

ПОКРАЩЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ
РОЗРЯДНО-ІМПУЛЬСНИХ СИСТЕМ З МЕРЕЖЕЮ ЖИВЛЕННЯ

Н.А. Шидловська*, чл.-кор. НАН України, С.М. Захарченко**, докт.техн.наук,
О.П. Черкаський***, Ю.В. Руденко****, канд.техн.наук
Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net, cherkassky_a@ukr.net, rudenko@ied.org.ua

Досліджено залежності відносної амплітуди пульсацій напруги на конденсаторі буферного фільтра розрядно-імпульсних систем, викликаних зарядженням від нього робочого конденсатора, від співвідношень їхніх ємностей, початкових умов на них та від добротності зарядного контура. Наведено аналіз ефективності технічних засобів поліпшення електромагнітної сумісності розрядно-імпульсних систем із мережею живлення. У програмному пакеті Simetrix створено моделі активного і пасивного коректорів коефіцієнта потужності розрядно-імпульсної системи та досліджено роботу активного коректора при зміні параметрів його основних елементів і частоти комутації силового транзистора в широких межах. У результаті аналітичних розрахунків та комп'ютерного моделювання отримано залежності коефіцієнта сумарних гармонічних спотворень вхідного струму коректора від активного опору його навантаження, індуктивності дроселя коректора, ємності конденсатора фільтра і частоти комутації силового транзистора. Наведено рекомендації щодо підвищення стабільності початкових умов на робочому конденсаторі та конденсаторі фільтра розрядно-імпульсних систем, а також щодо покращення електромагнітної сумісності таких систем із мережею живлення. Бібл. 35, рис. 8, табл. 2.

Ключові слова: розрядно-імпульсні системи, пульсації, коректор коефіцієнта потужності, коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень.

Вступ. Принцип дії розрядно-імпульсних систем перетворення електричної енергії [2, 3, 14], до яких належать і системи імпульсної плазмоерозійної обробки (ІПЕО) гетерогенних струмопровідних середовищ (ГСПС) [9, 16, 28], полягає у накопиченні енергії мережі живлення протягом відносно великого проміжку часу в накопичувачі (найчастіше ємнісного типу) та передачі її в навантаження за відносно короткий проміжок. Це дозволяє забезпечувати відношення середньої протягом тривалості розрядного імпульсу потужності у навантаженні до середньої потужності, яка споживається з мережі живлення, порядку $10^2 - 10^5$ разів [2, 3, 9, 14].

Структура переважної більшості існуючих на сьогодні систем ІПЕО ГСПС включає в себе: випрямляч струму мережі (керований або некерований), ємнісний фільтр C_ϕ , зарядний пристрій (імпульсний високочастотний [11] або комутатор з дроселем, який обмежує швидкість збільшення та максимальне значення струму [23, 28]), робочий конденсатор C_p , розрядний комутатор і навантаження [11, 12, 28]. У системах такої структури неминує відбуваються спотворення струму мережі живлення, поява в ньому пауз та високочастотних гармонік, а також кута зсуву фаз основної гармоніки струму відносно напруги мережі ϕ , що призводить до зниження коефіцієнта потужності [18].

Електромагнітні процеси у вузлах таких систем досліджені та описані в [9, 11, 12, 23, 29], але питанню покращення їхньої електромагнітної сумісності з мережею живлення приділялося мало уваги. **Метою** даної роботи є критичний аналіз ефективності використання відомих методів покращення електромагнітної сумісності з мережею живлення розрядно-імпульсних систем, розроблення моделей пристроїв, що її забезпечують, дослідження впливу їхніх параметрів на струм мережі та їхня оптимізація.

Аналіз ефективності відомих рішень. Для покращення електромагнітної сумісності систем ІПЕО ГСПС потужністю десятки кВ·А з електричною мережею раніше було запропоновано викорис-

© Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П., Руденко Ю.В., 2018
ORCID ID: * <http://orcid.org/0000-0002-9907-7416>, ** <http://orcid.org/0000-0002-8597-8045>,
*** <http://orcid.org/0000-0001-5353-1022>, **** <http://orcid.org/0000-0003-1852-215X>

тання пасивних коректорів коефіцієнта потужності [20], а саме: індуктивних фільтрів [18] і лінійних незворотних пристроїв на базі багатофазних силових фільтрів симетричних складових [27], які теоретично дозволяють стабілізувати потужність, що споживається з мережі живлення незалежно від зміни опору навантаження, та отримати на вході синусоїдний струм. Системи ПЕО ГСПС потужністю одиниці кВ·А взагалі не мали коректорів коефіцієнта потужності. Робота таких систем у малопотужних розподільчих електричних мережах кінцевих споживачів енергії (цехів підприємств, лабораторій тощо) напругою до 0,4 кВ [19] призводить до зниження $\cos \varphi$ та появи в точках загальної комутації споживачів енергії високочастотних гармонік напруги [8], амплітуда яких може перевищувати гранично допустимі норми [5, 7, 22]. Ситуація стала ще більш критичною після набуття чинності нових нормативно-правових документів, в яких вимоги до параметрів якості електричної енергії стали більш жорсткими [6, 26].

Індуктивні фільтри ефективні для збільшення коефіцієнта потужності таких систем лише в усталених режимах, коли діюче значення вхідного струму системи ПЕО ГСПС майже не змінюється, що важко забезпечити в реальному технологічному процесі через необхідність регулювання параметрів електричних імпульсів та стохастичну зміну еквівалентного електричного опору плазмоерозійних навантажень у широких межах [10]. Лінійні незворотні пристрої індиферентні до змін струму навантаження в широких межах, але їхнє використання можливе лише за умов живлення від багатофазної мережі живлення. Зауважимо, що до складу таких пристроїв входять резистори компенсації, які істотно знижують коефіцієнт корисної дії системи, а також громіздка електромагнітна система із шести (у випадку трифазної мережі живлення) зв'язаних між собою магнітним полем котушок, які працюють на низькій частоті мережі живлення [27]. Однофазних аналогів таких пристроїв не існує. Разом з описаними вище недоліками великий вміст міді в таких пристроях, їхня велика маса, габарити і вартість завадили їхньому широкому використанню у системах ПЕО ГСПС.

Найбільш ефективними на сьогодні засобами покращення електромагнітної сумісності з мережею живлення випрямлячів з активно-ємнісним навантаженням потужністю до одиниць кіловат є активні коректори коефіцієнта потужності (АККП) [8, 13, 17, 33, 35]. При роботі з такими пристроями вони дозволяють зменшити майже до нуля кут зсуву фаз між основними гармоніками вхідного струму та напруги і забезпечити квазісинусоїдну форму вхідного струму, істотно покращивши його гармонійний склад та коефіцієнт потужності пристрою, та мають високий (більше 0,92) коефіцієнт корисної дії [8]. Крім того, оскільки перетворення параметрів електричної енергії в таких пристроях відбувається з частотою від десятків до сотень кілогерц [33], індуктивність, маса та габарити їхніх дроселів на порядки менші ніж в традиційних LC -фільтрах та в лінійних незворотних пристроях. Однак сьогодні нам не відомі публікації, в яких описується ефективність використання таких пристроїв для покращення електромагнітної сумісності з мережею живлення саме розрядно-імпульсних систем.

Оптимізація ємності фільтра випрямляча мережі живлення систем ПЕО ГСПС. Одним із найважливіших параметрів систем ПЕО ГСПС є значення нестабільності напруги заряду робочого конденсатора C_p при її регулюванні. Цей параметр істотно впливає на нестабільність амплітуди розрядних імпульсів напруги та струму [21, 25], які, в свою чергу, впливають на дисперсію розподілу за розмірами плазмоерозійних частинок металів і сплавів [30], що у переважній більшості технологічних процесів ПЕО ГСПС є або кінцевим продуктом, або входять до його складу [32, 34]. Таким чином, чим менша нестабільність напруги заряду робочого конденсатора у кожному циклі, тим менша дисперсія розподілу за розмірами плазмоерозійних частинок металів і сплавів та вище якість кінцевого продукту [30].

У системах ПЕО ГСПС з тиристорно-дросельними зарядними пристроями [9, 23, 28] ця величина залежить від нестабільності напруги на конденсаторі буферного фільтра випрямляча напруги мережі живлення C_ϕ в усьому діапазоні регулювання напруги, а в системах із зарядними пристроями на повністю керованих ключах [11, 12, 28, 29] – поблизу його верхньої границі. Суттєвий вплив на цю величину має співвідношення частот випрямленої напруги мережі живлення f_n і циклів заряду робочого конденсатора f_s . Якщо $f_n/f_s \geq 1$, то низькі значення нестабільності напруги заряду робочого конденсатора легко забезпечити в усьому можливому діапазоні її регулювання як при використанні зарядних пристроїв з повністю керованими ключами, так і з неповністю керованими. Але у цьому режимі з'являються інфранизькі гармоніки струму мережі електроживлення, що погіршує показники якості її напруги. Якщо $f_n/f_s < 1$, то напруга на конденсаторі буферного фільтра C_ϕ буде зменшуватися від циклу до циклу заряду робочого конденсатора, допоки не відбудеться відновлення

заряду C_ϕ від мережі живлення, що зменшує діапазон регулювання напруги заряду робочого конденсатора або збільшує її нестабільність.

Крім того, флуктуації напруги на конденсаторі буферного фільтра C_ϕ , викликані періодичним зарядом від нього робочого конденсатора C_p , особливо в режимі, коли $f_n/f_3 \geq 1$, в декілька разів більші за флуктуації, спричинені зарядом C_ϕ від мережі живлення. Тобто саме вони є основною складовою флуктуацій напруги на конденсаторі буферного фільтра C_ϕ , які для переважної більшості електролітичних конденсаторів, що використовуються в таких пристроях, навіть на низькій частоті (до 100 Гц) не повинні перевищувати 10% від номінальної напруги конденсатора [1, 31]. Амплітуда цих флуктуацій визначається виключно співвідношенням заряду, отриманого C_p від C_ϕ , до початкового заряду C_ϕ . Як бачимо, з одного боку підвищення ємності C_ϕ сприяє зниженню амплітуди пульсацій напруг на C_ϕ та C_p , що має позитивне значення, а з іншого – збільшенню питомої складової вищих гармонік струму мережі живлення та кута зсуву фаз його основної гармоніки відносно напруги мережі. Тому оптимізація величини C_ϕ для конкретних режимів ПЕО ГСПС має велике значення. З цією метою створимо аналітичну модель, яка описує перехідний процес заряду C_p від C_ϕ у лінійному C_ϕ – L – R_3 – C_p контурі (рис. 1) з втратами енергії, які враховуються еквівалентним резистором R_3 , та

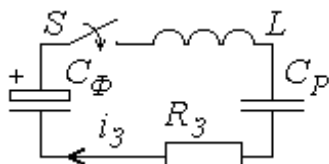


Рис. 1

розрахуємо цей процес для різних початкових умов на C_p і C_ϕ та різних їхніх співвідношень.

Перехідні процеси в зарядному контурі імпульсних систем ПЕО ГСПС. Згідно з другим законом Кірхгофа для випадку $f_n/f_3 \geq 1$ і відсутності обмеження зарядного струму $i_3(t)$ повністю керованими ключами запишемо рівняння для такого контура

$$L \frac{di}{dt} + i_3(t)R_3 + \frac{1}{C_\phi} \int i_3(t)dt + \frac{1}{C_p} \int i_3(t)dt = 0. \quad (1)$$

Еквівалентна ємність контура становитиме $C = C_\phi C_p / (C_\phi + C_p)$. З урахуванням цього запишемо

$$\frac{d^2 i_3}{dt^2} + \frac{R_3}{L} \frac{di_3}{dt} + \frac{i_3}{LC} = 0. \quad (2)$$

Характеристичне рівняння диференційного рівняння (2) має вигляд

$$\lambda^2 + R_3 \lambda / L + 1 / (LC) = 0. \quad (3)$$

Корні характеристичного рівняння (3) знаходяться за формулою

$$\lambda_{1,2} = \frac{-R_3}{2L} \pm \sqrt{\frac{R_3^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}. \quad (4)$$

Для випадку комплексно-спряжених коренів (4) характеристичного рівняння (3), який відповідає коливальному зарядженню C_p , що відбувається на практиці, (4) запишемо у вигляді

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j \frac{\omega_0}{2Q} \sqrt{4Q^2 - 1}, \quad (5)$$

де $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – частота вільних коливань зарядного контура; $Q = \sqrt{L/C}/R_3$ – добротність зарядного контура.

Рішенням (1) для випадку (5) за початкових умов $i_3|_{t_0=0} = 0$ буде

$$i_3(t) = \frac{2Q(U_{C\phi 0} - U_{Cp 0})}{\rho \sqrt{4Q^2 - 1}} \exp\left[-\frac{\omega_0 t}{2Q}\right] \cdot \sin\left[\frac{\omega_0 t}{2Q} \sqrt{4Q^2 - 1}\right], \quad (6)$$

де $U_{C\phi 0}$ та $U_{Cp 0}$ – напруги на конденсаторах C_ϕ та C_p відповідно у початковий момент часу ($t_0 = 0$); $\rho = \sqrt{L/C}$ – хвильовий опір зарядного контура.

Залежність напруги на конденсаторі C_ϕ від часу визначається

$$u_{C_\phi}(t) = U_{C_{\phi 0}} - \frac{1}{C_\phi} \int_{t_0}^t i_3(t) dt. \quad (7)$$

Підставимо (6) у (7) та отримаємо:

$$u_{C_\phi}(t) = U_{C_{\phi 0}} - \frac{C_P(U_{C_{\phi 0}} - U_{C_{P0}})}{(C_P + C_\phi)\sqrt{4Q^2 - 1}} \exp\left[-\frac{\omega_0 t}{2Q}\right] \cdot \left(\sin\left[\frac{\omega_0 t}{2Q}\sqrt{4Q^2 - 1}\right] - \sqrt{4Q^2 - 1} \cdot \cos\left[\frac{\omega_0 t}{2Q}\sqrt{4Q^2 - 1}\right]\right). \quad (8)$$

Оскільки в зарядному контурі завжди присутній однонаправлений напівпровідниковий ключ (тиристор або транзистор) [29], то максимально можливий час зарядження конденсатора C_P становить половину періоду вільних коливань зарядного контура: $t_{zap} = \pi/\omega_0$. З урахуванням цього рівняння (8) у момент закінчення заряду C_P запишеться у вигляді

$$u_{C_\phi}(t_{zap}) = U_{C_{\phi 0}} - \frac{C_P(U_{C_{\phi 0}} - U_{C_{P0}})}{(C_P + C_\phi)\sqrt{4Q^2 - 1}} \exp\left[-\frac{\pi}{2Q}\right] \cdot \left(\sin\left[\frac{\pi}{2Q}\sqrt{4Q^2 - 1}\right] - \sqrt{4Q^2 - 1} \cdot \cos\left[\frac{\pi}{2Q}\sqrt{4Q^2 - 1}\right]\right). \quad (9)$$

Відносна величина зменшення напруги на конденсаторі фільтра C_ϕ після зарядження від нього робочого конденсатора C_P становитиме

$$\delta U_{C_\phi} = (U_{C_{\phi 0}} - u_{C_\phi}(t_{zap}))/U_{C_{\phi 0}}. \quad (10)$$

Підставимо (9) у (10) та отримаємо остаточний вираз:

$$\delta U_{C_\phi} = \frac{(1 - U_{C_{P0}}/U_{C_{\phi 0}})}{(1 + C_\phi/C_P)\sqrt{4Q^2 - 1}} \exp\left[-\frac{\pi}{2Q}\right] \cdot \left(\sin\left[\frac{\pi}{2Q}\sqrt{4Q^2 - 1}\right] - \sqrt{4Q^2 - 1} \cdot \cos\left[\frac{\pi}{2Q}\sqrt{4Q^2 - 1}\right]\right). \quad (11)$$

Побудовані за (11) графіки залежності δU_{C_ϕ} від співвідношення ємності робочого конденсатора та конденсатора фільтра C_P/C_ϕ при різних відношеннях початкових умов на них $U_{C_{P0}}/U_{C_{\phi 0}}$ та при значенні добротності зарядного контура $Q = 20$ (на практиці найбільш поширеними значеннями є $20 \leq Q \leq 30$ [23]) показано на рис. 2, звідки видно, що навіть за нульових початкових умов ($U_{C_{P0}}/U_{C_{\phi 0}} = 0$) при співвідношенні $C_P/C_\phi = 0,1$ відносна величина зменшення напруги на конденсаторі фільтра δU_{C_ϕ} складає майже 10%. Якщо на конденсаторі C_P після попереднього циклу розряду була від'ємна початкова напруга, за модулем рівна початковій напрузі на конденсаторі фільтра (таке може статися у разі короткого замикання навантаження у попередньому циклі), то величина δU_{C_ϕ} може зрости до майже 20%. Тому при проектуванні систем ПЕО ГСПС у режимах з додатними значеннями співвідношення $U_{C_{P0}}/U_{C_{\phi 0}}$ бажано, щоб співвідношення C_P/C_ϕ не перевищувало значення 0,1, а якщо мають місце режими коливального розряду, які призводять до від'ємних значень $U_{C_{P0}}/U_{C_{\phi 0}}$ у наступному циклі заряду C_P , то співвідношення C_P/C_ϕ має бути не більше, ніж 0,05. Якщо дозволяють умови технологічного процесу ПЕО ГСПС і можливості обладнання, також бажано використовувати перехідні процеси з неповним розрядом робочого конденсатора C_P , тобто з позитивною напругою на ньому на початку наступного циклу заряду ($U_{C_{P0}}/U_{C_{\phi 0}} > 0$).

Побудовані за (11) графіки залежності δU_{C_ϕ} від добротності зарядного контура Q при співвідношенні ємності робочого конденсатора та конденсатора фільтра $C_P/C_\phi = 0,1$ для різних відношень початкових умов на них $U_{C_{P0}}/U_{C_{\phi 0}}$ представлено на рис. 3. Як видно з рис. 3, при обраному співвідношенні $C_P/C_\phi = 0,1$ відносна величина зменшення напруги на конденсаторі фільтра δU_{C_ϕ} істотно залежить від добротності зарядного контура Q тільки при її значеннях менше 10, особливо за умов низької або від'ємної початкової напруги на робочому конденсаторі C_P . При більш високих значеннях добротності зарядного контура Q її вплив на зменшення напруги на конденсаторі фільтра і збільшення δU_{C_ϕ} при заряді від нього робочого конденсатора малий. Оскільки на практиці значення

$Q \geq 20$, то немає потреби уточнювати дані рис. 2 для інших значень Q . Таким чином, при проектуванні систем ПЕО ГСПС потрібно виконувати умови $Q \geq 20$ та $C_p/C_\phi < 0,1$ при $U_{CP0}/U_{C\phi0} \geq 0$ і $C_p/C_\phi < 0,05$ при $U_{CP0}/U_{C\phi0} < 0$.

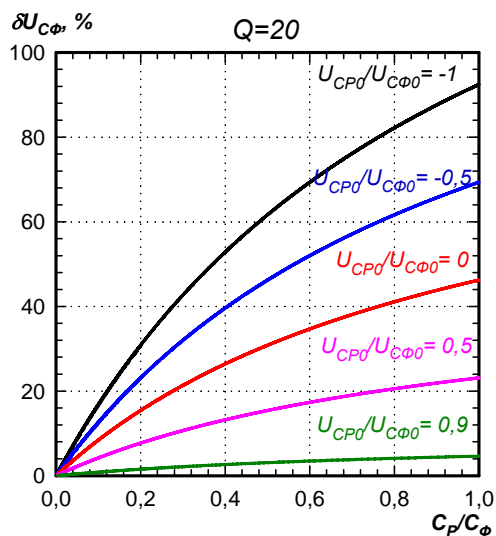


Рис. 2

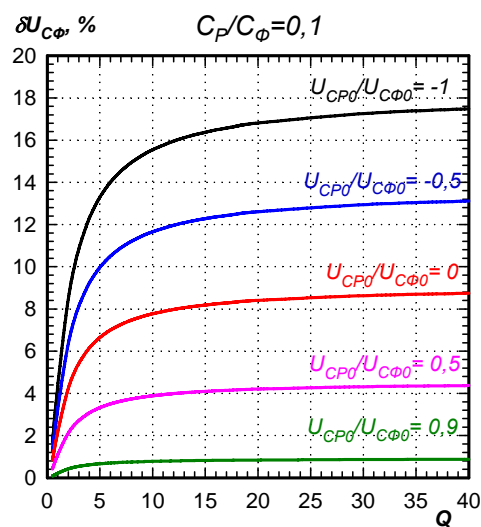


Рис. 3

Для експериментальної установки імпульсного плазмоерозійного коагуляційного очищення поверхневих вод [9, 11, 12, 16] за нашої участі був спроектований і виготовлений однофазний пристрій заряджання батареї робочих конденсаторів, максимальна ємність якої C_p складала 300 мкФ [11, 12]. Згідно з наведеними вище рекомендаціями та з урахуванням реальних можливостей батарея конденсаторів фільтра складалася з 12 з'єднаних паралельно конденсаторів ємністю по 470 мкФ кожний. Її сумарна ємність становила $C_\phi = 5640$ мкФ. Максимальна повна потужність, що споживалася від мережі живлення зарядним пристроєм без коректора коефіцієнта потужності, досягала $S \approx 4,4$ кВ·А, а активна потужність на його виході складала $P \approx 3$ кВт. У цьому випадку для $U_{C\phi0} = 300$ В, $U_{CP0} = 0$ В і $Q = 20$ згідно з (11) та рис. 2 відносне зменшення напруги на конденсаторі фільтра C_ϕ , викликане зарядженням від нього робочого конденсатора C_p , становитиме 4,65%, тобто абсолютне значення буде 13,95 В. У той самий час моделювання у спеціалізованому програмному пакеті Simetrix електромагнітних процесів у однофазному мостовому випрямлячі, що живиться від мережі з діючим значенням синусоїдної напруги 220 В частотою 50 Гц, при значеннях ємності фільтра $C_\phi = 5640$ мкФ і активного опору навантаження 31 Ом, потужність на якому у зазначеному режимі становить $P = 3$ кВт, показало, що розмах пульсацій напруги на C_ϕ становить близько 14 В.

Дослідимо ефективність використання активного та пасивного коректорів коефіцієнта потужності для покращення електромагнітної сумісності такої системи з мережею живлення. Еквівалентний електричний опір плазмоерозійних навантажень істотно залежить від значень струму, який протікає в ньому і часу його протікання, а також піддається високочастотним стохастичним флуктуаціям внаслідок утворення, міграції по поверхні гранул, еволюції та зникнення плазмових каналів [25]. Описані явища відтворюються складними нелінійними, параметричними і стохастичними моделями опору плазмоерозійних навантажень, які адекватно описують перехідні процеси в них протягом часу протікання розрядного струму, який складає одиниці–сотні мікросекунд [10, 21, 23, 24].

Час заряду робочого конденсатора розрядно-імпульсних систем ПЕО ГСПС при використанні тиристорно-дросельних зарядних пристроїв [23, 28] складає близько 1 мс, а при використанні високочастотних імпульсних зарядних пристроїв зі стабілізацією зарядного струму і точним регулюванням напруги на конденсаторі – 2–3 мс в залежності від алгоритму керування струмом та його параметрів [11], тобто на порядок більший часу його розряду на навантаження. При цьому амплітуда імпульсів зарядного струму в тиристорно-дросельних зарядних пристроях у 5–8 разів менша, ніж розрядного струму, а у високочастотних імпульсних зарядних пристроях – менша приблизно у 30 разів [11]. До того ж у переважній більшості розрядно-імпульсних систем заряд робочого конден-

сатора та його розряд відбуваються не одночасно, а на різних інтервалах часу їхніх робочих циклів, в результаті чого наскрізний струм від мережі живлення до навантаження відсутній [9, 11, 23, 28, 29]. Тому при аналізі енергетичних процесів у вхідних колах таких систем достатньо враховувати лише енергетичні процеси у зарядних пристроях їхніх робочих конденсаторів і не враховувати перехідні процеси у плазморозійному навантаженні, що значно спрощує розрахунки.

Як показали наведені вище розрахунки, при дотриманні умов $C_p/C_\phi < 0,05$ і $U_{CP0}/U_{C\phi0} \geq 0$, пульсації напруги на конденсаторі фільтра, викликані зарядженням від нього робочого конденсатора, не перевищують 5% і є сумірними з пульсаціями напруги на ньому при постійному підключенні стаціонарного активного навантаження еквівалентної середньої потужності. Тому в режимі, коли частота повторення процесів заряду робочого конденсатора співпадає з частотою пульсацій випрямленої напруги на конденсаторі фільтра, споживання енергії від нього зарядним пристроєм може моделюватися лінійним активним опором, в якому виділяється така сама середня потужність протягом періоду слідування зарядних імпульсів. При відхиленні частоти повторення процесів заряду робочого конденсатора від частоти пульсацій випрямленої напруги на конденсаторі фільтра з'являються флуктуації вхідного струму коректора коефіцієнта потужності, частота основної гармоніки яких співпадає з частотою повторення процесів заряду робочого конденсатора. Її розмах (подвійна амплітуда) визначається залежністю на рис. 2 та в разі виконання умов $C_p/C_\phi < 0,05$ і $U_{CP0}/U_{C\phi0} \geq 0$ є незначним. Нехтуючи цими флуктуаціями у подальших розрахунках будемо використовувати спрощену R -модель зарядного пристрою.

Моделювання та оптимізація перехідних процесів у коректорах коефіцієнта потужності системи ШЕО ГСПС. На сьогодні існує багато спеціалізованих мікросхем керування АККП різних фірм, але згідно з їхньою технічною документацією забезпечити керування однофазним коректором потужністю 4 кВт без використання додаткових драйверів здатна лише IR1155S фірми International Rectifier [13, 33]. Мікросхема дозволяє встановлювати частоту комутації силового транзистора в діапазоні від 48 до 200 кГц та забезпечує пікове значення струму його затвора до 1,5 А, що на сьогодні є найкращим показником [33]. Детально робота системи керування та рекомендації щодо розрахунку параметрів її елементів викладені в [33]. Розроблену нами на основі базової схеми підключення мікросхеми IR1155S [33] в програмному пакеті Simetrix модель однофазного АККП показано на рис. 4.

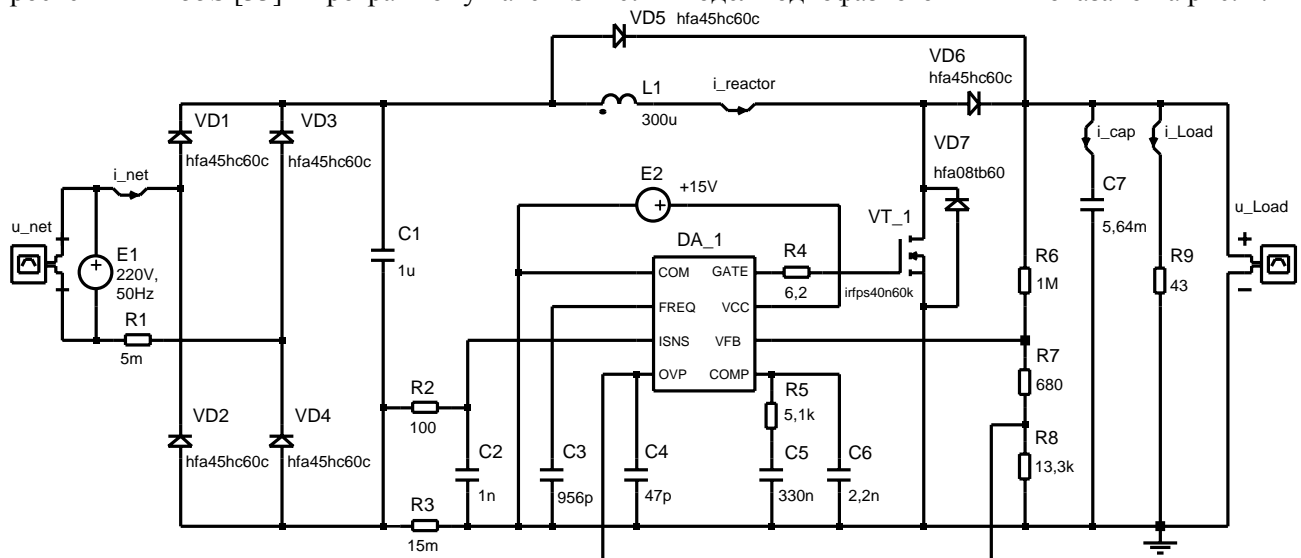


Рис. 4

У моделі рис. 4 живлення мікросхеми $DA1$ здійснюється від окремого некерованого джерела електрорушійної сили (ЕРС) $E2$ на відміну від стандартної схеми підключення, де живлення здійснюється від силової мережі через R - C - D -подільник напруги або за допомогою параметрично керованого джерела власних потреб [33]. Такий підхід дозволив скоротити час виходу моделі пристрою на усталений режим, що зменшило час виконання розрахунків, та підвищило стабільність отримання результатів моделювання при зміні параметрів елементів моделі рис. 4 у широкій межі. У реко-

мендованій схемі підключення [33] використовуються два незалежних дільника напруги на конденсаторі фільтра $C7$ для подачі сигналів зворотного зв'язку на входи VFB та OVP мікросхеми. У запропонованій моделі використовується один дворівневий подільник напруги $R6-R7-R8$, що спрощує її. Активні елементи і параметри пасивних елементів вибрані виходячи з конкретних умов роботи пристрою за відомими методиками і рекомендаціями [18, 33].

У результаті вибору ємності конденсатора $C3=956$ пФ у моделі рис. 4 була встановлена частота комутації силового транзистора VTI $f_c \approx 100$ кГц. Усереднене споживання активної потужності 3 кВт зарядним пристроєм системи ІПЕО ГСПС в усталеному режимі моделювалося резистором $R9$. Значення індуктивності високочастотного дроселя $L1$ імпульсного підвищувача напругу перетворювача [18] обиралося виходячи з умови не перевищення амплітуди високочастотної пульсації вхідного струму значення 0,1 амплітуди його основної гармоніки в номінальному режимі. Для значень $C7=5640$ мкФ, який фактично є конденсатором фільтра C_ϕ , та $R9=43$ Ом значення індуктивності $L1$ у схемі рис. 4 склало 300 мкГн, що майже на три порядки менше значення індуктивності низькочастотного LC-фільтра (100 мГн за тих самих умов).

Мережа живлення моделювалася ідеальним джерелом синусоїдної ЕРС $E1$ та резистором $R1=5$ мОм, який відтворював її внутрішній опір. Розрахована в програмному пакеті Simetrix за моделлю рис. 4 машинограма вхідного струму пристрою для усталеного режиму (на 124-му періоді напруги мережі живлення) при описаних вище значеннях параметрів елементів на рис. 5 позначена $i_{\text{АККП}}$. Як бачимо, вхідний струм даного пристрою має квазісинусоїдну форму. Крім того, пристрій забезпечує практично нульовий кут зсуву фаз між першими гармоніками вхідного струму та напруги мережі живлення ($\cos \varphi_1 \approx 1$).

Вхідний струм даної розрядно-імпульсної системи при $C_\phi=5640$ мкФ без застосування жодного засобу покращення її електромагнітної сумісності з мережею живлення на рис. 5 позначений i_C , а при застосуванні пасивного коректора коефіцієнта потужності з $L=100$ мГн, позначений i_{LC} . Середня потужність в активному навантаженні всіх трьох розглянутих пристроїв у зазначених умовах становила приблизно 3 кВт. Як випливає з рис. 5, при відсутності коректорів коефіцієнта потужності амплітуда вхідного струму системи сягає 120 А, а кут провідності вентилів випрямляча складає близько 23 електричних градуси, що вкрай погано впливає на її електромагнітну сумісність із мережею живлення. Застосування пасивного коректора з $L=100$ мГн при тому самому значенні потужності в активному навантаженні дозволяє знизити амплітуду вхідного струму до 17,5 А, розширити кут провідності вентилів випрямляча майже до 180 електричних градусів, але спотворює форму вхідного струму до квазіпрямокутної, що призводить до виникнення його високочастотних гармонік.

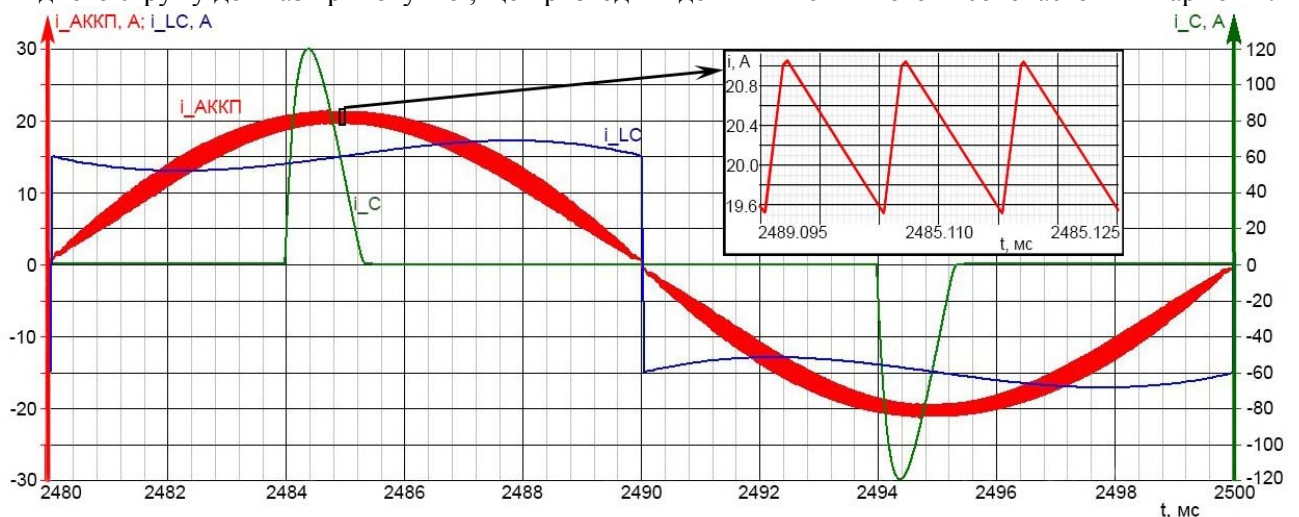


Рис. 5

Отримані за допомогою швидкого перетворення Фур'є в програмному пакеті Simetrix та очищені від шумів даної операції результати спектрального аналізу вхідного струму АККП (рис. 5) наведено на рис. 6. При використанні швидкого перетворення Фур'є був встановлений крок дискретизації частоти 50 Гц, внаслідок чого з цим кроком крім корисних даних були отримані незначні (до 0,1% від амплітуди основної гармоніки) шуми, пов'язані з особливостями реалізації алгоритму

даної операції. Для їхнього відсіювання були застосовані два критерії: амплітудний, за яким гармоніки, амплітуда яких була меншою за 0,002% амплітуди основної гармоніки, відсіювались, а також частотний, за яким до уваги бралися лише амплітуди тих гармонік, які входили до теоретичного спектру синусоїдного сигналу з постійною частотою 50 Гц, модульованого високочастотним періодичним n -тональним гармонічним сигналом з обмеженим числом гармонік.

Дослідимо частотний спектр вхідного струму АККП при наведених вище припущеннях. Без урахування початкової фази основна гармоніка синусоїдного сигналу струму мережі живлення частотою $\Omega = 2\pi f_N$, де $f_N = 50$ Гц, може бути представлена у вигляді $i_1(t) = I_m \cos \Omega t$. Цей сигнал зазнає високочастотної амплітудної модуляції внаслідок комутації силового транзистора АККП пилкоподібним сигналом, середнє значення якого змінюється за законом першої гармоніки вхідного струму АККП $i_1(t)$, а його змінна складова в ідеальному випадку може бути представлена обмеженим

гармонічним рядом: $\sum_{k=1}^n A_k \cos(k\omega t + \psi_k)$, де $\omega = 2\pi f_C$.

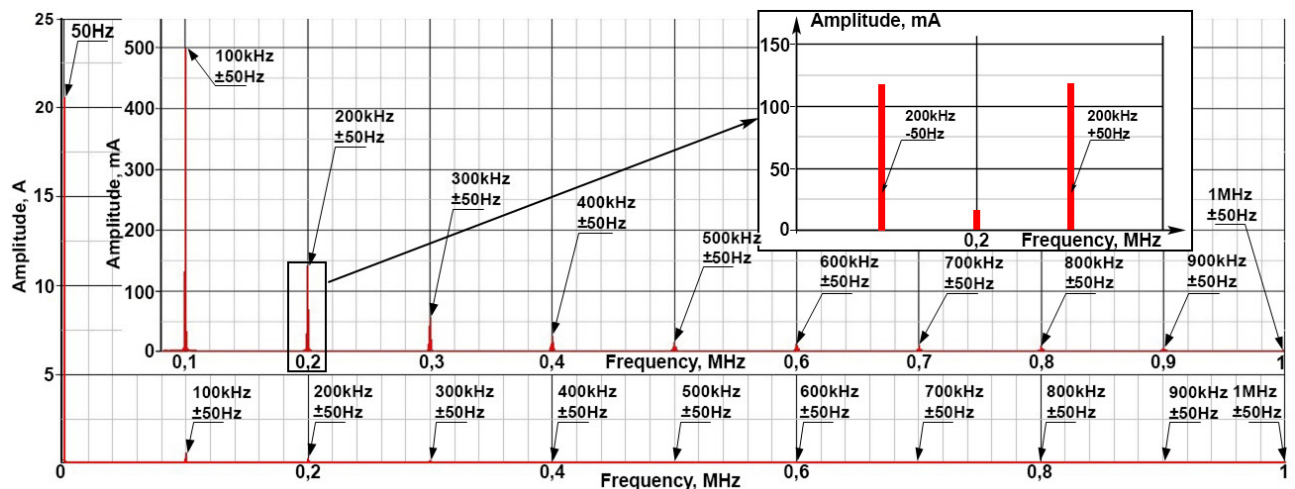


Рис. 6

Використовуючи підхід, детально описаний у [4], повний модульований сигнал для такого випадку без урахування початкових фаз його гармонік представимо у вигляді

$$i(t) = I_m \cos \Omega t + (1 + I_m \cos \Omega t) \sum_{k=1}^n A_k \cos k\omega t. \text{ Після його розкладання на гармонічні складові маємо}$$

$$i(t) = I_m \cos \Omega t + \sum_{k=1}^n \left(A_k \cos k\omega t + \frac{I_m A_k}{2} (\cos(k\omega - \Omega)t + \cos(k\omega + \Omega)t) \right). \quad (12)$$

Як випливає з аналізу (12), частотний спектр такого сигналу складається з основної гармоніки низькочастотного сигналу струму мережі живлення f_N та n тріад високочастотних гармонік, кожна з яких складається з центральної гармоніки з частотою, кратною частоті комутації силового ключа $k f_C$, і двох бічних гармонік, частоти яких відповідно дорівнюють сумі $k f_C + f_N$ і різниці $k f_C - f_N$ частоти центральної гармоніки і частоти основної гармоніки струму мережі живлення. Оскільки $f_N \ll f_C$, то на основній та на другій (із збільшеним масштабом по осі ординат) діаграмах рис. 6 кожна з цих тріад виглядає як один пік і лише на третій діаграмі при збільшенні масштабу по осі абсцис основна і бічні гармоніки другої тріади видні окремо.

Згідно з чинними нормативно-правовими документами [6] при розрахунку гармонічних спотворень напруги мережі живлення потрібно враховувати лише перші 40 її гармонік, тобто аналіз спектру достатньо провести до частоти 2 кГц. Як видно з рис. 6, у зазначеному діапазоні частот вхідний струм АККМ містить лише основну гармоніку струму мережі живлення. Але для точного розрахунку коефіцієнта потужності пристрою в ідеальному випадку потрібно враховувати всі n тріад вищих гармонічних складових. З рис. 6 видно, що найбільша амплітуда гармонік п'ятої тріади не перевищує 0,1% амплітуди основної гармоніки струму та 5% – найбільшої амплітуди гармонік першої тріади. Як по-

казали результати розрахунків, найбільша амплітуда гармонік 10-ї триади не перевищує 0,003% амплітуди основної гармоніки струму. Тому для забезпечення високої точності розрахунків у даному випадку цілком достатньо аналізувати лише $m=10$ перших триад гармонік, що і було зроблено.

Оскільки частота комутації силового транзистора VTI дуже висока ($f_c \approx 100$ кГц), то практично повне усунення вищих гармонік вхідного струму не є проблемою і може бути легко реалізовано високочастотним О-подібним LC -фільтром, котушки якого намотані на одному осерді та включені зустрічно-послідовно для компенсації замагнічування осердя, яке спричинено струмом основної гармоніки з частотою $f_N=50$ Гц. Для ефективної роботи такого фільтра частота його вільних коливань повинна бути нижче частоти комутації силового транзистора VTI .

У табл. 1 для номінального режиму роботи (рис. 5) наведені значення коефіцієнта сумарних гармонічних спотворень вхідного струму (*Total Harmonic*

Таблиця 1

Схема	THD_{FI} , %	φ_1 , °	PF
C-фільтр	198,3	8,668	0,445
LC-фільтр	90,7	5,336	0,737
АККП	4,3	0	0,999

$$\text{Distortion Fund) } THD_{FI} = \sqrt{\sum_{k=2}^m I_k^2} / I_1 \quad [15], \text{ кута зсуву фаз між}$$

першими гармоніками напруги мережі живлення та вхідного струму φ_1 і коефіцієнта потужності (*Power Factor*)

$$PF = \cos \varphi_1 / \sqrt{1 + THD_{FI}^2} \quad [15, 18] \text{ при застосуванні АККП,}$$

пасивного коректора коефіцієнта потужності (LC -фільтра) та для випадку без застосування засобів покращення електромагнітної сумісності з мережею живлення (C -фільтра). Значення всіх цих величин були знайдені за допомогою засобів програмного пакета Simetrix, при налаштуванні яких урахувалося викладене вище. Як випливає з аналізу даних табл. 1, найкращі показники електромагнітної сумісності розрядно-імпульсних систем з мережею живлення забезпечує АККП.

Розглянемо ефективність роботи АККП при зміні навантаження в широких межах, як це відбувається при роботі більшості систем ПЕО ГСПС у реальних умовах. Як показали результати моделювання, в усталеному режимі при незмінних $L1=300$ мкГн та $C7=5640$ мкФ паузи у вхідному струмі відсутні при збільшенні значення $R9$ від номінального до 473 Ом включно. За умов номінальних значень $R9$ та $C7$ паузи у вхідному струмі відсутні при зменшенні значень $L1$ та збільшенні значень $C7$ від номінальних до мінімального і максимального технічно можливого відповідно. Тобто даний АККП забезпечує усталену роботу при зміні параметрів основних його елементів у відносно широких межах. Отримані в результаті моделювання значення THD_{FI} при зміні параметрів основних елементів та режимів роботи АККП ($R9$, $L1$, $C7$ та f_c) у зазначених вище діапазонах показано точками на рис. 7, а, б, в та г відповідно, а їхні апроксимації – суцільними кривими.

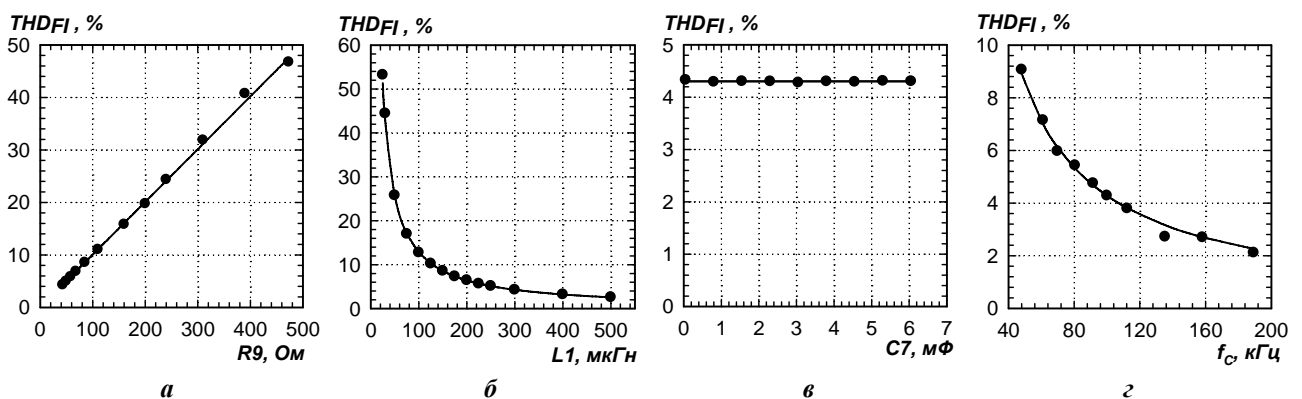


Рис. 7

Як видно з рис. 7, майже у всіх зазначених діапазонах зміни параметрів елементів АККП коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень вхідного струму прямо пропорційний опору навантаження (при його зміні від 43 до 473 Ом, вище якого THD_{FI} наближається до 50% і форма вхідного струму значно спотворюється) (а), зворотно пропорційний індуктивності $L1$ (б) і частоті комутації ключа f_c (г) та індиферентний до змін ємності конденсатора фільтра $C7$ (в). Тому для розширення діапазону усталеної роботи АККП при збільшенні опору його навантаження та підвищення кое-

фіцієнта потужності пристрою рекомендується вибирати індуктивність LI більше номінального значення, а частоту комутації силового транзистора – максимально можливою для надійної роботи активних елементів і дроселя АККП.

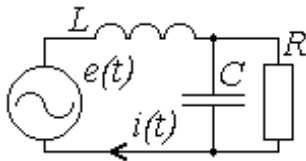


Рис. 8

Виразимо залежності коефіцієнта сумарних гармонічних спотворень вхідного струму від параметрів елементів АККП та частоти комутації його силового ключа аналітично. Для цього представимо силову частину АККП схемою заміщення, показаною на рис. 8.

Джерело n – тональної гармонічної ЕРС

$$e(t) = E_0 + \sum_{k=1}^n E_{mk} \sin(\omega_k t + \psi_k) \text{ з постійною складовою на рис. 8}$$

моделює напругу на виході вентиляційної групи випрямляча напруги мережі ($VDI-VD4$ на рис. 4). Його параметри (E_0 , E_{mk} , ω_k та ψ_k) залежать не тільки від параметрів мережі живлення і схеми вентиляційної групи випрямляча (рис. 4), але і від схеми коректора коефіцієнта потужності і параметрів її елементів. Для аналізу впливу параметрів елементів схеми заміщення рис. 8 на коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень вхідного струму достатньо враховувати лише змінну складову джерела ЕРС $e(t)$. На рис. 8 конденсатор C є конденсатором фільтра $C7$ на рис. 4, дросель L – дроселем LI імпульсного підвищувача напруги на рис. 4, резистор R – навантаженням коректора $R9$ на рис. 4.

Після еквівалентних перетворень сумарний опір синусоїдному струму фіксованої частоти ω_k пасивних елементів схеми заміщення (рис. 8), записаний в алгебраїчній формі, становитиме: $Z_k = (R + j\omega_k(L - CR^2 + \omega_k^2 C^2 LR^2)) / (\omega_k^2 C^2 R^2 + 1)$. Квадрат його модуля буде

$$Z_k^2 = (R^2 + \omega_k^2(L - CR^2 + \omega_k^2 C^2 LR^2)^2) / (\omega_k^2 C^2 R^2 + 1)^2.$$

Тоді при діючому значенні k -ої гармоніки джерела ЕРС $e(t)$ на рис. 8 E_k квадрат діючого значення k -ої гармоніки вхідного струму коректора $i(t)$ (рис. 8) становитиме

$$I_k^2 = E_k^2 (\omega_k^2 C^2 R^2 + 1)^2 / (R^2 + \omega_k^2(L - CR^2 + \omega_k^2 C^2 LR^2)^2).$$

Враховуючи сказане вище, для даного випадку коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень вхідного струму можна записати у вигляді

$$THD_{FI} = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^n E_k^2 (\omega_k^2 C^2 R^2 + 1)^2 / (R^2 + \omega_k^2(L - CR^2 + \omega_k^2 C^2 LR^2)^2)}{E_1^2 (\omega_1^2 C^2 R^2 + 1)^2 / (R^2 + \omega_1^2(L - CR^2 + \omega_1^2 C^2 LR^2)^2)}}. \quad (13)$$

Як впливає з (13), дана формула хоча і дозволяє теоретично отримати залежності THD_{FI} від параметрів схеми заміщення коректора коефіцієнта потужності, проте є дуже складною і вимагає знаходження діючих значень напруги всіх n гармонік еквівалентного джерела ЕРС, які підлягають аналізу, що на практиці зробити вкрай важко. З метою спрощення аналізу (13) розглянемо два теоретично можливі граничні випадки: 1) коли $\omega_k \rightarrow \infty$, один член чисельника (13) спроститься до вигляду: $I_k^2|_{\omega_k \rightarrow \infty} \approx E_k^2 / (\omega_k^2 L^2)$; 2) коли $\omega_1 \rightarrow 0$, знаменник (13) спроститься: $I_1^2|_{\omega_1 \rightarrow 0} = E_1^2 / R^2$.

Розділивши чисельник (13) для першого випадку ($\omega_k \rightarrow \infty$) на її знаменник для другого випадку ($\omega_1 \rightarrow 0$), отримаємо наближену формулу для знаходження коефіцієнта сумарних гармонічних спотворень вхідного струму

$$THD_{FLA} \approx E_k R / (E_1 \omega_k L) = aR / (\omega_k L). \quad (14)$$

Формула (14) на відміну від (13) набагато простіше і має тільки один невідомий коефіцієнт $a = E_k / E_1$, значення якого легко знайти в результаті аналізу графіків рис. 7. Знайдені у відповідності до методики, яка детально описана в [21], за критерієм мінімального значення середньої суми відносного стандартного відхилення $v[y, y_A] = \sigma[y, y_A] / M[y]$ отриманих у ході чисельних експериментів значень THD_{FI} y_k від результатів їхньої апроксимації y_{Ak} і середньої суми модулів їхніх відносних

відхилень $\delta[y, y_A] = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |(y_k - y_{Ak})/y_k|$, тобто $\beta_2[y, y_A] = (\nu[y, y_A] + \delta[y, y_A])/2$, значення коефіцієнта a та відповідні значення $\delta[y, y_A]$ при апроксимації чотирьох отриманих залежностей $THD_{FLA}(R)$, $THD_{FLA}(L)$, $THD_{FLA}(C)$ і $THD_{FLA}(f_c)$ (з урахуванням $f_c = \omega_k/2\pi$) наведені в табл. 2.

Таблиця 2

Параметри	Значення для апроксимуючих функцій				Середні значення
	$THD_{FLA}(R)$	$THD_{FLA}(L)$	$THD_{FLA}(C)$	$THD_{FLA}(f_c)$	
a	0,1893	0,1875	0,1886	0,1875	0,1882
$\delta[y, y_A]$, %	1,1586	0,8813	0,2171	3,1568	1,3535

Як видно з табл. 2, знайдені за методикою [21] значення коефіцієнта a , отримані в результаті апроксимації чотирьох різних отриманих у ході чисельних експериментів залежностей THD_{FL} , відрізняються од-

не від одного лише у третьому значущому розряді, а похибка апроксимації у найгіршому випадку ледь перевищує 3% при середньому її значенні 1,35%. Це свідчить про те, що формула (14) хоча і є наближеною, проте достатньо точно описує поведінку графіків рис. 7, на яких апроксимовані нею залежності $THD_{FLA}(R)$, $THD_{FLA}(L)$, $THD_{FLA}(C)$ і $THD_{FLA}(f_c)$ показані суцільними лініями.

Висновки. 1. Внесок процесу заряду робочого конденсатора розрядно-імпульсних систем від конденсатора фільтра у виникнення пульсацій напруги на ньому у переважній більшості випадків значно перевищує внесок пульсацій випрямленої напруги мережі живлення. Величина пульсацій, які виникають внаслідок заряду робочого конденсатора, стає прийнятною для умов експлуатації електrolітичних конденсаторів фільтра лише за умов, коли їхня ємність у 10 і більше разів перевищує ємність робочого конденсатора, а співвідношення початкових умов на них більше або дорівнює нулю. Виконання цих умов призводить до того, що ємність конденсатора фільтра розрядно-імпульсних систем, як правило, у 3-5 разів більша, ніж аналогічних систем такої самої потужності із безперервним споживанням енергії, що спричиняє додаткові спотворення їхнього вхідного струму і зниження коефіцієнта потужності.

2. Основний вплив на перебіг електромагнітних процесів у коректорах коефіцієнта потужності розрядно-імпульсних систем, у яких процеси заряду і розряду робочого конденсатора відбуваються на різних інтервалах часу і наскрізний струм у навантаженні від мережі живлення відсутній, мають енергетичні процеси у зарядному пристрої робочого конденсатора, а не перехідні процеси у навантаженні.

3. В ідеальному випадку вхідний струм активного коректора коефіцієнта потужності є синусоїдним сигналом із частотою основної гармоніки струму мережі живлення, який модулюється високочастотним n -тональним гармонічним сигналом внаслідок комутації його силового ключа. Частотний спектр вхідного струму такого пристрою складається з основної гармоніки низькочастотного сигналу струму мережі живлення та n триад високочастотних гармонік, кожна з яких складається із центральної гармоніки з частотою, кратною частоті комутації силового ключа і двох бічних гармонік, частоти яких відповідно дорівнюють сумі і різниці частоти центральної гармоніки і частоти основної гармоніки струму мережі живлення.

4. Найкращим засобом покращення електромагнітної сумісності з мережею живлення розрядно-імпульсних систем потужністю одиниці кіловат є активні коректори коефіцієнта потужності. Вони забезпечують не тільки мінімальні значення коефіцієнта сумарних гармонічних спотворень вхідного струму і максимальні значення коефіцієнта потужності, а також мають найменші масу, габарити і вартість, оскільки в їхньому складі відсутні низькочастотні дроселі, обмотки яких містять багато витків мідних проводів.

5. Аналітично доведено та підтверджено результатами чисельного моделювання, що коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень вхідного струму активного коректора коефіцієнта потужності при його значеннях менше 50% прямо пропорційний активному опору навантаження, зворотно пропорційний індуктивному опору дроселя коректора та не залежить від ємності конденсатора фільтра. Тому для розширення діапазону усталеної роботи активного коректора коефіцієнта потужності при збільшенні опору навантаження та для підвищення коефіцієнту потужності розрядно-імпульсних систем рекомендується вибирати його індуктивність більше номінального значення, а частоту комутації силового ключа – максимальною можливою для надійної роботи його активних елементів і дроселя.

1. Берзан В.П., Геликман Б.Ю., Гураевский М.Н., Ермуратский В.В., Кучинский Г.С., Мезенин О.Л., Назаров Н.Н., Перегудова Е.Н., Рудь В.И., Садовников А.И., Смирнов Б.К., Стёпина К.И. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1987. 656 с.
2. Вовченко А.И., Богуславский Л.З., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития мощных высоковольтных генераторов импульсных токов в ИИПТ НАН Украины (Обзор). *Технічна електродинаміка*. 2010. № 5. С. 69–74.
3. Волков И.В., Зозулев В.И., Шолох Д.А. Магнитно-полупроводниковые импульсные устройства преобразовательной техники. К.: Наукова думка, 2016. 230 с.
4. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
5. ГОСТ13109-97 Межгосударственный стандарт. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Киев, ИПК Изд-во стандартов, 1999, 33 с.
6. ДСТУ EN 50160:2014 Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності (EN 50160:2010, IDT). Київ, Мінекономрозвитку України, 2014, 27 с.
7. ДСТУ ІЕС 61000-4-30:2010. Електромагнітна сумісність. Частина 4-30. Методи випробування та вимірювання. Вимірювання показників якості електричної енергії (ІЕС 61000-4-30:2008, ІОТ). Київ, Мінекономрозвитку України, 2010, 56 с.
8. Жаркін А.Ф., Пазєєв А.Г. Однофазні активні коректори коефіцієнта потужності для багатомодульних систем електроживлення. К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2014. 212 с.
9. Захарченко С.Н. Особенности электромагнитных процессов в установках искроэрозийной коагуляции для систем водоподготовки тепловых сетей и агрегатов. *Новини енергетики*. 2012. № 6. С. 41–48.
10. Захарченко С.М. Статистичні дослідження еквівалентного електричного опору гетерогенного струмопровідного середовища при його електроерозійній обробці на прикладі гранул алюмінію у воді. *Науковий вісник Національного гірничого університету*. 2013. № 1 (133). С. 62–67.
11. Захарченко С.Н., Руденко Ю.В. Сравнительный анализ алгоритмов импульсного заряда емкостных накопителей энергии для систем плазмоэрозийной обработки гетерогенных токопроводящих сред. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2014. Вип. 37. С. 100–108.
12. Захарченко С.Н., Руденко Ю.В., Черкасский А.П. Повышение точности регулирования напряжения на емкостных накопителях энергии систем импульсной плазмоэрозийной обработки гетерогенных токопроводящих сред. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 6. С. 30–37.
13. Калачев А. С низким стартовым током: корректоры коэффициента мощности от компании STM. *Новости электроники*. 2011. № 9 (101). С. 17–23.
14. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника. М.: Наука, 2004. 704 с.
15. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході і виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.
16. Рашепкін А.П., Кондратенко І.П., Захарченко С.М., Руденко Ю.В. Розробка обладнання електроерозійного коагуляційного очищення в системах водопідготовки теплових агрегатів. *Проблеми ресурсу і безпеки експлуатації конструкцій, споруд та машин*. Київ: Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України, 2015. С. 451–454.
17. Рогаль В.В., Демченко Ю.С. Дослідження спектру вхідного струму високочастотних коректорів коефіцієнта потужності. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 5. С. 80–82.
18. Руденко В.С., Сенько В.И., Чижено И.М. Преобразовательная техника. К.: Вища школа, 1983. 431 с.
19. Сегеда М.С. Электричні мережі та системи. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2015. 540 с.
20. Твердов И. Пассивные корректоры коэффициента мощности для однофазных и трехфазных модулей питания. *Компоненты и технологии*. 2009. № 4. С. 94–97.
21. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Нелинейно-параметрическая модель электрического сопротивления гранулированных токопроводящих сред для широкого диапазона изменений приложенного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 6. С. 3–17.
22. Шидловский А.К., Жаркин А.Ф. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях. К.: Наукова думка, 2005. 210 с.
23. Шидловский А.К., Щерба А.А., Супруновская Н.И. Энергетические процессы в электроимпульсных установках с емкостными накопителями энергии. К.: Интерконтиненталь-Украина, 2009. 208 с.
24. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Параметрична модель опору плазми ерозійного навантаження, адекватна в широкому діапазоні змін прикладеної напруги. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 3–12.
25. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Фізичні передумови побудови математичних моделей електричного опору плазмоерозійних навантажень. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 5–12.
26. Шидловський А.К., Новський В.О., Жаркін А.Ф. Стабілізація параметрів електричної енергії в трифазних системах напівпровідниковими коригуючими пристроями. К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 378 с.

27. Щерба А.А. Системы электроимпульсного диспергирования токопроводящих материалов: автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.09.03 / Институт электродинамики Академии наук Украины. Киев. 1993. 38 с.
28. Щерба А.А., Захарченко С.Н. Полупроводниковые адаптивные системы объемной электроискровой обработки материалов и сред. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України: Електроенергетика. Зб. наук. праць*. Київ: ІЕД НАН України, 1999. С. 66–73.
29. Щерба А.А., Захарченко С.Н. Стабилизация и регулирование параметров разрядных импульсов в системах объемной электроискровой обработки гетерогенных токопроводящих сред. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України: Електродинаміка. Зб. наук. праць*. Київ: ІЕД НАН України, 2001. С. 30–35.
30. Щерба А.А., Захарченко С.М., Супруновська Н.І., Шевченко Н.І., Монастирський Г.С., Перетятко Ю.В., Петрученко О.В. Стабілізація режимів електротехнологічних систем для отримання іскроерозійних мікро- та нанопорошків. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск Силова електроніка та енерго-ефективність*. 2006. Ч.1. С. 120–123.
31. Aluminum electrolytic capacitors. Large-size capacitors. Series/Type B43508. URL: <https://en.tdk.eu/inf/20/30/db/aec/B43508.pdf> (дата звернення: 07.06.2017).
32. Danilenko N.B., Savelev G.G., Yavorovskii N.A., Yurmazova T.A. Chemical Reactions in Electric Pulse Dispersion of Iron in Aqueous Solutions. *Russian Journal of Applied Chemistry*. 2008. Vol. 81. No 5. Pp. 803–809.
33. International Rectifier IR1155S Programmable Frequency. One Cycle Control PFC IC. URL: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/427261/IRF/IR1155S.html> (дата звернення: 07.06.2017).
34. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-erosion. *J. Appl. Phys.* 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://dx.doi.org/10.1063/1.4764017>
35. Stepins D. An Improved Control Technique of Switching-Frequency-Modulated Power Factor Correctors for Low THD and High Power Factor. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2016. Vol. 31. No 7. Pp. 5201–5214. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2015.2478848>

УДК 621.314: 621.373.54

УЛУЧШЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАЗРЯДНО-ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ С ПИТАЮЩЕЙ СЕТЬЮ

Н.А. Шидловская, чл.-корр. НАН Украины, **С.Н. Захарченко**, докт. техн. наук, **А.П. Черкасский**, **Ю.В. Руденко**, канд. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.
E-mail: shydlovska@ied.org.ua , snzakhar@ukr.net , cherkassky_a@ukr.net , rudenko@ied.org.ua

Исследованы зависимости относительной амплитуды пульсаций напряжения на конденсаторе буферного фильтра разрядно-импульсных систем, вызванных зарядом от него рабочего конденсатора, от соотношения их емкостей, начальных условий на них и от добротности зарядного контура. Приведен анализ эффективности технических средств улучшения электромагнитной совместимости разрядно-импульсных систем с сетью питания. В программном пакете Simetrix созданы модели активного и пассивного корректоров коэффициента мощности разрядно-импульсной системы и исследована работа активного корректора при изменении параметров его основных элементов и частоты коммутации силового транзистора в широких диапазонах. В результате аналитических расчетов и компьютерного моделирования получены зависимости коэффициента суммарных гармонических искажений входного тока корректора от активного сопротивления его нагрузки, индуктивности дросселя корректора, емкости конденсатора фильтра и частоты коммутации силового транзистора. Приведены рекомендации по повышению стабильности начальных условий на рабочем конденсаторе и конденсаторе фильтра разрядно-импульсных систем, а также по улучшению электромагнитной совместимости таких систем с сетью питания. Библ. 35, рис. 8, табл. 2.

Ключевые слова: разрядно-импульсные системы, пульсации, корректор коэффициента мощности, коэффициент суммарных гармонических искажений.

IMPROVING THE ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF DISCHARGE-PULSE SYSTEMS WITH A POWER NETWORK

N.A. Shydlovska, S.M. Zakharchenko, O.P. Cherkaskyi, Ju.V. Rudenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net, cherkassky_a@ukr.net, rudenko@ied.org.ua

Dependences of the relative amplitude of the voltage pulsations on the capacitor of the buffer filter of the discharge-pulse systems caused by the charge of the working capacitor from it from the ratio of their capacitances, the ratio of initial conditions on them and on the quality factor of the charging circuit are investigated. The analysis of the efficiency of technical means for improving the electromagnetic compatibility of discharge-pulse systems with a power network is given. With the use of application program package Simetrix a models of the active and passive power factor correctors for the discharge-pulse system were created and operation of the active corrector was investigated when the parameters of its main elements and the switching frequency of the power transistor had changed in wide ranges. As a result of analytical calculations and computer simulation, the dependencies of the total harmonic distortion coefficient of the input current of the corrector from the active resistance of its load, the inductance of the charger's inductor, the capacitance of the filter capacitor, and the switching frequency of the power transistor are obtained. Recommendations to increase the stability of the initial conditions on the working capacitor and filter capacitor of discharge-pulse systems and also to improve the electromagnetic compatibility of such systems with the power network are given. References 35, figures 8, tables 2.

Key words: discharge-pulse systems, pulsations, power factor corrector, total harmonious distortions factor.

1. Berzan V.P., Gelikman B.Yu., Guraevsky M.N., Ermuratsky V.V., Kuchinsky G.S., Mezenin O.L., Nazarov N.N., Peregodova E.N., Rud V.I., Sadovnikov A.I., Smirnov B.K., Styopina K.I. Electric Capacitors and Capacitors Installations: A Handbook. Moskva: Energoatomizdat, 1987. 656 p. (Rus)
2. Vovchenko A.I., Boguslavsky L.Z., Miroshnichenko L.N. Trends in the Development of High-voltage Pulsed Current Generators in the Institute of Pulses Process and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine (Review). *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 5. Pp. 69–74. (Rus)
3. Volkov I.V., Zozulev V.I., Sholokh D.A. Magnetic-semiconductor Pulse Devices of Converter Technology. Kyiv: Naukova Dumka, 2016. 230 p. (Rus)
4. Honorovsky I.S. Radio engineering circuits and signals. Moskva: Radio i sviaz, 1986. 512 p. (Rus)
5. State Standard of Ukraine 13109-97. Interstate Standard. Electric Energy. Electromagnetic Compatibility of Technical Means. Norms of Quality of Electric Energy in General-purpose Power Supply Systems. Kyiv, IPK Standards Publishing, 1999, 33 p. (Rus)
6. State Standard of Ukraine EN 50160:2014. Characteristics of Power Supply Voltage in Electrical Networks for General Purpose (EN 50160:2010, IDT). Kyiv, Ministry of Economic Development of Ukraine, 2014, 27 p. (Ukr)
7. State Standard of Ukraine IEC 61000-4-30:2010. Electromagnetic Compatibility. Part 4-30. Methods of Test and Measurements. Measurement of Electricity Quality Indices (IEC 61000-4-30:2008, UT). Kyiv, Ministry of Economic Development of Ukraine, 2010, 56 p. (Ukr)
8. Zharkin A.F., Pazeev A.G. Single-phase Active Power Factor Correctors for Multi-modules Power Supply Systems. Kyiv: Institut Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy, 2014. 212 p. (Ukr)
9. Zakharchenko S.N. Features of Electromagnetic Processes in Spark Erosion Coagulation Installations for Water Treatment Systems, Heating Systems and Units. *Novyny Enerhetyky*. 2012. No 6. Pp. 41–48. (Rus)
10. Zakharchenko S.M. Statistical Research of Equivalent Electric Resistance of the Heterogeneous Current-carrying Medium at its Electric-erosive Processing on an Example of Granules of Aluminum in Water. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho hirnichoho universytetu*. 2013. No 1 (133). Pp. 62–67. (Ukr)
11. Zakharchenko S.N., Rudenko Ju.V. Comparative Analysis of Capacitors Pulse Charge Algorithms at the Systems of Plasma-erosive Treatment for Heterogenic Conductive Media. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2014. No 37. Pp. 100–108. (Rus)
12. Zakharchenko S.N., Rudenko Ju.V., Cherkassky A.P. Improving the Accuracy of the Voltage Regulation in the Capacitive Energy Storage Devices for Pulse Plasma-erosion Treatment Systems of Heterogeneous Conductive Media. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 6. Pp. 30–37. (Rus)
13. Kalachev A. With a Low Starting Current: Power Factor Correctors From STM. *Novosti Elektroniki*. 2011. No 9 (101). Pp. 17–23. (Rus)
14. Mesyats G.A. Pulse Power and Electronics. Moskva: Nauka, 2004. 704 p. (Rus)
15. Mykhalskyi V.M. Means for improving the quality of electricity at the input and output of frequency and voltage converters with pulse-width modulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2013. 340 p. (Ukr)

16. Rashchepkin A.P., Kondratenko I.P., Zakharchenko S.M., Rudenko Ju.V. Development of equipment for electroerosive coagulation purification in water treatment systems of heat aggregates. *Problemy resursu i bezpeky ekspluatatsikonstrukttsii, sporud ta mashin*. Kyiv: Instytut Elektrozvairuvannia im. Ye.O.Patona Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy, 2015. Pp. 451–454. (Ukr)
17. Rohal V.V., Demchenko Yu.S. Investigation of the Input Current Spectrum of High-Frequency Power Factor Correctors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 5. Pp. 80–82. (Ukr)
18. Rudenko V.S., Senko V.I., Chizhenko I.M. Conversion technics. Kyiv: Vyshcha shkola, 1983. 431 p. (Rus)
19. Segeda M.S. Electric Networks and Systems. Lviv: Vydavnytstvo Lvivskoi Politekhniky, 2015. 540 p. (Ukr)
20. Tverdov I. Passive Power Factor Correctors for Single-phase and Three-phase Power Modules. *Komponenty i tekhnologii*. 2009. No 4. Pp. 94–97. (Rus)
21. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.N., Cherkassky A.P. Non-linear-parametrical Model of Electrical Resistance of Conductive Granulated Media for a Wide Range of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 6. Pp. 3–17. (Rus)
22. Shidlovskiy A.K., Zharkin A.F. Higher Harmonics in Low-voltage Electrical Networks. Kyiv: Naukova dumka, 2005. 210 p. (Rus)
23. Shydlovskiy A.K., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Power Processes in Electrical Pulse Devices with Capacitive Energy Storages. Kyiv: Interkontinental-Ukraina, 2009. 208 p. (Rus)
24. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskiy O.P. Parametric Model of Resistance of Plasma-erosive Load, Adequate in the Wide Range of Change of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 3–12. (Ukr)
25. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskiy O.P. Physical Prerequisites of Construction of Mathematical Models of Electric Resistance of Plasma-erosive Loads. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 5–12. (Ukr)
26. Shydlovskiy A.K., Novskiy V.O., Zharkin A.F. Stabilization of Electrical Energy Parameters in Three-phase Systems by Semiconductor Correction Devices. Kyiv: Instytut Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy, 2013. 378 p. (Ukr)
27. Shcherba A.A. Systems of electric-pulse dispersion of conductive materials: abstract of Dr. tech. Sci. diss.: 05.09.03 / Institute of Electrodynamics AN of Ukraine. Kiev. 1993. 38 p. (Rus)
28. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N. Semiconductor Adaptive Systems for Volumetric Electric-spark Processing of Materials and Media. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoyi Akademiyi Nauk Ukrayiny: Elektroenerhetyka. Zbirnyk naukovykh prats*. Kyiv: Institut Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy, 1999. Pp. 66–73. (Rus)
29. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N. Stabilization and Regulation of Discharge Pulses Parameters at the Systems of Volume Electric Spark Processing of Heterogeneous Conductive Media. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. Elektrodynamika*. 2001. Pp. 30–35. (Rus)
30. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovska N.I., Shevchenko N.I., Monastirskiy G.E., Peretyatko Yu.V., Petruchenko O.V. Stabilization of Modes of Electrotechnological Systems of Obtaining Spark-eroded Micro and Nano-powders. *Tekhnichna Elektrodynamika. Tematychnyi vypusk Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist*. 2006. Vol. 1. Pp. 120–123. (Rus)
31. Aluminum electrolytic capacitors. Large-size capacitors. Series/Type B43508. URL: <https://en.tdk.eu/inf/20/30/db/aec/B43508.pdf> (Accessed 07.06.2017).
32. Danilenko N.B., Savelev G.G., Yavorovskii N.A., Yurmazova T.A. Chemical Reactions in Electric Pulse Dispersion of Iron in Aqueous Solutions. *Russian Journal of Applied Chemistry*. 2008. Vol. 81. No 5. Pp. 803–809.
33. International Rectifier IR1155S Programmable Frequency. One Cycle Control PFC IC. URL: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/427261/IRF/IR1155S.html> (Accessed 07.06.2017).
34. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-erosion. *J. Appl. Phys*. 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://dx.doi.org/10.1063/1.4764017>
35. Stepins D. An Improved Control Technique of Switching-Frequency-Modulated Power Factor Correctors for Low THD and High Power Factor. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2016. Vol. 31. No 7. Pp. 5201–5214. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2015.2478848>

Надійшла 07.08.2017
Остаточний варіант 29.01.2018