УДК 621.314.26

# СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА СТРУМУ ПЛАЗМОВОЇ ДУГИ

ВЕРЕЩАГО Є.М. канд. техн. наук, доцент, професор кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: venmkua@gmail.com, ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4370-7706;

КОСТЮЧЕНКО В.І. канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри суднових електроенергетичних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: vitalii.kostiuchenko@nuos.edu.ua, ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2128-2388;

ДЖАНГИРОВ М.В. аспірант кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: max.dzhangirov@gmail.com, ORCID: https://orcid.org/0009-0006-1272-194X;

ЄРЕМЕНКО А.П. старший викладач кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: andrii.yeremenko@nuos.edu.ua, ORCID: https://orcid.org/0000-0002-8392-7623;

СТОГНІЄНКО Є.В. аспірант кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: yevhen.stohniienko@ukr.net, ORCID: https://orcid.org/0009-0002-6769-8784;

***Мета роботи.*** *Синтезувати аналітично астатичну цифрову систему стабілізації струму дуги плазмотрону за заданими прямими показниками якості та порядку астатизму. На основі неперервного прототипу в результаті вирішення задачі визначення бажаної передавальної функції замкнутої системи. Крім заданого часу регулювання (одного з головних показників) необхідно забезпечити додаткові вимоги до якості в перехідних режимах.*

***Методи дослідження.*** *Метод комп'ютерного моделювання, метод поділу – оптимальної фільтрації та оптимального детермінованого керування та методи налаштування регуляторів.*

***Отримані результати.*** *Обґрунтовано лінеаризовану дискретну математичну модель імпульсного перетворювача; визначено узагальнені параметри цієї моделі. За цією моделлю розраховано, проаналізовано та представлено синтез регуляторів цифрової системи керування струмом плазмової дуги.*

*Цифрові системи мають більш високу технологічність і надійність. Однак завдання синтезу цифрових систем складніше порівняно з аналогічним завданням у безперервному випадку. Стаття присвячена розв'язанню задачі синтезу дискретної автоматичної системи стабілізації струму плазмової дуги, реалізація якої здійснюється на основі принципу керування виходом і впливом із заданими прямими показниками якості. Ефективність запропонованих методів ілюструється чисельними прикладами.*

***Наукова новизна.*** *Перевагою розглянутого методу є те, що за допомогою його вдається усунути методичну помилку при синтезі астатичних цифрових систем, викликану дискретизацією бажаних функцій неперервних систем.*

***Практична цінність.*** *Використання реалізованої процедури автоматизованого синтезу дозволяє: підвищити якість та продуктивність праці розробників на етапі ескізнотехнічного проектування дискретних керуючих систем; прискорити та автоматизувати процес наукових досліджень цифрових керуючих систем. Подані в роботі результати використані під час проектування імпульсних джерел живлення з струмовим керуванням.*

***Ключові слова: ПІ-регулятор; цифрові системи керування; прямі показники якості; мікроконтролер; плазмова дуга; стабілізатор струму; джерело електроживлення.***

## I. ВСТУП

Більшість пристроїв сучасної силової напівпровідникової техніки з погляду теорії автоматичного керування є дискретними нелінійними системами [1, 2]. Однак застосування пристроїв сучасної силової електроніки (перетворювальної техніки) засноване на використанні «корисної» складової вихідних імпульсів, що змінюється в залежності від відносної тривалості імпульсів *d*. Крім корисної складової у вихідній напрузі (струмі) цих пристроїв містяться шкідливі,

**© Верещаго Є.М., Костюченко В.І., Джангиров М.В., Єременко А.П., Стогнієнко Є.В., 2025**
Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License **(CC-BY-CA 4.0)**
DOI: https://doi.org/10.15588/1607-6761-2025-3-1

але неминучі високочастотні пульсації. При досить високій частоті комутації в цих пристроях пульсації фазових координат, наприклад, імпульсних стабілізаторах струму (ІСС) виявляються зневажливо малими. Це дає підставу розглядати аналізовані реальні дискретні системи як безперервні, використовуючи їх граничну безперервну модель [1], [2], побудовану в припущенні нескінченної частоти комутації ($T \to 0$) і відсутності пульсацій фазових координат.

## II. АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Важливо підкреслити, що інтенсивний розвиток мікропроцесорів та мікроконтролерів, підвищення їх надійності та технологічності призводять до широкого поширення цифрових систем автоматичного керування (ЦСК) за практичної реалізації імпульсних перетворювачів. Ці системи забезпечують більш високу якість процесів керування, мають високу гнучкість і адаптованість до змін технологічних процесів, віддалену діагностику та налаштування параметрів роботи, швидкий цикл розробки, можливість оновлення програмного забезпечення в процесі експлуатації, що істотно підвищує економічну ефективність їх застосування [2-6].

Зауважимо, що в даний час в ЦСК в якості цифрових керуючих пристроїв (ЦКП) найчастіше використовуються мікроконтролери, в яких здійснюється перетворення сигналів (за допомогою АЦП і ЦАП), обчислення значень керуючого впливу за допомогою арифметико-логічного пристрою (АЛП) і зберігання даних [2]-[6]. Зазвичай під час вирішення завдання синтезу АЦП і ЦАП умовно відносять до об’єкта керування, у результаті утворюється дискретний об’єкт керування. Тому надалі під ЦКП розумітимемо АЛП та інші елементи, які реалізують закон керування.

Завдання синтезу ЦСК фактично полягає у визначенні алгоритму роботи цифрового керуючого пристрою (ЦКП), що реалізує знайдений закон керування. Для вирішення цього завдання застосовуються різні методи [2]-[6], але найбільш раціональними є методи аналітичного синтезу, що дозволяють отримати і структуру, і параметри закону керування шляхом вирішення деяких рівнянь.

Однією з основних причин, через які цифровий зворотний зв’язок не знайшов широкого застосування в імпульсних джерелах електроживлення плазмової дуги, є затримка, що вноситься в контур зворотного зв'язку (ЗЗ) операціями аналогово-цифрових перетворювачів (АЦП) цифрових широтно-імпульсних модуляторів (ЦШІМ). При цьому виникає додатковий фазовий зсув, який може досягати великих значень (десятки градусів) на частотах у 10 – 20 разів нижче за тактову частоту ШІМ.

## III. МЕТА РОБОТИ

Послідовне викладення етапів проектування цифрового від’ємного ЗЗ у джерелах електроживлення плазмової дуги, включаючи синтез цифрового регулятора, що забезпечує задану глибину від’ємного ЗЗ, заданий порядок астатизму та задані прямі показники якості при збереженні раціональних запасів стійкості по амплітуді та фазі.

## IV. ВИКЛАДЕННЯ ОСНОВНОГУ МАТЕРИАЛУ І АНАЛІЗ ОТРИМАННИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

Добре відомо, що ПІ-регулятор є найпоширенішим типом регулятора будь-яких процесів [7]. З розвитком нових методів регулювання, наприклад, таких як фазі-логіка або нейронні мережі, він не поступився своїм домінуючим положенням, оскільки є простим у налаштуванні і має зрозумілий для фахівців принцип роботи. У той самий час якщо для аналогового регулятора є чіткий алгоритм розрахунку параметрів для заданої структури об'єкта регулювання, то для його цифрового уявлення знайти у доступній літературі будь-якої суворої методики виявилося складно.

Нижче буде розглянуто питання синтезу параметрів ПІ-регулятора на прикладі джерела електроживлення плазмової дуги на основі транзисторного перетворювача з фазовим керуванням, що дозволяє реалізувати м’яке перемикання в мостовій схемі [8, 9]. Для представлених методик синтезу буде показано адекватність розглянутих методів для сучасних мікроконтролерів.

### ХАРАКТЕРИСТИКА ОБ’ЄКТУ

У перетворювачах постійної напруги фазові координати і, отже, вихідні сигнали складаються з плавної складової та високочастотних пульсацій, викликаних ключовим режимом роботи транзисторів. При виборі досить високої частоти (щонайменше ніж на порядок вище частоти зрізу вихідного фільтра перетворювача) зміни структури системи та амплітуди пульсацій невеликі. Очевидно, що при зменшенні періоду комутації $T$ ($T \to 0$) та $D = 2t_i / T = \text{const}$ режим, що встановився, наближається до граничного встановленого режиму, при якому відсутні пульсації фазових координат. Таку модель визначають як граничну безперервну модель. У більшості реальних випадків внаслідок високої частоти комутації пульсації фазових координат досить малі і відбуваються навколо фазових координат граничної безперервної моделі, що відповідає $T \to 0$. Зауважимо, що зміна відносної тривалості імпульсів $\tilde{d}$ є не сигнальним, а параметричним збуренням [1].

Подання імпульсного перетворювача напруги постійного струму у вигляді безперервної моделі дозволяє досліджувати його властивості до створення фізичного зразка, вносити зміни в електричну схему, проводити синтез регуляторів та коригування їх параметрів і, відповідно, скорочувати термін його проектування в цілому.

Перетворювач з фазовим керуванням, що дозволяє реалізувати м’яке перемикання в мостовій схемі, що працює на дугове навантаження для режиму малих сигналів може бути описаний моделлю виду (переда-

вальна функція (ПФ) «струм дуги – керування») [9, 10]

$$W_{\text{н}}(s) = W_{i/u}(s) = \frac{\tilde{I}(s)}{\tilde{U}(s)} = k_0 \exp(-T_{\mu} s)/(\tau s + 1), \quad (1)$$

де $k_0 = (R_{\text{дс}}/(r_{\Sigma} + R_{\text{дф0}}))n_{TV} U_{\text{вх}} k_{\text{ШІМ}} k_i$ – коефіцієнт посилення незмінної частини без урахування фактора пульсацій; $\tau = L/(r_{\Sigma} + R_{\text{дф0}})$ – постійна часу ланцюга навантаження; $T_{\mu}$ – час запізнення перетворювача, що визначаються на околиці номінального режиму; $R_{\text{дф0}}$ – диференціальний опір плазмової дуги; $L$ – сумарна індуктивність контуру; $r_{\Sigma}$ у загальному випадку включає всі втрати у схемі в тому числі активний опір дроселя та внутрішній опір перетворювача [6], [7], причому опір втрат може залежати від частоти; $R_{\text{дс}}$ - крутість датчика струму, що має розмірність опору; $n_{TV}$, як завжди, $w_{21}/w_1 = w_{22}/w_1$. У ПФ $W_{\text{н}}(s)$ включаються коефіцієнти посилення силової частини, датчика та підсилювача сигналу датчика струму $k_i$ та ШІМ; $k_{\text{ШІМ}} \approx T/U_m$, де $U_m$ – амплітуда пили; $T$ – період дискретизації.

Тут знак «~» показує нескінченно малу зміну змінної щодо значення в періодичному режимі.

Часто якщо для моделі (1) виконується умова $T_{\mu} / \tau \le 1$, то з нею може бути зіставлена модель

$$W_{\text{н}}(s) = k_0 / [(\tau s + 1)(T_{\mu} + 1)] \approx \frac{k_0}{(\tau s + 1)^l}, \quad (2)$$

де $T_{\mu} = T_{\text{ШІМ}} = 19{,}2 \cdot 10^{-6}$ с – постійна часу, що дорівнює періоду ШІМ, що випливає з переходу

$$\lim_{l \to \infty} \frac{1}{(\tau s + 1)^l} = \lim_{l \to \infty} (T_{\mu} s / l + 1)^{-l} = \exp(-T_{\mu} s).$$

Перехід від однієї моделі до іншої можна виконати на основі наведених нижче даних:

для $l = 2$ із (2) $\rightarrow T_{\mu} / \tau = 0{,}1$ по (1).

При побудові систем керування потрібна ідентифікація параметрів моделей (1) і (2), причому ідентифікація, наприклад, параметрів $l$, $k_0$, $\tau$ моделі (2) дозволяє при необхідності перейти до моделі (1).

Оцінимо значення коефіцієнта посилення $k_0$ та постійної часу $\tau$ у перетворювачі [9, 10] при номінальних значеннях параметрів: $R_{\text{дс}} = 75 \cdot 10^{-5}$ Ом; $r_{\Sigma} = 0{,}01$ Ом; $L = 300$ мкГн; $U_{\text{вх}} = 540$ В – вхідна напруга регулятора, що відповідає обраному періодичному режиму, в околиці якого проводиться лінеаризація $n_{TV} = 0{,}46$; $U_m = 2{,}5$ В; $k_i = 82$; $f = 52$ кГц; $R_{\text{дф0}} = 1{,}2$ Ом; $D = 0{,}8$ – значення коефіцієнта заповнення в встановленому (періодичному) режимі. Тоді

$$k_0 = \frac{R_{\text{дс}} T n_{TV} U_{\text{вх}}}{(r_{\Sigma} + R_{\text{дф0}}) U_m} = \frac{75 \cdot 10^{-5} \cdot T \cdot 0{,}46 \cdot 540}{(0{,}01 + 1{,}2) \cdot 2{,}5} = 5{,}083T;$$

$$\tau = L/(r_{\Sigma} + R_{\text{дф0}}) = 248 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Один з відомих методів синтезу законів керування, що представляє особливий інтерес полягає у поданні силових ланцюгів стабілізаторів з ШІМ в режимі малих відхилень адекватною амплітудно-імпульсною моделлю (АІМ) за регульованими складовими процесів.

Приведення широтно-імпульсного регулювання в околиці стаціонарного режиму до амплітудно-імпульсного дозволяє застосувати для аналізу та синтезу ІСС з ШІМ добре розроблений апарат теорії систем з АІМ [1] та отримати на його основі імпульсні закони керування.

У цьому випадку під регульованими складовими процесу розуміють відхилення змінних ІСС від їх значень у стаціонарному режимі, зумовлені збільшенням поточної тривалості імпульсу $t_{\text{і.р}}$ щодо стаціонарної тривалості $t_{\text{і.ст}}$.

Перехід від ШІМ до АІМ першого роду здійснюється за умови рівності площ імпульсів [1]:

$$U_{\text{вх}} \tilde{d} T = \tilde{u}_{\text{вх}} D T.$$

Тоді закон зміни амплітуди імпульсів функції $\tilde{d}$ наступний: $\tilde{u}_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \tilde{d} / D$. Він справедливий за умови незначних відхилень від $D$ та частоті квантування, що у багато разів перевищує власну частоту фільтрів [1].

При цьому коефіцієнт передачі $k_u = U_{\text{вх}} / D$ також відноситься до лінійної безперервної частини системи (входить до загального коефіцієнта передачі $k_0$).

Для синтезу закону керування імпульсним регулятором (імпульсним перетворювачем струму – ІПС) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) використовуємо адекватну амплітудно-імпульсну модель за регульованими складовими процесів ШІМ, засновану на поділі процесу на стаціонарний і процес широтно-імпульсного регулювання.

Силовий ланцюг ІПС наведено в [8].

У цьому випадку дискретна ПФ незмінної частини (НЧ) системи, що синтезується [7]

$$W(z) = Z\left\{\frac{W_0(s)}{s}\right\} - z^{-1} Z_{\varepsilon}\left\{\frac{W_0(s)}{s}\right\},$$

де $\varepsilon = 1 - D$; $D = 2t_u / T$; $T$ – період перемикань; $Z_{\varepsilon}$ – модифіковане $z$-перетворення.

Нехай НЧ системи має ПФ (1). Розглянемо випадок $T_{\mu} = 0$. Тоді згідно з (2) та додатком [7] отримуємо

$$W(z) = k_0 \left[\frac{(1-d)z}{(z-1)(z-d)} - \frac{1}{z-1} - \frac{d^{\varepsilon}}{z-d}\right] =$$

$$= k_0 \frac{d^{\varepsilon} - d}{z - d} = k_0 \frac{d(d^{-D} - 1)}{z - d}, \quad (3)$$

де $d = e^{-\alpha T}$; $\alpha = \tau^{-1}$.

Після підстановки числових значень маємо

$$W(z) = \frac{0{,}3901}{z - 0{,}9226}.$$

Побудуємо за (1) та (3) частотні характеристики. Результати побудови наведено на рис. 1. Характеристики показують, що в дискретному варіанті без будь-якої частотної корекції і $k_{PC} = 1$ в порівнянні з аналоговим фазова характеристика різко зменшується після частоти 1 кГц і на половині тактової частоти фазове відставання становить 180°. Таким чином, справжня фазова характеристика імпульсної системи в порівнянні з безперервною зазвичай дає песимістичну картину синтезу цифрової СК.

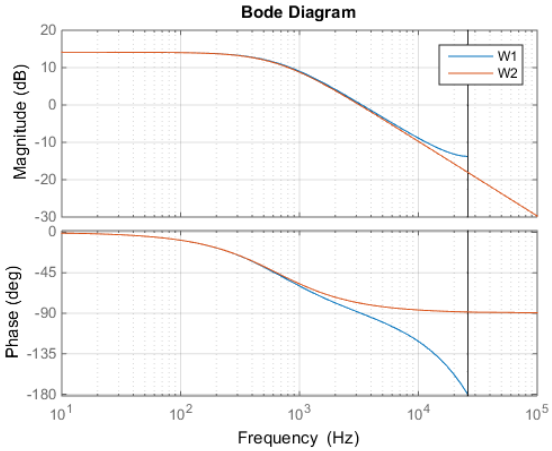


**Рисунок 1.** Частотні характеристики петльового посилення аналогового та цифрового перетворювача (частотна корекція відсутня)

## ПЕРЕОБЛАДНАННЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ НА БАЗІ МІКРОЕОМ (МІКРОПРОЦЕСОРІВ)

Замість виконання абсолютно нового проекту з використанням теорії цифрових систем керування можна застосувати методику переобладнання з урахуванням мікроЕОМ для створення еквівалентної цифрової системи [7]. Вважають, що цифрова система еквівалентна безперервній системі, якщо реакції двох систем для тих самих вхідних сигналів і початкових умов добре збігаються.

Приймемо частоту дискретизації, що дорівнює частоті комутації.

Для побудови дискретної передавальної функції (ДПФ) інтегрального каналу (переобладнання ПІ-регулятора) використовуємо метод інтегрування Ейлера (метод прямокутників), тобто. заміну $s \leftarrow (z-1)/T$, що дає $R_i(s) = \frac{k_i}{s} \rightarrow R_i(z) = \frac{k_i T}{z-1}$. При заданих чисельних значеннях $k_p = 1{,}271$, $k_i = 5123$ [9, 10], отриманих на основі бажаних (еталонних) ПФ розімкнутої системи та $T = 19{,}2 \cdot 10^{-6}$ с отримуємо

$$R_{pi}(z) = \frac{k_p z - (k_p - k_i T)}{z-1} =$$

$$= k_p \frac{z - \left(1 - (k_i / k_p) T\right)}{z-1} = 1{,}271 \frac{z - 0{,}9226}{z-1}.$$

Логарифмічні частотні характеристики імпульсної системи з цифровим регулятором (розімкнутою скоригованою системою) при $k_p = 1{,}271$ представлені на рис. 2.

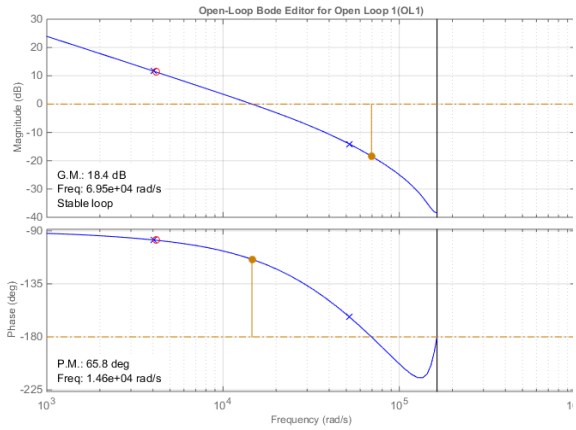


**Рисунок 2.** Частотні характеристики дискретної системи керування струмом дуги

На рис. 3 зображені годографи Найквіста та Нікольса для цифрової системи керування струмом дуги.

Зауважимо, що запаси по модулю та фазі тепер складають 18,4 дБ та 65,8° відповідно.

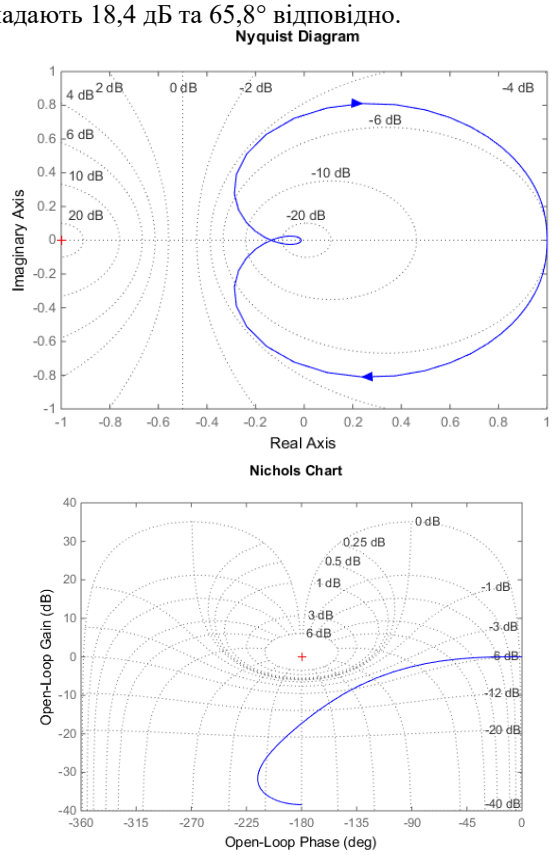


**Рисунок 3.** Діаграми Найквіста та Нікольса

Перехідна характеристика системи зображена на рис. 4. Система приходить у стан спокою за час, що дорівнює 9 – 10 періодам дискретності. Максимальне перерегулювання не перевищує 2 %, що підтверджує правильність вибору запасу по фазі 65,8°.

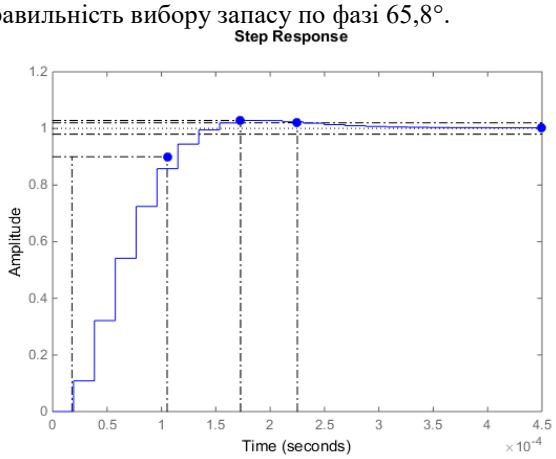


**Рисунок 4.** Реакція цифрової системи керування струмом дуги на ступінчасту зміну заданої точки

Для більшого запасу стійкості по фазі можна зменшити величину $k_p$, прийнявши, наприклад, $k_p$ = 0,6355.

На рис. 5 показані графіки поведінки функції чутливості $|S(j\omega)|$ та міри робастності $|CS(j\omega)|$ системи керування струмом дуги. Видно, що зменшення чутливості та підвищення робастності досягається на низьких частотах – до $4\cdot10^3$ рад/с.

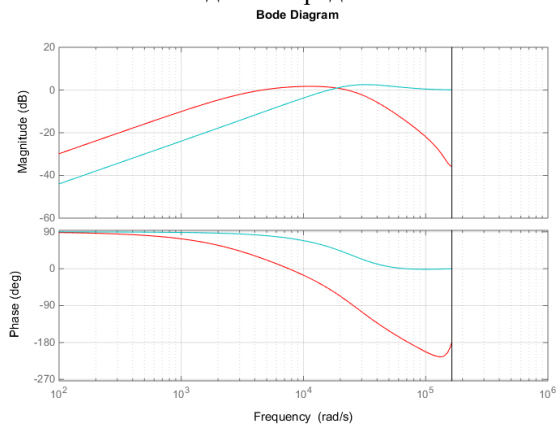


**Рисунок 5.** Логарифмічні частотні характеристики функції чутливості та міри робастності системи керування струмом дуги

Зауважимо, що мале значення $S(j\omega)$ досягається при великому динамічному коефіцієнті посилення ланцюга $R(j\omega)\,W_д(j\omega)$ системи керування у відповідному діапазоні частот.

Для підвищення точності апроксимації можна використовувати складніші методи, наприклад, заміну

$$s \leftarrow \frac{2}{T}\frac{z-1}{z+1},$$

яка називається перетворенням Тастіна, що відповідає інтегруванню за методом трапецій.

Така заміна дає

$$R_{PI}(z) = (k_P + \frac{k_I T}{2})\frac{z - \dfrac{k_P - \dfrac{k_I T}{2}}{k_P + \dfrac{k_I T}{2}}}{z-1} = 1{,}3202\cdot\frac{z-0{,}9255}{z-1}.$$

Корисно обчислити частотні характеристики дискретних регуляторів для диграторів за різних чисельних способів інтегрування та зіставити їх із частотною характеристикою безперервного регулятора. Ці амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики зображені на рис. 6. Вертикальна лінія відзначає частоту Найквіста $\pi / T$, де $T$, $f = 1 / T$ – період та частота дискретизації. З цього рисунку видно, що їх амплітудні та фазові характеристики практично збігаються. Тому для отримання передавальної функції регулятора застосування складніших способів інтегрування робити не будемо.

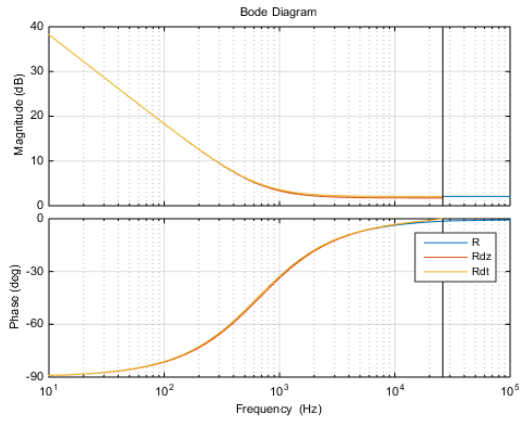


**Рисунок 6.** Частотні характеристики безперервного *R* та дискретних ПІ-регуляторів *Rdz* (зберігання нульового порядку), *Rdt* (Тастін)

## СИНТЕЗ ЦСК З КІНЦЕВОЮ ТРИВАЛІСТЮ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ

Нехай послідовний цифровий регулятор об’єкта регулювання [9, 10] має передавальну функцію

$$R(z) = \frac{\dfrac{1}{k_0(1-e^{-T/\tau})}z - \dfrac{e^{-T/\tau}}{k_0(1-e^{-T/\tau})}}{z-1} =$$

$$= \frac{z-d}{k_0(z-1)(1-d)} = A\frac{1-dz^{-1}}{1-z^{-1}}. \qquad (4)$$

Тоді ПФ розімкнутої системи з корекцією набуває простого вигляду:

$$W^*(z) = R(z)W_н(z) = \frac{1}{z-1}.$$

Відповідна їй ПФ замкнутої системи

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

Це означає, що при ступінчастому вхідному впливі вихідний сигнал системи $i(nT)$ досягає необхідного значення за один період квантування і з цього моменту зберігає дане значення. Перерегулювання $i(nT)$ дорівнює нулю. Дійсна реакція $i(t)$ може супроводжуватися пульсаціями у проміжках між моментами замикання. Такий тип реакції прийнято називати аперіодичним перехідним процесом [7].

Визначимо запас стійкості за модулем і фазою імпульсної системи регулювання. Для цього розглянемо характеристичне рівняння замкнутої системи

$$z - 1 + B = 0.$$

Умова стійкості

$$0 < B < 2.$$

Тому запас стійкості за модулем дорівнює 6 дБ.

Перейдемо до частотної ПФ розімкнутої системи підстановкою $z = e^{j\omega t}$

$$W(e^{j\omega t}) = \frac{1}{e^{j\omega t} - 1} = \frac{1}{\cos\omega T - 1 + j\sin\omega T}.$$

Визначимо частоту зрізу для ПФ (4) з рівності

$$\left|\frac{1}{e^{j\omega_{зр}T} - 1}\right| = 1,$$

звідки

$$\omega_{зр} = \pi / 3T,$$

$$\arg W(j\omega_{ср}) = \arg\frac{1}{e^{j\pi/3} - 1} = -\frac{2\pi}{3} = -120^\circ.$$

Таким чином, запас стійкості по фазі дорівнюватиме 60°.

При $T = 19{,}2$ мкс та параметрах [9, 10] дискретний фільтр або цифровий обчислювальний пристрій (ЦОП) має ПФ

$$R(z) = 2.542\frac{z - 0.9226}{z - 1}.$$

З отриманого виразу видно, що дискретний фільтр дуже схожий на ПІ-регулятор [9, 10]. Відмінність спостерігається лише у коефіцієнтах. Пропорційний коефіцієнт

$$k_P = \frac{1}{k_0(1 - e^{-T/\tau})} = \frac{1}{k_0(1-d)} =$$

$$\frac{1}{5{,}082(1 - 0{,}9226)} = 2{,}542,$$

а інтегральний

$$k_I = \frac{k_P - \dfrac{e^{-T/\tau}}{k_0(1 - e^{-T/\tau})}}{T} = \frac{k_P - \dfrac{d}{k_0(1-d)}}{T} =$$

$$= \frac{2{,}542 - \dfrac{0{,}9226}{5{,}082 \cdot (1 - 0{,}9226)}}{19{,}2 \cdot 10^{-6}} = 10208,$$

що у 2 разу більше розрахованих класичним методом.

Якщо коефіцієнт передачі безперервної частини вибрати так, щоб $A = 1$, або $k_0 = (1-d)^{-1}$, то вираз (4) спроститься

$$R(z) = \frac{1 - dz^{-1}}{1 - z^{-1}}.$$

Звідси програма роботи ЦОП

$$x_0[n] = e_0[n] - de_0[n-1] + x_0[n-1],$$

де $e_0[n]$ і $x_0[n]$ – вхідна і вихідна гратчасті функції ЦОП, причому $e_0[n] = g_0[n] - i_0[n]$, а $g_0$ і $i_0$ – цифрові уявлення задаючого впливу і керованої величини відповідно.

Як другий приклад знайдемо ПФ дискретного коректора з умови реалізації заданої передавальної функції

$$\Phi^*(z) = \frac{0.5z + 0.5}{z^2} = 0.5z^{-1} + 0.5z^{-2}. \qquad (5)$$

Шукана ДПФ ЦОП $R(z)$ дорівнює

$$R(z) = \frac{Q(z)}{P(z)} \cdot \frac{\Phi^*(z)}{1 - \Phi^*(z)},$$

де $P(z) = k_0(1-d)$; $Q(z) = z - d$ [6, 7].

Степені багаточленів $P(z)$ та $Q(z)$ рівні відповідно $n_P = 0$; $n_Q = 1$. Мінімальна тривалість процесу в замкнутій імпульсній системі, як відомо, визначається добутком періоду повторення на суму числа нулів та полюсів незмінної частини системи $\bar{n} = n_P + n_Q + 1$.

У цьому випадку матимемо

$$R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{0.5k_0}{1-d} \cdot \frac{z^2 - (d-1)z - d}{z^2 - 0.5z - 0.5}.$$

Отже, рівняння дискретного коректора у зображеннях буде

$$(1-d)(z^2 - 0.5z - 0.5)U(z) = 0.5k_0[z^2 - (d-1)z - d]E(z)$$

або в оригіналах

$$(1-d)[u(n+2) - 0.5u(n+1) - 0.5u(n)] =$$

$$= 0.5k_0[e(n+2) - (d-1)e(n+1) - de(n)]. \qquad (6)$$

Таким чином, для прикладу, що розглядається, закон керування являє собою різницеве рівняння (6) другого порядку. Можна переконатися, що вихідна змінна $i(n)$ замкнутої системи із знайденим дискретним коректором збігається за $n = 1, 2, \ldots$ з призначе-

ною траєкторією $i^*(n)$, яка є вихідною змінною еталонною системою з ПФ (5).

Слід зазначити, що ПФ $\Phi^*(z)$ у розглянутому прикладі також відповідає процесу кінцевої тривалості: перехідний процес відпрацювання одиничної функції закінчується за два такти.

На рис. 7 наведено перехідну функцію системи з ПФ [9, 10], побудовану за допомогою *MATLAB* при $T = 19{,}2\cdot10^{-6}$с [11].

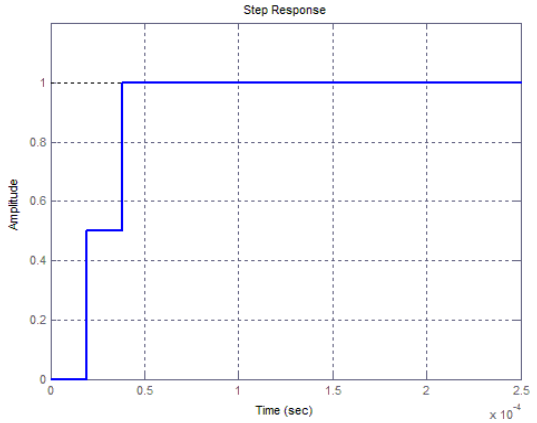


**Рисунок 7.** Перехідна функція цифрової системи без перерегулювання

На основі рис. 7 неважко зробити висновок, що запізнення дорівнює $T$, перерегулювання $\sigma = 0$, перехідний процес триває рівно $3{,}84\cdot10^{-5}$ с, а статична помилка, незважаючи на наявність запізнення, дорівнює нулю.

## ВИМІРЮВАННЯ СТРУМУ У СКЛАДІ ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

За допомогою АЦП мікроконтролера проводиться вимірювання аналогового сигналу (струму) кілька разів за період ШІМ. При цьому компенсується більша частина перешкод (систематичних та псевдовипадкових). Багаторазове знімання даних АЦП з подальшим усередненням дозволяє підвищити і точність перетворення («*oversampling*»). Відомо, що, наприклад, збільшення кількості вибірок каналом в 2 рази додає половину розряду до паспортної розрядності АЦП. Мінімально за період ШІМ рекомендується виконувати два знімання даних з кожного каналу АЦП. Найкращі ж показники виходять при 4-8-кратному перетворенні за період та усередненні.

Систематичні перешкоди практично зводяться до нуля з використанням усереднення кількома вибірками. Отже, застосовувати фільтри з постійною часу більше періоду ШІМ немає необхідності.

Зауважимо, що в датчиках систем керування, де важливо мати мінімальний час знімання інформації, доцільно використовувати фільтри Баттерворта (час загасання перехідного процесу для поліномів Чебишева більше, ніж поліномів Баттерворта) з нулем на частоті субгармонік. Введення в ПФ нулів, що відповідають частотам субгармонік, крім основного завдання придушення цих субгармонік, зменшує час перехідного процесу, усуває викиди вихідного сигналу та підвищує точність контролю.

Часова діаграма вихідного струму (струму дуги) перетворювача та його амплітудний спектр, отриманий за результатами розрахунку (спектрального аналізу) наведено на рис. 8.

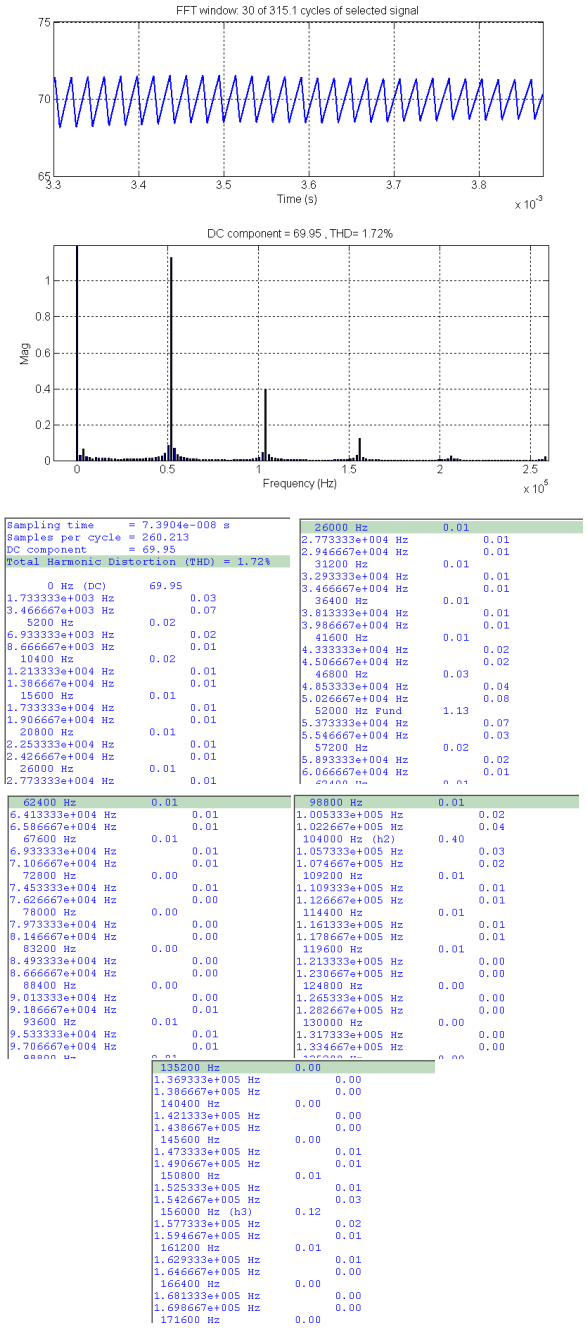


**Рисунок 8.** Часова діаграма струму навантаження перетворювача (дуги) та його розрахункова спектрограма

Як приклад на рис. 9, 10 показані діаграми Боде та перехідні функції для режекторного (*Notch*) фільтра датчика струму з нульовим коефіцієнтом передачі на частоті 52 кГц. Нижче розглядається *Notch*-фільтр, реалізація дискретизації та поведінки його у часовій області.

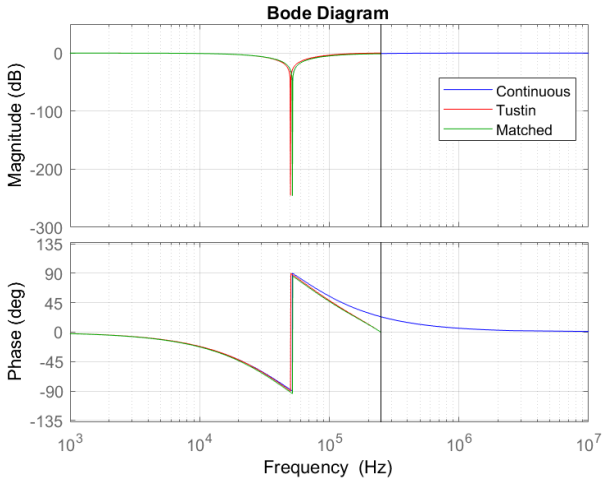


**Рисунок 9.** Перетворення моделі з безперервної на дискретну форму (дискретизація *Notch*-фільтра)

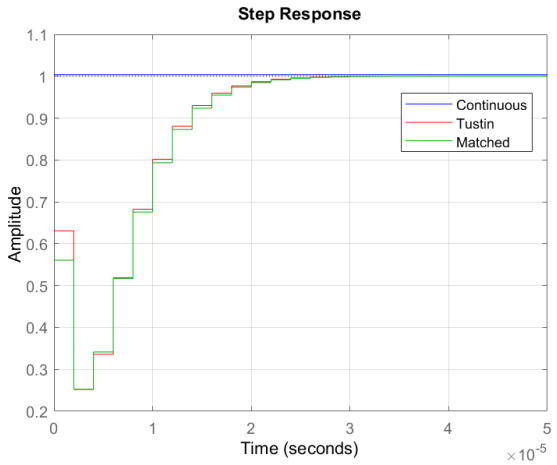


**Рисунок 10.** Перехідні характеристики безперервної системи та дискретних моделей

Порівняння частотних і перехідних характеристик вихідної безперервної моделі *Notch*-фільтра та кількох дискретних моделей у порівнянні з результатом *ZOH* забезпечують хорошу якість апроксимації.

## V. ВИСНОВКИ

1. Розроблено модель перетворювача та запропоновано спосіб реалізації та методику розрахунку цифрових регуляторів у складі систем електроживлення плазмотрона.

2. Розглянуті методи дозволяють синтезувати ЦСК з кінцевою тривалістю перехідних процесів і з постійним перерегулюванням, а також можна застосовувати останні для керування об'єктами як без запізнення, так і із запізненням.

3. Використання реалізованих процедур синтезу дозволяє: підвищити якість та продуктивність праці інженерів-розробників на етапі ескізно-технічного проектування дискретних керуючих систем; прискорити та автоматизувати процес наукових досліджень та синтезу цифрових керуючих систем при різному поєднанні необхідних показників якості. Безумовно забезпечується стійкість системи і грубість за параметрами, що варіюються.

4. Деякі алгоритми цифрового керування були успішно застосовані у системі автоматичного керування струмом дуги плазмотрону.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

**[1]** Billings Keith and Taylor Morey. Switchmode Power Supply Handbook. 3rd ed. New York: McGraw-Hill Education. 2011. 1020 p.

**[2]** Денисов Ю.А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями / Ю.А. Денисов. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2001. – 146 с.

**[3]** Isaak Mayergoyz, Siddharth Tyagi. Pulse Width Modulation in Power Electronics. World Scientific Publishing Company. 2021. 420 p.

**[4]** Гостев В.И. Системы автоматического управления цифровыми регуляторами: Справочник. / В.И. Гостев, В.К. Стеклов. – Київ: Радіоаматор, 1998. – 704 с.

**[5]** Olsson G., Piani G. Computer Systems for Automation and Control. Prentice-Hall international series in systems and control engineering. Prentice-Hall. 1992. 428 p.

**[6]** Гостев В.И. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления / В.И. Гостев, Д.А. Ходолий, А.А. Баранов. – Киев: Техника, 2000. – 575 с.

**[7]** Isermann R. Digital Control Systems. Springer-Verlag, 1981, 566 p.

**[8]** Modeling of Soft Switching Bridge Converter. / Y. Vereshchago, V. Kostiuchenko, Y. Stohniienko, A. Yeremenko, O Kyrychenko, O. Melnyk // 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). P.318-323. https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10878069

**[9]** 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

**[10]** Керування динамікою імпульсного перетворювача з м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження / Є.М. Верещаго, В.І. Костюченко, Є.В. Стогнієнко, А.Ю. Грєшнов // Технічна елек-

тродинаміка.– 2024. – № 6. – С. 21 – 30. https://doi.org/10.15407/techned2024.06.021

**[11]** Tewari A. Modern Control Design With MATLAB and SIMULINK / A. Tewari. – John Wiley and Sons Ltd, 2022. 503 p.

*Надійшла (Received) 23.06.2025;*
*Прийнята (Accepted) 05.08.2025;*
*Опублікована (Published) 22.10.2025;*

# SYNTHESIS OF A CONTROL SYSTEM FOR A PULSE CURRENT SOURCE OF PLASMA ARC

VERESHCHAGO Y.M. PhD, Professor of the Department of Marine Instrument, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: venmkua@gmail.com. ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4370-7706;

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, ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2128-2388;

DZHANHYROV M.V. PhD student of Department of Marine Instrument, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: max.dzhangirov@gmail.com, ORCID: https://orcid.org/0009-0006-1272-194X;

YEREMENKO A.P. Senior lecturer of the Department of Marine Instruments of Admiral Makarov National Shipbuilding University, Mykolayiv, Ukraine, e-mail: andrii.yeremenko@nuos.edu.ua, ORCID: https://orcid.org/0000-0002-8392-7623;

STOHNIIENKO Y.V. PhD student of Department of Marine Instrument, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: yevhen.stohniienko@ukr.net, ORCID: https://orcid.org/0009-0002-6769-8784;

***Purpose.*** *To synthesize analytically astatic digital system for stabilizing the plasmatron arc current according to the given direct indicators of quality and order of astaticism. Based on a continuous prototype as a result of solving the problem of determining the desired transfer function of a closed system. In addition to the given regulation time (one of the main indicators), it is necessary to provide additional requirements for quality in transient modes.*

***Methodology.*** *Computer simulation method, separation method – optimal filtering and optimal deterministic control and methods for adjusting regulators.*

***Findings.*** *A linearized discrete mathematical model of a pulse converter is substantiated; the generalized parameters of this model are determined. According to this model, the synthesis of regulators of a digital plasma arc current control system is calculated, analyzed and presented.*

*Digital systems have higher manufacturability and reliability. However, the task of synthesizing digital systems is more difficult compared to a similar task in the continuous case. The article is devoted to solving the problem of synthesizing a discrete automatic plasma arc current stabilization system, the implementation of which is carried out on the basis of the principle of output and influence control with specified direct quality indicators. The effectiveness of the proposed methods is illustrated by quantitative examples.*

***Originality.*** *The advantage of the considered method is that it can eliminate the methodological error in the synthesis of astatic digital systems caused by the discretization of the desired functions of continuous systems.*

***Practical value.*** *The use of the implemented automated synthesis procedure allows: to increase the quality and productivity of developers at the stage of technical design of discrete control systems; to accelerate and automate the process of scientific research of digital control systems. The results presented in the work were used in the design of switching power supplies with current control.*

***Keywords: PI controller; digital control systems; direct quality indicators; microcontroller; plasma arc; current stabilizer; power supply.***

## REFERENCES

**[1]** Billings Keith and Taylor Morey. (2011). Switchmode Power Supply Handbook. 3rd ed. New York: McGraw-Hill Education. 1020.

**[2]** Denisov Ju.A. (2001). Stabilizatory postojannogo na-prjazhenija s shirotno-impul'snymi i chastotno-impul'snymi kvazirezonansnymi preobrazovateljami. K.: In-t jelektrodinamiki NAN Ukrainy, 146.

**[3]** Isaak Mayergoyz, Siddharth Tyagi. (2021). Pulse Width Modulation in Power Electronics. World Scientific Publishing Company. 420.

**[4]** Gostev V.I., Steklov V.K.. (1998). Sistemy

avtomaticheskogo upravlenija cifrovymi reguljatorami: Spravochnik. Kyi'v: Radioamator, 704.

**[5]** Olsson G., Piani G. (1992). Computer Systems for Automation and Control. Prentice-Hall international series in systems and control engineering. Prentice-Hall. 428.

**[6]** Gostev V.I., Hodolij D.A., Baranov A.A. (2000). Sintez cifrovyh reguljatorov sistem avtomaticheskogo upravlenija. Kiev: Tehnika, 575.

**[7]** Isermann R. (1981). Digital Control Systems. Springer-Verlag, 566.

**[8]** Vereshchago Y., Kostiuchenko V., Stohniienko Y., Yeremenko A., Kyrychenko O, Melnyk O. (2024). Modeling of Soft Switching Bridge Converter. 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). 318-323. https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10878069

**[9]** Vereshhago Je.M., Kostjuchenko V.I., Novogrec'kyj S.M. (2023). Analiz peretvorjuvacha postijnogo strumu, shho pracjuje na plazmovu dugu. *Electrical engineering and electromechanics*, 5, 31–36. https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05

**[10]** Vereshhago Je.M., Kostjuchenko V.I., Stognijenko Je.V., Grjeshnov A.Ju.. (2024). Keruvannja dynamikoju impul'snogo peretvorjuvacha z m’jakym peremykannjam, shho pracjuje na dugove navantazhennja. *Technical electrodynamics.* 6. 21 – 30. https://doi.org/10.15407/techned2024.06.021

**[11]** Tewari A. (2022). Modern Control Design With MATLAB and SIMULINK. John Wiley and Sons Ltd, 503.