

**КЕРУВАННЯ ДИНАМІКОЮ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З М'ЯКИМ ПЕРЕМИКАННЯМ, ЩО ПРАЦЮЄ НА ДУГОВЕ НАВАНТАЖЕННЯ**

Є.М. Верещаго\* канд. техн. наук, В.І. Костюченко\*\* канд. техн. наук, Є.В. Стогнієнко\*\*\*, А.Ю. Грешнов\*\*\*\*

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,  
просп. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна. Е-mail: [vikmkua@gmail.com](mailto:vikmkua@gmail.com).

*Розглядаються питання проектування та дослідження енергоефективних та надійних напівпровідникових перетворювачів напруги постійного струму для широкого застосування в пристроях електроживлення дугових плазмотронів, що використовуються в установках для плазмового різання металів. Побудовано розрахункову структурну динамічну модель перетворювача постійної напруги з м'яким перемиканням із замкнутою системою керування, що поєднує силову частину та систему керування, призначену для застосування у складі останньої як цифровий модуль. Визначено способи керування перетворювачем, які забезпечують задану тривалість перехідних процесів, допустиме значення пульсацій струму навантаження в квазівстановленому режимі і астатизм вихідного струму, що підтверджує коректність запропонованої методики. Виготовлено дослідний зразок імпульсного стабілізатора з цифровим керуванням. Результати експериментальних досліджень зразка підтверджують ефективність розробленого пристрою керування, а саме досягнення заданої тривалості перехідних процесів, викликаних ступінчастою зміною струму навантаження, близькою до 10-12 періодів перетворення та астатизму вихідного струму. Показано, що застосування імпульсного стабілізатора, у якому використано цифровий контур керування, має значні переваги порівняно з аналоговими варіантами та має переваги стратегічного плану. Використання комбінованого керування дає змогу суттєво знизити вимоги до загального коефіцієнта посилення основного каналу керування, що значно полегшує вибір послідовної цифрової корекції. Результати досліджень можуть становити інтерес для фахівців у галузі силових електроніки, систем електропостачання автономних об'єктів та систем керування. Бібл. 14, рис. 11.*  
**Ключові слова:** система автоматичного керування, цифровий регулятор, зовнішнє збурення, плазма, робастність, оптимізація.

**Вступ.** Електротехнологічні процеси з використанням дугових плазмотронів в даний час широко застосовуються як у нашій країні, так і за кордоном. На основі цих процесів створено технології плазмового нанесення покриттів, зварювання, різання металів та ін. Практична реалізація технологій потребує створення ефективних пристроїв електроживлення плазмотронів.

Найкраще схемотехнічне рішення на сьогоднішній день під час побудови енергоефективних і надійних напівпровідникових перетворювачів (із зменшеними динамічними втратами при перемиканні та зниженими внутрішніми запасами енергії) для широкого застосування в промисловій техніці – реалізація м'якої комутації, яка можлива у фазозсувних однофазних інверторах напруги [1-3]. Забезпечення функціонування ключів у режимі перемикань за нульових значеннях напруги на них ( $ZVS$ ) для всього діапазону зміни напруги мережі та навантаження збільшує ККД і довговічність пристрою, електромагнітну сумісність перетворювача.

**Аналіз досліджень.** Синтезу систем керування імпульсними перетворювачами присвячено багато робіт в Україні та за кордоном [4-6]. У цих роботах розглянуто спосіб підвищення якості стабілізації вихідної напруги імпульсного перетворювача постійного струму, що базується на поєднанні керування за основним збуренням  $\Delta U_{вх}$  з керуванням по відхиленню вихідної напруги від заданого значення.

У роботі [5] розглянуто побудову схеми комбінованого імпульсного стабілізатора напруги з астатизмом другого порядку, що викликається  $\Delta U_{вх}$ .

Однією з сучасних тенденцій розробки імпульсних джерел електроживлення є перехід до цифрового керування [6]. Основними недоліками цих робіт є не врахування інших більш небезпечних

---

© Верещаго В.М., Костюченко В.І., Стогнієнко Є.В., Грешнов А.Ю., 2024

ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0002-4370-7706>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-2128-2388>;

\*\*\* <https://orcid.org/0009-0002-6769-8784>, \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-9350-1554>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0  
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

збурюючих впливів, відсутність оптимізації динамічних параметрів стабілізатора задля забезпечення максимальної продуктивності і високої якості кінцевого продукту, реалізації прямого мікро-процесорного керування.

**Метою** роботи є побудова динамічної моделі перетворювача, вирішення теоретичних та практичних завдань щодо забезпечення цифрового керування імпульсним перетворювачем з м'яким перемиканням у режимі стабілізації вихідного струму із забезпеченням заданої тривалості перехідних процесів, викликаних збільшенням струму навантаження та астатизмом вхідного струму.

У пропонованій статті розглядається синтез комбінованої цифрової системи робастного керування з паралельною корекцією по напрузі виходу перетворювача постійного струму, що забезпечує необхідну глибину від'ємного зворотного зв'язку в заданій смузі частот у разі збереження раціональних запасів стійкості по амплітуді та фазі, високу точність керування за інтенсивних задаючих і збурюючих впливах широкого спектру частот.

Для синтезу цифрового комбінованого регулятора використовуємо наступну методику:

- представлення силового ланцюга стабілізатора з ШІМ в режимі малих відхилень адекватної імпульсної моделі за регульованими складовими процесів;
- лінеаризація безперервної нелінійної моделі у поточній робочій точці за допомогою пакету *MATLAB Linear Analysis Tool* та побудова лінійної моделі об'єкта з постійними параметрами (*LTI*);
- синтез комбінованого керування з використанням у тому числі програми «*PID Tuner*» [5];
- реалізація синтезованого закону керування в імпульсному стабілізаторі струму (ІСС) з урахуванням специфіки ШІМ.

Ця методика дала можливість синтезувати закон керування, що забезпечує задану реакцію замкненої системи в ІСС із силовим ланцюгом типу, наведеним в [1], за малих амплітудах вхідного сигналу.

**Розрахункова динамічна модель імпульсного перетворювача.** За відомою методикою [7, 8] розроблено лінеаризовану імпульсну модель замкнутої системи регулювання струму (рис. 1), що є ефективним засобом аналізу та синтезу систем керування [7, 8] і, зокрема, імпульсних перетворювачів з м'яким перемиканням. Структурна схема такого імпульсного перетворювача із замкнутою системою керування в режимі безперервного струму показана на рис. 1. Модель застосовна за досить високої частоті комутації (частота зрізу з безперервної структурної моделі розімкнутого контуру перетворювача вибирається принаймні в 5–10 разів менше частоти перемикачів  $\omega = 2\pi f$  [7, 8]). Це обмеження не є занадто жорстким, оскільки перетворювачі саме створюються для використання безперервної (плавної) складової фазової координати системи при малих пульсаціях [7, 8].

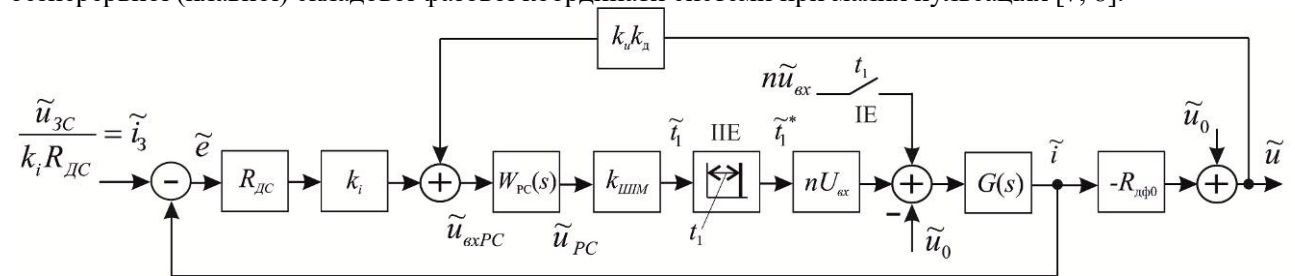


Рис. 1

На рис. 1 введені позначення:  $u_{вх}$ ,  $u$  – вхідна та вихідна напруги мостового *DC-DC* перетворювача з м'яким перемиканням та фазовим керуванням;  $u_{вх PC}$ ,  $u_{PC}$  – вхідна та вихідна напруги регулятора струму;  $R_{DC}$  – опір передачі датчика струму дроселя (крутизна датчика струму, що має розмірність опору);  $i_3$  – задаючий сигнал струмового контуру;  $k_i$ ,  $k_u$  – відносні коефіцієнти посилення сигналів датчика струму ДС та напруги ДН відповідно;  $t_1$  – час включеного стану силового транзистора;  $D = 2t_1 / T$ ,  $T$  – період задаючого генератора,  $W_k(s) = W_{PC}(s)$ .

На виході незмінної частини показана пропорційна ланка з коефіцієнтом передачі  $k_d$  дільника вихідної напруги.

У цій схемі передаточна операторна провідність силового ланцюга  $G(s)$  визначається виразом

$$G(s) = \frac{1}{Z_{ie} + R_d} = \frac{1}{sL - (R_{дф0} - r_\Sigma) + R_d} = \frac{1 / (R_{дф0} - r_\Sigma - R_d)}{\tau s - 1},$$

де  $L$  і  $r_\Sigma$  – еквівалентна сумарна індуктивність схеми заміщення аналізованого перетворювача і опір, що в загальному випадку включає всі активні втрати в схемі. При цьому опір втрат може залежати від

частоти.  $Z_{ie}$  – вхідний опір силового ланцюга заданого перетворювача на змінному струмі;  $R_d = 4n^2(L_s + L_d)f$  – фіктивний опір, який можна прирівняти по зниженню вихідної напруги до активного [9];  $L_s, L_d$  – індуктивності розсіювання трансформатора та додаткова відповідно;  $f$  – частота перемикачів. Індуктивність  $L$  включає індуктивність силового дроселя та індуктивності розсіювання трансформатора та додаткову, приведені до вторинної обмотки трансформатора. Знаком « $\sim$ » позначені відхилення змінних від їх стаціонарних значень.

Слід зазначити, що в схемі, що розглядається, ефективний робочий цикл  $d_{eff} = D_{eff} + \tilde{d}_{eff}$ ,  $\tilde{d}_{eff} = \tilde{d} + \tilde{d}_i + \tilde{d}_u$  вихідної напруги перетворювача залежить не тільки від робочого циклу  $d$  первинної напруги, але і від струму фільтра  $i$ , суми індуктивностей розсіювання трансформатора і додаткової індуктивності, що підключається в первинний ланцюг перетворювача  $L_s + L_d$ , напруги  $u_{вх}$ , частоти комутації  $f$ . Необхідно підкреслити, що  $\tilde{d}_i$  й  $\tilde{d}_u$  породжені самою схемою *PS-PWM* конвертора (збуреннями  $i$  та  $u_{вх}$ ) і не регулюються схемою керування.

Модель відрізняється від відомих не лише уточненням активного опору ланцюга навантаження, але й тим, що фіктивний активний опір залежить в кінцевому рахунку від частоти. Крім того, у вихідному ланцюзі моделі з'явилися джерела напруги, що залежать від сигналу керування  $du, di$ . Дія останніх виявляється дуже важливою для поведінки регулятора в динаміці.

Вважаємо, що навантаженням є плазмова дуга з від'ємним диференціальним опором ( $U_0; -R_{дф0}$ ) [10].

Віднісши коефіцієнти передачі  $R_{дс}, k_i, k_{ШМ}, nU_{вх}$  до незмінної частини системи, виключаючи символ « $\sim$ » над змінними, позначаючи вихід об'єкта через  $y$ , зовнішній вплив –  $f$ , задаючий сигнал –  $g_r$  і замінюючи імпульсний елемент ПЕ пропорційною ланкою з коефіцієнтом передачі  $1/T$ , де  $1/T$  – частота дискретизації, отримуємо структурну усереднену модель перетворювача для режиму неперервного струму (РНС) для синтезу системи стабілізації струму дуги за комбінованого керування. В усередненій моделі передбачається, що зміни змінних  $g, y$  і  $e$  за час  $T$  малі і можна вважати, що  $g_{cp} \approx g, e_{cp} \approx e, y_{cp} \approx y$ . Тоді передаточна функція (ПФ) незмінної (нескорегованої неперервної) частини визначається виразом

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

де  $k_0 = [R_{дс} / (R_{дф0} - r_{\Sigma} - R_d)] k_{ШМ} k_i n U_{вх} = 12,81T$  – коефіцієнт посилення незмінної частини перетворювача (контуру регулювання струму без урахування фактора пульсацій) [1];  $\tau = 625 \cdot 10^{-6}$  с;  $k_{ШМ} \approx T_k / U_m$  – коефіцієнт передачі ШМ;  $U_{вх}$  – напруга схеми;  $n = w_{21}(w_{22}) / w_1$  – коефіцієнт трансформації;  $W_k(s) = W_{PT}(s)$ . У ПФ  $W_0(s)$  включаються коефіцієнти посилення силової частини, датчика струму, підсилювача сигналу ДС та ШМ.

$z$ -перетворення ПФ розімкнутої системи спільно з лінеаризованими перетворювачами (наведеної неперервної частини) без корекції має вигляд

$$W_0(z, \sigma) = (1 - z^{-1}) Z_0 \left\{ \frac{k_0 / \tau}{s(s - 1/\tau)} \right\} k_1 k_2 = k \frac{(\hat{d}^\sigma - 1)z + \hat{d} - \hat{d}^\sigma}{z - \hat{d}}, \quad \hat{d} = e^{T/\tau}, \quad (1)$$

де символ  $Z_0$  означає модифіковане  $z$ -перетворення,  $k_1 = 1/\delta_1$  – коефіцієнт передачі вхідних перетворювачів (АЦП);  $k_2 = \delta$  – коефіцієнт передачі вихідного перетворювача (ЦАП);  $\delta$  та  $\delta_1$  – ціни розрядів АЦП та ЦАП;  $k = k_0 \delta / \delta_1$  – загальний коефіцієнт посилення;  $\sigma$  – відносний (безрозмірний) час (відносний зсув моменту спостереження  $t = nT + \sigma T$ ),  $0 \leq \sigma < 1$ .

Дискретна ПФ розімкнутої системи за  $\sigma = 0$

$$W_0(z) = k(\hat{d} - 1)(z - \hat{d})^{-1}.$$

Підстановка числових значень [1] дає

$$W_0(z) = 0,2066(z - 1,016)^{-1}.$$

*Облік запізнення.* За наявності чистого запізнення ПФ розімкнутої системи без корекції (регулятор відсутній, тобто  $R(s) = 1$ ) визначається як

$$W(z) = \frac{\delta}{\delta_1} (1 - z^{-1}) Z_0 \left\{ \frac{W_0(s)}{s} e^{-\tau_0 s} \right\} \quad \text{або} \quad W(z) = W_H(z) = z^{-1} W_0(z, \sigma) \Big|_{\text{при } \sigma=1-\varepsilon},$$

де  $\tau_0 = \varepsilon T$  – часове запізнення,  $0 < \varepsilon \leq 1$ .

Таким чином, враховуючи (1), отримаємо

$$W(z) = z^{-1} k \frac{(\hat{d}^\sigma - 1)z + \hat{d} - \hat{d}^\sigma}{z - \hat{d}} \Big|_{\sigma=1-\varepsilon} \quad \text{або} \quad W(z) = \frac{k[(\hat{d}^{1-\varepsilon} - 1)z + \hat{d} - \hat{d}^{1-\varepsilon}]}{z(z - \hat{d})}.$$

**Стабілізація вихідного струму у разі керування за збурюючими впливами.** Вважаємо  $W_{PC}(s) = k_{PC}$  регулятор струму пропорційним. Розглянемо завдання вибору регулятора за властивістю інваріантності:  $R_{y/f} \rightarrow \inf$ , тобто задачу на мінімізацію міри неінваріантності (реактивності)  $R_{y/f}$  виходу у системи щодо входу  $f$ .

Стабілізація вихідного струму  $I$ , яка заснована на керуванні тільки за його відхиленням від заданого значення  $I_3$ :  $\tilde{i} = i - I_3$  не забезпечує бажаної якості із-за граничного коефіцієнту підсилення, що робить розглянутий варіант побудови стабілізованого перетворювача неефективним. Тому вирішення завдання формування належного керування доручається принципу розімкнутого регулювання, який формує  $u(t)$  у вигляді визначеної функції часу.

Основними збуреннями для стабілізатора струму є напруга та опір навантаження та напруга живлення. При цьому напруга навантаження є адитивним збуренням, а напруга живлення не тільки впливає на керувану змінну як координатне збурення, а й мультиплікативно на коефіцієнт передачі прямої ланки (як параметричне збурення).

Керування за збурюючим впливом  $\tilde{u}_{вх}$  (усунення впливу параметричної складової) реалізується при зміні  $\tilde{d}$  відповідно до зміни  $\tilde{u}_{вх}$ . Очевидно, що додатному  $\tilde{u}_{вх}$  має відповідати від'ємне  $\tilde{d}$  і навпаки ( $\tilde{d} = -k\tilde{u}_{вх}$ ).

Зрозуміло, повна компенсація відхилень  $i$  ( $\tilde{i} = 0$ ) досягається за

$$W_k(s) = D/U_{вх}, \quad \tilde{d}(s) = -W_k(s) \cdot \tilde{U}_{вх}(s).$$

При цьому використовується модуляція зрізу імпульсу (відлік від початку імпульсу  $M = 1$ ). Якщо при цьому зробити крутизну пілкоподібної напруги ШІМ –  $m = u_{вх} / (R_{п} C_{п})$ ,  $R_{п} C_{п} \gg T$  пропорційною  $u_{вх}$ , коефіцієнт посилення транзисторного перетворювача спільно з ШІМ по постійній складовій  $k_{п} = R_{п} C_{п} / T$  (незалежність  $k_{п}$  від  $u_{вх}$ ) залишається постійним у разі зміни  $u_{вх}$ . Це практично усуває вплив зміни  $u_{вх}$  на величину середнього значення струму перетворювача. Останнє означає, що цей стабілізатор інваріантний до зміни вхідної напруги – приклад побудови системи керування за розімкненим принципом.

Іншими та більш небезпечними збурюючими впливами є різке скидання навантаження перетворювача, тобто стрибкоподібне збільшення опору  $R_{дф0}$  та зменшення напруги навантаження.

Компенсувати вплив напруги навантаження (вихідної напруги перетворювача) за пропорційного РС на струм навантаження – його середню величину можна шляхом введення додатного зворотного зв'язку (ДЗЗ) по вихідній напрузі.

Задля компенсації коливачь струму від напруги навантаження потрібно виконувати умову

$$\Phi(s) = -1 + W_f(s) \cdot \frac{nU_{вх}}{U_m},$$

звідки ПФ регулятора по збурюючому впливу  $W_f(s) = U_m / nU_{вх}$  фізично реалізована, і зв'язок по збуренню реалізується пропорційною ланкою (безінерційним підсилювачем). У цьому випадку забезпечується абсолютна інваріантність помилки системи щодо збурюючого впливу  $u_0(t)$ , тобто  $R_{y/f} = 0$ , де  $R_{y/f}$  – міра неінваріантності (реактивності) виходу у системи щодо входу  $f$ .

Очевидно, що у разі виконання умови (необхідний добуток коефіцієнтів перетворення сигналу зворотного зв'язку за напругою)

$$k_n k_D = 1 / (k_{п} k_{PC}),$$

стабілізатор має астатизм першого порядку, тобто відпрацьовує задане значення струму

$$I_3 = U_{зс} / (k_i R_{дс}),$$

$U_{зс}$  – завдання по струму без помилки (рис. 1).

$$\text{Тоді} \quad \Phi(s) = \frac{\tilde{I}_L(s)}{\tilde{U}_{зс}(s)} = \frac{k_I}{T_I s + 1},$$

де  $k_I = 1 / (k_i R_{дс})$ ,  $T_I = L / (k_{PC} k_{п} k_i R_{дс})$  – коефіцієнт передачі та постійна часу замкнутої системи стабілізатора.

Нарешті, збільшення  $k_{PC}$  знижує інерційність стабілізатора струму в лінійній зоні, але наближає його до межі області стійкості як замкнуту імпульсну систему з ШІМ.

За наявності інформації щодо зміни опору навантаження також можна виключити викликану ним помилку стабілізації без замкнутого контуру.

Вважаючи регулятор пропорційно-інтегральним, можна підвищити порядок астатизму стабілізатора струму з першого до другого за допомогою введення компенсаційного розімкнутого зв'язку по збудуючому впливу (вхідній напрузі), пропорційного першій похідній цього впливу  $\sim du_{вх} / dt$ . У розглянутому комбінованому стабілізаторі струму напруга неузгодженості (помилка) від зміни  $\Delta U_{вх}$  за лінійним законом дорівнює нулю, що властиво системам з астатизмом другого порядку.

Вибір типу та розрахунок реального компенсатора в цифровій системі керування в такому випадку може здійснюватися за алгоритмом, наведеним у [15], за дотримання таких умов:

$$W_k(j0) - W_k^p(j0) = 0; \quad W_k(j\omega_p) - W_k^p(j\omega_p) = 0,$$

де  $W_k(\cdot)$ ,  $W_k^p(\cdot)$  – амплітудно-фазова характеристика відповідно ідеального та реального компенсатора;  $\omega_p$  – робоча частота.

Найбільший вплив на точнісні характеристики САК мають вимірювальні органи. Вимірювання вхідної та/або вихідної напруги перетворювача супроводжується похибками. Якщо похибка виходить за допустимі межі, одним із методів її компенсації є використання корекції ДЗЗ. Його введення відбувається через множник, другим входом якого є вихід інтегратора сигналу неузгодженості (розбалансу). Цей інтегратор спочатку ініціалізований «1» і змінює своє значення залежно від помилки за струмом.

**Стабілізація вихідного струму із використанням замкненого контуру.** У сучасних багатоконтурних мікропроцесорних системах стабілізації струму широко застосовуються цифрові регулятори низького порядку *PI*-типу через простоту і ефективність. Але на практиці визначення параметрів  $k$ , що характеризують оператор координатного зворотного зв'язку (КЗЗ)  $R_u(k)$ , є складним завданням. Традиційно *PI*-регулятори налаштовують вручну (методом спроб та помилок) або за допомогою формалізованих ітеративних процедур. Нижче використаємо алгоритм автоматичного налаштування коефіцієнтів *PI*-регулятора із застосуванням додаткової програми «*PID Tuner*» [11] у середовищі *MATLAB / Simulink*, що входить до бібліотеки *System Identification Toolbox*.

Зазначимо, що спочатку необхідно виконати проектування цифрового зворотного зв'язку в імпульсному джерелі вторинного електроживлення з урахуванням чистої затримки, що вноситься АЦП та цифровим ШІМ (ЦШІМ).

Нагадаємо, що під час проектування джерел живлення електричної дуги зі зворотними зв'язками краще вибирати схеми, що базуються на джерелі струму, яке кероване напругою [12].

Задля вирішення цього завдання використовуємо розроблену вище імітаційну модель перетворювача з використанням вихідних даних із [1] у вигляді окремого блоку та метод *clamping* для подолання інтегрального насичення – коректної роботи регулятора. Початкові наближення параметрів налаштування розраховуємо безпосередньо за значеннями параметрів  $k_0$ ,  $\tau$  та  $\tau_0$  за методом Циглера-Нікольса для типового *PI*-регулятора

$$k_p = 0,9\tau / (k_0\tau_0) = 4,391; \quad k_I = 0,3\tau / (k_0\tau_0^2) = 146070,$$

де  $\tau_0 = 10^{-5}$  с – час запізнення.

Розглянемо задачу визначення параметрів регулятора для системи, що містить ШІМ, структурна схема якої наведена на рис. 1, таких, щоб забезпечувалися показники якості перехідного режиму –  $t_{пер} \leq 0,38$  мс, перерегулювання –  $\sigma \leq 20$  %.

Результат пошуку рішення ілюструється формою перехідного процесу: перехідна характеристика цифрової системи керування та оптимальні значення параметрів регулятора (рис. 2, а) та зміна в часі сигналів керуючого та помилки (рис. 2, б). З рис. 2 видно, що перехідна характеристика повністю відповідає заданим обмеженням.

Шукана (бажана) ПФ мікроЕОМ або дискретного фільтра має вигляд

$$R(z) = A(1 - cz^{-1}) (1 - z^{-1})^{-1}, \quad (2)$$

де  $A = 2,4807$ ,  $c = 0,9521$ . Якщо коефіцієнт передачі неперервної частини вибрати так, щоб  $A = 1$ , то останній вираз спроститься

$$R(z) = (1 - cz^{-1}) (1 - z^{-1})^{-1}.$$

Звідси можна отримати програму роботи мікроЕОМ

$$x_0[n] = e_0[n] - ce_0[n-1] + x_0[n-1],$$

де  $e_0[n]$ ,  $x_0[n]$  – вхідна та вихідна гратчасті функції процесора;  $e_0[n] = g_0[n] - y_0[n]$ ;  $g_0$ ,  $y_0$  – цифрові вирази задаючого впливу та керованої величини.

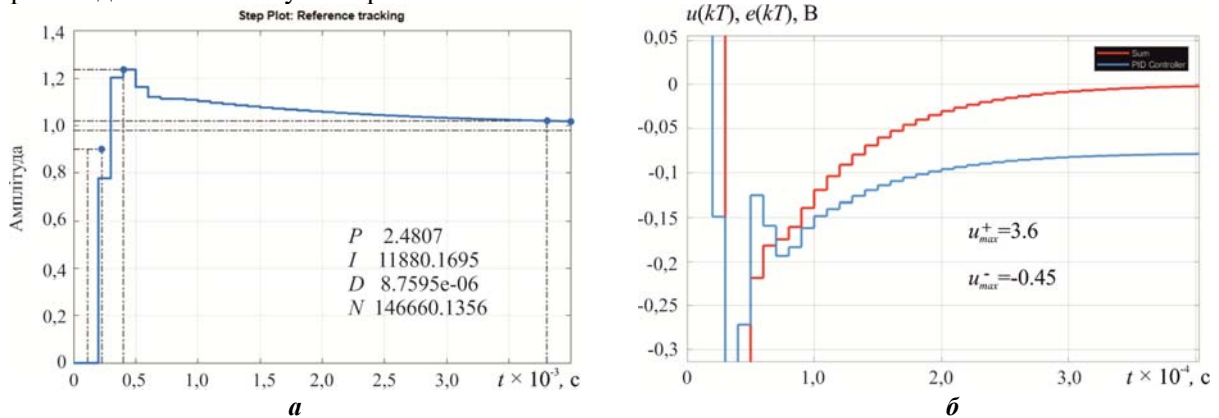


Рис. 2

На рис. 3 зображені логарифмічні частотні характеристики розімкнутої системи з корекцією, перебудовані в координатах амплітуда-фаза спільно з діаграмою Нікольса. За цими кривими легко визначаються запаси стійкості за модулем  $L = 6,12$  дБ та фазою  $\varphi_3 = 32,5^\circ$ , значення резонансного піку  $M_p \leq 1,2$ , резонансна частота  $\omega_p = 1,01 \cdot 10^4$  Гц та смуга пропускання замкнутої системи  $BW = 2 \cdot 10^4$  Гц.

ПФ розімкнутої системи керування з ПІ-регулятором визначається виразом

$$T(z) = R(z)W(z) = 0,5125 \frac{z - 0,9521}{z^3 - 2,016z^2 + 1,016z}.$$

Використовуючи це, неважко встановити, що характеристичний поліном замкнутої системи має вигляд

$$z^3 - 2,016z^2 + 1,016z + 0,5125\rho(z - 0,9521) = 0,$$

де  $\rho$  – додатний (варійований) параметр.

На рис. 4 показані годографи коренів замкнутої цифрової системи керування з корекцією при  $R(z)$  (2). Кореневий годограф на рис. 4 показує, що критичне значення  $\rho$  дорівнює 2,15. Тоді, якщо прийняти  $\rho = 1$ , уникнемо резонансних ефектів і водночас максимізуємо  $\rho$ .

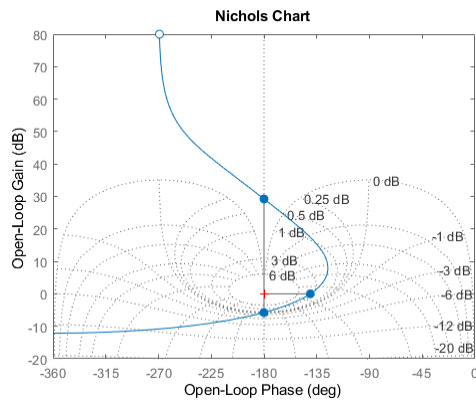


Рис. 3

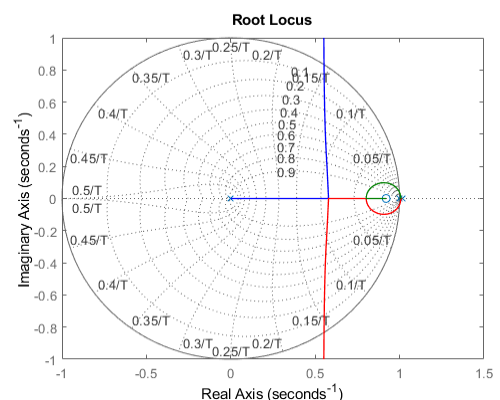


Рис. 4

Вплив збурень та змін параметрів об'єкта на систему керування струмом дуги. Дослідимо вплив збурень та невизначеності у параметрах об'єкта на якість стабілізації дискретної системи керування. Для опису впливу збурень на середнє значення квадрата помилки у системі корисно запровадити функцію зворотної різниці  $J(z)$ .

Зворотна різниця замкнутої системи, яка дорівнює

$$J(z) = 1 + R(z)W_H(z),$$

може бути представлена у вигляді

$$J(z) = \frac{z^3 - 2,016z^2 + 1,528z - 0,488}{z^3 - 2,016z^2 + 1,016z}.$$



На рис. 5 показана діаграма Бодє для функції зворотної різниці  $|J(e^{j\omega T})|$ . Видно, що зменшення чутливості досягається за низьких частот – до  $\sim 6$  кГц, але аж ніяк не для всіх частот. Однак у разі значних збурень та зміни параметрів у смузі частот до 6 кГц очікується відповідного зменшення чутливості.

Наочна порівняльна оцінка за критерієм

$$J = \int_0^{\infty} u^2(t) dt \quad (3)$$

двох систем. Нижня границя функціоналу (3) на оптимально налаштованому регуляторі, підбраному автоматично, дорівнює  $J_0 = \inf J = 2,412 \cdot 10^{-5} \text{ В}^2\text{с}$  (рис. 6), а значення функціоналу (3) для ненастроєного регулятора (за поточних параметрах регулятора [2])  $J_1 = 9,667 \cdot 10^{-5} \text{ В}^2\text{с}$ .

Значення  $J_1$  менше, ніж  $J_0$ , вираш становить

$$\delta J / J_0 = (J_1 - J_0) / J_0 \approx 300\% .$$

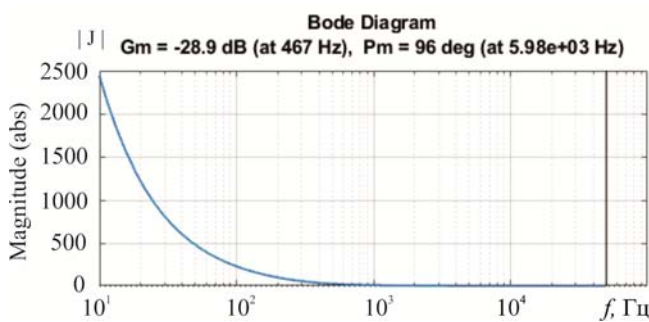


Рис. 5

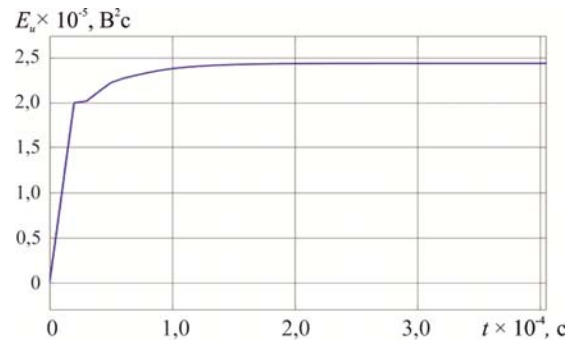


Рис. 6

**Результати імітаційного моделювання та експериментальні дослідження.** Одночасно ДЗЗ по напрузі на дузі призводить до збільшення модуля вихідного опору перетворювача та вирівнюванню його частотної характеристики [1, 2]. Частотні характеристики вихідного опору ПН з від'ємним зворотнім зв'язком за вихідним струмом та ДЗЗ за напругою і без нього –  $k_d = 0,5$ ;  $k_u = 0,0005$ , розраховані в імпульсній моделі методом замкнутого контуру [1, 2], показані на рис. 7.

Як впливає з рис. 7, середнє значення  $Z_0$  для двоконтурної системи імпульсної стабілізації в

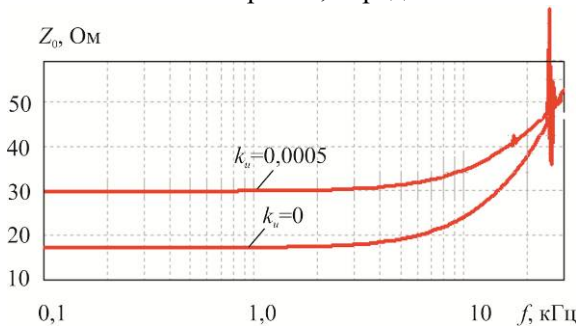


Рис. 7

3–5 разів більше, ніж одноконтурної, тому частотна залежність  $Z_0(f)$  для багатоконтурних систем регулювання більш сприятлива щодо динаміки, ніж одноконтурних.

Збільшення вихідного опору дає змогу помітно зменшити (внаслідок нерівності  $Z_0 \gg R_{дф0}$ ) сплески та провали струму у разі різкої зміни опору навантаження. Підвищене значення вихідного опору ПЕ необхідно також для паралельного з'єднання стабілізаторів, що є важливим для оптимальної побудови

системи електроживлення.

**Пульсація фазової координати перетворювача.** Імпульсний характер керування зумовлює наявність пульсацій струму в навантаженні та забезпечення їхнього заданого рівня є однією з найважливіших вимог до джерела струму з ШІМ.

За індуктивності вихідного дроселя  $L = 0,3$  мГн, частоті імпульсної модуляції 52 кГц та середньому значенні струму  $I = 100$  А розмах пульсацій струму  $\Delta I$  у статичному режимі визначається виразом

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = n U_{\text{Вх}} (1 - D) DT / L,$$

звідки (за  $D=0,5$ )  $\Delta I=4$  А, а максимальне та мінімальне значення струму дорівнюють:  $I_{\max}=102$  А,  $I_{\min}=98$  А.

Результати моделювання режиму: часові діаграми пульсацій напруги на дузі (рис. 8, а) та струму дуги (рис. 8, б) дають можливість визначити відповідні значення  $I = 70,02$  А,  $U = 184,1$  В,  $\Delta I = 7,5$  А. Добрий збіг результатів розрахунку режиму, що встановився, по граничній безперервній моделі з результатами моделювання реальної системи служить підтвердженням коректності побудованої моделі.

Величина коефіцієнта пульсацій ( $K_{\text{п}} = I_{\text{лм}} / I_0$ ) вихідного струму в стаціонарному режимі становить 0,04571 (рис. 8), а напруги на дузі – 0,02446, при цьому реальні пульсації вихідного струму імпульсного регулятора, навантаженого на плазмотрон, не вище (рис. 11) значення пульсацій струму у стаціонарному режимі.

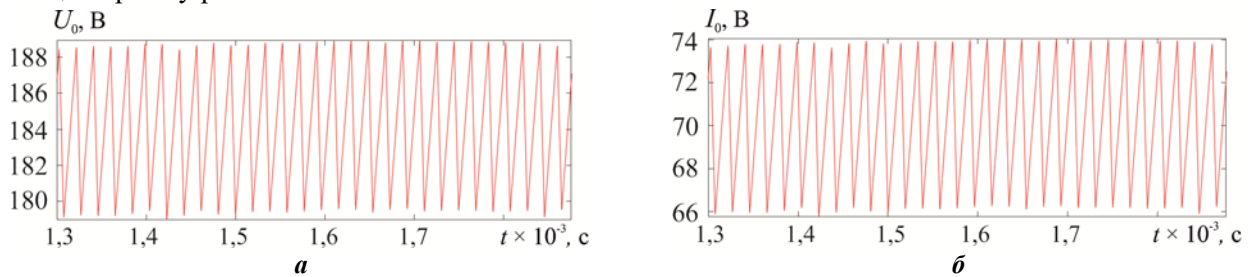


Рис. 8

Осцилограми процесу повітряно-плазмового різання: струм різання 50 А,  $u$  – напруга дуги ( $m_U = 50$  В/діл),  $i$  – струм дуги ( $m_I = 10$  А/діл) показані на рис. 9. На рис. 9, а показаний процес запалювання пілотної дуги і далі перехід до основної дуги; на рис. 9, б показаний процес закінчення різання з повним проплавленням. Для вимірювань використовувався USB-осцилограф IRIS.

Характерною особливістю процесу є відсутність коливань напруги на дузі як на початку, так і після виходу на режим різання. Для закінчення різання знижується струм, режим горіння стає нестійким, і дуга гасне. Осцилограми для цього випадку показані на рис. 9, б.

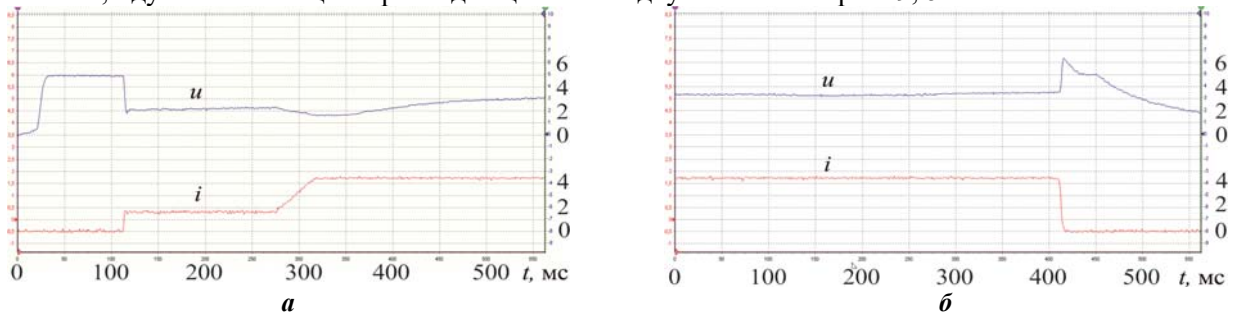


Рис. 9

Дуговий проміжок сам по собі є нестаціонарним навантаженням. При цьому для повітряних плазмотронів характерні періодичні пробіи [13]. Облік цих чинників потребує додаткового аналізу.

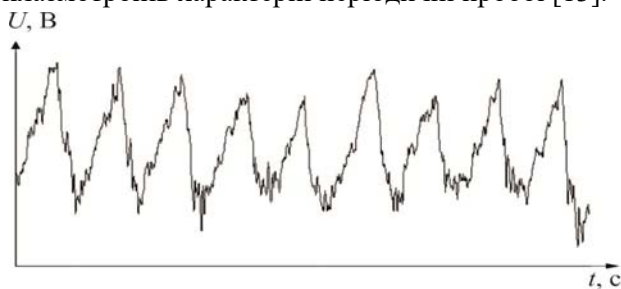


Рис. 10

Залежність пульсацій напруги на дузі від часу (рестрайку) для повітряного плазмотрона постійного струму показано на рис. 10 [13], напруга коливається від мінімальної до максимальної з періодом  $\sim 1$  мс. З рис. 10 видно наявність турбулентних пульсацій, які мають квазіперіодичний характер. Стрибкоподібні провали напруги при шунтуванні можуть досягати 20-30 % [13].

Нестационарний характер опору плазмотрону може бути врахований виразом [14]

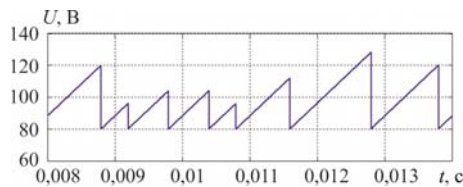
$$R(t) = R_{\text{н}}(1 - he^{-\alpha t}),$$

де  $\alpha = 10^4$ ;  $0 < h < 0,3$ .

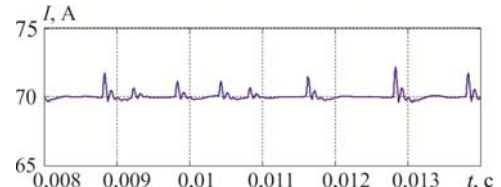
Характер перехідних процесів, викликаних пробоями у плазмотроні, показаний на рис. 11 (результати чисельного моделювання та експериментальні дані): падіння напруги на дузі (рис. 11, а) та струм дуги (рис. 11, б). Сплески струму при стрибках навантаження до 30% – не більше 2 А (3%). Тривалість перехідних процесів не перевищує 0,33 мс.

Проведений аналіз послужив основою для проектування джерела електроживлення плазмової дуги, що реалізує технологію «м'якої» комутації ключів із цифровим керуванням. Апарат розроблений та виготовлений у Національному університеті кораблебудування імені адмірала Макарова та нагороджений золотою медаллю на виставці «Кращий товар року».





**а**



**б**

**Рис. 11**

### **Висновки.**

1. Результати аналізу процесів у дослідному зразку ІСС з м'яким перемиканням та запропонованим цифровим регулятором показали його ефективне функціонування за заданими часовими показниками та необхідною точністю у всіх можливих режимах роботи.

2. Описаний процес проектування цифрового зворотного зв'язку з урахуванням затримки, що вноситься АЦП та ЦШПМ, може стати основою проектування імпульсних джерел вторинного електроживлення з цифровим керуванням.

3. Задану точність стабілізації вихідного струму імпульсного перетворювача в статистиці та динаміці забезпечує поєднання цифрового керування по відхиленню вхідної напруги  $\tilde{u}_{вх}$ , додатного зворотного зв'язку за напругою  $\tilde{u}$  на виході з пропорційно-інтегральним зворотним зв'язком по відхиленню вихідного струму  $\tilde{i}$ .

4. Видно, що система має задану реакцію і з меншими амплітудами вхідного сигналу. Інтегральна квадратична оцінка зменшується на два порядки порівняно з випадком, коли використовується неоптимальний регулятор.

5. Надалі планується пошук методів та способів керування ІСС, що забезпечують мінімально можливу кінцеву тривалість перехідного процесу, що становить 3-4 періоди перетворення, необхідну для імпульсно-дугового зварювання.

1. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Novogretskyi S. Analysis of dynamic characteristics of the inverter operating on a complex load. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2020. Vol. 5/5(107). Pp. 23–31. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.215145>.

2. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Hrieshnov A. Calculation and Analysis of Dynamic Properties of a Soft Switching Converter under Operation on the Arc Load. 2020 IEEE 40th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 22-24 April 2020. Pp. 820–825. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088776>.

3. Vereshchago E.M., Kostiuchenko V.I., Novogretskyi S.M. Analysis of a DC converter working on a plasma arc. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2023. No 5. Pp. 31–36. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05>.

4. Кипенский А.В., Король Е.И. Анализ на координатной плоскости регулировочных характеристик импульсных преобразователей постоянного напряжения с регуляторами по входному возмущению. *Вестник Нац. техн. ун-та "ХПИ": сб. науч. тр. Темат. вып.: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика*. 2015. № 12 (1121). С. 425-429.

5. Туровський О.Л., Лисенко Д.О. Динамічна модель комбінованого імпульсного стабілізатора напруги живлення телекомунікаційного обладнання з астатизмом другого порядку. *Наукові записки Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій*. 2024. № 1(5). С. 120–129. DOI: <https://doi.org/10.31673/2786-8362.2024.011515>.

6. Краснобаев Ю.В., Непомнящий О.В., Иванчура В.И., Пожаркова И.Н., Яблонский А.П. Импульсный стабилизатор напряжения с цифровым управлением для автономной системы электропитания. *Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов*. 2018. Т. 329. № 11. С. 61–73. DOI: <https://doi.org/10.18799/24131830/2018/11/210>.

7. Белов Г.А. Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей. *Электричество*. 2008. № 4. С. 40–49.

8. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2005. 632 с.

9. Giulia Di Capua, Seyed A. Shirsavar, Michael A. Hallworth, Nicola Femia. An enhanced model for small-signal analysis of the phase-shifted full-bridge converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. Issue 3. Pp. 1567–1576. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2314241>.

10. Волков И.В., Губаревич В.Н., Спирин В.М. Устойчивость системы источник тока–электрическая дуга с отрицательным дифференциальным сопротивлением. *Технічна електродинаміка*. 1998. № 4. С.43–45.

11. Дьяконов В.П. *MATLAB*. Полный самоучитель. М.: ДМК Пресс, 2012. 768 с.

12. Сидорец В.Н., Пентегов И.В. Детерминированный хаос в нелинейных цепях с электрической дугой. Киев: Международная ассоциация «Сварка», 2013. 272 с.

13. Комаров Н.С. Устройства электропитания мощных дуговых нагревателей для установок газификации отходов. *Технічна електродинаміка*. 2009. № 1. С.70-76.

14. Мурашов Ю.В., Фролов В.Я. Исследование неустойчивости и турбулентности потока плазмы в дуговом плазматроне для нанесения покрытий. Неделя науки СПбГПУ: материалы научно-практической конференции с международным участием. Институт энергетики и транспортных систем СПбГПУ. Ч. 1.– СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2014. С.102–104.

## CONTROL OF THE DYNAMICS OF A PULSE CONVERTER WITH SOFT SWITCHING OPERATING WITH ARC LOAD

E.M. Vereshchago, V.I. Kostiuchenko, Ye.V. Stohnienko, A.Yu. Hrieshnov

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

Ave. of Heroes of Ukraine, 9, Mykolaiv, 54007, Ukraine, e-mail: [yikmkua@gmail.com](mailto:yikmkua@gmail.com).

*Issues of design and research of energy-efficient and reliable semiconductor DC voltage converters for wide application in power supply devices of arc plasmotrons used in plasma metal cutting installations are considered. An estimated structural dynamic model of a soft-switching DC converter with a closed-loop control system combining the power part and the control system, intended for use as part of the latter as a digital module, was built. A technique is proposed and methods of controlling the converter are found, which provide the specified duration of transient processes, the permissible value of load current pulsations in a quasi-steady mode and the astatism of the output current, which confirms the correctness of the proposed technique. A prototype of a pulse stabilizer with digital control was made. The results of experimental studies of the sample confirm the effectiveness of the developed control device, namely the achievement of the specified duration of transient processes caused by a step change in the load current, close to 10-12 periods of conversion and astatism of the output current. It is shown that the application of a pulse stabilizer, in which a digital control loop is used, has significant advantages compared to analog options and has the advantages of a strategic plan. The use of combined control allows you to significantly reduce the requirements for the overall gain of the main control channel, which greatly facilitates the choice of sequential digital correction. Research results may be of interest to specialists in the field of power electronics, power supply systems of autonomous objects and control systems. References 14, figures 11.*

**Key words:** automatic control system, digital controller, external disturbance, plasma, robustness, optimization.

1. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Novogretskyi S. Analysis of dynamic characteristics of the inverter operating on a complex load. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2020. Vol. 5/5(107). Pp. 23–31. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.215145>.

2. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Hrieshnov A. Calculation and Analysis of Dynamic Properties of a Soft Switching Converter under Operation on the Arc Load. 2020 IEEE 40th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 22-24 April 2020. Pp. 820–825. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088776>.

3. Vereshchago E.M., Kostiuchenko V.I., Novogretskyi S.M. Analysis of a DC converter working on a plasma arc. (2023). *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2023. No 5. Pp. 31–36. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05>.

4. Kipensky A.V., Korol E.I. Analysis on the coordinate plane of the adjustment characteristics of pulsed DC voltage converters with input disturbance regulators. *Vestnik Nac. tehn. un-ta KHPI: Temat. vyp.: Problemy avtomatizirovannogo elektroprivoda. Teoriya i praktika*. 2015. No 12 (1121). Pp. 425–429. (Rus)

5. Turovsky O.L., Lisenko D.O. A dynamic model of a combined pulse voltage stabilizer for telecommunications with astatism of a different order. *Naukovi zapysky Derzhavnoho universytetu informatsiino-komunikatsiinykh tekhnolohii*. 2024. No 1(5). Pp. 120–129. DOI: <https://doi.org/10.31673/2786-8362.2024.011515>. (Rus)

6. Krasnobaev Yu.V., Nepomnyashchii O.V., Ivanchura V.I., Pozharkova I.N., Yablonsky A.P. Pulse voltage stabilizer with digital control for an autonomous power supply system. *Izvestiya Tomskogo politehnicheskogo universiteta. Inzhiniring georesursov*. 2018. Vol. 329. No 11. Pp. 61–73. DOI: <https://doi.org/10.18799/24131830/2018/11/210>. (Rus)

7. Belov G.A. Structural models and study of the dynamics of pulse converters. *Electricity*. 2008. No 4. Pp. 40–49. (Rus)

8. Meleshin V.I. Transistor converter technology. Moskva: Tekhnosfera, 2005. 632 p. (Rus)

9. Giulia Di Capua, Seyed A. Shirsavar, Michael A. Hallworth, Nicola Femia. An enhanced model for small-signal analysis of the phase-shifted full-bridge converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. Issue 3. Pp. 1567–1576. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2314241>.

10. Volkov I.V., Gubarevich V.N., Spirin V.M. System stability: current source is an electric arc with negative differential resistance. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 1998. No 4. Pp. 43–45. (Rus)

11. Dyakonov V.P. MATLAB. Complete tutorial. Moskva: DMK Press, 2012. 768 p. (Rus)

12. Sidorets V.N., Pentegov I.V. Deterministic chaos in nonlinear circuits with an electric arc. Kyiv: Mezhdunarodhaia assotsiatsiia Svarka, 2013. 272 p. (Rus)

13. Komarov N.S. Power supply devices for powerful arc heaters for waste gasification plants. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2009. No 1. Pp. 70–76. (Rus)

14. Murashov Yu.V., Frolov V.Ya. Study of instability and turbulence of plasma flow in an arc plasma torch for coating. Science Week of St. Petersburg State Polytechnic University: materials of a scientific and practical conference with international participation. Institute of Energy and Transport Systems SPbSPU. Part 1. St. Petersburg: Polytechnic Publishing House. Univ., 2014. Pp. 102–104. (Rus)

Надійшла 28.03.2024

Остаточний варіант 29.07.2024