УДК 621.314.26

ІМПУЛЬСНИЙ СТАБІЛІЗАТОР СТРУМУ З ЦИФРОВИМ КЕРУВАННЯМ ДЛЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ПЛАЗМОТРОНУ

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, ORCID: 0000-0002-4370-7706;

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, ORCID: 0000-0003-2128-2388;

Мета роботи. *Вирішення теоретичних і практичних завдань із забезпечення цифрового керування імпульсним перетворювачем за допомогою високошвидкісних мікропроцесорних засобів у режимі стабілізації вихідного струму із забезпеченням заданої тривалості перехідних процесів, викликаних збільшенням напруги навантаження та астатизму вихідного струму, що дозволяють отримати значні переваги порівняно з аналоговими варіантами.*

Методи дослідження. *Огляд літературних та патентних джерел з тематики, теорія імпульсних систем автоматичного керування, математичне моделювання процесів у імпульсних стабілізаторах струму у програмному середовищі MATLAB/Simulink та фізичне макетування.*

Отримані результати. *Наведено імітаційну модель автономної системи електроживлення на основі перетворювача, що використовує технологію м'якого перемикання транзисторів та дугового навантаження. Синтезовано закон керування та розроблено модель імпульсного стабілізатора струму. Запропоновано метод і знайдено способи керування імпульсним стабілізатором струму, які забезпечують задану тривалість перехідних процесів та астатизм вихідного струму. Розроблено та виготовлено макет імпульсного стабілізатора з цифровим керуванням на основі однокристального обчислювального модуля. Результати дослідження підтверджують досягнення кінцевої тривалості перехідних процесів, викликаних ступінчастою зміною напруги навантаження, близькою до 3-4 періодів перетворення та астатизму вихідного струму. Показано, що застосування імпульсного стабілізатора, що повністю використовує цифровий контур керування, має незаперечні переваги перед аналоговими системами.*

Наукова новизна*. Вирішено завдання синтезу цифрового регулятора за заданим часом регулювання методом бажаних передатних функцій для перетворювача з м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження. Крім заданого часу регулювання забезпечені додаткові вимоги до якості в режимі, що встановився.*

Практична цінність. *Використання мікропроцесорної техніки дозволяє не лише реалізувати складні та нові високоефективні алгоритми керування перетворювачем, що працює в режимі імпульсного стабілізатора струму, а й додатково функції захисту від перевантажень, самодіагностики та телеметрії імпульсних перетворювачів. Застосування цього цифрового пристрою одночасно і для мети керування імпульсним перетворювачем дозволить відмовитися від аналогових ШІМ-контролерів і тим самим знизити власне енергоспоживання і масогабаритні характеристики, підвищити надійність функціонування імпульсних перетворювачів в системах електроживлення в цілому.*

Ключові слова: імпульсний стабілізатор струму; цифровий контур керування; тривалість перехідного процесу; бажана передатна функція; імітаційна модель; синтез; астатизм; еталонна перехідна характеристика.

I. ВСТУП

Якість регулювання (стабілізації) і точність системи природно оцінювати за допомогою прямих показників: часу регулювання $t_{рег}$, перерегулювання σ, помилки, що встановилася Δ і т.д., пов'язаних з кривими перехідних процесів при відпрацюванні постійних впливів. В теорії автоматичного керування багато уваги приділяється проблемі синтезу систем за цими показниками якості. Для її вирішення розроблено різні частотні та кореневі методи [1]-[5]. Ці методи є наближеними та трудомісткими, вимагають значної апріорної інформації.

Інший напрямок характеризується розробкою суворих методів, заснованих на оптимізації динамічних систем. До них відносяться метод динамічного програмування [1], [4], [5], принцип максимуму [1], [5], методи функцій Ляпунова [1], [5], нові методи варіаційного обчислення [2], [5]-[7]. На жаль, їх застосування для вирішення прикладних завдань зустрічає значні труднощі математичного та обчислю-

© Верещаго Є.М., Костюченко В.І., 2024
DOI 10.15588/1607-6761-2024-3-2

вального характеру.

Перспективним у теорії синтезу систем є напрям, пов'язаний з побудовою алгоритмів керування за умови здійснення бажаних траєкторій руху [8] – завданням синтезу за заданими прямими показниками якості методом бажаних передатних функцій. Роботи з розвитку цього напряму мають велике теоретичне та практичне значення.

II. АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

У статті розглядається завдання побудови алгоритмів цифрового керування системи стабілізації струму дуги на основі концепцій зворотних завдань динаміки. При цьому використовуються ідеї робіт [1], [5], [6] та одним із головних показників приймається час регулювання. У заключному розділі викладено рекомендації щодо практичної реалізації побудованих алгоритмів, наведено аналіз динамічних властивостей систем.

Синтез дискретних регуляторів здійснюється із застосуванням двох методик [1], [5], [6]. Одна з них полягає у використанні моделей об'єктів, які описують поведінку систем лише в дискретні (тактові) моменти часу та синтез цифрового регулятора в термінах z-перетворення [5]. Інший підхід навпаки пропонує обмежитися вихідним описом системи диференціальними рівняннями та синтезувати безперервні регулятори, які вже після синтезу реалізуються на мікропроцесорах [5]. Обидва ці підходи широко використовуються в практиці керування. Далі розглядаються обидва підходи до синтезу цифрового регулятора на прикладі системи стабілізації струму дуги.

Виберемо регулятор, що забезпечує заданий час перехідних процесів $t^*_{\text{рег}} \le 0{,}33$ мс, $\sigma \le 20$ % і нульову помилку, що встановилася на ступінчасту дію. Регулятор має бути фізично реалізований, і синтезована система має бути грубою. Розв'язання задачі неоднозначно, тому подібно до [1], [5] введемо ключове поняття, пов'язане з проблемою синтезу регуляторів: еталонний оператор замкнутої системи $\Phi^*(s)$ (еталонна передатна функція (ПФ)), який забезпечує задану у відомому сенсі якість процесів керування.

Як еталонні перехідні характеристики (бажані криві перехідного процесу) можна використовувати, зокрема, криві

$$h^*(t) = 1 - e^{-t/\tau} = i^*(t); \qquad (1)$$

$$h^*(t) = \left[H_0 + (H_1 - H_0) e^{-t/(\sqrt{2}\tau)} \sin \frac{t}{\sqrt{2}\tau} \right] \cdot 1(t),$$

де $i^*(t)$ – еталонний вихідний сигнал; параметр $\tau = t_{\text{рег}}^*/3$ ($t_{\text{рег}}^*$ – задане число) характеризується заданим часом регулювання; H_1 – амплітуда бажаного процесу для $t = +0$; H_0 – значення $h(t)$ для $t = \infty$ (астатизм системи).

Якщо $H_1 = 0$, $H_1 = 1$ (астатизм першого порядку), то

$$h^*(t) = \left[1 - e^{-t/(\sqrt{2}\tau)} \sin \frac{t}{\sqrt{2}\tau} \right] \cdot 1(t).$$

Далі, виходячи з вимог, що пред'являються до системи, як еталонної перехідної характеристики вибираємо аперіодичний сигнал (1). Зображення цієї кривої

$$I^*(s) = \frac{s^{-1}}{\tau_x s + 1},$$

а відповідний функціонал, для якого ця крива є екстремаллю, має вигляд

$$J = \int_0^\infty [i^2 + \tau^2 (di/dt)^2] dt.$$

III. МЕТА РОБОТИ

Метою роботи є вирішення теоретичних та практичних завдань щодо забезпечення цифрового керування імпульсним перетворювачем у режимі стабілізації вихідного струму із забезпеченням заданої тривалості перехідних процесів, викликаних збільшенням напруги навантаження та астатизму вихідного струму.

IV. ВИКЛАДЕННЯ ОСНОВНОГУ МАТЕРИАЛУ І АНАЛІЗ ОТРИМАННИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

Схема цифрової системи регулювання струму дуги. Функціонально-принципова схема цифрової системи регулювання струму дуги представлена на рис. 1. Система містить транзисторний перетворювач напруги на ключах $K1$–$K4$, що використовує технологію м'якої комутації ключів, навантаження з опором $R_{\text{н}}$ і протиЕРС U_0, індуктивність L, безінерційний датчик струму ДС з коефіцієнтом передачі $R_{\text{ДС}}$, що складається в загальному випадку з первинного датчика та пристрою гальванічної розв'язки з підсилювачем, цифровий регулятор струму (ЦРС) та широтно-імпульсний модулятор, причому ШІ-модуляція відповідає модуляції другого роду (ШІМ-2) [9-13].

У загальному випадку обчислення керування в системі здійснюється в дискретні моменти $n = t / T$, комутація навантаження в моменти $N = t / T_{\text{к}}$.

Частоту дискретизації регулятора вибираємо рівною частоті дискретизації силової частини (частоті комутації ключів перетворювача).

Процес зміни струму у системі на рис. 1 складається з відрізків експонент, що характеризуються на n-му інтервалі керування виразом

$$i(t) = i(0) e^{-t/\tau_{\text{н}}} + (1 - e^{-t/\tau_{\text{н}}}) \frac{n U_{\text{вх}}}{U_m R_{\text{н}}} u_{\text{РТ}},$$

де U_m – розмах (амплітуда) пилкоподібної напруги розгортки ШІМ; $u_{\text{РС}}$ – вихідна напруга регулятора струму.

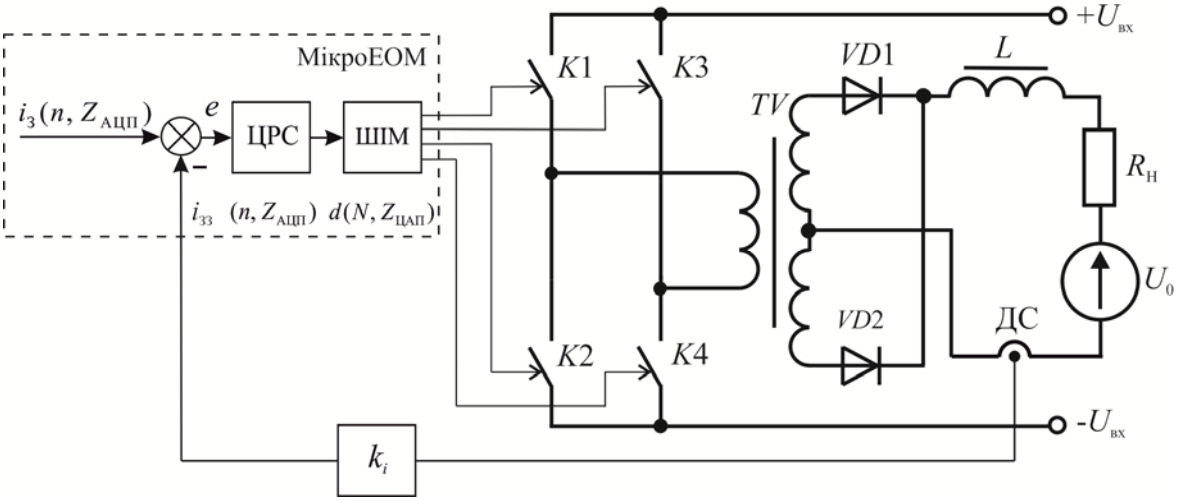

Рисунок 1. Функціональна принципова схема цифрової системи регулювання струму дуги, побудованої з урахуванням мостового перетворювача з фазовим керуванням (з м'яким перемиканням) [14], [15]

Очевидно, що він може бути лише наближеним характером до бажаного (еталонного) експоненційного процесу з постійною часу τ_x ($\tau_x = t_{рег}^*/3$, $t_{рег}^*$ – задане число)

$$i_е(t) = I_з(1 - e^{-t/\tau_x}).$$

Припустимо, що вхідна змінна є кусково-постійною на інтервалі дискретності тривалістю T. Тоді відповідна дискретна система описується рівнянням

$$i(n+1) = e^{-T/\tau_н} \cdot i(n) + (1 - e^{-T/\tau_н}) \frac{nU_{вх}}{U_m R_н} u_{РС}(n),$$

де $i(nT)$ замінюється на $i(n)$, а $u_{РС}(nT)$ – на $u_{РС}(n)$. При чисельних значеннях з [14, 15] і $T = 0{,}00001$ одержуємо

$$i(n+1) = 0{,}852 \cdot i(n) + 29{,}6 \cdot u_{РС}(n).$$

Середня випрямлена напруга на навантаженні $U_d(N)$ при її включенні в ланцюг джерела живлення на час $2t_1(N)$ на N-му періоді комутації в статичному режимі дорівнює:

$$U_d(N) = nU_{вх} 2t_1(N) / T_к = nU_{вх} D(N, Z_{ЦАП}),$$

де $D(N, Z_{ЦАП}) = 2t_1(N) / T_к$ – відносна тривалість включення навантаження в ланцюг джерела живлення $U_{вх}$; $Z_{ЦАП}$ – еквівалентна розрядність ЦАП, обумовлена дискретністю формування інтервалу часу $t_1(N)$.

Середнє значення струму навантаження I_d без урахування комутаційних процесів

$$I_d = \frac{nU_{вх} 2t_1(N)}{T_к R_н}.$$

Імпульсний характер керування обумовлює наявність пульсацій у навантаженні та забезпечення заданого рівня їх є однією з основних вимог до системи керування джерела струму.

У квазістатичному режимі роботи системи розмах пульсацій струму Δi в активно-індуктивному навантаженні з параметрами $R_н$, L, $\tau_н$, ґрунтуючись на методі усереднення [14-16], визначається для $T < \tau_н$ виразом

$$\Delta i = I_{max} - I_{min} = \frac{U_{вих}}{Lf}(1 - D),$$

$$\frac{\Delta i}{I_н} = \frac{R_н D}{Lf}\left(\frac{nU_{вх}}{U_{вих}} - 1\right) = \frac{R_н}{Lf}(1 - D) = \frac{(1 - D)T}{\tau_н},$$

де $nU_{вх}$ і $U_{вих}$ – середні за період T значення вхідної та вихідної напруги; $R_н = U_{вих} / I_н$; $\tau_н = L / R_н$. Під коефіцієнтом D розуміємо відношення $2t_i / T$ [14].

Синтезований закон керування та результати імітаційного моделювання.

Заміна аналогової корекції алгоритмом мікроЕОМ. Корекцію аналогової САК струмом дуги виконаємо за принципом формування бажаної ПФ замкнутої системи $\Phi^*(s)$.

Розглянемо систему керування струмом дуги, зображену на рис. 1, керований процес в якій описується передатною функцією

$$W_0(s) = \frac{k_0}{\tau_0 s + 1}.$$

Задана ПФ безперервного регулятора

$$W^r(s) = k_p \frac{\tau_0 s + 1}{s}, \quad (2)$$

де $k_p = 1/(k_0\tau_x)$, що забезпечує аперіодичний процес з бажаною постійною часу τ_x.

Замкнена система має ПФ

$$\Phi(s) = 1/(\tau_x s + 1).$$

Застосовуючи z-перетворення ($s \leftarrow \dfrac{z-1}{Tz}$ – метод Ейлера) до (2), отримуємо ПФ цифрового регулятора

$$R(z) = k_p \cdot \frac{(\tau_0 + T)z - \tau_0}{z-1}.$$

Перехідні процеси такої системи при одиничному ступінчастому задаючому впливі і різних періодах дискретизації T зображені на рис. 2.

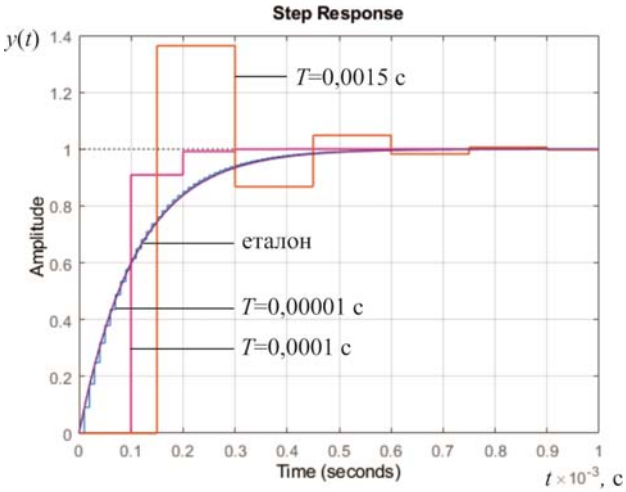

Рисунок 2. Реакції цифрової системи керування струмом дуги на ступінчастий вхідний сигнал

При цьому, очевидно, відхилення перехідної характеристики цифрової моделі від дійсної перехідної характеристики безперервної системи збільшується зі збільшенням T; при $T = 0{,}002$ с процес стає нестійким.

При $T = 0{,}0001$ с процес встановлюється за два періоди ($0{,}2 \cdot 10^{-3}$ с) дискретності.

Очевидно, що чим менші обрані значення періоду дискретизації, тим більша точність такої апроксимації. Однак це вимагає застосування мікропроцесорів із підвищеною швидкодією, що призводить до подорожчання системи.

Найбільшого поширення на практиці при апроксимації операції інтегрування отримав підхід, заснований на чисельному інтегруванні методом трапецій – перетворення Тастіна.

При цьому способі чисельного інтегрування відповідна z-передатна функція (ЗПФ) регулятора, очевидно, дорівнюватиме

$$R(z) = W^r(s)\Big|_{s=\frac{2}{T}\cdot\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = 2k_p(2\tau_0 + T)\times$$

$$\times\frac{1+[(T-2\tau_0)/(T+2\tau_0)]z^{-1}}{1-z^{-1}}.$$

Обговоримо одержаний результат з точки зору ефективності застосування методу переобладнання на базі мікроЕОМ для створення еквівалентної цифрової системи. Розглянуте формальне розв'язання задачі може призводити до некоректних результатів. Це має місце у тих випадках, коли об'єкт є мінімально-фазовим. До недоліків можна віднести:

– складність обліку запізнення властивого цифровим системам керування;

– можливість отримання в деяких випадках нереалізованого регулятора.

Тому після проведення синтезу цим способом необхідно виконати перевірку на стійкість та якість дискретної системи автоматичного керування (ДСАК).

Нижче розглянемо метод синтезу цифрових систем керування з цифровими регуляторами.

Аналітичний синтез алгоритму керування мостовим перетворювачем напруги з м'яким перемиканням за заданими характеристиками ДСАК у z-формі.

Цей метод випливає з накопиченого досвіду проектування дискретних систем, коли з раніше реалізованих ДСАК можна отримати інформацію про $\Phi^*(s)$.

Нехай ПФ наведеної безперервної частини імпульсної системи стабілізації струму, що включає екстраполятор нульового порядку, має вигляд

$$W_{\text{н}}(z) = \frac{k_0(1-d)}{z-d},\ d = \exp(-T/\tau_0),$$

причому $k_0 = 12{,}81T$; $\tau_0 = 625\cdot10^{-6}$ с [14]; T – період квантування.

З частотних показників об'єкта неважко зробити висновок, що період квантування може бути заданим $T = 0{,}00001$ с.

Розглянемо послідовний цифровий регулятор, що описується ПФ

$$R(z) = k_c \cdot \frac{z-d}{z-1} = k_c\frac{1-dz^{-1}}{1-z^{-1}}, \qquad (3)$$

де $k_c = \dfrac{1-a_0}{k_0(1-d)}$; $a_0 = \exp(-T/\tau_{\text{х}})$; $\tau_{\text{х}} = t^*_{рег}/3$ ($t^*_{рег}$ – задане число).

Введення регулятора (3) призводить до компенсації полюса процесу та появи нового полюса $z = 1$. ПФ розімкнутої системи з корекцією набуває просто-

го вигляду:

$$R(z)W_{\text{н}}(z) = \frac{1-a_0}{z-1}.$$

Отриманий цифровий регулятор (3) має відставання фази ($z_1 > p_1$).

Відповідна їй задана ПФ замкнутої еталонної системи

$$\Phi^*(z) = \frac{1-a_0}{z-a_0}.$$

Алгоритм може бути заданий як у вигляді z-зображення (3), так і у вигляді рекурентної формули

$$u(kT) = u[(k-1)T] + k_c[e(kT) - \hat{d}e(k-1)T],$$

де u – вихідна, а e – вхідна цифрові дискрети.

Можна отримати частотну передатну функцію мікроЕОМ

$$R^*(j\lambda) = R\left(\frac{1+j\lambda T/2}{1-j\lambda T/2}\right) = k_c\frac{1-d}{T}\frac{1+j\lambda\tau}{j\lambda},$$

де $\tau = T(1+d)/[(1-d)2]$.

З отриманого виразу видно, що дискретний фільтр здійснює інтегрування та підйом верхніх частот.

У цьому випадку облік дискретних властивостей системи вже на етапі синтезу дозволяє отримати закони регулювання, що забезпечують задану якість навіть за відносно великих періодів дискретності.

На рис. 3 представлені перехідні характеристики в системі регулювання струму дуги з параметрами [14]: сумарний омічний опір силового ланцюга $r_\Sigma = 0{,}01$ Ом, постійна часу ланцюга навантаження $\tau_0 = 625\cdot10^{-6}$ с, напруга живлення $U_{\text{вх}} = 540$ В, заданий струм $I_{\text{з}} = 100$ А, амплітуда пилкоподібного сигналу $U_m = 2{,}5$ В, $Z_{\text{АЦП}}$, $Z_{\text{ЦАП}} \to \infty$ для періодів дискретності $T = T_{\text{к}}$.

На рис. 3 представлені перехідні характеристики цифрової системи керування струмом дуги для кількох значень періоду квантування T. Зазначимо, що представлені процеси в системі з параметрами ПІ-регулятора (3), що формують гранично допустимий експоненційний процес при відпрацюванні стрибка завдання (переналаштування регулятора), близькі до еталонного процесу (1), відрізняючись лише на величину пульсацій струму в перехідному і квазістатичному режимах. Для порівняння на рис. 3 представлена перехідна характеристика еталонної безперервної системи. При цьому, як і очікувалося, процеси в системі, що досліджується, збігаються з еталонним лише в моменти часу $t = n\tau$, $n = 0, 1,\ldots$

$$i(n) = i_{\text{е}}(n).$$

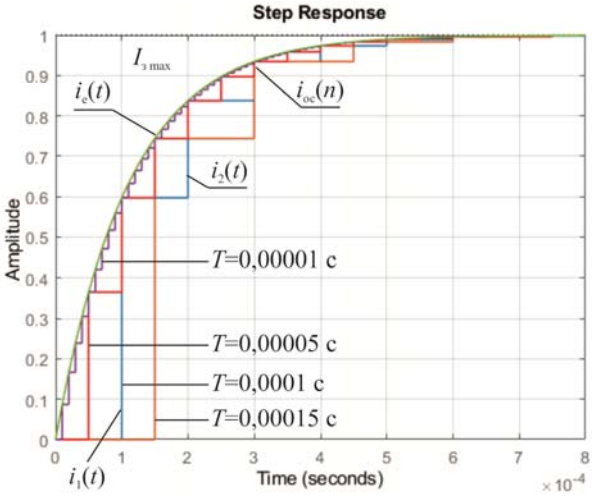

Рисунок 3. Еталонний експоненційний процес $i_{\text{е}}(t)$ та процеси в досліджуваній системі $i(t)$

Процеси з таким регулятором, як видно із рис. 3, практично не змінюються при зміні періоду дискретизації і залишаються стійкими. При цьому вихідна змінна системи i в моменти квантування точно відповідає бажаному процесу за будь-яких T.

Для досить малих періодів повторення T приблизно можна покласти

$$e^{-T/\tau_x} = 1 - T/\tau_x$$

і, отже,

$$\Phi^*(z) = \frac{T/\tau_x}{z-1+T/\tau_x}.$$

Розглянемо характеристичне рівняння замкнутої системи

$$z - 1 + T/\tau_x = a_0 z + a_1 = 0.$$

Відповідно до умов стійкості [2] маємо

$$a_0 + a_1 > 0,\ a_0 - a_1 > 0$$

$$\text{або } 1 + \frac{a_1}{a_0} > 0,\ 1 - \frac{a_1}{a_0} > 0.$$

Область стійкості зображено на рис. 4. Вона відповідає відрізку (-1, 1) на прямій.

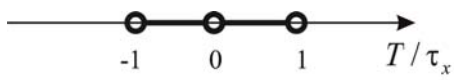

Рисунок 4. Область стійкості

Умова стійкості

$$T/\tau_x < 2.$$

Виберемо $T/\tau_x = 1$. При цьому ПФ замкнутої

системи дорівнюватиме

$$\Phi(z) = \frac{1}{z}.$$

Зображення вихідної величини

$$\mathrm{Y}(z) = \Phi(z)G(z) = \frac{1}{z-1}.$$

Розклавши останній вираз у ряд Лорана, маємо

$$\frac{1}{z-1} = z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + \ldots$$

Це дає наступні значення функції y на виході в дискретні моменти часу: при $t = 0$ $y = 0$; при $t = T$ $y = 1$; при $t = 2T$ $y = 1$ і далі $y = 1$ при всіх значеннях $t = mT$. Це означає, що вихідний сигнал системи $y(mT)$ досягає необхідного значення за один період квантування. Перерегулювання $y(mT)$ дорівнює нулю.

На рис. 5 показана реакція замкнутої системи на ступінчасту зміну заданої точки не тільки в моменти квантування, а й проміжні інтервали; реакцію отримано при моделюванні безперервної системи. Система має гарну реакцію, не таку швидку, як аперіодична реакція [5], проте з меншими амплітудами вхідного сигналу.

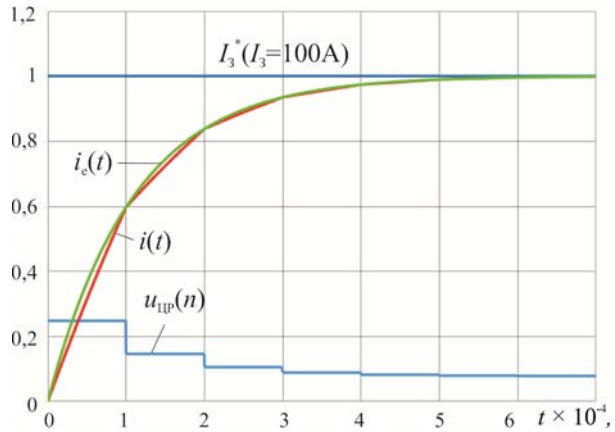

Рисунок 5. Перехідні процеси в цифровій системі керування струмом дуги з ШІМ-2 з регулятором (3) при T= 0,0001 с

На рис. 6 представлені часові діаграми сигналу з ШІМ і струму на виході перетворювача при відпрацюванні стрибка задаючого впливу $U_{ЗС}$ = 6,15 В.

З рис. 6 видно, що в кінці четвертого періоду перехідний процес входить в лінійну зону і, починаючи з п'ятого періоду, спостерігається встановлений режим роботи. Відхилення середнього значення струму у встановленому режимі від значення $U_{ЗС} / (k_i R_{ДС})$ становить 0,021 А.

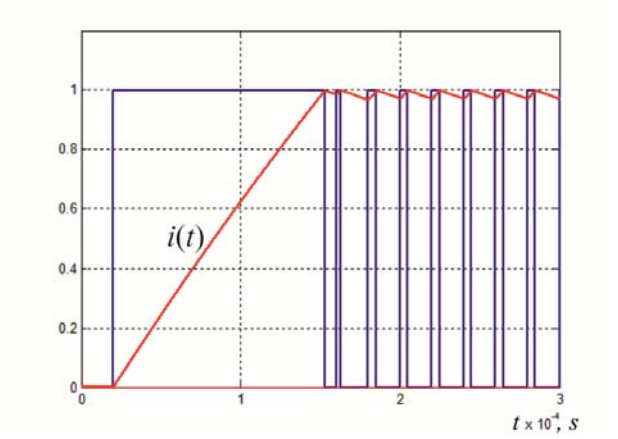

Рисунок 6. Осцилограми відпрацювання стрибка задаючого впливу $U_{ЗС}$ = 6,15 В при нульових початкових умовах (реакція цифрової системи керування струмом дуги на ступінчасту зміну заданої точки 100 А)

Застосування другого підходу, який отримав назву принципу динамічної компенсації, зводиться до тієї чи іншої форми апроксимації співвідношення оператора регулятора [3]. Така апроксимація спрямована на:

1. спрощення структури регулятора;
2. можливість отримання фізично реалізованих елементів;
3. забезпечення стійкості замкнутої системи;
4. підвищення властивостей грубості.

Тут, як і попередньому випадку, процес проектування може повторюватися неодноразово і є варіантом методу проб.

Час регулювання синтезованої системи може бути скориговано у бік його зменшення.

Вище бажаною була обрана ПФ виду (1). У методиці синтезу нічого не зміниться, якщо відповідно з вимогою до характеру перехідного процесу доведеться прийняти другу ПФ.

Компенсація постійної часу об'єкта може бути здійснена, у загальному випадку, за допомогою ПІ- або ПД-регулятора [4].

Застосовуючи ПІ-регулятор [4]

$$u_{П}(n) = e(n)k_{П} = (i_з(n) - i_{оз}(n))k_{П},$$

$$u_I(n) = u_I(n-1) + k_I e(n-1),$$

$$u_{ПІ}(n) = u_{П}(n) + u_I(n),$$

та вибираючи коефіцієнти передачі $k_{П}$, k_{I} його пропорційного та інтегрального каналів на підставі виразів [4]

$$k_{П} = \frac{R_н(1-\exp(-T/\tau_x)}{k_{ДТ}\dfrac{nU_{вх}}{U_m}(1-\exp(-T/\tau_x))}/,$$

$$k_I = R_н(1-\exp(-T/\tau_x)/(k_{ДС}nU_{вх}/U_m)$$

в системі забезпечуються при відпрацюванні стрибків завдання перехідні процеси близькі до еталонного експоненційного процесу $i_е(t)$ з постійною часу $\tau_х$ в еквівалентній моделі

$$W^*(s) = I_e(s)/I_з(s) = 1/(\tau_x s+1),\ T \le \tau_x.$$

При виконанні умови $T << \tau_х$ вибір коефіцієнтів передачі регулятора здійснюється на підставі співвідношень

$$k_{П} = \tau_0 R_н/(TnU_{вх}k_{ДС}/U_m),$$

$$k_I = R_н/(TnU_{вх}k_{ДС}/U_m).$$

Очевидно, що аперіодичний процес можна отримати тільки у випадку, коли відбувається ідеальна компенсація полюсів та нулів [8]. На практиці невизначеність нулів та полюсів об'єкта керування, що виникає ще на стадії його опису та обмеження в реалізації ПФ регулятора на мікропроцесорі призводить до того, що досягти ідеального аперіодичного процесу неможливо [4, 8].

При варіаціях параметрів незмінної частини та неточностях у реалізації передатної функції $R^*(z)$ забезпечити отримання даної якості перехідних процесів у цифровій системі керування джерела струму можна шляхом обґрунтованого застосування сучасних методів адаптації для керування нестаціонарними об'єктами. При всій різноманітності підходів, методів і алгоритмів адаптивного керування доцільніше скористатися схемою з еталонною моделлю і сигнальним налаштуванням [2, 3], простою у реалізації і яка володіє високою швидкодією.

V. ВИСНОВКИ

Наведені вище співвідношення дозволяють вибрати параметри інформаційної та енергетичної підсистем джерела струму дуги з умови забезпечення заданого часу регулювання за допустимого рівня пульсацій струму дуги (заданої частоти комутації силових ключів) у статичному режимі.

При зміні напруги живлення $U_{вх}$ і параметрів об'єкта та навантаження τ_0, $R_н$, U_0 у широкому діапазоні для забезпечення заданої якості процесів у цифровій системі стабілізації струму дуги виникає необхідність застосування адаптивної схеми з еталонною моделлю і сигнальним налаштуванням.

Описаний процес проектування цифрового регулятора в тому числі і з затримкою, що вноситься АЦП і ЦШІМ, може бути основою для проектування імпульсних джерел електроживлення дуги з повністю цифровим керуванням із забезпеченням заданої тривалості перехідних процесів, викликаних збільшенням напруги навантаження і астатизму вихідного струму.

Подальшим розвитком може бути використання нелінійних динамічних коректорів та адаптивних систем.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

[1] Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1986. -448с.

[2] Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. – СПб.: Профессия, – 2003. – 700 с.

[3] Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы. Изд. второе, исправленное и дополненное. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 304 с.

[4] Кротенко В.В. Параметрический синтез цифровых систем управления с транзисторными широтно-импульсными преобразователями // Изв. вузов Приборостроение. 2003. Т.46. №6. С.25-31.

[5] Изерман Р. Цифровые системы управления. – М.: Мир, 1984. – 460 с.

[6] Silva G.J., Datta A., Bhattacharyya S.P. PID Controllers for Time-Delay Systems. –Boston: Birkhauser. – 2005.– 330 p.

[7] Gu Da-Wie,. Petkov P.Hr,. Konstantinov M.M. Robust Control Design with MATLAB. Springer-Verlag. – 2005. – 390 p.

[8] Крутько П.Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: Линейные модели. – М.: Наука, 1987. – 304 с.

[9] 9. Jang Y., Jovanovic M. A new PWM ZVS full-bridge converter. / IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22 (3). – P. 987-994. https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.897008

[10] Yang B., Duarte J., Li W., Yin K., He X., Deng Y. Phase-shifted full bridge converter featuring ZVS over the full load range. / IECON 2010 – 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010. – Pp. 644-649.

[11] Ilchmann A., Eugene P. Ryan E. High-gain control without identification: a survey. / GAMM-Mitteilungen. – 2008. – Vol. 31(1). P. 115 – 125. https://doi.org/10.1002/gamm.200890000

[12] Minimum Time Control for Multiphase Buck Converter: Analysis and Application / Cheng P., Vasic M., Garcia O., Oliver J.A., Alou P., Cobos J.A. // IEEE Transactions on Power Electronics. 2014. Vol. 29, Issue 2. Pp. 958 – 967. https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2256798

[13] Zhao Z., Prodic A. Continuous-Time Digital Controller for High-Frequency DC-DC converters. /

IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2 March 2008, pp. 564-573.

[14] Аналіз перетворювача постійного струму, що працює на плазмову дугу / Є.М. Верещаго, В.І. Костюченко, С.М. Новогрецький // Електротехніка і електромеханіка, 2023, №5, 31–36. https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05

[15] Synthesis of a Control System of a Pulse Converter for Plasmatron Power Supply / E. Vereshchago, V. Kostiuchenko, Y. Stohniienko // 2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). P.394-397. https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312905

[16] Digital Control System of a Pulsed Power Supply for the Plasmatro / E. Vereshchago, V. Kostiuchenko, S. Novogretskyi // 2023 IEEE 5th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES). P.30-34. https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402495

Стаття надійшла до редакції 03.09.2024

PULSE CURRENT STABILIZER WITH DIGITAL CONTROL FOR THE POWER SUPPLY SYSTEM OF THE PLASMATRON

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. *Solution of theoretical and practical problems on providing digital control of a pulse converter using high-speed microprocessor tools in the output current stabilization mode with provision of a specified duration of transient processes caused by an increase in load voltage and output current astaticity, which allows to obtain significant advantages over analog versions.*

Methodology. *Review of literary and patent sources on the subject, theory of pulse automatic control systems, mathematical modeling of processes in pulse current stabilizers in the MATLAB / Simulink software environment and physical prototyping.*

Findings. *A simulation model of an autonomous power supply system based on a converter using soft switching technology of transistors and an arc load is presented. A control law is synthesized and a model of a pulse current stabilizer is developed. A method is proposed and ways are found to control a pulse current stabilizer that provide a given duration of transients and astatism of the output current. A model of a pulse stabilizer with digital control based on a single-crystal computing module is developed and manufactured. The results of the study confirm the achievement of a finite duration of transient processes caused by a step change in the load voltage, close to 3-4 periods of conversion and output current astaticism. It is shown that the use of a pulse stabilizer using a fully digital control circuit has undeniable advantages over analog systems.*

Originality. *The problem of synthesizing a digital controller for a given control time by the method of desired transfer functions for a soft switching operating converter on an arc load is solved. In addition to the given control time, additional quality requirements in the steady state are provided.*

Practical value.*The use of microprocessor technology makes it possible not only to implement complex and new highly efficient control algorithms for a converter operating in the pulse current stabilizer mode, but also to perform additional functions for overload protection, self-diagnostics and telemetry of pulse converters. The use of this same digital device simultaneously for the purpose of controlling a pulse converter will allow to abandon analog PWM controllers and thereby reduce its own energy consumption and weight and size characteristics, increase the reliability of the functioning of pulse converters in power supply systems as a whole.*

Keywords: pulse current stabilizer; digital control circuit; duration of the transition process; desired transfer function; simulation model; synthesis; astatism; reference transient characteristic

REFERENCES

[1] Kuo B. Theory and Design of Digital Control Systems: Trans. from English. Moscow: Mashinostroenie, 1986, 448 p.

[2] Bessekersky V.A., Popov E.P. Theory of Automatic Control Systems. St. Petersburg: Profession, 2003. 700 p.

[3] Kim D.P. Theory of Automatic Control. Vol. 1. Linear Systems. Second ed., corrected and

supplemented. Moscow: FIZMATLIT, 2007, 304 p.

[4] Krotenko V.V. Parametric Synthesis of Digital Control Systems with Transistor Pulse-Width Converters // News of the Universities of Instrument Engineering. 2003. Vol. 46. No. 6. P. 25-31.

[5] Izerman R. Digital Control Systems. Moscow: Mir, 1984, 460 p.

[6] Silva G.J., Datta A., Bhattacharyya S.P. PID Controllers for Time-Delay Systems. Boston: Birkhauser. 2005. 330 p.

[7] Gu Da-Wie,. Petkov P.Hr,. Konstantinov M.M. Robust Control Design with MATLAB. Springer-Verlag. 2005. 390 p.

[8] Krutko P.D. Inverse problems of dynamics of controlled systems: Linear models. Moscow: Nauka, 1987. 304 p.

[9] Jang Y., Jovanovic M. A new PWM ZVS full-bridge converter. / IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22 (3). – P. 987-994. https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.897008

[10] Yang B., Duarte J., Li W., Yin K., He X., Deng Y. Phase-shifted full bridge converter featuring ZVS over the full load range. / IECON 2010 – 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010. – Pp. 644-649.

[11] Ilchmann A., Eugene P. Ryan E. High-gain control without identification: a survey. / GAMM-Mitteilungen. – 2008. – Vol. 31(1). P. 115 – 125. https://doi.org/10.1002/gamm.200890000

[12] Minimum Time Control for Multiphase Buck Converter: Analysis and Application / Cheng P., Vasic M., Garcia O., Oliver J.A., Alou P., Cobos J.A. // IEEE Transactions on Power Electronics. 2014. Vol. 29, Issue 2. Pp. 958 – 967. https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2256798

[13] Zhao Z., Prodic A. Continuous-Time Digital Controller for High-Frequency DC-DC converters. / IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2 March 2008, pp. 564-573.

[14] Analysis of a direct current converter operating on a plasma arc. / E.M. Vereshchago, V.I. Kostiuchenko, S.M. Novogretsky // Electrical engineering and electromechanics, 2023, No. 5, 31–36. https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05

[15] Synthesis of a Control System of a Pulse Converter for Plasmatron Power Supply / E. Vereshchago, V. Kostiuchenko, Y. Stohniienko // 2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). P.394-397. https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312905

[16] Digital Control System of a Pulsed Power Supply for the Plasmatro / E. Vereshchago, V. Kostiuchenko, S. Novogretskyi // 2023 IEEE 5th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES). P.30-34. https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402495