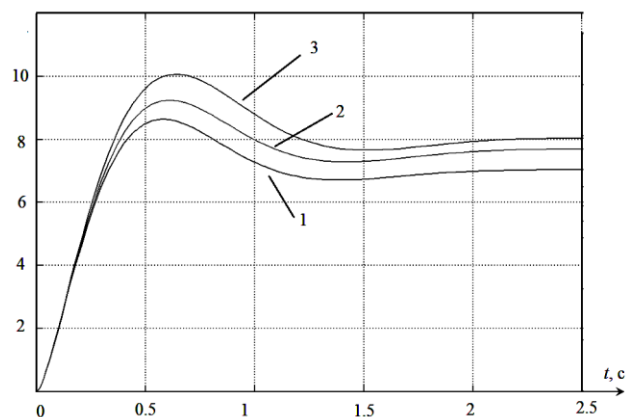


Рис. 4. Графіки перехідних процесів $k_i=0.1$ (1); $k_i=0.4$ (2); $k_i=0.8$ (3)

Час регулювання, що визначає швидкодію системи, становить $t_p = 2$ с. При даних значеннях коефіцієнтів ПІД-регулятора величина пере регулювання Δ відповідно становить: 7.80%, 15.25%, 25,0%. На підставі значень статичних помилок і величин пере регулювання при відповідних значеннях коефіцієнтів найбільш оптимальними є значення коефіцієнтів: $K=5$; $k_d=0.05$; $k_p = 1$; $k_i = 0.4$.

Однак величина перерегулювання Δ не задовольняє вимогам щодо якості перехідного процесу. Та і значення статичні помилки $\varepsilon(t)$ не близьке до нульового.

Покращення цих показників можливо за рахунок каналу диференційної складової – значення коефіцієнта k_d .

На рис. 5 наведені графіки перехідних процесів при різних значеннях коефіцієнтів диференційної складової k_d ($k_d=0.05$; 0.1; 0.15) регулятора за умови постійних значень пропорційної і інтегральної складових ($K=5$; $k_p=1$; $k_i=0.4$).

При цьому статичні помилки $\varepsilon(t)$ за час регулювання t_p відповідно становлять величину: 3.75%, 3.70%, 3.65%.

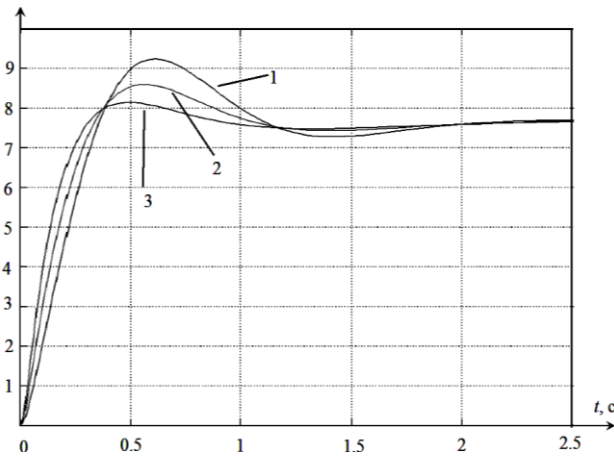


Рис. 5. Графіки перехідних процесів
 $k_d=0.15$ (1); $k_d=0.1$ (2) $k_d=0.05$ (3)

Час регулювання t_p , що визначає швидкодію системи, становить відповідно (2; 1.8; 1.6) с. При даних значеннях коефіцієнтів ПІД-регулятора величина перерегулювання Δ відповідно становить: 15.5%; 7.5%; 1.8%. Звідси слідує, що значення коефіцієнта диференційної складової рівному $k_d=0.15$, покращує показники якості – як значення статичної помилки, так і величину перерегулювання.

На рис. 6 наведені графіки перехідних процесів при різних значеннях коефіцієнтів диференційної складової k_d ($k_d=0.05$; 0.1; 0.15) регулятора за умови постійних значень пропорційної і інтегральної складових ($k_p=1$; $k_i=0.4$) та загального коефіцієнта підсилення ПІД-регулятора K (при ($K=5$; $K=6$)).

Графіки перехідних процесів демонструють вплив на якість показників системи регулювання за рахунок загального коефіцієнта підсилення K для всіх каналів ПІД-регулятора. Такий підхід побудови системи керування спрощує процес її налагодження в процесі проектування.

Перехідні процеси, що наведені на графіках рис.6, відповідають значенням коефіцієнтів: $K=5$ ($k_d=0.05$; 0.1); $K=6$ ($k_d=0.15$). При цьому статичні помилки $\varepsilon(t)$ за час регулювання t_p відповідно становлять величину: 3.75%, 3.70%, 3.70%.

Таблиця 1 – Узагальнені результати досліджень

| Номер експерименту | K | k_p | k_i | k_d | $\varepsilon, \%$ | $\Delta, \%$ | $t_p, \text{с}$ | Рисунок |
|--------------------|-----|-------|-------|-------|-------------------|--------------|-----------------|---------|
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 25.0 | - | 2.0 | 3 |
| | 5 | 0.9 | 0 | 0 | 16.25 | - | 2.0 | |
| | 10 | 0.8 | 0 | 0 | 8.4 | 2.0 | 2.0 | |
| 2 | 5 | 1 | 0.1 | 0.05 | 8.75 | 7.8 | 2.0 | 4 |
| | 5 | 1 | 0.4 | 0.05 | 3.75 | 15.25 | 2.0 | |
| | 5 | 1 | 0.8 | 0.05 | 0.05 | 25.0 | 2.0 | |
| 3 | 5 | 1 | 0.4 | 0.05 | 3.75 | 15.50 | 2.0 | 5 |
| | 5 | 1 | 0.4 | 0.1 | 3.70 | 7.50 | 1.8 | |
| | 5 | 1 | 0.4 | 0.15 | 3.65 | 1.80 | 1.6 | |
| 4 | 5 | 1 | 0.4 | 0.05 | 3.75 | 15.50 | 2.0 | 6 |
| | 5 | 1 | 0.4 | 0.1 | 3.70 | 7.50 | 1.8 | |
| | 6 | 1 | 0.4 | 0.15 | 3.70 | 8.25 | 1.2 | |

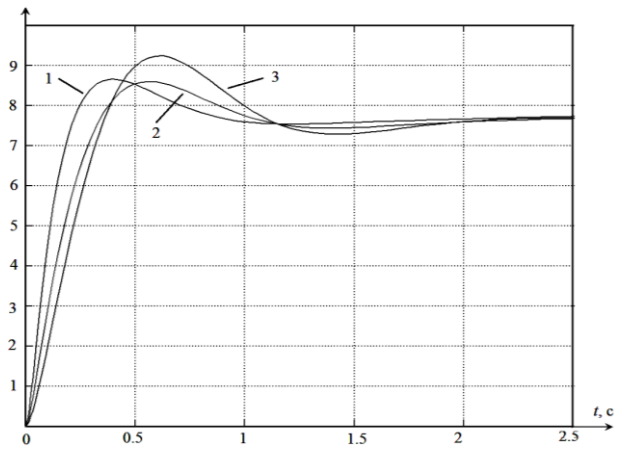


Рис. 6. Графіки перехідних процесів ($K=6$)
 $k_d=0.15$ (1); ($K=5$) $k_d=0.1$ (2); $k_d=0.05$ (3)

Час регулювання t_p , що визначає швидкодію системи, становить відповідно (2; 1.8; 1.2) с.

При даних значеннях коефіцієнтів ПІД-регулятора величина перерегулювання Δ відповідно становить: 15.5%; 7.5%; 8.25%.

Звідси слідує, що збільшення загального коефіцієнта підсилення K при значенні коефіцієнта диференційної складової рівному $k_d=0.15$, покращує показники якості – збільшення швидкодії системи керування при забезпеченні задовільних показників якості.

Згідно з результатами досліджень для забезпечення необхідної якості протікання перехідних процесів коефіцієнти підсилення каналів ПІД-регулятора мають наступні значення: $K=6$; $k_p=1$; $k_i=0.4$; $k_d=0.15$. При цьому статична помилка $\varepsilon=3.7\%$, величина перерегулювання $\Delta=8.25\%$, час регулювання $t_p=1.2$ с.

Крім того результати досліджень дають можливість установлення можливих діапазонів зміни коефіцієнтів підсилення: $4 \leq K \leq 6$; $0.8 \leq k_p \leq 1.2$; $0.3 \leq k_i \leq 0.4$; $0.1 \leq k_d \leq 0.15$.

В табл. 1 наведені узагальнені результати досліджень.

Висновки

1. На основі аналітичного огляду існуючих алгоритмів та систем автоматичного керування електроприводу з тяговим електродвигуном дизель-поїзда запропонована структурна схема регулятора контуру САР електропередачі для стабілізації поточкозчеплення та математична модель для дослідження системи управління з метою визначення параметрів регулятора за умови забезпечення певних критеріїв якості.

2. З метою можливості реалізації алгоритму векторного керування в САР електроприводу дизель-поїзда для цілей оптимізації проведена адаптація алгоритму в плані розроблення математичної моделі системи управління у вигляді передавальної функції на основі Т- схеми заміщення тягового електродвигуна.

3. Для стабілізації поточкозчеплення в структурі САР електропривода запропоновано використання ПІД – регулятора та визначені за допомогою моделювання параметри (коефіцієнтів підсилення) його каналів із забезпеченням вимог до якості перехідних процесів. Крім того, в процесі досліджень установлені можливі діапазони зміни коефіцієнтів підсилення, що важливо при технічній реалізації системи управління в цілому.

4. Отримані моделі алгоритмів управління (регулятора поточкозчеплення для формування напруги живлення інвертора ТАД можуть бути використані при побудові системи управління за допомогою засобів мікропроцесорної техніки, що дозволить створення цифрової системи управління електропередачі дизель-поїзда згідно сучасних світових тенденцій.

5. Запропоновані математичні моделі, які реалізовані у вигляді машинної моделі і проведені за її допомогою дослідження, розроблені алгоритми САР показали перспективність такого підходу при проектуванні сучасних систем управління електроприводами локомотивів та дизель-поїздів з тяговими двигунами змінного струму.

6. На підставі досліджень, які проведені шляхом моделювання показано, що структури регуляторів із значеннями параметрів, що пропонуються, задовольняють вимогам щодо працездатності в робочому проміжку швидкостей та можливих навантажень.

7. Запропоновані алгоритми у виді математичних моделей можуть бути покладені в основу розроблення системи керування в цілому рухом дизель-поїзда, де одним з основних принципів керування – підтримка заданої величини тягового моменту.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung. Die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschine / F. Blaschke // Siemens Zeitschrift. – 1971. – № 45. – Н. 10.
2. Bose Bimal K. Modern Power Electronics and AC drives / Bimal K. Bose. – Prentice Hall PTR: Prentice-Hall Inc. – 2002. – 712 p.
3. М.І. Заполовський, М.В. Мезенцев. Оптимізаційна модель для синтезу системи керування електроприводу змінного струму на основі використання алгоритму векторного управління // Системи управління, навігації та зв'язку. – №4. Полтава. – 2022.
4. М.І. Заполовський, М.В. Мезенцев, О.І. Баленко, М.В. Оліфір Оптимізаційна модель тягового асинхронного електроприводу дизель-поїзда та її дослідження // Системи управління, навігації та зв'язку. – №3. Полтава. – 2023. С. 45-53.
5. O.K. Ablesimov, E.E. Alexandrov, and I.E. Alexandrova, Automatic control of moving objects and technological processes. Kharkov: NTU "KhPI", – 2008. – 443 p. (in Ukrainian).
6. Volkov A.V. Asynchronous motor drive based on self-excited current inverter with switched-off thyristors and provided with redicting relay and vector regulation of stator current / A.V. Volkov, I.A. Kosenko // Published in Elektrotehnika. – 2008. – No 10. – P. 6-17.
7. Bose, Bimal K. (2006). Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends. Amsterdam: Academic. p. 22.
8. Rafiq, Md Abdur (2006). "Fast Speed Response Field-Oriented Control of Induction Motor Drive with Adaptive Neural Integrator". Istanbul University Journal of Electrical & Electronics Engineering. 6 (2): P. 229.
9. Dong, Gan (Dec 2007). "Sensorless and Efficiency Optimized Induction Machine Control with Associated Converter PWM Modulation Schemes". Tennessee Technological University. P. 10.

Received (Надійшла) 18.05.2024

Accepted for publication (Прийнята до друку) 17.07.2024

Adaptation of the vector control algorithm for the development of an AC drive control system

M. Zapolovskyi, M. Mezentsev, M. Olifir

Abstract. The issues of developing models for the synthesis of AC traction electric drive control systems of a diesel train and their research using the MATLAB package are considered. On the basis of an analytical review of existing algorithms, in particular, control systems using vector control algorithms, a structural diagram of the controller of the Automated Control System (ACS) circuit of the electric drive is proposed. To stabilize the flow coupling in the ACS structure, the use of a PID controller is proposed, and the gain coefficients are determined by modeling to ensure the requirements for the quality of transient processes, and the possible ranges of gain coefficient changes are established. The obtained analytical relations and mathematical models can be used for the development of the ACS of the electric drive of a diesel train and the calculation of its parameters for a given quality criterion.

Keywords: control system, alternating current traction electric drive, diesel train, vector control algorithms, PID controller, mathematical model, transition process, quality criteria.