

А. Г. Павельчак¹, В. В. Самотий^{2,3}, Ю. І. Держило¹

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

² Politechnika Krakowska im. Tadeusza Kościuszki,
katedra Automatyki i Technik Informatycznych;

³ Львівський державний університет безпеки життєдіяльності,
кафедра управління інформаційною безпекою

ЕВОЛЮЦІЙНА МОДЕЛЬ ОПТИМІЗАЦІЇ ТИРИСТОРНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ МОТОРОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ПОСЛІДОВНИМ ЗБУДЖЕННЯМ

© Павельчак А. Г., Самотий В. В., Держило Ю. І., 2016

Здійснено параметричну оптимізацію для системи керування мотором постійного струму 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 has been performed. Optimization was conducted using Genetic Algorithm. Qualitative characteristics of the transition process of control system have been obtained.

Key words: optimization, genetic algorithm, control system.

Вступ

Розв’язанню задач оптимізації приділяється багато уваги у наукових та інженерних дослідженнях. До задач на пошук оптимуму зводяться багато із проблем математики, системного аналізу, техніки, економіки, медицини, статистики тощо. Також вони виникають і під час побудови математичних моделей. Коли для вивчення будь-якого складного процесу чи об’єкта керування будується математична модель, то оптимізацію використовують, щоб визначити необхідну структуру та параметри досліджуваного об’єкта, які б якнайкраще зіставлялися з реальністю.

Сьогодні в епоху розвитку високопродуктивних комп’ютерів та нових ефективних обчислювальних методів досліджується багато складних оптимізаційних задач. До них належать також і задачі математичного моделювання оптимальних систем автоматичного керування.

У роботі ми розглядаємо параметричну оптимізацію для системи керування мотором постійного струму з послідовним збудженням із використанням генетичного алгоритму.

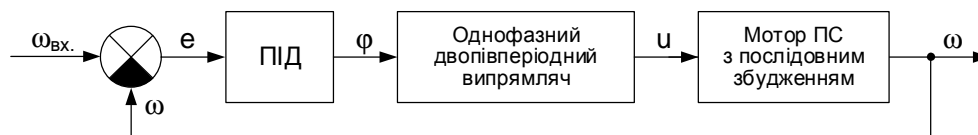


Рис. 1. Структурна схема системи керування мотором постійного струму

У системі (рис. 1) як елемент керування вибрано мотор постійного струму з послідовним збудженням, у якому обмотка збудження живиться послідовно з обмоткою ротора від тиристорного випрямляча змінної напруги у постійну. Для цієї мети обрано простий однофазний двопівперіодний випрямляч з двома вентилями. Мотор постійного струму під’єднаний до випрямляча через ємнісний фільтр, який забезпечує фільтрацію пульсацій вихідної напруги u випрямляча.

Керування швидкістю мотора постійного струму здійснюється за допомогою ПД-регулятора, що алгоритмічно реалізований у керуючому мікроконтролері. Мікроконтролер отримує значення швидкості обертання ротора мотора ω з інкрементного енкодера, що приєднаний до вала мотора, та порівнює його із заданим значенням $\omega_{вх}$. Похибка регулювання e як різниця цих значень поступає на ПД-регулятор. Відпрацьовуючи задану похибку e , регулятор формує кути запізнення відкривання тиристорних вентилів ϕ . Отже, ми змінюємо значення напруги на виході випрямляча та керуємо швидкістю обертання вала мотора постійного струму.

Розроблена математична модель системи “керований однофазний двопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з послідовним збудженням” дає можливість дослідити вплив параметрів на роботу системи та здійснити параметричну оптимізацію вихідних механічних характеристик системи за допомогою еволюційних алгоритмів.

Аналіз питання

Оптимізаційні алгоритми, що використовуються для пошуку оптимуму роботи систем автоматичного керування, поділяються на дві категорії: 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 інколи виникають ситуації, коли детерміністичні алгоритми знаходять лише локальний оптимум. Якщо зв'язок між отриманим рішенням і його придатністю не є очевидним, динамічно змінюється, надто складний чи діапазон пошуку є дуже великий, використання більшості детерміністичних підходів є неефективними. Тоді і використовують ймовірнісні алгоритми оптимізації. Як правило, точні алгоритми можуть бути набагато ефективнішими, ніж ймовірнісні, у багатьох областях. До того ж ймовірнісні алгоритми мають додатковий недолік, вони можуть призводити до різних результатів під час кожного запуску для одних і тих самих вхідних даних.

Серед детерміністичних алгоритмів [2, 3] можемо виділити такі 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 [4–9]: генетичні алгоритми, еволюційні стратегії, генетичне програмування, еволюційне програмування, диференціальна еволюція, алгоритм оцінки розподілу.

Постановка задачі

Проектування еволюційної моделі оптимізації динамічних характеристик тиристорної системи керування мотором постійного струму з послідовним збудженням складається з таких етапів:

1. Розроблення математичної моделі системи керування. Рівняння стану моделі системи керування мають бути записані у нормальній формі Коші.
2. Реалізація ПД-регулятора для керування швидкістю обертання вала мотора постійного струму.
3. Аналіз та реалізація генетичного алгоритму з поданням генів у дійсних числах.
4. Пошук оптимуму системи керування. Як якісний критерій для оптимізації системи виберемо реакцію системи на зміну вхідного сигналу, тобто оптимізуватимемо якість перехідного процесу у системі керування.

Математична модель системи керування

Математичні моделі однофазного двопівперіодного випрямляча та мотора постійного струму з послідовним збудженням є відомі і були розглянуті у [10–12]. Тому ми лише проаналізуємо математичні моделі елементів системи та остаточні рівняння для цілої системи керування. Одразу зазначимо, що для наведеної моделі випрямляча параметри вторинних обмоток наведені за кількістю витків до первинних, а робота напівпровідникових вентилів подається за схемою ідеального ключа.

Розглянута система керування мотором постійного струму з послідовним збудженням (рис. 2) є замкнутою системою, в якій зворотний зв'язок реалізований за допомогою обертового інкрементного енкодера, сигнали якого опрацьовуються мікроконтролером. На основі наявної інформації про швидкість мотора мікроконтролер, використовуючи алгоритмічно реалізований у ньому ПІД-регулятор, здійснює керування тиристорними вентилями. Для якісного покращення динамічної характеристики мотора у його коло введено додатковий резистор R_{add} .

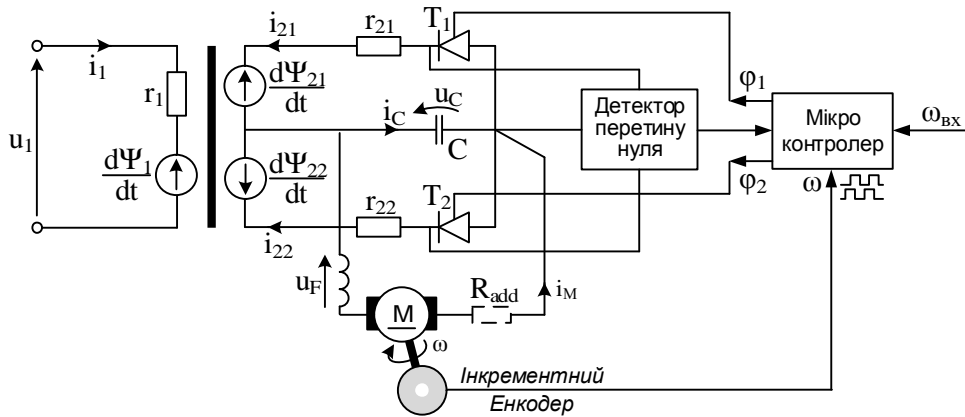


Рис. 2. Система керування мотором постійного струму з послідовним збудженням

Модель однофазного двопівперіодного випрямляча складається з трансформатора, двох керованих вентилів та C -фільтра. Вентилі залежно від полярності вихідної напруги трансформатора відкриваються по чергову. Для відкриття вентилів також повинен ще бути присутній сигнал дозволу на відкривання з боку мікроконтролера. Така схема керування дає можливість регулювати вихідну напругу випрямляча. Загалом є можливі три комбінації для роботи випрямляча: T_1 відкритий та T_2 закритий, T_1 закритий та T_2 відкритий, T_1 та T_2 закриті. Для побудови математичної моделі однофазного двопівперіодного випрямляча з двома вентилями необхідно для кожної з трьох зазначених комбінацій записати свою систему алгебро-диференціальних рівнянь. Потім для них виділити спільні ознаки і за допомогою додаткових логічних змінних записати одну узагальнену систему рівнянь.

Рівняння стану для однофазного двопівперіодного випрямляча з двома вентилями у нормальній формі Коші мають такий вигляд:

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

де $X = (\psi, i_{21}, i_{22}, u_C)^T$ – вектор змінних стану;

$$B = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{21} & g_{22} & 0 \\ a_{21} & a_{21} & 0 & 0 \\ a_{31} & 0 & a_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C \end{bmatrix}, \quad \frac{dY}{dt} = \begin{bmatrix} u_1 - r_1 \cdot i_1 \\ -u_C - r_{21} \cdot i_{21} \\ -u_C - r_{22} \cdot i_{22} \\ i_{21} - i_{22} - i_M \end{bmatrix},$$

$$i_1 = \Phi(\psi) - i_{21} + i_{22}, \quad g_{11} = \frac{\alpha_1}{D}, \quad g_{21} = \frac{k_1 \cdot \alpha_{21}}{D}, \quad g_{22} = -\frac{k_2 \cdot \alpha_{22}}{D}, \quad D = \alpha'' + \alpha_1 + k_1 \cdot \alpha_{21} + k_2 \cdot \alpha_{22},$$

$$a_{11} = \alpha_1 \cdot (1 - g_{11}), \quad a_{12} = -\alpha_1 \cdot g_{21}, \quad a_{13} = -\alpha_1 \cdot g_{22}, \quad a_{21} = -k_1 \cdot \alpha_{21} \cdot g_{11}, \quad a_{22} = k_1 \cdot \alpha_{21} \cdot (1 - g_{21}),$$

$$a_{31} = k_2 \cdot \alpha_{22} \cdot g_{11}, \quad a_{33} = k_2 \cdot \alpha_{22} \cdot (1 + g_{22}).$$

Позначення величин: u_1 – вхідна напруга; ψ – робоче потокозчеплення; i_1, i_{21}, i_{22} – робочі струми обмоток первинної та вторинної сторін трансформатора; i_M – струм у колі мотора;

r_1, r_{21}, r_{22} – опори обмоток трансформатора; R_{add} – додатковий резистор у колі мотора; $\alpha_1, \alpha_{21}, \alpha_{22}$ – обернені індуктивності розсіяння обмоток трансформатора; $\varphi(\psi)$ – магнітна напруги в осерді трансформатора, яка визначається за його кривою намагнічування; C – фільтруючий конденсатор; k_1, k_2 – додаткові логічні змінні, що набувають значення 0 або 1.

Тиристри відкриваються за наявності на них додатної напруги (2), (3), вищої за напругу включення тиристора, та сигналу дозволу з боку керуючого мікроконтролера:

$$\text{для } T_1 \quad -\frac{d\psi}{dt} - u_C > U_{ON}; \quad (2)$$

$$\text{для } T_2 \quad \frac{d\psi}{dt} - u_C > U_{ON}. \quad (3)$$

У нашій моделі ми ввели спрощення, встановивши мінімальну анодну напругу, за якої тиристор переходить у включений стан, що дорівнює нулю $U_{ON} = 0$.

Якщо мікроконтролер не регулює вихідну напругу тиристорного випрямляча, то він повинен завжди подавати сигнал дозволу на тиристри, і тоді робота тиристорів визначатимуться лише умовами (2), (3). У нашій математичній моделі сигнал дозволу відкривання тиристорів моделюється логічними змінними k_1 та k_2 . Якщо ж мікроконтролеру необхідно регулювати вихідну напругу тиристорного випрямляча, то він у визначені моменти часу повинен подавати керуючі сигнали на тиристри. Для цього додатковий модуль детекції перетину нуля визначає точки перетину для обох тиристорів. Далі вже керуючий мікроконтролер за допомогою периферійних таймерів розраховує необхідні затримки для відкривання тиристорів. Наприклад, якщо частота вхідної напруги 50 Гц і кут затримки відкривання тиристорів 45° , тоді час затримки становить $\Delta\tau = 30^\circ / (50 \cdot 360^\circ) = 2,5$ мсек. Тобто мікроконтролер після виявлення точки перетину нуля через розрахований інтервал часу подає керуючий сигнал для відкриття одного із тиристорів. Керуючий сигнал деактивується після виявлення наступної точки перетину нуля.

Тиристри закриваються за відсутності керуючого сигналу та за струму, меншого за струм утримання тиристора:

$$\text{для } T_1 \quad i_{21} = 0, \quad \frac{di_{21}}{dt} < 0; \quad (4)$$

$$\text{для } T_2 \quad i_{22} = 0, \quad \frac{di_{22}}{dt} < 0. \quad (5)$$

У математичній моделі закриваємо тиристри під час виконання умов (4), (5), при цьому відповідній додатковій логічній змінній присвоюється значення $k_i = 0$. З практичного погляду під час моделювання, як тільки струм стане $i_{2i} \leq 0$, тоді додатковій логічній змінній присвоюється $k_i = 0$ та струм встановлюється у нуль.

Математична модель системи керування, окрім чотирьох рівнянь стану однофазного двопівперіодного випрямляча, містить ще одне диференціальне рівняння для мотора постійного струму з послідовним збудженням та одне рівняння руху.

Диференціальне рівняння струму обмоток мотора постійного струму з послідовним збудженням має такий вигляд:

$$\frac{di_M}{dt} = S_A \cdot u_C + T_A \cdot u_F + E_A, \quad (6)$$

де

$$\begin{aligned} S_A &= 1 / (L_A + L_{AF} \cdot L_{FA} / L_{FF}), \quad T_A = -S_A \cdot L_{AF} / L_{FF}, \quad T_F = -S_A \cdot L_{FA} / L_{FF}, \\ E_F &= -(L_{FA} \cdot E_A + r_F \cdot i_M) / L_{FF}, \quad S_F = (1 - L_{FA} \cdot T_A) / L_{FF}, \\ E_A &= S_A (L_{AF} \cdot r_F \cdot i_M / L_{FF} - c \cdot \omega \cdot \Phi - \Delta u - r_A \cdot i_M), \\ u_F &= ((T_F - S_A) \cdot (u_C - i_M \cdot R_{add}) + E_F - E_a) / (T_A - S_F + T_F - S_A), \quad u_A = u_C - u_F + i_M \cdot R_{add}, \end{aligned}$$

де L_A – сумарна індуктивність послідовного кола ротора; L_{FF} – індуктивність обмотки збудження; L_{AF} , L_{FA} – взаємні індуктивності кола ротора і кола збудження; r_A , r_F – активні опори кола ротора і кола збудження; ω – кутова швидкість обертання ротора МПС; Φ – магнітний потік мотора; c – конструктивна стала ротора МПС; Δu – падіння напруги у щітковому контакті; u_A , u_F – напруги живлення мотора та обмотки збудження.

У скомпенсованих моторах врахування насичення магнітопровідника можна виконати наближено за кривою намагнічення $\Phi = \Phi(i_M)$, $L_{FF} = L_{FF}(i_M)$. У ненасиченому моторі $\Phi = k \cdot i_M$, $L_{FF} = const$.

Рівняння руху записують згідно з рівнянням Даламбера:

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

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

Під час моделювання роботи мотора постійного струму важливою є умова старту обертання мотора (8):

$$c \cdot \Phi \cdot i_M > M_O. \quad (8)$$

Допоки умова (8) не виконалася, встановлюємо значення $\omega = 0$.

Реалізація ПІД-регулятора

Реалізований у нашій системі керування ПІД-регулятор забезпечує підтримання швидкості обертання вала мотора ω відповідно до заданого значення ω_{ex} . Функцію ПІД-регулятора виконує керуючий мікроконтролер. Для алгоритмічної реалізації ПІД-регулятора використана його дискретна форма (9), в якій безперервне інтегрування подано за допомогою методу прямокутників:

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

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

У нашій системі керуючий сигнал з виходу ПІД-регулятора поданий кутом затримки відкривання тиристорів. Особливістю роботи системи керування мотором постійного струму для нашого випадку є те, що вал мотора обертається за кута затримки відкривання тиристорів від 0 до 120°. Цей факт був зафіксований під час моделювання тиристорного випрямляча (рис. 3).

Алгоритмічна реалізація дискретного ПІД-регулятора для нашої системи керування мотором постійного струму може бути подана 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 >= 120) than angleThyristor = 0
else if(output <= 0) than angleThyristor = 120
else angleThyristor = 120 - output
previous_error = error

```

Перед першим використанням процедури ПІД-алгоритму змінні *previous_error* та *integral* ініціалізуються нулем. Значення поточної помилки кожного разу зберігається для повторного використання у подальших ітераціях ПІД-алгоритму.

Значення часу дискретизації dt вибирають з розрахунку, щоб воно було меншим за $1/10$ значення сталої часу перехідної характеристики об'єкта. Значення сталої часу визначаємо з 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.

Найскладнішою частиною реалізації ПД-регулятора є вибір коефіцієнтів K_p, T_i, T_d . Як правило, існують два підходи до налаштування ПД-регулятора [13]. Перший передбачає синтез регулятора, тобто обчислення параметрів регулятора на підставі моделі системи. Цей підхід добре реалізується для лінійних систем автоматичного керування. Інший підхід передбачає ручний підбір параметрів ПД-регулятора. Це свого роду метод спроб та помилок. Також існує ще оптимізований варіант методу спроб та помилок – метод Зіглера-Нікольса (Ziegler-Nichols). Працює він не для будь-якої системи і результати виходять не найоптимальнішими. Але метод простий і годиться для базового налаштування регулятора у більшості систем.

Для нашої нелінійної системи керування оптимальним буде другий підхід. Питання полягає лише у швидкому пошуку параметрів ПД-регулятора. Проаналізувавши існуючі методи оптимізації, вибір був зупинений на генетичних алгоритмах, найоптимальніших для нашої задачі.

Реалізація генетичного алгоритму

Параметрична оптимізація нашої системи керування здійснюється за допомогою класичного генетичного алгоритму з представленням генів дійсними числами [5, 6]. Реалізований алгоритм має певну адаптивність: можемо у потрібний момент призупиняти пошук оптимуму, змінювати налаштування генетичного алгоритму (чисельність популяції; вибір іншого методу парування, селекції, схрещування, мутації; значення відсотка ймовірності мутації генів; значення кількості генів для процедури елітизму, кількість поколінь тощо), зберігати поточні результати пошуку оптимуму з вибраними налаштуваннями генетичного алгоритму, завантажувати попередньо збережені сесії пошуку оптимуму та продовжувати пошук із завантаженими або новими параметрами генетичного алгоритму.

Параметри досліджуваного об'єкта у генетичному алгоритмі нормалізуються у межах $[0, 1]$. Кодування параметрів у гени та їхнє декодування здійснюється за формулами (10):

$$gene_i = \frac{param_i - valueMin_i}{valueMax_i - valueMin_i}; \quad param_i = valueMin_i + gene_i \cdot (valueMax_i - valueMin_i). \quad (10)$$

У нашій алгоритмічній реалізації генетичного алгоритму хромосома подається масивом генів з типом даних у вигляді чисел з плаваючою комою подвійної точності.

Розроблена реалізація генетичного алгоритму має таку послідовність дій:

1. Створення початкової популяції з ініціалізацією хромосом та обчисленням фітнес-значень. Гени початкової популяції генеруються у випадковий спосіб та є нормалізованими у межах $[0, 1]^*$.
2. Сортування популяції за кращими фітнес-значеннями. Краще фітнес-значення знаходиться внизу популяції, гірше – на початку популяції.
3. Селекція. Відбір хромосом для популяції здійснюємо за допомогою лінійного ранжування:

$$Fitne\beta(Pos) = 2 - SP + 2 \cdot (SP - 1) \cdot \frac{Pos - 1}{Nind - 1}, \quad (11)$$

де $Nind$ – кількість хромосом (особин) у популяції; Pos – позиція хромосоми у популяції (найменш пристосовані хромосоми мають $Pos=1$, найбільш пристосовані – $Pos=Nind$); SP – коефіцієнт тиску селекції, який може приймати значення у межах $[1,0; 2,0]$. Згідно з отриманим значенням $Fitne\beta$ визначається кількість входжень хромосоми в популяцію. Додаткові копії кращих хромосом вставляємо із заміною гірших на початок популяції.

4. Відбір елітних хромосом. Копіюємо задану кількість кращих хромосом у проміжний буфер.

5. *Спаровування*. Для цієї операції використовуються два оператори:

- *кращі з кращими*: у відсортованій популяції спаровування відбувається по ранжиру, спершу попарно кращі, а потім поступово до гірших;
- *кращі з гіршими*: у відсортованій популяції відбираються хромосоми для спаровування з протилежних кінців списку, і так поступово до середини списку популяції.

Спершу використовується оператор “кращі з кращими”, а під час наближення до кінця пошуку при виродженні популяції – оператор “кращі з гіршими”.

6. *Схрещування*. Використовуємо оператор, що імітує бінарне односточкове схрещування [6]. Нехай маємо пару батьків для схрещування:

$$\begin{aligned} parent_1 &= \{p_{m1}, p_{m2}, \dots, p_{mr}, \dots, p_{mNgenes}\} \\ parent_2 &= \{p_{f1}, p_{f2}, \dots, p_{fr}, \dots, p_{fNgenes}\} \end{aligned} \quad (12)$$

де m та f – символи, що розрізняють гени мами та батька. Генеруємо випадкове ціле число r у межах розмірності кількості генів у хромосомі. Отже, отримаємо номер гена, що буде точкою схрещування. Далі вибрані гени модифікуються за такими формулами:

$$\begin{aligned} p_{new1} &= p_{mr} - \beta \cdot (p_{mr} - p_{fr}); \\ p_{new2} &= p_{fr} + \beta \cdot (p_{mr} - p_{fr}), \end{aligned} \quad (13)$$

де β – випадкове число у межах $[0, 1]$. Утворені внаслідок схрещування нащадки матимуть такий вигляд:

$$\begin{aligned} offspring_1 &= \{p_{m1}, p_{m2}, \dots, p_{new1}, \dots, p_{fNgenes}\}, \\ offspring_2 &= \{p_{f1}, p_{f2}, \dots, p_{new2}, \dots, p_{mNgenes}\}. \end{aligned} \quad (14)$$

7. *Обчислення фітнес-значення для отриманих нащадків після схрещування**.

8. *Сортування популяції за фітнес-значенням*. Виявляємо найприспособанішу хромосому, яка не повинна підпадати під мутацію.

9. *Мутація*. Використовуємо оператор мутації Uniform. Для цієї процедури задається відсоток ймовірності мутації генів у цілій популяції, окрім найкращої хромосоми. Загальна кількість генів у межах популяції, що підлягають мутації, визначається за формулою (17), згідно з заданим значенням відсотка мутації $Prob_{mut}$:

$$N_{genes\ mut} = \frac{Prob_{mut}}{100\%} \cdot N_{genes} \cdot (N_{chroms} - 1). \quad (15)$$

Для ідентифікації генів, що підлягають мутації, створюється двовимірний масив, перший індекс якого вказує на номер хромосоми у списку популяції, а другий індекс – на порядковий номер гена у вибраній хромосомі. Отже, спершу випадково визначається номер хромосоми, а потім номер гена у цій хромосомі, і вибраний ген піддається мутації (за допомогою генератора випадкових чисел генерується нове нормалізоване значення для гена, яке не має жодної прив'язки до попереднього значення). Ця процедура повторюється $N_{genes\ mut}$ разів.

10. *Обчислення фітнес-значень для нащадків, що зазнали мутації**.

11. *Сортування популяції за фітнес-значенням*.

12. *Елітизм*. Ця процедура вставляє на початок популяції відібрані елітні хромосоми у п. 4 із заміною гірших хромосом.

13. *Сортування популяції за фітнес-значенням*. За значення елітизму, що дорівнює нулю, цей крок пропускають.

14. *Створення копії покоління*. Ця копія необхідна для збереження поточного оптимуму з параметрами генетичного алгоритму у файл на диску персонального комп'ютера. Також вона використовується, коли робота алгоритму призупиняється, змінюються налаштування роботи алгоритму та пошук оптимуму продовжується далі.

15. Якщо задана кількість поколінь пройдена, то завершуємо роботу генетичного алгоритму, а якщо ні, то переходимо до п. 3. За необхідності ми можемо продовжити пошук оптимуму з поточними або новими параметрами генетичного алгоритму.

* Обчислення фітнес-значень для хромосом розпаралелюється залежно від кількості фізичних (логічних) ядер процесора персонального комп'ютера.

Параметрична оптимізація системи керування мотором постійного струму

Для розробленої математичної моделі системи “керований однофазний двопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з послідовним збудженням” була складена програма мовою С# та виконана симуляція її динамічних процесів.

Напруга живлення однофазного двопівперіодного випрямляча задана виразом (16):

$$u_1 = U_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t), \quad (16)$$

де $U_m = 311$ В, $f = 50$ Гц.

Розрахунки математичної моделі системи керування проводилися за таких значень.

Параметри трансформатора: $r_1 = 2$ Ом; $r_{21} = r_{22} = 1$ Ом; $\alpha_1 = 172$ Гн⁻¹; $\alpha_{21} = \alpha_{22} = 200$ Гн⁻¹;

$C = 9$ мА. Крива намагнічення апроксимована виразом (17);

$$j(\psi) = \begin{cases} m_1 \psi & \text{if } |\psi| > \psi_1 \\ S_3(\psi) & \text{if } \psi_1 \leq |\psi| \leq \psi_2, \\ m_2 \psi - m_0 & \text{if } |\psi| > \psi_2 \end{cases} \quad (17)$$

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; $\phi(\psi_1) = 0,05$ А; $\phi(\psi_2) = 0,9$ А; $S_3(\psi)$ – кубічний сплайн.

Параметри мотора постійного струму: $L_A = 5,67$ Гн; $L_{FF} = 92,8$ Гн; $L_{AF} = L_{FA} = 30$ мкГн; $r_A = 6,32$ Ом; $r_F = 73,5$ Ом; $J = 0,1$ Н·м·с²/рад; $M_O = 4$ Н·м; $c = 70,8$ Н·м/(Вб·А); $k = 0,04$.

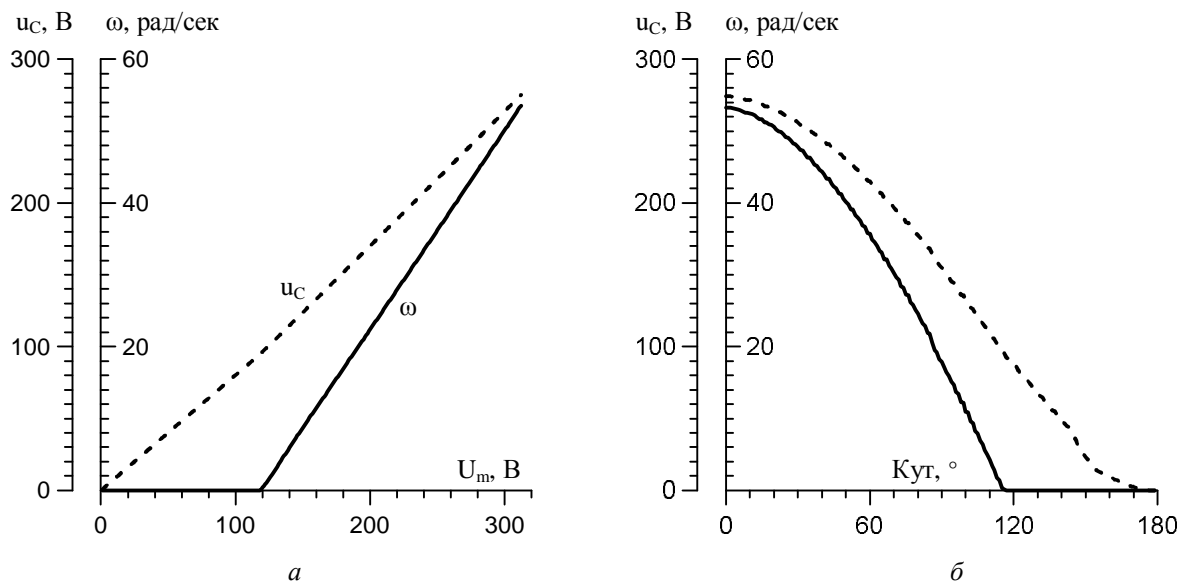


Рис. 3. Основні залежності системи керування без ПІД-регулятора

На рис. 3 показані основні залежності системи керування без ПІД-регулятора, що були зняті в усталених режимах. Залежність вихідної напруги u_C емнісного фільтра від напруги живлення випрямляча має майже лінійний характер з незначним згином у точці старту мотора (рис. 3, а). Залежність швидкості обертання вала мотора постійного струму від вхідної напруги має також лінійну залежність. Варто зазначити, що напруга u_C для старту мотора постійного струму з незалежним збудженням із цими параметрами має мати значення не менше за 119 В. Залежності цих величин від кута затримки відкривання тиристорів мають вже нелінійний характер (рис. 3, б).

Для оптимізації динамічної характеристики системи керування ми використали описаний вище генетичний алгоритм. Як критерій для значення фітнес-функції ми вибрали відхилення дискретних миттєвих точок динамічної характеристики системи керування від задаючого значення. Тобто фітнес-значення розраховується за такою формулою:

$$Fitness = \sum_i |\omega_{вх} - \omega(t_i)|. \quad (18)$$

Оптимізація системи виконувалася для параметрів ПД-регулятора K_p, T_i, T_d , значення обмеження суми накопичення інтегратора I_{lim} для алгоритму ПД-регулятора та значення додаткового опору у колі мотора R_{add} . Для цих п'яти параметрів були встановлені такі межі: $K_p = [0; 50]$, $T_i = [0; 1]$ сек, $T_d = [0; 1]$ сек, $I_{lim} = [0; 200]$, $R_{add} = [0; 40]$ Ом.

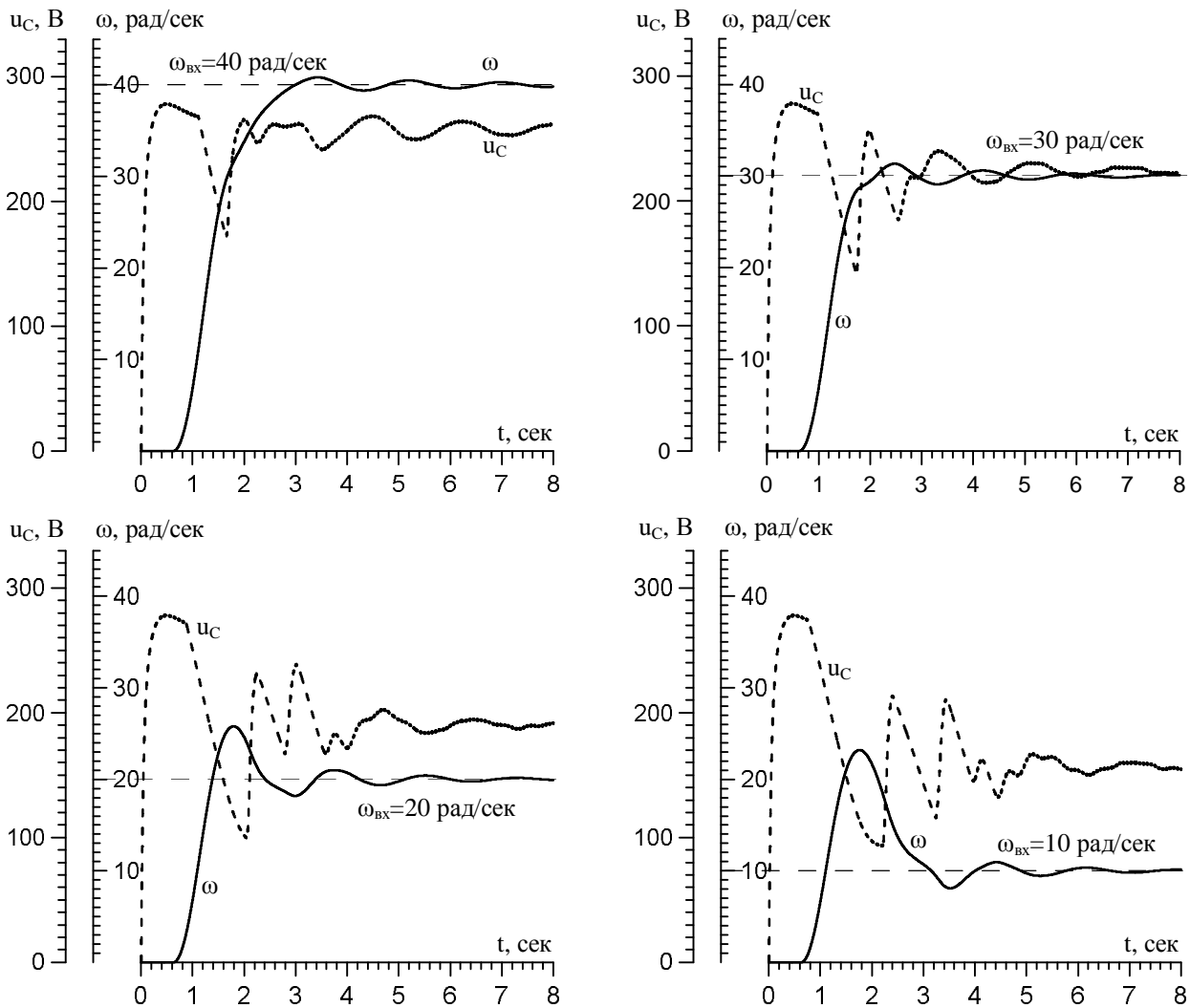


Рис. 4. Динамічні характеристики системи керування для оптимізованих параметрів:

$$K_p = 31,42; T_i = 0,098 \text{ с}; T_d = 0,799 \text{ с}; I_{lim} = 49,46; R_{add} = 23,8 \text{ Ом}$$

З метою покращення ефективності від оптимізації фітнес-значення обчислювалися за різних заданих значень $\omega_{вх} = \{10; 25; 45\}$ рад/с та в кінці додавалися до єдиного значення. Моделювання системи керування виконувалося методом Рунге-Кутта четвертого порядку. Інтегрування системи здійснювалося на інтервалі часу 6 с.

За заданих параметрів за допомогою генетичного алгоритму був віднайдений оптимум для динамічної характеристики системи керування (рис. 4).

Для генетичного алгоритму були вибрані такі налаштування: чисельність популяції вибиралася з 40 або 50 хромосом, ймовірність мутації варіювалася у межах 5–15 %, коефіцієнт тиску селекції вибирався 1.7 або 1.8, для елітизму вибиралася одна хромосома.

Отримані динамічні характеристики системи керування (рис. 4) внаслідок проведеної оптимізації містять перерегулювання вихідної величини. Тому ми вирішили виконати пошук оптимуму, наклавши певні правила для обчислення фітнес-значення, щоб зменшити ці перерегулювання.

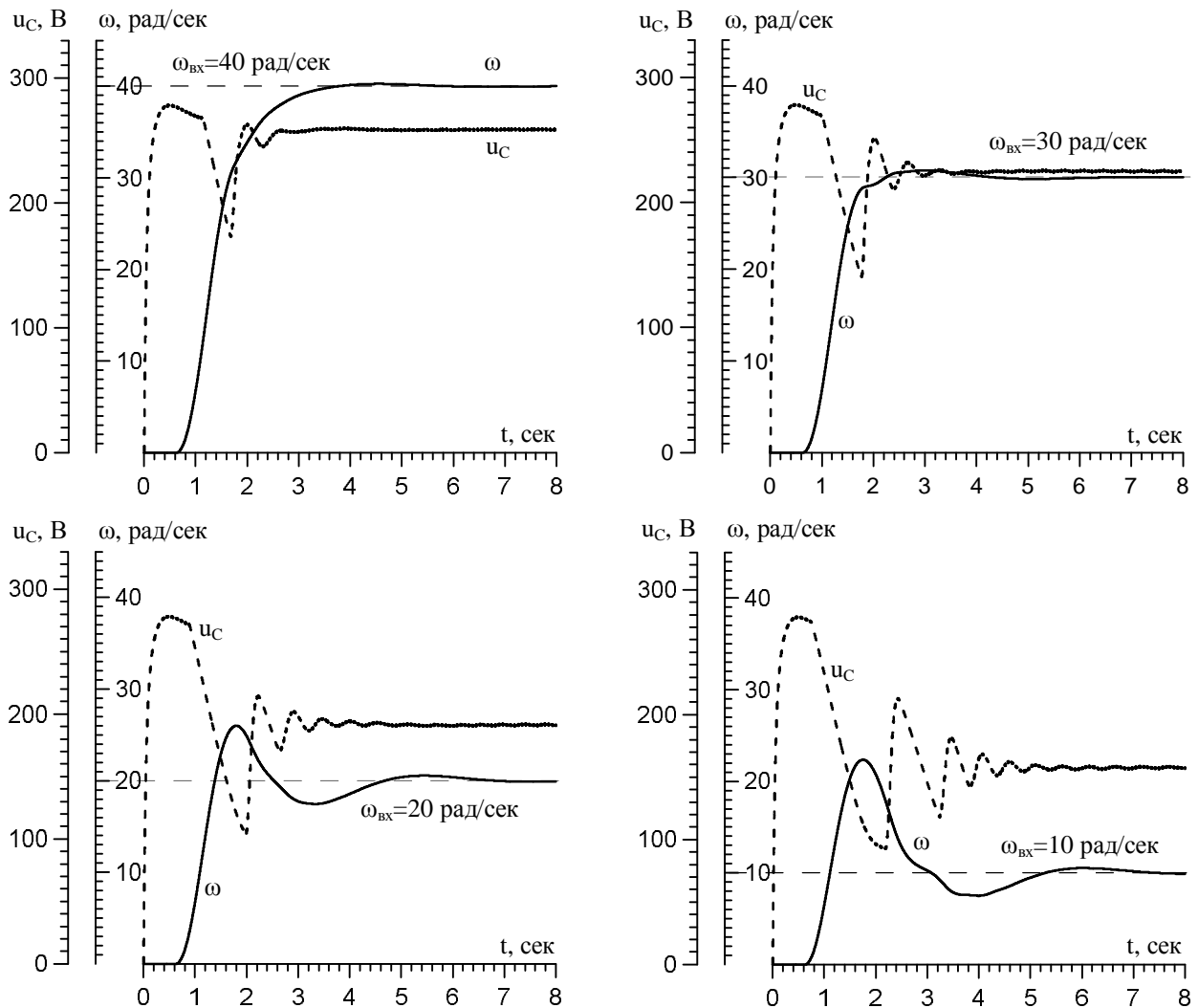


Рис. 5. Динамічні характеристики системи керування для оптимізованих параметрів:

$$K_p = 26,53; T_i = 0,53 \text{ с}; T_d = 0,687 \text{ с}; I_{lim} = 192,37; R_{add} = 24,49 \text{ Ом}$$

З цією метою ми збільшили час інтегрування до 8 с та для фітнес-функції наклали такі умови:

якщо ($t_i < 6 \text{ сек}$) **тоді** :

якщо ($\omega > 1,01 \cdot \omega_{вх}$) **тоді** : $Fitness = Fitness + 10 \cdot |\omega_{вх} - \omega_{вих}(t_i)|$

інакше $Fitness = Fitness + |\omega_{вх} - \omega_{вих}(t_i)|$

(19)

інакше

якщо ($\omega < 0,99 \cdot \omega_{вх}$) **тоді** : $Fitness = Fitness + 30 \cdot |\omega_{вх} - \omega_{вих}(t_i)|$

інакше $Fitness = Fitness + |\omega_{вх} - \omega_{вих}(t_i)|$

Увівши додаткові обмеження лише на перерегулювання вихідної величини, було виявлено, що на вищих швидкостях виникає статична похибка недорегулювання. Для того, щоб її усунути, ми ввели ще одну умову. На інтервалі часу останніх двох секунд інтегрування системи ми накладаємо додаткове правило для фітнес-функції щодо недорегулювання.

На рис. 5 показано результат нашого пошуку. На відміну від попереднього результату вихідна характеристика ω має дещо плавнішу динаміку.

На рис. 6 показано динамічну характеристику для останнього варіанта оптимізованих параметрів системи керування. Задані значення $\omega_{вх}$ змінювалися кожні 6 с (30, 10 та 40 рад/сек). При цьому система керування показала доволі якісну динамічну характеристику та стійкий характер.

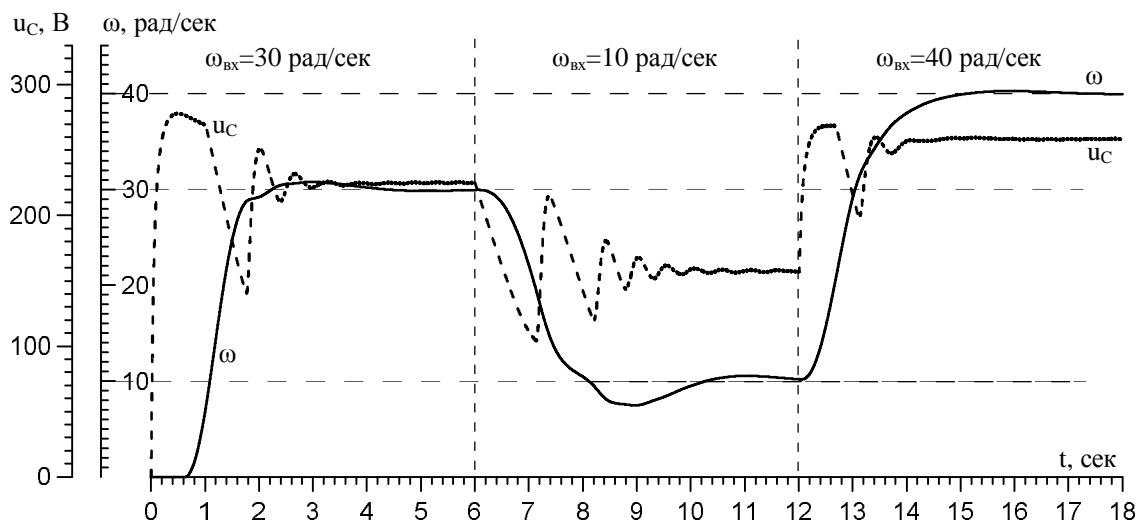


Рис. 6. Динамічна характеристика системи керування за зміни значення, яке задають

Висновок

Використовуючи запроповану математичну модель системи тиристорного керування швидкістю обертання мотора постійного струму з послідовним збудженням, була проведена параметрична оптимізація системи керування. За допомогою класичного генетичного алгоритму з наведенням генів дійсними числами були підібрані коефіцієнти ПД-регулятора та додатковий опір для мотора постійного струму. Проведена оптимізація дала можливість отримати якісні динамічні характеристики системи керування мотором постійного струму з послідовним 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. Sivanandam S. N., Deepa S. N. *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. Субботін С. О., Олійник А. О., Олійник О. О. *Неітеративні, еволюційні та мультиагентні методи синтезу нечіткологічних і нейромережних моделей*. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2009. – 375 с.
10. Самотій В. В. *Математичне моделювання стаціонарних процесів електромагнетних пристроїв систем керування*. – Львів: Фенікс, 1997. – 170 с.
11. Самотій В., Павельчак А., Дзелендзяк У. *Тиристорне керування мотором постійного струму з послідовним збудженням // Комп'ютерні науки та інформаційні технології // Вісник НУ "Львівська політехніка"*. – 2009. – № 638. – С. 36–42.
12. Самотій В. В., Дзелендзяк У. Ю. *Математична модель каскаду "однофазний двопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з паралельним збудженням" // Автоматика, вимірювання та керування: Вісник НУ "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.