УДК 621.314.26

ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ СТАБІЛІЗАЦІЇ ВИХІДНОГО СТРУМУ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ, ЩО ПРАЦЮЄ НА ПЛАЗМОВУ ДУГУ

ВЕРЕЩАГО Є.М. канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв, Україна, e-mail: venmkua@gmail.com;

КОСТЮЧЕНКО В.І. канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри суднових електроенергетичних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв, Україна, e-mail: vitalii.kostiuchenko@nuos.edu.ua;

Мета роботи. *Підвищення показників якості процесів керування імпульсними перетворювачами постійного струму, які працюють на дугове навантаження, на основі побудови процедур синтезу робастних систем.*

Методи дослідження. *Розглянуто спосіб підвищення якості стабілізації вихідного струму імпульсного перетворювача постійного струму, що базується на поєднанні керування по збурюючому впливу з керуванням по відхиленню вихідного струму від заданого значення (метод локалізації).*

Отримані результати. *В статті розглянуто розв'язання задач оптимізації системи стабілізації вихідного струму імпульсного перетворювача постійного струму, що живить плазмову дугу при, в тому числі, стохастичних зовнішніх впливах зі зв'язком з проблемами негрубості та суворої реалізованості оптимальних регуляторів і вирішення задач оптимізації за якістю інваріантності. Розглядаються методи побудови оптимальних регуляторів та встановлюється можливість розв'язання задачі оптимізації за якістю інваріантності. Наводяться приклади вирішення детермінованих та стохастичних завдань оптимізації з урахуванням властивостей грубості, структурної та суворої реалізованості стабілізуючого регулятора.*

Забезпечено кращу точність стабілізації струму дуги в статиці та динаміці, що підтверджується імітаційним моделюванням. Якість стабілізації струму дуги досягається під час використання систем керування за якістю інваріантності та розв'язання задач оптимізації в класі «хороших» регуляторів, побудованих на основі методу локалізації. Регулятори, розраховані на основі співвідношень методу локалізації, забезпечують необхідну якість процесів і мають властивість грубості (робастності) по відношенню до відхилення параметрів об'єкта від номіналів у широкому діапазоні. Якщо об'єкт містить нестаціонарні параметри або його властивості не повністю відомі, краще використовувати для розрахунку регулятора метод локалізації.

Наукова новизна*. Отримали подальший розвиток процедури синтезу оптимальних регуляторів та методи вирішення задач оптимізації за властивістю інваріантності.*

Практична цінність. *На основі методу комбінованого керування та концепцій локалізації синтезовано оптимальні закони керування вільним та вимушеними рухами одновимірної системи. Остання при цьому має властивість грубості. Ефективність синтезованих алгоритмів ілюструється результатами математичного моделювання.*

Ключові слова: якість стабілізації; імпульсний перетворювач постійного струму; плазмова дуга; комбіноване керування.

I. ВСТУП

У системах стабілізації струму дуги широко застосовуються регулятори низького порядку пропорційно-інтегрального (ПІ), пропорційно-диференціального (ПД) та пропорційно-інтегрально-диференціального (ПІД) типу [1]-[4]. Їхній параметричний синтез проводиться аналітично [5], [6].

Широке застосування типових ПІД-регуляторів [7]-[9] має певні недоліки: необхідність налаштування їх параметрів; високий рівень витрат енергії; чутливість до впливу параметричних шумів та ін. Важливо підкреслити, що навіть при найкращому налаштуванні регулятори дозволяють лише приблизно забезпечити необхідну якість перехідного процесу, якщо параметри об'єкта змінюються, і на нього впливають невідомі зовнішні збурення.

Основним і найбільш небезпечним впливом для пристрою електроживлення повітряного плазмотрона є напруга навантаження – адитивне збурення. Справді, сам собою дуговий проміжок є нестаціонарним навантаженням. До того ж для повітряних плазмотронів характерні періодичні пробої, що викликають різке зменшення напруги на плазмотроні (ефект шунтування). Стрибкоподібні провали напруги при шунтуванні можуть досягати 20-30% [10]. Сплески струму, викликані пробоями в плазмотроні перевищують більш ніж на порядок значення пульсацій вихідного струму в стаціонарних режимах, а тривалість перехідних процесів не перевищує 1 мс [10].

Стабілізація вихідного струму, заснована на ке-

© Верещаго Є.М., Костюченко В.І., 2023
DOI 10.15588/1607-6761-2023-2-1

руванні лише за відхиленням від заданого значення, для традиційних регуляторів не дає бажаної якості [7], [11]-[14]. Тому компенсувати основну складову відхилення, що викликана зміною напруги навантаження, можна реалізуючи керування за впливом, що збурює, що представляє собою відхилення напруги U_0 від номінального значення U_{0n}: $\tilde{u}_0 = U_0 - U_{0n}$. І тому досить змінювати величину $\tilde{d}$ залежно від $\tilde{u}_0$. Іншими словами, при $\tilde{u}_0 > 0$ час накопичення (t_i) електромагнітної енергії в дроселі L слід зменшувати, а при $\tilde{u}_0 < 0$ – збільшувати. При цьому керуючий вплив до перетворювача прикладається безпосередньо в момент появи збурюючого впливу. Це дозволяє забезпечити найкращі динамічні властивості перетворювача.

Загальновідома важливість завдань забезпечення інваріантності заданого виходу системи керування по відношенню до зміни деяких збурюючих впливів (див. [11], [13] та ін.). Добре також відомо, що прагнення досягти такої інваріантності часто суперечить вимогам забезпечення стійкості та грубості системи [15].

II. АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Ефективним методом вирішення завдання регулювання об'єкта є добре відомий метод логарифмічних частотних характеристик [5], [6].

Найбільш сучасні підходи – методи аналітичного синтезу регуляторів: метод, що ґрунтується на теорії модального керування, та метод, який використовує процедуру аналітичного конструювання регуляторів [14], [15]. Ці методи спираються на рівняння якості [15].

У той самий час у разі, коли параметри об'єкта змінюються у часі невідомим чином проблема вибору належного зворотного зв'язку значно ускладнюється. Завдання ефективного керування нестаціонарними об'єктами при неконтрольованих параметричних збуреннях і в даний час становить значний теоретичний та практичний інтерес. Особливий інтерес становлять рішення, засновані на використанні безперервних керування та при кінцевих коефіцієнтах передачі в контурі координатного зворотного зв'язку. Одним із можливих у цьому напрямі підходів є використання методу локалізації [7]-[9]. Застосування його для парірування параметричних і координатних збурень у системі і присвячено подальший виклад.

Звичайно виникає проблема вибору регуляторів, для яких неінваріантність заданого виходу системи щодо заданого входу була б мінімальною. Виклад теорії та відомості з історії питання можна знайти, наприклад, у [11], [13].

III. МЕТА РОБОТИ

Мета цієї статті – дати уявлення про підвищення якості стабілізації вихідного струму перетворювача, що базується на поєднанні керування за збурюючим впливом, що виконує основну функцію, з керуванням по відхиленню вихідного струму від заданого значення і привести типові результати, які найбільш просто формулюються.

Об'єктом дослідження є статичні та динамічні процеси стабілізації імпульсних стабілізаторів струму дуги в умовах неповної інформативності моделей та зовнішніх збурень.

Предметом дослідження є процедури синтезу оптимальних регуляторів та методи вирішення задач оптимізації за властивістю інваріантності.

Мета роботи – підвищення якості стабілізації вихідного струму імпульсного перетворювача постійного струму, що працює на дугове навантаження, з урахуванням дії неконтрольованих зовнішніх збурень та зміни параметрів немінімально-фазового об'єкта керування в широкому діапазоні.

Розглянемо імпульсний перетворювач постійного струму, що працює на дугове навантаження, – систему керування зі скалярними входом (f) та виходом (y), блок-схема якої умовно зображена на рис. 1. Ця система містить регулятор (з входом y і виходом u) з передаточною функцією $W^r(s)$, що підлягає визначенню. Регулятор слід вибирати так, щоб

$$J[W^r(\cdot)] \to \inf,$$

де J – деяке число, що характеризує кількість роботи системи керування, і за властивістю інваріантності $R_{y/f} \to \inf$, де $J = R_{y/f}$ – міра неінваріантності.

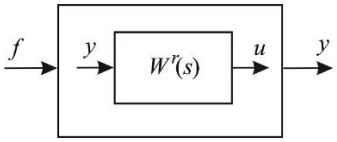


Рисунок 1. Блок-схема системи «об'єкт та регулятор»

IV. ВИКЛАДЕННЯ ОСНОВНОГУ МАТЕРИАЛУ І АНАЛІЗ ОТРИМАННИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

Модель перетворювача. Згідно з отриманим у роботі [16] результатом, модель імпульсного перетворювача постійного струму, що працює на дугове навантаження, при природних спрощуючих припущеннях, описується наступним лінеаризованим рівнянням збуреного руху

$$L\frac{d\tilde{i}_L}{dt} + r_L\tilde{i}_L - R_{diff\,0}\tilde{i}_L = nD\tilde{u}_{in} + nU_{in}\tilde{d} - \tilde{u}_0. \quad (1)$$

Тут i_L – струм дроселя (дуги) – вихід об'єкта, u_0 – напруга навантаження (зовнішній вплив). Знак «~» показує нескінченно малу зміну функції або змінної щодо значення періодичного режиму.

Переходячи до зображень по Лапласу в рівнянні (1) при початковому нульовому значенні, отримуємо

$$(Ls + r_L - R_{diff\,0})\tilde{I}_L(s) = nD\tilde{U}_{in}(s) + nU_{in}d(s) - \tilde{U}_0(s). \quad (2)$$

Якщо формувати коефіцієнт заповнення в періодичному режимі D обернено пропорційно до вхідної напруги U_{in} коефіцієнт посилення широтно-імпульсного регулятора по постійній складовій залишається постійним при зміні U_{in}. Це практично усуває вплив зміни U_{in} на вихідну напругу перетворювача. Тоді для визначення передаточних функцій моделі перетворювача покладемо в (2) $\widetilde{U}_{in}(s)=0$.

Віднісши коефіцієнти передачі k_i, R_{CS} (має розмірність опору), k_{PWM}, nU_{in} до незмінної частини системи, отримуємо передаточні функції моделі перетворювача по керуючому

$$W_0(s)=k_0/(\tau s-1),$$

де $k_0=k_i\cdot\dfrac{R_{CS}}{R_{diff0}-r_\Sigma}\cdot k_{PWM}\cdot nU_{in}$; $k_{PWM}\approx T/U_m$;

$\tau=L/(R_{diff0}-r_\Sigma)$ – постійна часу ланцюга дроселя;

і по збурюючому

$$W_{i_L/u_0}(s)=-(1/(R_{diff0}-r_\Sigma))(1/(\tau s-1))$$

впливам відповідно.

Оцінимо коефіцієнт посилення перетворювача при $k_iR_{CS}=82\cdot75\cdot10^{-5}$ Ом; $r_\Sigma=0{,}01$ Ом; $nU_{in}=250$ В; $U_m=2{,}5$ В; $F\approx1$; $k_{PWM}=T/U_m$. Тоді

$$k_0=\frac{k_iR_{CS}}{R_{diff0}-r_\Sigma}\cdot\frac{TnU_{in}}{U_m}=\frac{82\cdot75\cdot10^{-5}}{0{,}48}\cdot T\cdot\frac{250}{2{,}5}=12{,}81T\cdot$$

На рис. 2 наведено структурно-динамічну схему лінеаризованого перетворювача, яку доцільно використовувати для аналізу та синтезу систем традиційними інженерними методами.

Задача. Потрібно знайти параметри регулятора такі, щоб система «об'єкт-регулятор» задовольняла за регульованою змінною вимогам до точності (статичної помилки) та якості:

$$|y_{st}|\le y_{st}^*,\ \sigma\le\sigma^*,\ t_{reg}\le t_{reg}^*,$$

де y_{st}^*, σ^*, t_{reg}^* – задані числа.

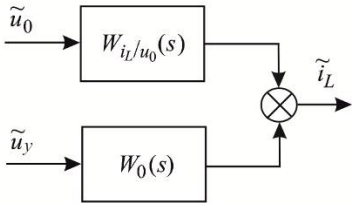


Рисунок 2. Структурна усереднена модель перетворювача

Виходячи з цих вимог, виберемо еталонний (бажаний) перехідний процес, який визначається наступною залежністю:

$$h_{ref}(t)=y_{st}^*(1-e^{-t/T})=y_{ref}(t)(\tau=t_{reg}/3),$$

$$H_{ref}=\frac{y_{st}^*s-1}{\tau s+1},\ \nu=0,$$

де $y_{st}=\lim\limits_{t\to\infty}y(t)$ – статична помилка [5]; ν – порядок астатизму; y_{st}^* – задане число.

Відповідний функціонал, для якого ця крива є екстремаллю, має вигляд

$$J=\int_0^\infty q_{11}^0(y^2+\tau^2\dot{y}^2)dt,\ q_{11}^0>0.$$

Якщо ν = 1 (астатизм першого порядку), то в якості еталонної перехідної характеристики виберемо монотонний перехідний процес:

$$h_{ref}(t)=1-e^{-\alpha_{ref}t},\ \alpha_{ref}=1/\tau.$$

Стабілізація вихідного струму під час керування за збуренням. Цілком реально виключити вплив $\widetilde{u}_0$ на $\widetilde{i}_L=\widetilde{i}_{arc}$ та за відсутності контуру від'ємного зворотного зв'язку. Умова абсолютної інваріантності лінеаризованої системи стабілізації до зміни напруги навантаження $\widetilde{u}_0$ фізично та практично реалізовується. Для цього достатньо прийняти $W_d(s)=k_f=\dfrac{U_m}{nU_{in}}$, де $W_d(s)$ – передаточна функція регулятора прямого зв'язку по збурюючому впливу. Зв'язок по збурюючому впливу реалізується пропорційною ланкою (безінерційним підсилювачем).

Зрозуміло, повністю відмовитися від керування по відхиленню, необхідного для усунення помилки стабілізації, викликаної нелінійністю перетворювача, не вдається [6], [14].

Стабілізація вихідного струму з використанням принципу зворотного зв'язку. Синтез регуляторів на основі методу локалізації [7]-[9]. Нехай робоча модель об'єкта описується передаточною функцією (ПФ) по керуючому впливу (u) до регульованої змінної – струму дуги (i) у вигляді

$$W_0(s)=\frac{k_0}{\tau s-1}. \tag{3}$$

Для стабілізації об'єкта (3) оберемо ПД регулятор типу

$$u=k_1(\tau^*s+1)(i_{ref}-i),\ i_{ref}=const, \tag{4}$$

де i_{ref} – струм завдання; k_1 – коефіцієнт посилення регулятора. Підставляючи (4) рівняння об'єкта (3), отримаємо наступний опис системи:

$$si=(\tau+k_{st}\tau^*)^{-1}[(1-k_{st})i+k_{st}(\tau^*s+1)i_{ref}],$$

де $k_{st} = k_0 k_1$ – статичний коефіцієнт перетворення розімкнутої системи.

При $k_1 \to \infty$ це співвідношення вироджується у рівняння

$$i = (\tau^* s + 1)^{-1} (\tau^* s + 1) i_{ref} . \quad (5)$$

Вільна складова процесів у системі при цьому відповідає характеристичному рівнянню

$$\tau^* s + 1 = 0 ,$$

в якому задається лише один параметр регулятора τ^*, що визначає її інерційність (5). Точність підпорядкування руху об'єкта рівнянню (5) залежить від чисельного значення коефіцієнта k_1. Достатня для практики ступінь наближення $i(t) \to i^*(t)$ досягається при помірних значеннях коефіцієнта підсилення [15].

Рівняння реального ПД-регулятора має вигляд

$$u = k_1 \frac{\tau^* s + 1}{\mu s + 1} (i_{ref} - i) ,$$

де параметр μ визначає інерційність диференціюючого фільтра. Його значення на порядок менше інерційності об'єкта керування (ОК) та еталонної системи $\mu < \tau^* < \tau$. Якщо синтезованій системі призначити, наприклад, $k_1 = 8$ і $\mu = 30 \cdot 10^{-6}$ с, то при зміні параметрів керованого об'єкта у широких межах динамічні властивості системи зберігатимуться практично без змін [15].

Структурна інтерпретація системи, заснованої на методі локалізації, для об'єкта, що розглядається, показана на рис. 3.

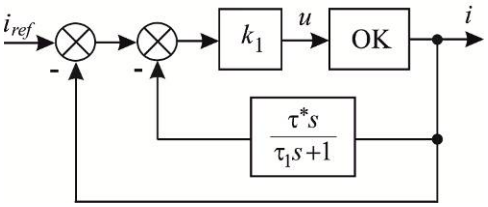


Рисунок 3. Структурна інтерпретація методу локалізації

Розглянемо тепер можливість застосування типового ПІД-регулятора, алгоритм керування якого представимо у вигляді

$$u = k_1 [(\tau^* s + 1) + k_{int} s^{-1}](i_{ref} - i) , \quad (6)$$

де $k_{int} = 1 / T_{int}$; T_{int} – постійна часу інтегрування.

В результаті підстановки (6) в (3) отримаємо опис системи

$$si = (\tau + k_{st}\tau^*)^{-1} [(1 - k_{st}) i + k_{st} (\tau^* s + 1) i_{ref} + k_{st} k_{int} s^{-1} (i_{ref} - i)] .$$

При $k_1 \to \infty$ граничне співвідношення замкнутої системи визначається у вигляді

$$(\tau^* s^2 + s + k_u) i = (\tau^* s^2 + s + k_u) i_{ref} .$$

При цьому вільна складова рухів відповідає характеристичному рівнянню

$$\tau^* s^2 + s + k_u = 0 .$$

У цьому випадку для отримання необхідних динамічних властивостей достатньо двох коефіцієнтів, а третій можна використовувати для забезпечення глибини придушення впливу властивостей об'єкта і зовнішніх збурень.

Тепер зауважимо, що оскільки звичайне включення ПІД-регулятора в канал помилки $\varepsilon = i_{ref} - i$ передбачає режим відпрацювання початкових умов і збурень, то в режимах стеження або відпрацювання ступінчастих вхідних сигналів через диференціювання входу виникають які завгодно великі значення керуючих впливів, що технічно нереалізовано. Очевидно, що в такому випадку необхідно перенести точку входу диференціюючого каналу з сигналу помилки ε на вихідний $-i$, тобто реалізувати ПІД-алгоритм у вигляді

$$u = k_1 [k_{int} s^{-1} (i_{ref} - i) - (\tau^* s + 1) i] .$$

Оскільки при такому способі керування диференціюється тільки сигнал зворотного зв'язку, який зазвичай змінюється повільно, то на виході диференціюючого каналу не виникає «кидків», що призводять до будь-яких великих значень керування. Вважається при цьому, що наявний ресурс керування по керуючій функції u достатній для здійснення призначеної траєкторії.

Структурна схема контуру керування у цьому випадку, відповідна алгоритму формування керуючої функції (6), представлена на рис. 4.

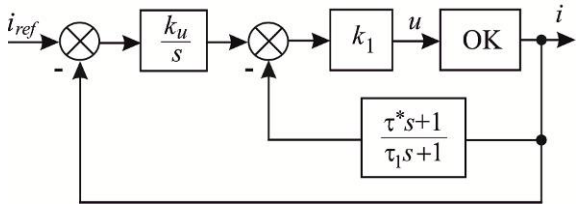


Рисунок 4. Схема системи з ПІД-регулятором

Експерименти. Перевірка проводилася на моделі перетворювача, побудованої в середовищі *Matlab R*2014*a*, *Simulink Library*.

Моделювання проводилося при таких параметрах перетворювача і навантаження: $r_\Sigma = 0{,}01$ Ом, $L = 300 \cdot 10\text{-}6$ Гн, $R_{diff0} = -0{,}49$ Ом, $U_0 = 170$ В, $U_{in} = 250$ В, $T = 19{,}2 \cdot 10^{-6}$ с.

На рис. 5 представлені осцилограми відпрацювання стрибка задаючого впливу при нульових початкових умовах. З рис. 5 видно, що цей регулятор забез-

печує якість процесів, що відповідає заданим вимогам – вихід системи (рис. 5) збігається із заданою точністю з еталонною характеристикою.

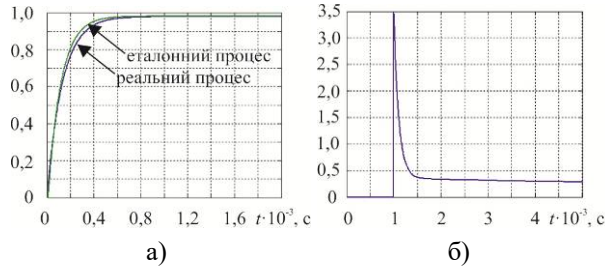


Рисунок 5. Графіки перехідних процесів (а) та зміна керуючого впливу в системі (б)

При використанні І-регулятора вихідна величина $u(t)$ – керуючий сигнал, пропорційний інтегралу від вхідної величини $\varepsilon(t)$

$$u(t) = k_I \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau .$$

Коефіцієнт передачі k_I є параметром налаштування І-регулятора, що визначається формулою

$$W_{CD}(j\omega) = \frac{k_I}{\omega} e^{-j\pi/2} .$$

Оцінимо тепер вплив параметрів регулятора на динамічні параметри стабілізатора струму. Так, наприклад, при величині інтегральної складової рівної 10000 (рис. 6, а) величина перерегулювання становить майже 16 %, а час перехідного процесу – $1{,}2 \cdot 10^{-3}$ с. Подальше зменшення інтегральної складової до 5000 дозволяє зберегти час перехідного процесу на колишньому рівні, а перерегулювання скоротити майже на 60 % (рис. 6, б).

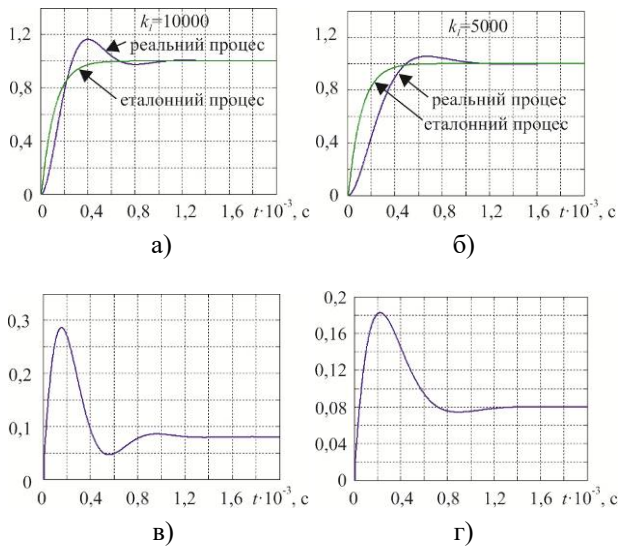


Рисунок 6. Графіки перехідних процесів (а, б) та зміна керуючого впливу в системі (в, г)

Зменшення величини k_I дозволяє послабити коливальний характер процесу та прискорити його згасання.

На рис. 7 показаний процес відстеження слідкуючою системою лінійного та квадратичного законів зміни вхідного впливу при $\nu = 0$ (а, б) та $\nu = 1$ (в, г). При порядку астатизму $\nu = 1$ графік на рис. 7, в, містить встановлену (кінематичну) помилку ε_{kin}, що визначається з виразу [5], [6]

$$\varepsilon_{kin} = \dot{y}(t) / k_{kin} .$$

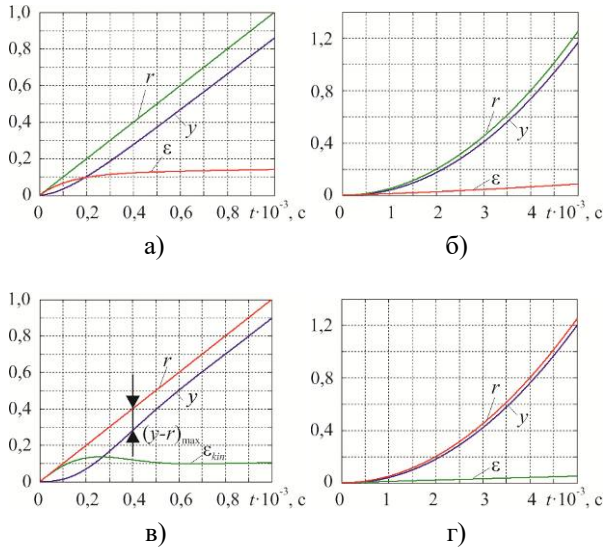


Рисунок 7. Реакції слідкуючої системи на різні вхідні процеси: змінний лінійно (а, в), параболічний (квадратичний) (б, г)

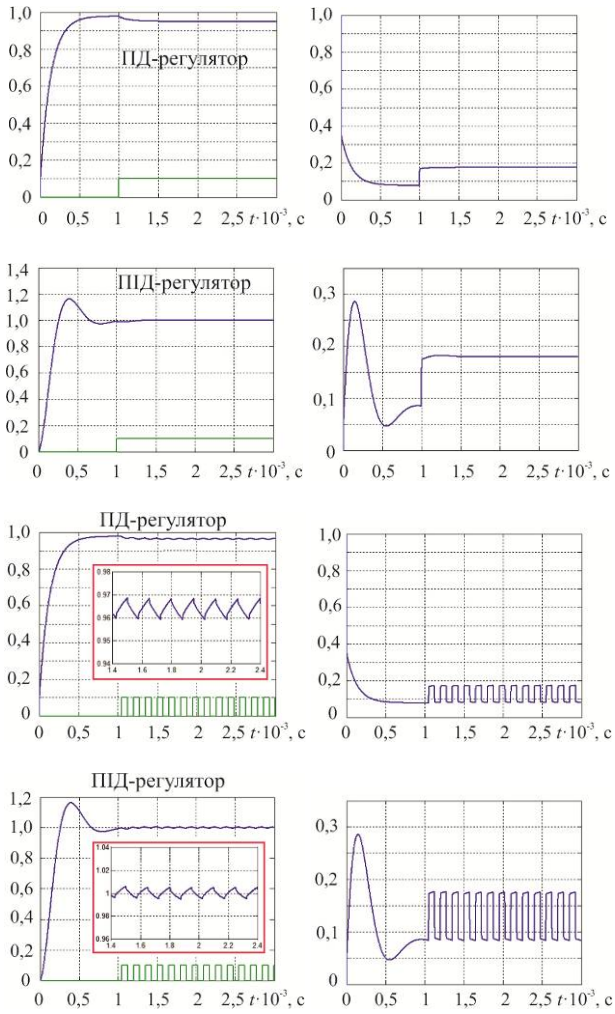
За поведінкою графіків $y(t)$ щодо $y_{ref}(t) = r(t)$ – задаючий вплив, оцінюють такі показники якості, як час регулювання t_{reg} або $(y - r)_{\max}$ [5].

З рис. 7, а, б слідує, що при лінійній зміні і зміні по квадратичному закону напруга неузгодження стабілізатора струму без астатизму зростає у часі, а напруга неузгодженості стабілізатора з астатизмом першого порядку (рис. 7, в) містить постійну кінематичну (швидкісну) помилку.

Графіки зміни перехідного процесу та керуючого впливу при дії на вході системи ступінчастого збурення та імпульсному характері навантаження (u_0) показані на рис. 8.

Відповідно до часових діаграм (рис. 8) сплескипровали струму не перевищують 1% від вихідного струму регулятора, тривалість перехідних процесів – 0,5 мс.

Зрозуміло, стрибкоподібна зміна напруги навантаження – ідеалізація реальних змін. Навіть незначне згладжування стрибка напруги U_0 помітно зменшує «просідання» вихідного струму.



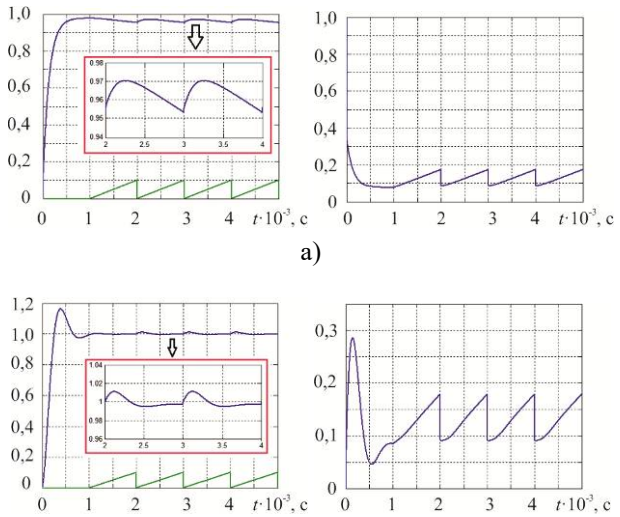
а) б)

Рисунок 8. Часові діаграми струму дроселя перетворювача при ненульових початкових умовах (а) та сигналу керування (б) у системі при дії ступінчастого збурення та імпульсному характері навантаження

При виділенні з багатьох зовнішніх збурень ланцюга «джерело живлення – дуга» враховано, що для плазмотронів характерні періодичні пробої між дугою і стінкою камери, що викликають різку зміну напруги на плазмотроні (ефект шунтування) [10]. Окремий імпульс пульсацій напруги, що виникає за рахунок шунтування дуги, має форму позитивного трикутного імпульсу, час наростання якого значно більше, ніж спаду [10].

Припустимо, що тривалість окремого імпульсу близька до 1 мс, а амплітуда $U_{0m}^{*} = 0{,}1$ [10]. Форма імпульсу пульсації напруги з такими параметрами показано на рис. 9.

На рис. 9 наведено графіки перехідних характеристик у системі перетворювач – широкосмуговий регулятор, збуджений пилкоподібною зміною напруги навантаження.



а)

б)

Рисунок 9. Перехідні процеси при пробої в плазмотроні: ПД-регулятор (а), ПІД-регулятор (б)

З даних, представлених на рис. 9, видно, що пульсації струму дуги при пульсаціях напруги навантаження становлять приблизно 1%, тобто. близько 1 А.

Природно, що коефіцієнти реальної системи відрізняються від розрахункових із-за їх неточного обчислення чи виміру, зміни з часом і інших чинників. У цьому випадку реальні значення $\bar{k}_0$, $\bar{\tau}_0$ параметрів ПФ (3) також відрізняються від розрахункових, так що

$$\bar{\tau}_0 = \tau_0 + \Delta\tau_0, \; \bar{k}_0 = k_0 + \Delta k_0,$$

де $\Delta\tau_0$, Δk_0 – числа, що задовольняють нерівностям

$$|\Delta\tau| \le \chi, \; |\Delta k_0| \le \delta,$$

у яких χ, δ – задані невід'ємні числа, що є значенням допусків на зміну відповідних параметрів.

Дослідимо можливості регуляторів за зміни параметрів об'єкта. Нехай постійний час об'єкта керування (3) змінюється на 50 %.

Перехідні процеси в системі з регуляторами, розрахованими для різних значень τ_0 методом локалізації та графіки зміни керуючих впливів, представлені на рис. 10. Як видно із рис. 10, у цій системі зміни властивостей об'єкта мало впливають на якість перехідного процесу, а керуюча дія не зазнає якісної зміни, при цьому ресурс керування залишається майже незмінним.

Як видно, системи, керовані за методом локалізації, мають малу чутливість до зміни параметрів у широких межах. Такі властивості цих алгоритмів керування важливі для практичних додатків.

Для порівняння властивостей регуляторів на вхід замкнутої системи з відповідними регуляторами по-

давалися випадкові тестові вхідні сигнали, що моделюють напругу навантаження [4].

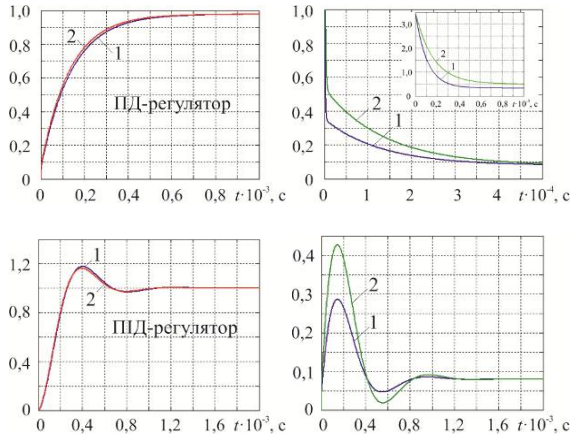


Рисунок 10. Вплив зміни постійної часу на властивості системи: а – перехідні характеристики; б – графіки зміни керуючого впливу 1 – $\tau_0 = 625 \cdot 10^{-6}$ с; 2 – $\tau_0 = 1 \cdot 10^{-3}$ с

Для реалізації випадкового процесу зі спектральною густиною [4]

$$S(\omega) = \frac{2\alpha D}{\alpha^2 + \omega^2} \quad (\alpha = 529{,}24; D = 555{,}21)$$

використовувався формуючий фільтр з ПФ

$$W(s) = \frac{\sqrt{2\alpha D}}{\alpha + s} = \frac{765{,}24}{529{,}4 + s}.$$

В результаті моделювання були отримані реакції замкнутих систем по керованій змінній на відповідний вид зовнішнього впливу. Отримані результати моделювання наведено на рис. 11.

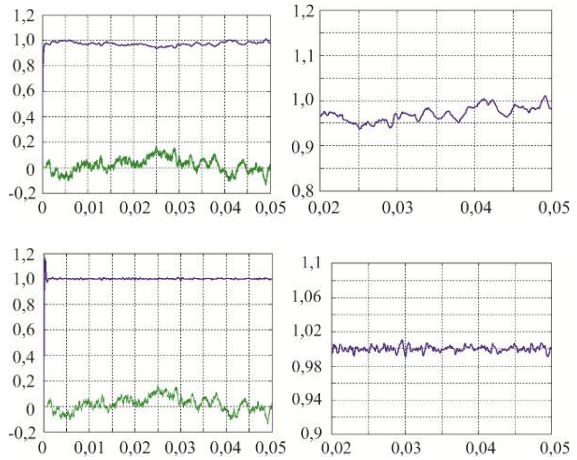


Рисунок 11. Спільні графіки відхилень напруги навантаження та струму дуги при впливі на вхід замкнутої системи випадкового збурення (на рис. праворуч наведено графіки у збільшеному масштабі)

Для оцінки статичної помилки при дії зовнішнього збурення проведемо моделювання для перетворювача із прямим зв'язком. На рис. 12 відображено результати моделювання. Введення у схему стабілізатора прямого зв'язку з коефіцієнтом k_f, що визначається згідно з заданим рівнянням, дозволяє отримати нульову статичну помилку регульованого параметра при зміні напруги навантаження.

Таким чином, можна констатувати, що оптимальний регулятор забезпечує найкраще відхилення координати керованого об'єкта за будь-якого вхідного сигналу. Це цілком зрозуміло – будучи регулятором, що забезпечує компенсацію найгіршого випадку вхідних збурень, він добре справляється з іншими випадками. У той же час, при заданих рівнях середньої анізотропії вхідного сигналу регулятори парирують збурення з набагато меншими енергетичними витратами по керуванню в порівнянні з традиційним регулятором.

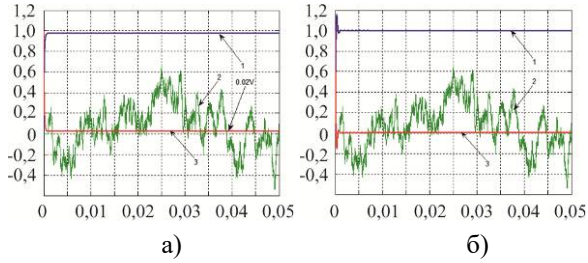


Рисунок 12. Осцилограми випадкового відхилення напруги навантаження u_0 (2), напруги неузгодженості ε (3) та струму дуги i (1) комбінованого стабілізатора: а – ПД-регулятор, б – ПІД-регулятор

Досить висока якість стабілізації струму дуги забезпечена при використанні систем керування за властивістю інваріантності та розв'язання задач оптимізації в класі «хороших» регуляторів, побудованих на основі методу локалізації.

Таким чином, регулятори, розраховані на основі співвідношень методу локалізації, забезпечують необхідну якість процесів і мають властивість грубості (робастності) по відношенню до відхилення параметрів об'єкта від номіналів у широкому діапазоні.

Отже, якщо об'єкт містить нестаціонарні параметри або його властивості не повністю відомі, краще використовувати для розрахунку регулятора метод локалізації.

Основні показники пристрою живлення мають такі значення на виході:

1. Нестабільність струму в стаціонарному режимі – трохи більше 3 %.

2. Рівень пульсацій струму при постійному навантаженні – трохи більше 2 %.

3. Сплески струму при стрибках навантаження до 30% – трохи більше 5 %.

За результатами проведеного дослідження можна

надати такі рекомендації до вибору регулятора: у розглянутому випадку краще використовувати для розрахунку параметрів регулятора метод локалізації.

Порівнюючи можливості типових регуляторів, отриманих на основі спектрального та частотного методів [7-9], з регуляторами, розрахованими за методом локалізації, слід зазначити наступне. Перехідні процеси у першому випадку тривають набагато швидше заданих вимог [7-9], а в системі з регулятором, розрахованим за методом локалізації, процес точно відповідає завданню. При збільшенні постійної часу об'єкта для першого випадку зменшується перерегулювання та збільшується час перехідного процесу, ресурс керування залишається постійним, а при зменшенні постійної часу зростає коливання.

У другому випадку зміни постійної часу об'єкта керування практично не впливають на якість перехідного процесу, а необхідний керуючий вплив, у такого регулятора в кілька разів менше.

V. ВИСНОВКИ

1. Досить висока якість стабілізації струму дуги в статиці та динаміці забезпечує поєднання керування по напрузі навантаження зі зворотним зв'язком щодо відхилення вихідного струму (використання принципу комбінованого керування).

2. Основну роль стабілізації вихідного струму має грати керування за збуренням.

3. Використання замкнутого контуру, розрахованого за методом локалізації, дозволяє помітно підвищити якість стабілізації в перехідних режимах. Перевага даного підходу для вирішення завдання з урахуванням зазначених вище особливостей у тому, що коефіцієнти розрахованого регулятора не залежать від властивостей об'єкта. Це дозволяє забезпечити необхідну динамічну якість процесів у системі з немінімально-фазовим об'єктом з нелінійними характеристиками, параметрами, що змінюються, і при дії зовнішніх неконтрольованих збурень.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

[1] Jia Deli, You Bo, Zhang Xueyan On Fuzzy-PI Control for Inverted Plasma Cutting Power Supply/ Proceedings of the 27th Chinese Control Conference July 16-18, 2008, Kunming, Yunnan, China. – P. 335-339.

[2] Jia Deli, You Bo An intelligent control strategy for plasma arc cutting technology. Journal of Manufacturing Processes 13 (2011). P. 1–7.

[3] Guoping Li, Qi Cao, Yujian Fu Research on Current Control Technology of Fine Plasma Cutting. International Symposium on Mechanical Engineering and Material Science (ISMEMS 2016). Volume 93. P. 380-386.

[4] Воронов А.Ю., Герасимов В.А. Регулирование тока сжатой дуги в канале плазмотрона // Изв. Томского политехн. ун-та. – 2011. Т3. – №4. – С.313-135.

[5] Воронов А.А. Основы теории автоматического управления. Ч.1 – М.: Энергия, 1965. – 362 с.

[6] Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975. – 768 с.

[7] Востриков А.С. Проблема синтеза регуляторов для систем автоматики: состояние и перспективы // Автометрия, 2010. Т. 46. № 2. С. 3–19.

[8] Востриков А.С., Французова Г.А. Теория автоматического регулирования. – М.: Высшая школа, 2-е изд. – 2006. – 356 с.

[9] Востриков А.С., Уткин В.И., Французова Г.А. Системы с производной вектора состояния в управлении // Автоматика и телемеханика. 1982. № 3. С. 22-25.

[10] Комаров Н.С. Устройства электропитания мощных дуговых нагревателей для установок газификации отходов // Технічна електродинаміка. – 2009. – №1. – С. 70-76.

[11] Уланов Г.М. Статистические и информационные вопросы управления по возмущению. – М.: Энергия, 1970. – 255 с.

[12] Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. – М.: Наука, 1967. – 423 с.

[13] Кухтенко А.И. Проблема инвариантности в автоматике. – К.: Гос. Изд-во техн. лит-ры, УССР, 1963. – 376 с.

[14] Филлипс Ч., Харбор Р. Системы управления с обратной связью. – М.: Лаборатория базовых знаний. 2001. – 616 с.

[15] Крутько П.Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления / П.Д. Крутько. – М.: Машиностроение, 2004. – 576 с.

[16] Верещаго Є.М., Костюченко В.І. Моделювання схем джерел електроживлення зварювальної дуги в *MATLAB / SIMULINK* // Електротехніка та електроенергетика. – 2021. – №3. – С. 8 – 20. DOI: 10.15588/1607-6761-2021-3-1

Стаття надійшла до редакції 28.06.2023

IMPROVING THE QUALITY OF THE STABILIZATION OF THE OUTPUT CURRENT OF THE PULSE DC CONVERTER OPERATING ON A PLASMA ARC

VERESHCHAGO E.M. PhD, Associate Professor of the Department of Marine Instrument, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: venmkua@gmail.com;

KOSTIUCHENKO V.I. PhD, Associate Professor of the Department of Marine Electric Power Systems, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: vitalii.kostiuchenko@nuos.edu.ua;

Purpose. *Improving the quality indicators of control processes for pulsed DC converters operating on an arc load, based on the construction of procedures for the synthesis of robust systems.*

Methodology. *A method of improving the quality of stabilization of the output current of a pulsed direct current converter based on a combination of disturbance control with control of the output current deviation from a given value (localization method) is considered.*

Findings. *The article deals with the solution of the optimization problems of the output current stabilization system of the pulsed direct current converter feeding the plasma arc under, among other things , stochastic external influences in connection with the problems of non-roughness and strict implementation of optimal regulators and the solution of optimization problems according to the quality of invariance. Methods for constructing optimal controllers are considered and the possibility of solving the optimization problem by the invariance property is established. Examples of solving deterministic and stochastic optimization tasks are given, taking into account the properties of roughness, structural and strict implementation of the stabilizing regulator.*

Better accuracy of arc current stabilization in statics and dynamics is provided, which is confirmed by simulation modeling. The quality of arc current stabilization is achieved when using control systems based on the quality of invariance and solving optimization problems in the class of "good" regulators built on the basis of the localization method. Regulators calculated on the basis of the correlations of the localization method provide the required quality of the processes and have the property of roughness (robustness) in relation to the deviation of the object parameters from the nominal values in a wide range. If the object contains non-stationary parameters or its properties are not fully known, in this case it is better to use the localization method to calculate the controller.

Originality. *We received further development of the procedure for the synthesis of optimal regulators and methods of solving optimization problems by the property of invariance.*

Practical value. *On the basis of the method of combined control and the concepts of localization, the optimal laws of control of free and forced movements of a one-dimensional system are synthesized. The latter, however, has the property of rudeness. The efficiency of the synthesized algorithms is illustrated by the results of mathematical modeling.*

Keywords: stabilization quality; DC pulse converter; plasma arc; combined control.

REFERENCES

[1] Jia Deli, You Bo, Zhang Xueyan On Fuzzy-PI (2008). Control for Inverted Plasma Cutting Power Supply. Proceedings of the 27th Chinese Control Conference July 16-18, Kunming, Yunnan, China, P. 335-339.

[2] Jia Deli, You Bo (2011). An intelligent control strategy for plasma arc cutting technology. Journal of Manufacturing Processes 13, P. 1–7.

[3] Guoping Li, Qi Cao, Yujian Fu Research on Current Control Technology of Fine Plasma Cutting. International Symposium on Mechanical Engineering and Material Science (ISMEMS 2016). Volume 93. P. 380-386.

[4] Voronov A.Yu., Gerasimov V.A. (2011). Regulation of the com-pressed arc current in the plasma torch channel, Bulletin of the Tomsk Polytechnic University, vol. 3, No 4, pp. 313-135.

[5] Voronov A.A. (1965). Fundamentals of the theory of automatic control. Part 1. Moscow, Energy, 362 p.

[6] Besekersky V.A., Popov E.P. (1975). Theory of automatic control systems. Moscow, Nauka, 768 p.

[7] Vostrikov A.S. (2010). The problem of synthesizing controllers for automation systems: state of the art

and prospects, Avtometriya, vol. 46, No 2, pp. 3-19.

[8] Vostrikov A.S., Frantsuzova G.A. (2006). Theory of automatic control. Moscow, Higher school, 2nd ed., 356 p.

[9] Vostrikov A.S., Utkin V.I., Frantsuzova G.A. (1982). Systems with the derivative of the state vector in control, Automation and Telemechanics, No 3, pp. 22-25.

[10] Komarov N.S. (2009). Power supply devices for powerful arc heaters for waste gasification plants, Technical electrodynamics, No 1, pp. 70-76.

[11] Ulanov G. M. (1970). Statistical and informational issues of perturbation control, Moscow, Energy, 255 p.

[12] Meerov M. V. (1967). Synthesis of structures of automatic control systems of high accuracy, Moscow, Nauka, 423 p.

[13] Kukhtenko A. I. (1963). The problem of invariance in automation, Kyiv, State. Publishing house of tech. literature, Ukrainian SSR, 376 p.

[14] Phillips Ch., Harbor R. (2001). Feedback control systems, Moscow, Laboratory of basic knowledge, 616 p.

[15] Krutko P.D. (2004). Inverse problems of dynamics in the theory of automatic control, Moscow, Mechanical engineering, 576 p.

[16] Vereshchago E.M., Kostiuchenko V.I. (2021). Modeling of circuits for electrically driven arc welding in MATLAB / SIMULINK. *Electrical Engineering and Power Engineering,* No 3, pp. 8-20. DOI: 10.15588/1607-6761-2021-3-1