

При зберіганні особливо важливої інформації резервне копіювання всіх даних і серверів доцільно здійснювати на постійній основі. Завдяки цьому дані сховища і будь-який сервер центру обробки інформації можуть бути відновлені за допустимий регламентом проміжок часу.

1. Пасічник В. В., Шаховська Н. Б. *Сховища даних: навчальний посібник* / В. В. Пасічник, Н. Б. Шаховська. – Львів: “Магнолія 2006”, 2008. – 492 с. 2. *ISO/IEC 27001:2005, Information technology – Security technique – Information security management systems – Requirements*. 3. Піскозуб А. З. До питання підвищення рівня захищеності комп’ютерних мереж та систем // Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка” “Автоматика, вимірювання та керування”. – 2012. – №741. – С. 180–183. 4. Alien Vault. *Open Source SIEMS (OSSIM)* // <http://www.alienvault.com/>. 5. *Security and the Data Warehouse An Oracle White Paper. April 2005* <http://www.oracle.com/technetwork/middleware/bi-foundation/twp-bi-dw-security-10gr1-0405-128087.pdf>

УДК 621.314

А. Г. Павельчак¹, В. В. Самотий^{2,3}, П. П. Ширий¹

¹ Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра комп’ютеризованих систем автоматики

² Politechnika Krakowska im. Tadeusza Kościuszki,
katedra automatyki i technik Informatycznych

³ Львівський державний університет безпеки життєдіяльності,
кафедра управління інформаційною безпекою

ПАРАМЕТРИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ МОТОРОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ПАРАЛЕЛЬНИМ ЗБУДЖЕННЯМ

© Павельчак А. Г., Самотий В. В., Ширий П. П., 2017

Здійснено параметричну оптимізацію для системи керування мотором постійного струму з паралельним збудженням з використанням генетичного алгоритму. Отримано якісні характеристики перехідного процесу системи керування.

Ключові слова: оптимізація, генетичний алгоритм, система керування.

Parametric optimization of control system of DC motor with parallel excitation have done. Optimization have conducted using Genetic Algorithm. Qualitative characteristics of the transition process of control system have obtained.

Key words: optimization, genetic algorithm, control system.

Вступ

Мотори постійного струму мають дуже широку сферу застосування. Це магістральні електровози, робочі мотори на тепловозах, приміські електровози, метрополітени, трамваї, тролейбуси, електромобілі – тобто, там, де потрібні м’які механічні характеристики та широкі межі регулювання. Для транспорту (автомобілі, трактори, літаки тощо), що мають систему живлення на постійному струмі, – всі допоміжні засоби часто приводяться в рух моторами постійного струму. Тому проблема керування швидкістю обертання їх роторів є актуальною. Мотори постійного

струму розрізняють за способом збудження: з незалежним, з послідовним, з паралельним і змішаним збудженням, а також із збудженням постійними магнітами.

У системах автоматичного керування і регулювання широко застосовують виконавчі мотори. Вони призначені для перетворення електричного сигналу на механічне переміщення, наприклад, на обертання вала. Потужність виконавчих моторів переважно становить 500...600 Вт. Вони мають відповідати таким вимогам, як швидкодія, висока надійність, точність регулювання частоти обертання.

У нашій статті ми розглядаємо параметричну оптимізацію для системи керування мотором постійного струму з паралельним збудженням із використанням класичного бінарного генетичного алгоритму.



Рис. 1. Структурна схема системи керування мотором постійного струму

У досліджуваній системі (рис. 1) як елемент керування вибрано мотор постійного струму з паралельним збудженням, у якому обмотка збудження живиться паралельно з обмоткою ротора від тиристорного випрямляча змінної напруги в постійну. Для цієї цілі обрано простий мостовий випрямляч з чотирма вентилями. Мотор постійного струму під'єднаний до випрямляча через емнісний фільтр, який забезпечує фільтрацію пульсацій вихідної напруги u випрямляча.

Для забезпечення керування швидкістю мотора використовується алгоритмічно реалізований ПІД-регулятор у керуючому мікроконтролері. Робота керуючого мікроконтролера реалізована так. Він отримує значення швидкості обертання ротора мотора постійного струму ω з інкрементного енодера, який приєднаний до вала мотора, та порівнює із вхідним значенням $\omega_{вх}$. У результаті цього формується похибка e , яка і надходить на ПІД-регулятор. Використовуючи цю похибку, ПІД-регулятор видає необхідний кут запізнення відкривання тиристорних вентилів ϕ , який безпосередньо впливає на вихідний рівень напруги випрямляча. Завдяки цьому ми можемо керувати швидкістю обертання вала мотора постійного струму.

Розроблена математична модель системи “керований мостовий випрямляч – мотор постійного струму з паралельним збудженням” дозволяє нам дослідити вплив параметрів на роботу системи та виконати параметричну оптимізацію вихідних механічних характеристик системи за допомогою генетичного алгоритму.

Аналіз питання

У загальній теорії автоматичного керування тип регулятора вибирають залежно від моделі об'єкта керування. Для нашого випадку ми вибрали PID-регулятор. Найскладнішою частиною реалізації PID-регулятора є вибір коефіцієнтів K_p, T_i, T_d .

Вперше методику розрахунку параметрів PID-регуляторів запропонували Зіглер та Нікольс (Ziegler, Nichols) ще в 1942 році [9]. Вони запропонували два методи для налаштувань PID-регуляторів. Перший побудований на параметрах відгуку об'єкта керування на одиничний стрибок, другий – на частотних характеристиках об'єкта. Дещо інший підхід запропоновано в методі CHR [14]. Він використовує критерій максимальної швидкості наростання за відсутності перерегулювання або за перерегулювання, не більшого за 20 відсотків. Порівняно з методом Зіглера–Нікольса він має більший запас стійкості. Хоч ці методи і є достатньо простими, однак вони не забезпечують достатньої точності налаштування регулятора.

Для підвищення точності здійснюють синтез регулятора, тобто обчислюють параметри регулятора за моделлю системи. Для цього використовують апроксимацію динаміки об'єкта

моделлю першого чи другого порядку із затримкою. Своєю чергою, це робить неможливим аналітичне розв'язання системи рівнянь, що необхідно при розв'язуванні моделей вищого порядку, вже не кажучи про враховування нелінійностей об'єкта керування.

Також часто використовують і ручний підбір параметрів PID-регулятора. Це свого роду метод спроб та помилок. Для покращення пошуку параметрів застосовують певні правила, що ґрунтуються на досвіді, теоретичному аналізі та числових експериментах.

Для врахування усіх особливостей, зокрема і нелінійностей, об'єкта керування використовують числові методи оптимізації [15]. Вони дають можливість оптимально налаштувати параметри регулятора для моделей довільної складності. Методи оптимізації при знаходженні параметрів PID-регулятора мінімізують один із критеріїв якості чи навіть комплексний критерій, що складається з декількох показників із різними ваговими коефіцієнтами. Також накладають певні обмеження для отримання потрібної форми вихідної характеристики. Методи з використанням оптимізації дозволяють отримати точні значення параметрів PID-регулятора та не потребують спрощення моделі керування. За цими методами процес пошуку мінімуму може тривати довго.

Оптимізаційні алгоритми, що використовуються для визначення оптимальних параметрів систем керування, переважно поділяють на два класи: детерміністичні та ймовірнісні [1]. На кожному кроці виконання детерміністичного алгоритму існує лише один варіант для продовження його роботи. Якщо він відсутній, то алгоритм завершує свою роботу. Для однакових вхідних даних детерміністичний алгоритм завжди запропонує ті самі результати. Однак іноді виникають ситуації, коли детерміністичні алгоритми знаходять лише локальний оптимум. Якщо зв'язок між отриманим рішенням та його придатністю не є очевидним, динамічно змінюється, надто складний чи діапазон пошуку є дуже великий, використання більшості детерміністичних підходів є неефективним. От тоді і приступають до роботи ймовірнісні алгоритми оптимізації. Як правило, точні алгоритми можуть бути набагато ефективнішими, ніж ймовірнісні в багатьох областях. До того ж, ймовірнісні алгоритми мають додатковий недолік: вони можуть призвести до різних результатів при кожному запуску для одних і тих самих вхідних даних.

Серед детерміністичних алгоритмів [2, 3] можемо виділити такі загальні групи методів: пошук у просторі станів, метод гілок і меж, метод Гоморі тощо. Серед ймовірнісних алгоритмів [4] виділимо такі: алгоритм пошуку зі сходженням до вершини, алгоритм імітації відпалу, Табу пошук, екстремальна оптимізація, метод Нелдера–Міда. Окремою групою серед ймовірнісних зазначимо еволюційні алгоритми [5–8]: генетичні алгоритми, еволюційні стратегії, генетичне програмування, еволюційне програмування, диференціальна еволюція, алгоритм оцінки розподілу.

При оптимізації параметрів PID-регулятора існують локальні оптимуми, і тому застосування детерміністичних методів тут є недоцільним. Наприклад, метод градієнтного спуску дає можливість знайти глобальний оптимум лише для опуклої функції. Проаналізувавши існуючі ймовірнісні методи оптимізації, вибір було зроблено на користь генетичних алгоритмів, що найбільш оптимальні для нашої задачі.

Постановка задачі

Розроблення параметричної моделі для оптимізації динамічних характеристик тиристорної системи керування мотором постійного струму з паралельним збудженням складається з таких етапів:

1. Розроблення математичної моделі системи керування. Рівняння стану моделі системи керування мають бути записані в нормальній формі Коші.
2. Реалізація ПД-регулятора для керування швидкістю обертання вала мотора постійного струму з паралельним збудженням.
3. Аналіз та реалізація бінарного генетичного алгоритму.
4. Пошук оптимальних параметрів системи керування. У ролі якісного критерію для оптимізації системи керування виберемо реакцію системи на зміну вхідного сигналу, тобто будемо оптимізувати якість перехідного процесу в системі керування.

Математична модель системи керування

Математичні моделі для мостового випрямляча та мотора постійного струму з паралельним збудженням відомі і були нами розглянуті в [10–12]. Тому наведемо результати аналізу математичної моделі системи керування та остаточні рівняння для всієї системи. Варто зазначити, що для цієї моделі випрямляча параметри вторинних обмоток приведені за кількістю витків до первинних, а робота напівпровідникових вентилів при цьому реалізується за схемою ідеального ключа.

Ця система керування мотором постійного струму з паралельним збудженням (рис. 2) є замкнутою системою, в якій зворотний зв'язок ми реалізуємо з використанням обертового інкрементного енкодера, сигнали якого подаються на мікроконтролер та опрацьовуються ним. На основі наявної інформації про швидкість мотора мікроконтролер, використовуючи алгоритмічно реалізований у ньому ПД-регулятор, здійснює керування нашими тиристорними вентилями.

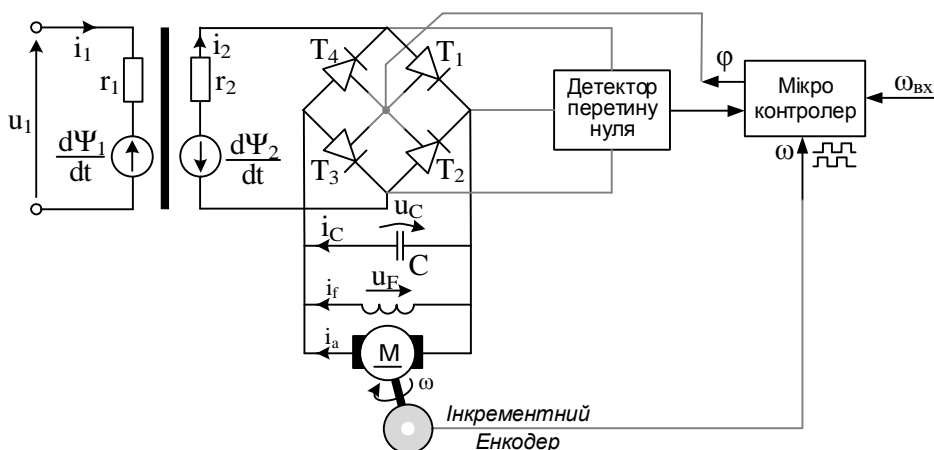


Рис. 2. Система керування мотором постійного струму з паралельним збудженням

Модель мостового випрямляча складається з однофазного трансформатора, чотирьох керованих вентилів та C -фільтра. Під час роботи мостового випрямляча можливі три комбінації відкритих та закритих вентилів: 1) T_1 та T_3 відкриті, T_2 та T_4 закриті; 2) T_1 та T_3 закриті, T_2 та T_4 відкриті; 3) усі вентилялі закриті. Коли на виході трансформатора з'являється додатна напруга, то відкриваються вентилялі T_1 та T_3 , і це призводить до заряду конденсатора. При зміні полярності напруги на виході трансформатора закриваються ці вентилялі T_1 та T_3 . Потім виникає додатна напруга на вентилялях T_2 та T_4 , і вони відкриваються. При цьому забезпечується постійна полярність напруги на конденсаторі при змінній напрузі живлення. У такий спосіб забезпечується процес перетворення змінної напруги на постійну.

Для побудови математичної моделі мостового випрямляча необхідно для кожної комбінації відкритих та закритих вентилів записати свою систему алгебро-диференціальних рівнянь, а потім об'єднати їх в одну узагальнену систему рівнянь з використанням додаткових логічних змінних.

Рівняння стану для мостового випрямляча в нормальній формі Коші мають такий вигляд

$$\frac{dX}{dt} = B \cdot \frac{dY}{dt}, \quad (1)$$

де $X = (\psi, i_2, u_C)^T$ – вектор змінних стану,

$$B = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 1/C \end{bmatrix}, \quad \frac{dY}{dt} = \begin{bmatrix} u_1 - r_1 \cdot i_1 \\ -k_1 \cdot u_C - r_2 \cdot i_2 \\ k_1 \cdot i_2 - i_a - i_f \end{bmatrix},$$

$$i_1 = \varphi(\psi) - i_2, \quad g_1 = \frac{\alpha_1}{D}, \quad g_2 = \frac{k_2 \cdot \alpha_2}{D}, \quad D = \alpha'' + \alpha_1 + k_2 \cdot \alpha_2,$$

$$a_{11} = \alpha_1 \cdot (1 - g_1), \quad a_{12} = -\alpha_1 \cdot g_2, \quad a_{21} = -k_2 \cdot \alpha_2 \cdot g_1, \quad a_{22} = k_2 \cdot \alpha_2 \cdot (1 - g_2).$$

Позначення величин: ψ – робоче потокозчеплення; u_1 – вхідна напруга; i_1, i_2 – робочі струми обмоток первинної та вторинної сторін трансформатора; r_1, r_2 – опори обмоток трансформатора; α_1, α_2 – обернені індуктивності розсіяння обмоток трансформатора; $\varphi(\psi)$ – магнітна напруга в осерді трансформатора, яка визначається за його кривою намагнічування; i_a, i_f – струми в колі ротора і колі збудження; C – фільтруючий конденсатор.

Ми ввели додаткові логічні змінні k_1, k_2 , що набувають значення 0 або 1. При цьому, $k_1 = \text{sign}(i_2)$, k_2 – моделює режим, коли усі вентиля закриті, тобто: $k_2 = 0$, коли усі вентиля закриті, а $k_2 = 1$, коли відкрита одна з пар вентилів.

Тиристри відкриваються за появи додатної напруги (2, 3) на їхніх парах: u_{13} – на парах T_1 та T_3 , u_{24} – на парах T_2 та T_4 , і сигналу дозволу з керуючого мікроконтролера. Якщо виконується хоча б одна з умов (2) чи (3), тоді $k_2 = 1$.

$$\text{для } T_1 \text{ та } T_3: \quad u_{13} = -\frac{d\psi}{dt} - u_C > U_{ON}. \quad (2)$$

$$\text{для } T_2 \text{ та } T_4: \quad u_{24} = \frac{d\psi}{dt} - u_C > U_{ON}. \quad (3)$$

Для нашої моделі реальна мінімальна анодна напруга відкривання тиристорів є відносно малою і якісно не впливає на вихідні результати, тому ми прийняли, що вона дорівнює $U_{ON} = 0$.

За відсутності керування вихідної напруги тиристорного випрямляча керуючим мікроконтролером, з боку контролера має завжди бути присутній сигнал дозволу на тиристри, тобто, робота вентилів визначатиметься лише умовами (2, 3). У математичній моделі керування тиристорами моделюється логічними змінними k_1 та k_2 . Для регулювання вихідної напруги мостового випрямляча керуючий мікроконтролер повинен видавати керуючі сигнали на тиристри. Точки перетину нуля синусоїдального сигналу для тиристорів визначає відповідний модуль детекції перетину нуля. Після цього керуючий мікроконтролер, використовуючи вбудовані таймери/лічильники, обчислює потрібні затримки для відкривання тиристорів і через обчислений інтервал часу подає керуючий сигнал для відкриття тиристорів. При виявленні чергової точки перетину нуля керуючий сигнал деактивується.

Закриття тиристорів виконується за відсутності керуючого сигналу мікроконтролера та при струмові, меншому за струм утримання тиристора.

$$\text{для } T_1 \text{ та } T_3: \quad i_2 = 0, \quad \frac{di_2}{dt} < 0. \quad (4)$$

$$\text{для } T_2 \text{ та } T_4: \quad i_2 = 0, \quad \frac{di_2}{dt} > 0. \quad (5)$$

Якщо виконується одна з умов (4) чи (5), то $k_2 = 0$. При практичному моделюванні встановлення $k_2 = 0$ виконується при $i_2 \leq 0$ для виразу (4) та при $i_2 \geq 0$ для виразу (5), а струм при цьому примусово встановлюється в нуль $i_2 = 0$.

Математична модель системи керування, окрім трьох рівнянь стану мостового випрямляча, містить ще два диференціальні рівняння для мотора постійного струму з паралельним збудженням та одне рівняння руху.

Диференціальні рівняння струмів обмоток мотора постійного струму з паралельним збудженням мають такий вигляд

$$\frac{di_A}{dt} = (S_A + T_A) \cdot u_C + E_A, \quad \frac{di_F}{dt} = (T_F + S_F) \cdot u_C + E_F, \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \text{де } S_A &= 1/(L_A + L_{AF}L_{FA}/L_{FF}), \quad T_A = -S_A L_{AF}/L_{FF}, \quad T_F = -S_A L_{FA}/L_{FF}, \\ E_F &= -(L_{FA} \cdot E_A + r_F \cdot i_F)/L_{FF}, \quad S_F = (1 - L_{FA} \cdot T_A)/L_{FF}, \\ E_A &= S_A(L_{AF} \cdot r_F \cdot i_F/L_{FF} - c \cdot \omega \cdot \Phi - \Delta u - r_A \cdot i_A). \end{aligned}$$

Позначення величин: r_A, r_F – активні опори кола ротора і кола збудження; L_A – сумарна індуктивність послідовного кола ротора; L_{FF} – індуктивність обмотки збудження; L_{AF}, L_{FA} – взаємні індуктивності кола ротора і кола збудження; ω – кутова швидкість обертання ротора мотора постійного струму; Δu – падіння напруги в щітковому контакті; Φ – магнітний потік мотора; c – конструктивна стала ротора мотора постійного струму.

У скомпенсованих моторах для насичення магнітопровідника можна виконати наближення за кривою намагнічення $\Phi = \Phi(i_F)$, $L_{FF} = L_{FF}(i_F)$. У ненасичених моторах $\Phi = ki_F$, $L_{FF} = const$.

Запишемо рівняння руху згідно з рівнянням Даламбера

$$\frac{d\omega}{dt} = (c \cdot \Phi \cdot i_A - \text{sign}(\omega) \cdot M_O) / J, \quad (7)$$

де J – момент інерції ротора мотора; M_O – момент опору.

При моделюванні роботи мотора постійного струму важливою є умова старту обертання мотора постійного струму (6).

$$|c \cdot \Phi \cdot i_A| > M_O, \quad (8)$$

Якщо умова (8) ще не виконалася, тоді встановлюється значення $\omega = 0$.

Реалізація ПД-регулятора

Для нашої системи керування мотором постійного струму з паралельним збудженням виникає потреба підтримання заданої швидкості обертання вала мотора ω відповідно до вхідного значення ω_{input} . При цьому вхідне значення також може досить швидко змінюватися в часі. Для цього в системі задіяний ПД-регулятор, який реалізований в керуючому мікроконтролері. Для алгоритмічної реалізації ПД-регулятора використано його дискретну форму (9):

$$u(n) = K_p \cdot \left(e(n) + \frac{\Delta t}{T_i} \cdot \sum_{k=0}^n e(k) + \frac{T_d}{\Delta t} \cdot (e(n) - e(n-1)) \right), \quad (9)$$

де Δt – час дискретизації, K_p – пропорційний коефіцієнт; T_i, T_d – сталі часу інтегрування та диференціювання.

Реалізація дискретного ПД-регулятора для системи керування має такі особливості: значення суми накопичення інтегратора необхідно обмежувати; має бути правильно вибрана форма представлення керуючого сигналу; слід накладати додаткові обмеження на діапазон значень керуючого сигналу. У досліджуваній системі керуючий сигнал з виходу ПД-регулятора мікроконтролера представлений кутом затримки відкривання тиристорів. У нашій системі керування мотором постійного струму вал мотора обертається при куті затримки відкривання тиристорів від 0 до 100°. Цей факт факт був зафіксований при моделюванні тиристорного мостового випрямляча.

Алгоритмічна реалізація нашого дискретного ПД-регулятора може бути представлена таким псевдокодом:

```

error = inputOmega - currentOmega
integral = integral + error
if(integral > Imax) than integral = Imax
if(integral < Imin) than integral = Imin
derivative = (error - previous_error)
output = Kp * (error + dt / Ti * integral + Td / dt * derivative)
if(output >= 100) than angleThyristor = 0
else if(output <= 0) than angleThyristor = 100
else angleThyristor = 100 - output
previous_error = error

```

На початковому етапі змінні *previous_error* та *integral* ініціалізуються нулем. Значення помилки кожного разу зберігається для повторного використання у наступних ітераціях ПД-алгоритму.

Значення часу дискретизації *dt* вибирають так, щоб воно було меншим за 1/10 значення сталої часу перехідної характеристики об'єкта. Для нашої системи це стала часу перехідної характеристики швидкості обертання вала мотора. Значення *dt* визначає періодичність запуску підпрограми ПД-алгоритму. У ПД-алгоритмі також введено примусове обмеження для значення суми накопичення інтегратора.

Параметрична оптимізація системи керування мотором постійного струму

Значення параметрів ПД-регулятора для системи керування підбирали за допомогою класичного бінарного генетичного алгоритму [5, 6]. Кодували вибрані параметри під час оптимізації в бінарні гени квантуванням (10) діапазону значень параметрів:

$$step_i = \frac{valueMax_i - valueMin_i}{2^n - 1}, \quad gene_i = \frac{param_i - valueMin_i}{step_i}. \quad (10)$$

Обернене декодування здійснюється за формулою.

$$param_i = valueMin_i + gene_i \cdot step_i \quad (11)$$

У нашій реалізації бінарного генетичного алгоритму селекція особин у популяції виконується за допомогою лінійного ранжування:

$$Fitne\beta(Pos) = 2 - SP + 2 \cdot (SP - 1) \cdot \frac{Pos - 1}{Nind - 1}, \quad (12)$$

де *Nind* – кількість хромосом (особин) у популяції; *Pos* – позиція хромосоми в популяції (найменш пристосовані хромосоми мають *Pos=1*, найбільш пристосовані – *Pos=Nind*), *SP* – коефіцієнт тиску селекції, який може набувати значень у межах 1.0–2.0. За отриманим значенням *Fitne\beta* визначають кількість входжень хромосоми в популяцію. Додаткові копії кращих хромосом вставляємо із заміною гірших на початок популяції. При тестуванні генетичного алгоритму коефіцієнт *SP* виявився оптимальним зі значенням 1.6–1.8. При схрещенні особин ми використали бінарний оператор схрещування (кросовер) Uniform. При цьому спаровування відбувалося за ранжиром: спершу кращі з кращими, а потім поступово гірші з гіршими. Мутація вибраних особин у цій популяції виконувалася шляхом інверсії окремих випадкових бітів у бінарних стрічках особин (хромосом). При цьому значення відсотка мутації вибирали в межах 1–5 %.

Класичний бінарний генетичний алгоритм реалізували мовою С#. При генеруванні випадкових значень використовували вбудований генератор псевдовипадкових чисел з рівномірним законом розподілу (клас Random) з бібліотеки .NET Framework, який побудований на основі субтрактивного алгоритму генератора випадкових чисел Д. Кнута.

Для розробленої математичної моделі системи “керований мостовий випрямляч – мотор постійного струму з паралельним збудженням” було складено програму мовою С# та виконано симуляцію її динамічних процесів.

Напрягу живлення мостового випрямляча задано виразом (13):

$$u_1 = U_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t), \quad (13)$$

де $U_m = 311$ В, $f = 50$ Гц. Розрахунки математичної моделі системи керування проводили за такими значеннями. Параметри трансформатора: $r_1 = 2$ Ом; $r_2 = 3,6$ Ом; $\alpha_1 = 270$ Гн⁻¹; $\alpha_2 = 270$ Гн⁻¹; $C = 5$ мФ. Крива намагнічення апроксимувалася виразом (14).

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} m_1\psi & \text{if } |\psi| > \psi_1 \\ S_3(\psi) & \text{if } \psi_1 \leq |\psi| \leq \psi_2, \\ m_2\psi - m_0 & \text{if } |\psi| > \psi_2 \end{cases} \quad (14)$$

де $m_1 = 0,25$ Гн⁻¹; $m_2 = 3$ Гн⁻¹; $m_0 = 1,8$ А; $\psi_1 = 0,2$ Вб; $\psi_2 = 0,9$ Вб; $\varphi(\psi_1) = 0,05$ А; $\varphi(\psi_2) = 0,9$ А; $S_3(\psi)$ – кубічний сплайн.

Параметри мотора постійного струму: $L_A = 4,67$ Гн; $L_{FF} = 110,8$ Гн; $L_{AF} = L_{FA} = 30$ мкГн; $r_A = 33,32$ Ом; $r_F = 173$ Ом; $J = 0,2$ Н·м·с²/рад; $M_O = 4$ Н·м; $c = 60,8$ Н·м/(Вб·А); $k = 0,04$.

На рис. 3 зображено основні залежності досліджуваної системи керування без ПІД-регулятора, що були зняті в ustalених режимах. Для старту мотора постійного струму з паралельним збудженням із вказаними параметрами напруга u_C має мати значення не менше 155 В (рис. 3, а). Для регулювання швидкості мотора за вхідної напруги $U_m = 311$ В значення кута запалювання тиристорів може змінюватися в межах від 0 до 97° (рис. 3, б).

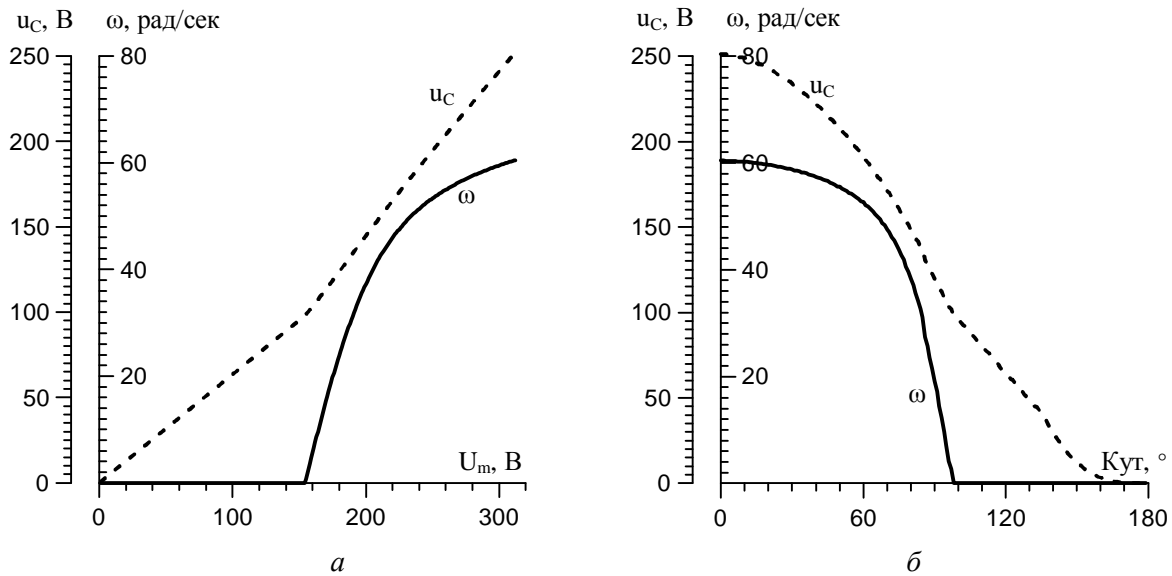


Рис. 3. Основні залежності системи керування без ПІД-регулятора

Для оптимізації динамічної характеристики системи керування ми використали описаний вище класичний бінарний генетичний алгоритм. Як критерій для значення фітнес-функції ми вибрали відхилення дискретних миттєвих точок динамічної характеристики системи керування від вхідного значення. Тобто, фітнес-значення при цьому розраховують за такою формулою:

$$Fitness = \sum_i |\omega_{ex} - \omega(t_i)|. \quad (15)$$

Оптимізація системи виконувалася для параметрів ПІД-регулятора K_p, T_i, T_d та значення обмеження суми накопичення інтегратора I_{lim} для алгоритму ПІД-регулятора. Для цих 4 параметрів було встановлено такі межі: $K_p = [0; 50]$, $T_i = [0; 1]$ сек, $T_d = [0; 1]$ сек, $I_{lim} = [0; 150]$.

Оптимізація проводилася при вхідному значенні $\omega_{ex} = 40$ рад/сек. Моделювання системи керування виконувалося методом Рунге–Кутта четвертого порядку. Інтегрування системи здійснювалося на інтервалі часу 8 секунд.

При заданих параметрах за допомогою класичного бінарного генетичного алгоритму був віднайдений оптимум для динамічної характеристики системи керування (рис. 4).

Для генетичного алгоритму були вибрані такі налаштування: чисельність популяції становила 40 хромосом, ймовірність мутації варіювалася в межах 3–5 %, коефіцієнт тиску селекції становив 1.7, для елітизму було вибрано 1 хромосому.

Отримані динамічні характеристики системи керування (рис. 4) внаслідок проведеної оптимізації містять для інших значень, відмінних від $\omega_{ex} = 40$ рад/сек, незначні перерегулювання вихідної величини або статичну похибку недорегулювання. Тому ми вирішили виконувати пошук оптимуму за різних задавальних значень $\omega_{ex} = \{10; 30; 50\}$ рад/сек та у результаті додавати до єдиного фітнес-значення.

На рис. 5 наведено динамічну характеристику для такого варіанта оптимізованих параметрів системи керування. Задавальні значення ω_{ex} змінювалися кожні 6 секунд (40, 20 та 50 рад/с). При цьому система керування показала достатньо якісну динамічну характеристику та стійкий характер.

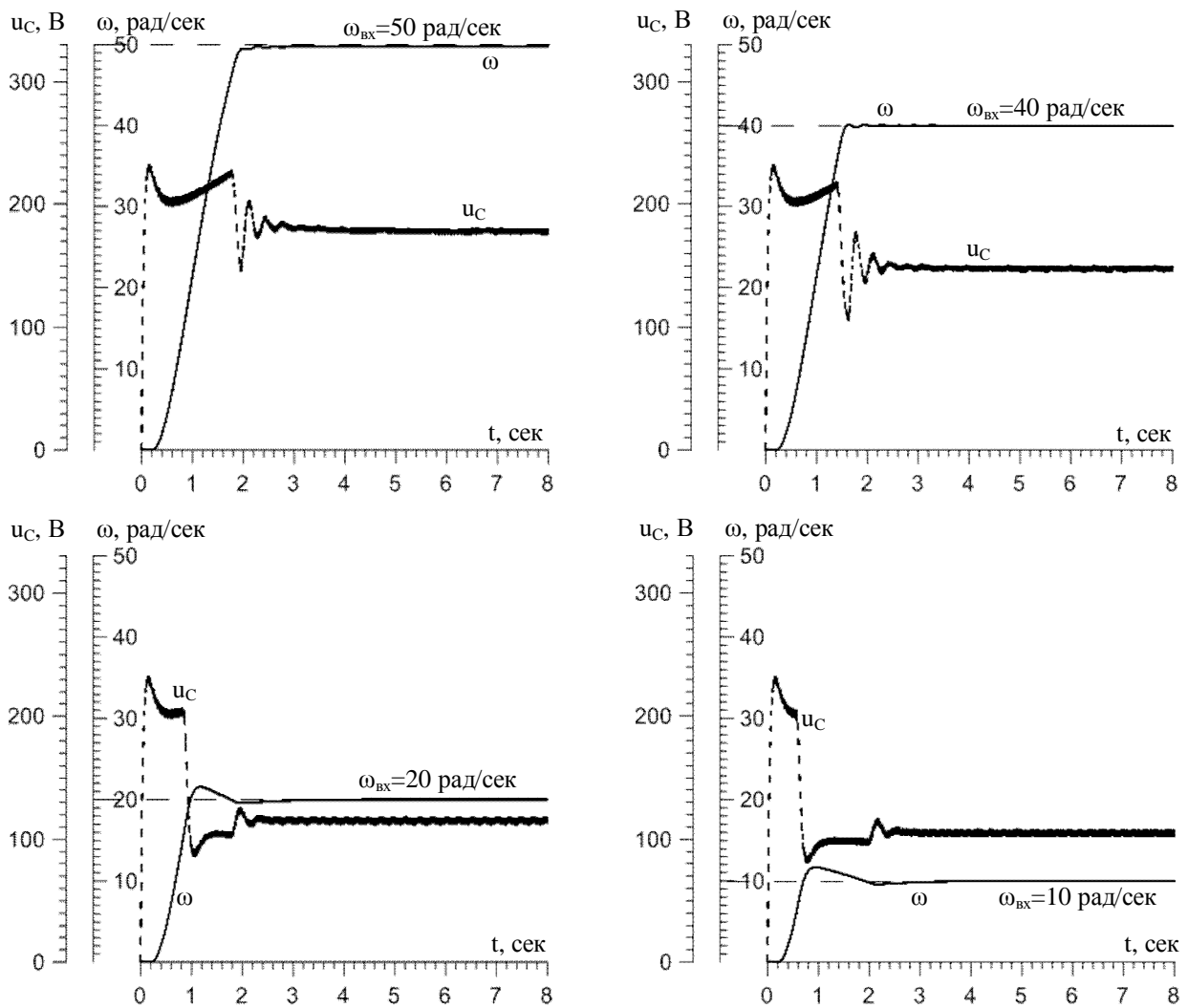


Рис. 4. Динамічні характеристики системи керування для оптимізованих параметрів:

$$K_p = 49,215; T_i = 0,9428 \text{ сек}; T_d = 0,0929 \text{ сек}; I_{lim} = 34,73$$

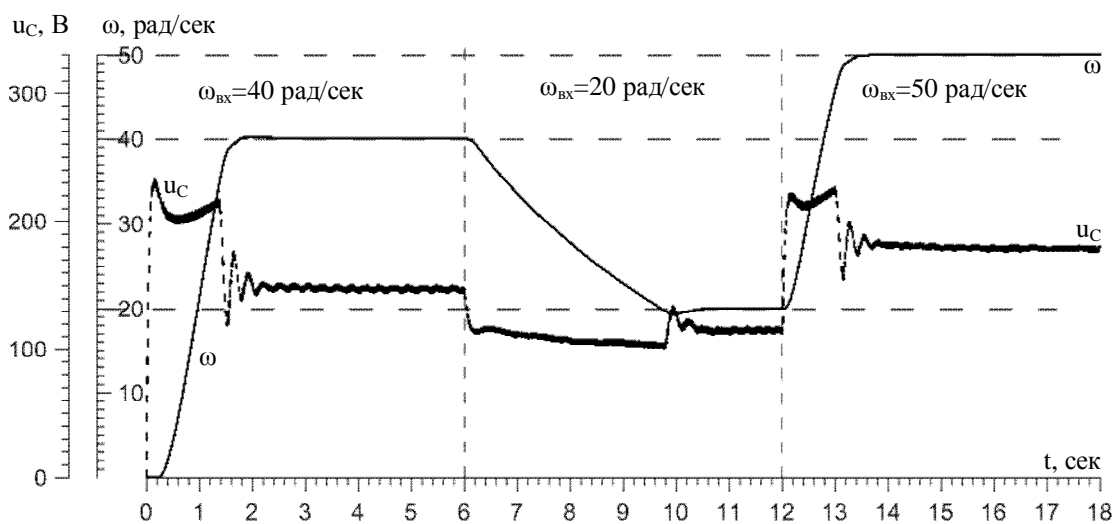


Рис. 5. Динамічна характеристика системи керування при зміні задавального значення для оптимізованих: $K_p = 49,618; T_i = 0,2789 \text{ сек}; T_d = 0,1362 \text{ сек}; I_{lim} = 18,86$

Висновок

Використовуючи запропоновану математичну модель системи тиристорного керування швидкістю обертання мотора постійного струму з паралельним збудженням, було проведено параметричну оптимізацію системи керування. За допомогою класичного бінарного генетичного алгоритму було підбрано коефіцієнти ПІД-регулятора для мотора постійного струму з паралельним збудженням. Проведена оптимізація дала можливість отримати якісні динамічні характеристики системи керування мотором постійного струму з паралельним збудженням. Розроблена математична модель системи керування є універсальною та простою для алгоритмізації.

1. Edwin K. P. Chong, Stanislaw H. Zak. *An Introduction to Optimization, 4th Edition.* – John Wiley & Sons. – 2013. – 640 p. 2. Reiner Horst and Tuy Hoang. *Global Optimization: Deterministic Approaches, 3rd edition.* – Springer-Verlag GmbH: Berlin, Germany. – 1996. – 696 p. 3. Mordecai Avriel. *Nonlinear Programming: Analysis and Methods.* – Dover Publications: Mineola, NY, USA. – 2003. 4. Thomas Weise. *Global optimization algorithms: theory and application, 3rd Edition.* – Thomas Weise – 2011. – 1217 p. 5. S. N. Sivanandam, S. N. Deepa. *Introduction to Genetic Algorithms.* – Springer-Verlag Berlin Heidelberg. – 2008. – 456 p. 6. Randy L. Haupt, Sue Ellen Haupt. *Practical genetic algorithms.* – 2nd ed. – John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. – 2004. – 272 p. 7. Mitchell Melanie. *An Introduction to Genetic Algorithms.* – A Bradford Book The MIT Press – 1999. – 162 p. 8. Mitchell Melanie, *An Introduction to Genetic Algorithms,* A Bradford Book The MIT Press, 1999. 9. Ziegler J. G., Nichols N. B. *Optimum settings for automatic controllers // Trans. ASME.* – 1942. – Vol. 64. – P. 759–768. 10. Самотий В. В. *Математичне моделювання стаціонарних процесів електромагнетних пристроїв систем керування.* – Львів: Фенікс. – 1997. – 170 с. 11. Самотий В. В., Павельчак А. Г., Дзелендзяк У. Ю. *Тиристорне керування мотором постійного струму з послідовним збудженням // Комп'ютерні науки та інформаційні технології // Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка”.* – 2009. – № 638. – С. 36–42. 12. Самотий В. В., Дзелендзяк У. Ю. *Математична модель каскаду “однофазний двопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з паралельним збудженням” // Автоматика, вимірювання та керування: Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка”.* – 2013. – № 753. – С. 3–8. 13. Astrom K. J., Hagglund T., *Advanced PID control,* ISA – The Instrumentation, Systems, and Automation Society; Research Triangle Park, NC, 2006. 14. Chien K. L., Hrones J. A., Reswick J. B. *On automatic control of generalized passive systems // Trans. ASME.* – 1952. – Vol. 74. – P. 175–185. 15. Денисенко В. В. *ПІД-регулятори: вопросы реализации. Ч. 2 // СТА. В записную книжку инженера.* – 2008. – № 1. – С. 86–99.