

УДК 621.314.621

DOI [https://doi.org/10.15589/znp2023.1\(490\).18](https://doi.org/10.15589/znp2023.1(490).18)

IMPROVEMENT OF THE ASSESSMENT METHOD OF VOLTAGE NON-SINUSOIDITY IN SHIP ELECTRICAL ENERGY SYSTEMS WITH POWERFUL THYRISTOR PROPULSION COMPLEXES AND NETWORK FILTERS

УДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДУ ОЦІНКИ ГАРМОНІЧНИХ СПОТВОРЕНЬ НАПРУГИ В СУДНОВИХ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМАХ З ПОТУЖНИМИ ТИРИСТОРНИМИ ПРОПУЛЬСИВНИМИ КОМПЛЕКСАМИ ТА МЕРЕЖНИМИ ФІЛЬТРАМИ

Oleksandr K. Zhuk

oleksandr.zhuk@nuos.edu.ua

ORCID: 0000-0002-9069-475X

Dmytro O. Zhuk

dmytro.zhuk@nuos.edu.ua

ORCID: 0000-0002-7092-5717

Serhiy L. Trybulkevich

sergiy.trybulkevych@nuos.edu.ua

ORCID: 0000-0001-5783-6616

О. К. Жук,

канд. техн. наук, доцент,

Д. О. Жук,

канд. техн. наук, доцент,

С. Л. Трибулькевич,

ст. викладач

*Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv**Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв*

Abstract. An improved method of calculating electromagnetic processes and indicators of harmonic voltage distortions in shipboard power systems with powerful thyristor converters and network filters is proposed. Analytical expressions were obtained for the total (integral) coefficient of harmonic distortions of the network voltage THDu, which are presented in a closed final form that takes into account the entire harmonic spectrum, depending on the parameters of the filter, the network, as well as on the thyristor converter mode, given by the values of the control angle and rectified current. The analysis was performed for 6- and 12-pulse converter schemes, the most common in ship propulsion systems. Analytical calculations based on the improved analytical method agree well with the results of computer simulations.

Purpose. The purpose of this work is to develop an improved and refined method of calculating voltage distortion indicators in the ship network by taking into account the effect of real factors of nonlinearity of thyristor converters on the nature of electromagnetic processes in the system and proportionality of harmonics in a wide range of the spectrum.

Method. The theoretical basis of the proposed approach to the solution of the given problem is the correct application of the operator method of individual components to the calculation of electromagnetic processes in the generally nonlinear system «network – converter – network filter» followed by the refinement of the commutation angle and the use of Parseval's equality when conducting harmonic analysis.

Results. On the basis of the operator method of individual components, an improved method of estimating indicators of harmonic voltage distortions in the ship network with thyristor converters and filters has been developed, which takes into account the real features of the system. The reliability of the obtained results was checked by means of a model experiment.

Scientific novelty. For the first time, analytical expressions for the total coefficient of the harmonic distortion coefficient of the THDu network voltage, which take into account the entire harmonic spectrum at any parameters of the network, converter and filters, as well as their mutual influence, were obtained in a closed finite form.

Practical importance. The proposed method is quite general and can be used both for evaluating indicators and for developing means of ensuring electromagnetic compatibility in ship electrical power systems with semiconductor propulsion complexes. The method allows you to solve the mentioned problems with different pulsations of converters and structures of single-link network filters.

Key words: electromagnetic compatibility; quality of electricity; integral coefficient of harmonic voltage distortions; network filter; operator method of individual components; harmonic analysis; Parseval's equality.

Анотація. Запропоновано удосконалений метод розрахунку електромагнітних процесів та показників гармонічних спотворень напруги у суднових електроенергетичних системах з потужними тиристорними перетворювачами та мережними фільтрами. Отримано аналітичні вирази для сумарного (інтегрального) коефіцієнта гармонічних спотворень напруги мережі THDu, які представлені в замкнутій кінцевій формі, що враховує весь гармонічний спектр, залежно від параметрів фільтра, мережі, а також від режиму тиристорного перетворювача, заданого величинами кута управління та випрямленого струму. Аналіз виконано для 6-ти та 12-ти пульсних схем перетворювачів, найбільш поширених в суднових пропульсивних комплексах. Аналітичні розрахунки за удосконаленим аналітичним методом добре збігаються з результатами комп'ютерного моделювання.

Мета. Метою цієї статті є удосконалення методу розрахунку показників спотворення напруги в судновій системі з ТП та мережними фільтрами шляхом одержання в скінченній формі відповідних аналітичних виразів, які враховують весь гармонічний спектр, а також взаємний вплив параметрів мережі, фільтра та пульсності і режиму перетворювача, заданого величинами випрямленого струму та кута управління; зіставлення аналітичних розрахунків з результатами комп'ютерного моделювання.

Методика. Теоретичною основою запропонованого підходу до вирішення поставленої задачі є коректне застосування операторного метода окремих складових до розрахунку електромагнітних процесів у в цілому нелінійній системі «мережа – перетворювач – мережний фільтр» з наступним визначенням кута комутації та використанням рівності Парсевалю при проведенні гармонічного аналізу.

Результати. На основі операторного метода окремих складових розроблено удосконалений метод оцінки показників гармонічних спотворень напруги в судновій мережі з тиристорними перетворювачами і фільтрами, що враховує реальні особливості системи. Достовірність одержаних результатів перевірено шляхом модельного експеримента.

Наукова новизна. Вперше одержані в замкнутій кінцевій формі аналітичні вирази для сумарного коефіцієнта гармонічних спотворень напруги мережі THDu, які враховують весь гармонічний спектр при будь-яких параметрах мережі, перетворювача і фільтрів, а також їхній взаємний вплив.

Практична значимість. Запропонований метод є досить загальним і може бути застосованим як для оцінки показників, так і для розробки засобів забезпечення електромагнітної сумісності в суднових електроенергетичних системах з напівпровідниковими пропульсивними комплексами. Метод дозволяє вирішувати зазначені задачі при різних пульсностях перетворювачів і структурах одноланкових мережних фільтрів.

Ключові слова: електромагнітна сумісність; якість електроенергії; інтегральний коефіцієнт гармонічних спотворень напруги; мережний фільтр; операторний метод окремих складових; гармонічний аналіз; рівність Парсевалю.

Робота потужних установок з тиристорними перетворювачами (ТП) у складі автономних суднових електроенергетичних систем (СЕЕС) супроводжується спотвореннями форми кривих мережних струмів і напруг та споживанням реактивної потужності [1, 2, 3].

Зазначені фактори обумовлюють проблему електромагнітної сумісності (ЕМС) перетворювачів та інших елементів СЕЕС. Вони справляють вкрай негативний вплив на ефективність, надійність та безпеку функціонування таких характерних об'єктів застосування напівпровідникового електроприводу як судна з динамічним позиціонуванням, що мають потужні пропульсивні установки [1, 2, 3]. Зазначені установки містять тиристорні перетворювачі частоти за схемою «керований випрямляч – інвертор струму, ведений навантаженням». Таким кінцевим навантаженням є гребні синхронні двигуни, потужність яких може досягати десятків МВт [2].

Вирішення проблеми ЕМС досягається, як правило, шляхом застосування комплексу методів та засобів, що забезпечують як покращення форми напруги мережі, так і компенсацію реактивної потужності.

Найчастіше використовуються перетворювачі підвищеної пульсності у поєднанні з мережними фільтрокомпенсуючими пристроями (ФКП) [5, 6, 7].

Спотворення напруги мережі є одним із головних факторів погіршення якості електроенергії, її показники нормуються міжнародними стандартами. Гармонічний склад кривої напруги характеризується коефіцієнтами окремих гармонік (individual harmonic) v -го порядку

$$K_{U(v)} = \left(U_{S(v)} / U_{S(1)} \right) \cdot 100\% \quad (1)$$

загалом несинусоїдальність напруги визначається інтегральним показником – коефіцієнтом гармонічних спотворень (total harmonic distortion – THDu)

$$K_U = \left(\sqrt{\sum_{v=2}^{v_{\max}} U_{S(v)}^2} / U_{S(1)} \right) \cdot 100\% \quad (2)$$

де $U_{S(1)}$, $U_{S(v)}$ – відповідно діючі значення основної та v -ї гармонік напруги, $v_{\max}$ – найвищий порядок гармонік, що враховуються. Значення $v_{\max}$, прийняті різними нормативними документами, суттєво відрізняються. Наприклад, у стандартах ДСТУ

EN 61000 і IEEE 519 вони рівні відповідно 40 і 50, а у Регістрі судноплавства України – 200.

Необхідність оцінки та забезпечення ЕМС в АЕЕС з ТП та ФКП потребує вдосконалення методів розрахунку показників якості електроенергії за одночасним зниженням рівня ідеалізації відповідних розрахункових моделей.

Значення величин K_U і $K_{U(v)}$, знайдені у відповідності з існуючими загальноприйнятими методами, [5, 6, 7], можуть суттєво (у декілька разів) відрізнятися від реальних [6]. Зазначені методи орієнтовані на визначення параметрів мережних фільтрів [5, 6, 7], виходячи, перед всім, із умови компенсації реактивної потужності в СЕЕС. Неприпустимі похибки розрахунків є наслідком спрощеного представлення вхідного струму ТП прямокутно-ступінчастою кривою при миттєвій комутації [5, 6] і врахуванням обмеженого числа гармонік у співвідношенні (1) (до 19-ої включно) [7]. В реальних режимах, навіть при глибокому регулюванні ТП, кут комутації завжди має кінцеве (ненульове) значення, яке суттєво залежить від параметрів фільтра, а амплітуди гармонік напруги стають сумірними у достатньо широкому діапазоні частот. Тому при визначенні K_U бажано враховувати увесь спектр гармонік.

Вплив мережних фільтрів на усталені електромагнітні процеси в СЕЕС з ТП досліджено в [4, 8]. Використання отриманих в [4] аналітичних виразів для оцінки несинусоїдальності напруги внаслідок їх громіздкості є неприйнятним для практичних розрахунків. В [8] наведені результати фізичного і комп'ютерного моделювання, на основі яких виконана порівняльна оцінка способів фільтрації струмів, споживаних установками з випрямлячами. Такі результати не дозволяють, однак, виконати узагальнений теоретичний аналіз показників якості напруги в залежності від параметрів фільтрів і режиму випрямлячів.

При подальшому розвитку методів розрахунку показників несинусоїдальності напруги в СЕЕС брати до уваги наступні фактори:

- взаємний вплив джерел живлення, перетворювачів та мережних фільтрів (ФКП) на реальні електромагнітні процеси в системі при кінцевих (ненульових) значеннях кутів комутації ТП [4];

- сумірність гармонік напруги в широкому діапазоні частот і, як наслідок, необхідність врахування при визначенні K_U всього гармонічного спектру [6].

Метою даної роботи є розробка вдосконаленого аналітичного метода розрахунку показників спотворення напруги в судовій мережі шляхом врахування реальних факторів нелінійності в системах з ТП різної пульсності і ФКП, а також сумірності рівнів гармонік напруги в широкому діапазоні спектра.

СЕЕС функціонують в умовах значних відхилень частоти (– 6 %; + 4 %), вібрацій і коливань темпера-

тури навколишнього середовища. Еквівалентний опір системи змінюється в широких межах у залежності від кількості ввімкнених генераторів і споживачів. Зазначені фактори практично виключають можливість застосування в СЕЕС пасивних фільтрів з великою кількістю налаштовуваних резонансних ланок і створюють передумови для використання простих одноланкових схем.

Однолінійна схема заміщення СЕЕС з ТП і узагальненим Г-подібним LC-фільтром для фази А наведена на рис. 1.

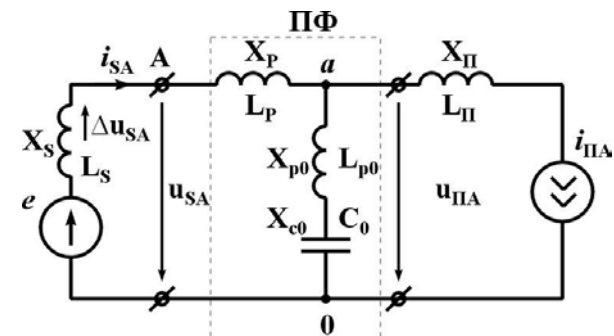


Рис. 1

Мережа живлення (джерела) представлена синусоїдальною ЕРС основної частоти $e_A = E_m \sin \omega t$ і опором К.З. X_S . Перетворювач представлено джерелом періодичного несинусоїдального струму i_{IIA} , який співпадає зі струмом первинної обмотки трансформатора ТП, і приведеним опором К.З. трансформатора X_{II} . Повздовжня ланка фільтру – реактор з опором X_P . Резонансний фільтр утворюється при послідовному ввімкненні у поперечній ланці реактора і конденсатора з опорами X_{P0} і X_{C0} . Резонансна ланка, як правило, налагоджується на частоту вищої гармоніки найнижчого порядку, обумовлену роботою ТП. Порядок частоти налагоджування даної ланки $\xi = \sqrt{X_{C0}/X_{P0}}$ відповідає нулю частотної характеристики опору системи відносно вузлів a і 0 . Полосу характеристики відповідає частота порядку $\mu = \sqrt{X_{C0}/(X_S + X_P + X_{P0})}$. Найпростіший ширококутний фільтр нижніх частот утворюється із резонансного при $X_{P0} = 0$. Якщо $X_{C0} \rightarrow \infty$, $X_{P0} \rightarrow 0$, Г-подібний фільтр вироджується в повздовжній реакторний.

Система з шестипульсним перетворювачем

Вважаємо, що ТП виконано за трифазною мостовою схемою, первинна і вторинна обмотки його трансформатора з'єднані однотипно, а випрямлений струм не містить пульсацій. Аналіз форми фазної напруги мережі u_{SA} суттєво спрощується при припущенні про лінійний характер комутацій струму вентилів. При кутах комутації $\gamma \leq 20^\circ$, що характерно для більшості режимів реальних СЕЕС з ТП, таке припущення, призводячи лише до невеликих похибок [4], заздалегідь задає форму струму i_{IIA} , споживаного перетво-

рювачем, у вигляді блоків рівнобічної трапеції (рис. 2) з основами, рівними $\frac{2\pi}{3} \pm \gamma$, і висотою $I_{дП} = I_d / K_T$ (K_T – коефіцієнт трансформації трансформатора ТП). Дана обставина дозволяє для визначення напруги мережі u_{SA} застосувати найбільш ефективний операторний метод окремих складових [9], розглядаючи струм $i_{ПА}$ як збуджуючий вплив. Після отримання аналітичних виразів для u_{SA} стає можливим складання рівняння комутації і визначення величини кута γ , яка заздалегідь не відома.

Зі схеми на рис. 1 випливає, що фазна напруга мережі u_{SA} визначається як різниця еквівалентної синусоїдальної ЕРС і спотворюючого падіння напруги на внутрішньому опорі X_S від струму i_{SA}

$$u_{SA} = E_m \sin \theta - \Delta u_{SA} \quad (3)$$

$$\text{де } E_m = \frac{E_m(X_{C0} - X_{P0} - X_P)}{(X_{C0} - X_{P0} - X_P - X_S)}; \quad \Delta u_{SA} = \frac{X_S di_{SA}}{d\theta}; \quad \theta = \omega t.$$

Згідно з методом окремих складових [9] значення Δu_{SA} на кожному N-му інтервалі безперервності струму $i_{ПА}$ визначається за формулою

$$\Delta u_{SA}^{(N)} = \frac{X_S}{X_S + X_P} \left\{ \sum_{p_z, p_t} \text{Re} s [Z_{a0}(p) I_{ПА an}^{(N)}(p) e^{pt}] - \sum_{p_z} \text{Re} s [Z_{a0}(p) I_{ПА T}^{(N)}(p) e^{pt}] \right\}, \quad (4)$$

де $I_{ПА an}^{(N)}(p)$, $I_{ПА T}^{(N)}(p)$ – операторні зображення струму $i_{ПА}$ на даному інтервалі відповідно як аналітичної і як періодичної функції; $Z_{a0}(p)$ – еквівалент-

ний операторний вхідний опір схеми заміщення системи відносно ТП, який визначається індуктивностями і ємностями її елементів.

$$Z_{a0}(p) = \frac{p(L_S + L_P)(p^2 L_{P0} C_0 + 1)}{p^2 C_0 (L_S + L_P + L_{P0}) + 1} \quad (5)$$

Перший доданок співвідношення (4) представляє собою суму лишків за всіма полюсами функцій $I_{ПА an}^{(N)}(p)$ і $Z_{a0}(p)$. У другому доданку лишки беруться лише за полюсами функції $Z_{a0}(p)$.

Зображення струму $i_{ПА}$ на інтервалах безперервності, коли початок відліку часу поєднується з початком кожного інтервалу, наведені у табл. 1.

Співвідношення для Δu_{SA} , знайдені за половину періода на інтервалах безперервності згідно з (4), представлені у табл. 2.

На інтервалі комутації $\pi/6 + \alpha \leq \theta \leq \pi/6 + \alpha + \gamma$, коли в кожній групі одночасно проводять тиристори фаз А і С справедливе співвідношення

$$u_{a0} - u_{c0} = 2 X_P di_{ПА} / d\theta, \quad (6)$$

де u_{a0} , u_{c0} – миттєві значення відповідних фазних напруг на вході ТП, $di_{ПА} / d\theta = I_{дП} / \gamma$ – похідна струму $i_{ПА}$ на зазначеному інтервалі.

Нескладно показати, що

$$u_{a0} = \frac{(\xi^2 - 1) \mu^2}{(\mu^2 - 1) \xi^2} E_m \sin \theta - \frac{X_S + X_P}{X_S} \Delta u_{SA}. \quad (7)$$

Вираз для u_{c0} може бути отриманий із (7) з урахуванням умов симетрії фазних величин.

Інтегруючи (6) в межах комутаційного інтервалу, маємо рівняння для визначення кута комутації

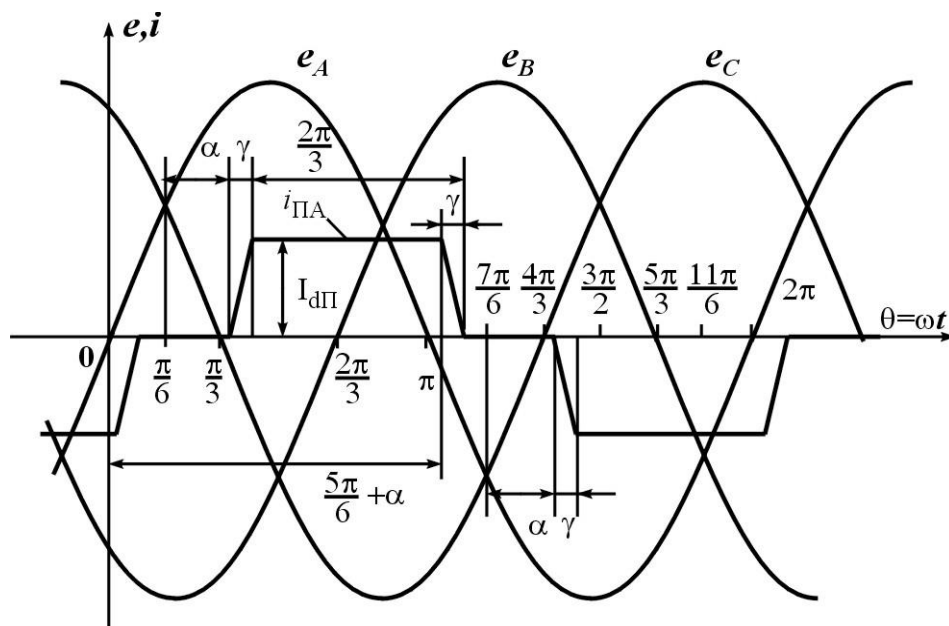


Рис. 2

Таблиця 1

№ інт.	θ	$I_{ПА\text{ дн}}^{(N)}$	$I_{ПА\text{ Т}}^{(N)}$
I	$\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma$	$\frac{I_{дл}\omega}{\gamma p^2}$	$\frac{I_{дл}\omega}{\gamma p^2} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma p}{\omega}}\right) \left(1 - e^{-\frac{2\pi p}{3\omega}}\right)}{1 + e^{-\frac{p}{\omega}}}$
II	$\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha$	$\frac{I_{дл}}{p}$	$\frac{I_{дл}}{p} - \frac{I_{дл}\omega}{\gamma p^2} \frac{\left(e^{\frac{\gamma p}{\omega}} - 1\right) \left(e^{\frac{\pi p}{3\omega}} + 1\right) e^{-\frac{2\pi p}{3\omega}}}{1 + e^{-\frac{p}{\omega}}}$
III	$\frac{5\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha + \gamma$	$\frac{I_{дл}}{p} - \frac{I_{дл}\omega}{\gamma p^2}$	$\frac{I_{дл}}{p} + \frac{I_{дл}\omega}{\gamma p^2} \frac{\left(e^{-\frac{\gamma p}{\omega}} - 1\right) \left(e^{-\frac{\pi p}{3\omega}} + 1\right)}{1 + e^{-\frac{p}{\omega}}}$
IV	$\frac{5\pi}{6} + \alpha + \gamma \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6} + \alpha$	0	$\frac{I_{дл}\omega}{\gamma p^2} \frac{\left(1 - e^{\frac{\gamma p}{\omega}}\right) \left(1 - e^{-\frac{2\pi p}{3\omega}}\right) e^{\frac{\pi p}{3\omega}}}{1 + e^{-\frac{p}{\omega}}}$

Таблиця 2

№ інт.	θ	Δu_{SA}
I	$\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma$	$\frac{I_{дл} X_s}{\gamma} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{\mu^2}{\xi^2}\right) \left[\cos \mu \left(\theta - \alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{\sin \frac{\mu \gamma}{2} \sin \mu \frac{\pi}{3}}{\cos \mu \frac{\pi}{2}} \cos \mu \left(\theta - \frac{\gamma}{2} - \alpha\right) \right] \right\}$
II	$\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha$	$\frac{2I_{дл} X_s}{\gamma} \left(1 - \frac{\mu^2}{\xi^2}\right) \frac{\sin \frac{\mu \gamma}{2} \cos \mu \frac{\pi}{6}}{\cos \mu \frac{\pi}{2}} \sin \mu \left(\theta - \alpha - \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{2}\right)$
III	$\frac{5\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha + \gamma$	$-\frac{I_{дл} X_s}{\gamma} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{\mu^2}{\xi^2}\right) \left[\cos \mu \left(\theta - \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) - 2 \frac{\sin \frac{\mu \gamma}{2} \cos \mu \frac{\pi}{6}}{\cos \mu \frac{\pi}{2}} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \cos \mu \left(\theta - \alpha - \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\}$
IV	$\frac{5\pi}{6} + \alpha + \gamma \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6} + \alpha$	$\frac{2I_{дл} X_s}{\gamma} \left(1 - \frac{\mu^2}{\xi^2}\right) \frac{\sin \mu \frac{\gamma}{2} \sin \mu \frac{\pi}{3}}{\cos \mu \frac{\pi}{2}} \cos \mu \left(\theta - \alpha - \frac{\gamma}{2} - \pi\right)$

$$\begin{aligned} & \frac{(\xi^2 - 1) \mu^2}{(\mu^2 - 1) \xi^2} \sqrt{3} E_m [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] + \frac{2I_{дл}(X_s + X_p)}{\mu \gamma} \left(1 - \frac{\mu^2}{\xi^2}\right) \left[\sin \mu \gamma + \right. \\ & \left. + 2 \frac{\sin^2 \frac{\mu \gamma}{2}}{\cos \mu \frac{\pi}{2}} \cos \mu \frac{\pi}{6} \left(\sin \mu \frac{\pi}{3} - \cos \mu \frac{2\pi}{3} \right) \right] = 2I_{дл}(X_s + X_p + X_n) \end{aligned} \quad (8)$$

Кут γ не може бути визначено у явному вигляді із трансцендентного рівняння (8), яке розв'язується тільки числовими методами. Однак, з урахуванням малості реальних кутів комутації ($\gamma \leq 10 \dots 15^\circ$) в рівнянні (8) синуси і косинуси кутів, аргументи яких є лінійними функціями γ , можуть бути наближено

представлені першими членами відповідних степеневих рядів. В цьому випадку рівняння (8) приводиться до спрощеного вигляду

$$A\gamma^2 + B\gamma + C = 0, \quad (9)$$

де

$$A = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \frac{(\xi^2 - 1) \mu^2}{(\mu^2 - 1) v^2} \cos \alpha;$$

$$B = \sqrt{3} E_m \frac{(\xi^2 - 1) \mu^2}{(\mu^2 - 1) \xi^2} \sin \alpha + I_{dl} (X_s + X_p) \cdot \left(1 - \frac{\mu^2}{\xi^2} \right) \mu \frac{\cos \mu \frac{\pi}{6} \left(\sin \mu \frac{\pi}{3} - \cos \mu \frac{2\pi}{3} \right)}{\cos \mu \frac{\pi}{2}};$$

$$C = -2I_{dl} \left[(X_s + X_p) \frac{\mu^2}{\xi^2} + X_{II} \right].$$

Значення кута комутації є рішенням квадратного рівняння (9)

$$\gamma = \left(-B + \sqrt{B^2 - 4AC} \right) / (2A). \quad (10)$$

На основі рівності Парсеваля вираз (1) може бути представлено у кінцевій формі, яка дозволяє при визначенні коефіцієнта спотворення синусоїдальності напруги мережі (джерела) K_U врахувати весь гармонічний спектр,

$$K_U = \left[\sqrt{\Delta U_s^2 - \Delta U_{s(1)}^2} / U_{s(1)} \right] 100\%, \quad (11)$$

де ΔU_s і $\Delta U_{s(1)}$ – відповідно повне діюче значення і діюче значення основної гармоніки спотворюючої складової напруги Δu_s .

У свою чергу, Δu_s визначається як сума адитивних складових $\Delta u'_s$ і $\Delta u''_s$, які відповідають спотворенням на комутаційних і позакомутаційних ділянках. Величина ΔU_s зв'язана з діючими значеннями даних складових співвідношенням

$$\Delta U_s^2 = \Delta U_s'^2 + \Delta U_s''^2, \quad (12)$$

де

$$\Delta U_s'^2 = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha+\gamma} \Delta u_{sA}^2 d\theta + \int_{5\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha+\gamma} \Delta u_{sA}^2 d\theta \right), \quad (13)$$

$$\Delta U_s''^2 = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\pi/6+\alpha+\gamma}^{5\pi/6+\alpha} \Delta u_{sA}^2 d\theta + \int_{5\pi/6+\alpha+\gamma}^{7\pi/6+\alpha} \Delta u_{sA}^2 d\theta \right), \quad (14)$$

З урахуванням табл. 2 вирази (13) і (14) наводяться до вигляду

$$\Delta U_s'^2 = \frac{I_{dl}^2 X_s^2}{\pi \gamma^2} \left\{ 2\gamma - 2 \frac{M}{\mu} \left[2 \sin \mu \gamma + 4 \sin \mu \frac{\gamma}{2} \left(N_1 \cdot \cos \mu \frac{\pi}{6} - N_2 \cos \mu \frac{2\pi}{3} \right) \right] + M^2 \left[\gamma \left[1 + 2 \left[N_1 \cdot \cos \mu \cdot \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2} \right) - N_2 \cos \mu \cdot \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right) \right] + 2 \left(N_1^2 + N_2^2 \right) \right] + \frac{2}{\mu} \sin \mu \gamma \left[N_1 \left[\cos \mu \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\gamma}{2} \right) + N_1 \cos \mu \frac{\pi}{3} \right] - N_2 \left[\cos \mu \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right) - N_2 \cos \mu \frac{4\pi}{3} \right] \right] + \frac{1}{2\mu} \sin 2\mu \gamma \right\} \quad (15)$$

$$\Delta U_s''^2 = \frac{2I_{dl}^2 X_s^2}{\pi \gamma^2} M^2 \left\{ N_2^2 \left(\frac{2\pi}{3} - \gamma \right) + N_1^2 \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) - \frac{1}{\mu} \left[N_2^2 \sin 2\mu \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right) - N_1^2 \sin 2\mu \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2} \right) \right] \right\}, \quad (16)$$

$$\text{де } N_1 = \frac{\sin(\mu\gamma/2)\sin(\mu\pi/3)}{\cos(\mu\pi/2)}; \quad N_2 = \frac{\sin(\mu\gamma/2)\cos(\mu\pi/6)}{\cos(\mu\pi/2)};$$

$$M = 1 - \mu^2 / \xi^2.$$

Діючі значення основних гармонік напруги мережі і її спотворюючої складової визначаються наступним чином:

$$U_{s(1)} = \frac{(\xi^2 - 1) \mu^2}{(\mu^2 - 1) \xi^2} \left[\left[E - I_{II(1)} X_s \cos \left(\frac{\pi}{2} - \alpha - \frac{\gamma}{2} \right) \right]^2 + \left[I_{II(1)} X_s \sin \left(\frac{\pi}{2} - \alpha - \frac{\gamma}{2} \right) \right]^2 \right]^{1/2}; \quad (17)$$

$$\Delta U_{s(1)} = \frac{(\xi^2 - 1) \mu^2}{(\mu^2 - 1) \xi^2} I_{II(1)} X_s, \quad (18)$$

де $I_{II(1)} = (\sqrt{6}/\pi) I_{dl} \sin(\gamma/2)/(\gamma/2)$ – діюче значення основної гармоніки струму, споживаного ТП; $E = E_m / \sqrt{2}$.

Для перевірки запропонованого аналітичного методу розрахунку K_U , представленого виразами (10) – (12) і (15) – (18), використана комп'ютерна MATLAB – модель СЕЕС з трифазним мостовим перетворювачем і резонансним фільтром 5-ої гармоніки. Параметри моделі наступні: $E = 220$ В; $L_s = 6,94 \cdot 10^{-5}$ Гн; $L_{II} = 2,31 \cdot 10^{-5}$ Гн; $K_T = 1$; $C_0 = 6,37 \cdot 10^{-3}$ Ф; $L_{P0} = 6,37 \cdot 10^{-5}$ Гн; $L_P = 0$; $I_{dl} = 1000$ А.

Досліджувалися два режими, які задаються значеннями кута керування, активним опором і індуктивністю кола постійного струму:

Режим 1: $\alpha = 30^\circ$; $R_{d1} = 0,446$ Ом; $L_{d1} = 7 \cdot 10^{-3}$ Гн.

Режим 2: $\alpha = 60^\circ$; $R_{d2} = 0,257$ Ом; $L_{d2} = 4,1 \cdot 10^{-3}$ Гн.

Із використанням стандартних засобів у додатку Simulink і Power System Blockset виконано побудову

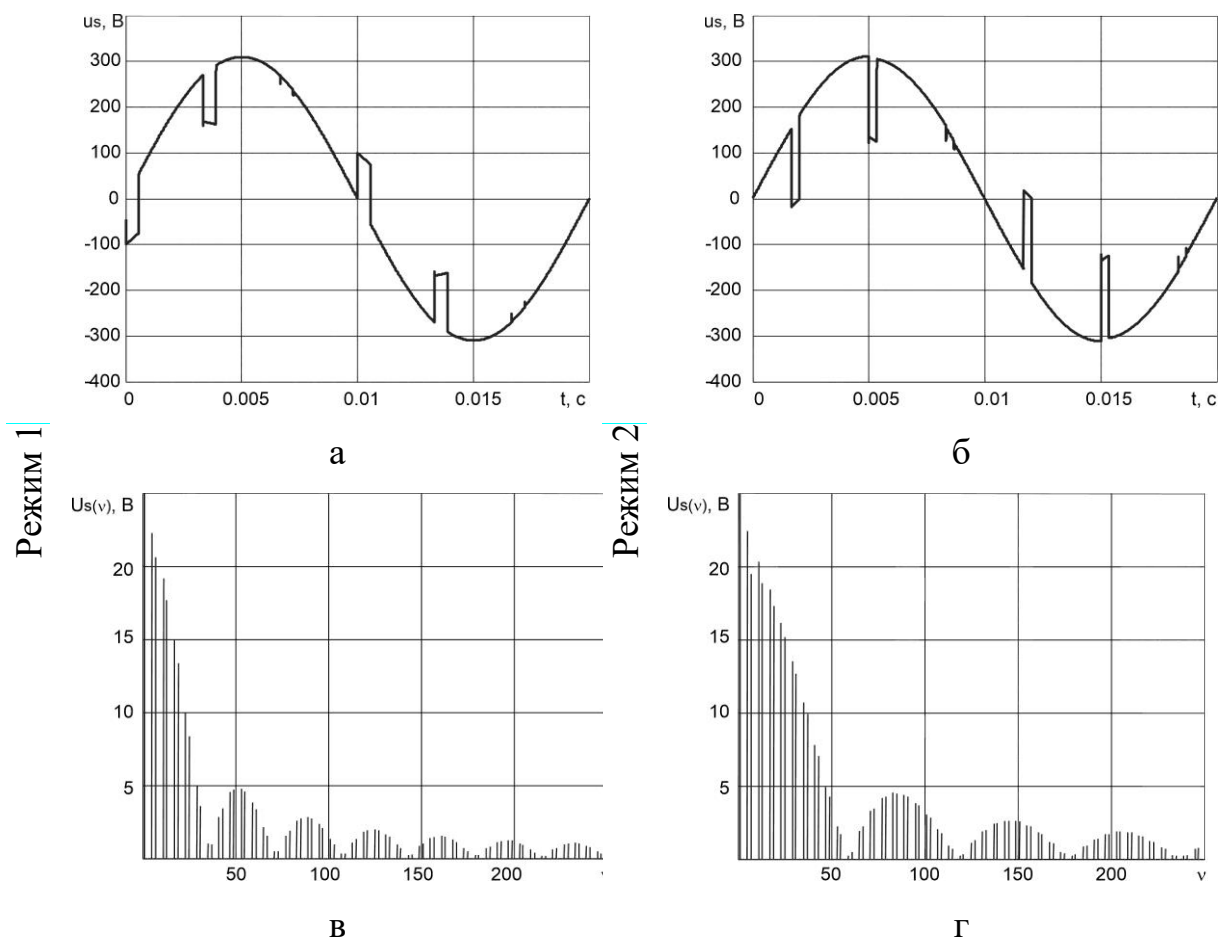


Рис. 3

спектрів вищих гармонік та вимірювання коефіцієнта несинусоїдальності напруги мережі.

Результати моделювання системи без фільтра і з фільтром наведені відповідно на рис. 3 і рис. 4.

У верхніх частинах рисунків показано криві фазних напруг мережі, в нижніх – відповідні їм спектри.

Для порівняння на рис. 5,а,б наведено криві напруг системи з фільтром, розраховані за половину періода згідно з одержаними аналітичними виразами.

В табл. 3 представлено зіставлення результатів визначення K_U на комп'ютерній моделі з аналітичними розрахунками за удосконаленим методом.

З табл. 3 видно, що модельний експеримент підтверджує справедливості отриманих в роботі аналітичних виразів з високим ступенем збігу результатів.

Додатково слід зазначити, що розрахунок K_U за загальноприйнятою спрощеною методикою [5, 6, 7] веде до неприпустимих похибок. Згідно з такою спрощеною методикою гармоніки напруги мережі не залежать від кута комутації, який приймається рівним нулю у всіх режимах. Вони визначаються згідно з виразом

$$U_{S(v)} = \frac{(vX_{p0} - X_{c0})X_s}{v^2(X_s + X_p + X_{p0})} \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{d\pi}, \quad (19)$$

В такому випадку значення K_U , знайдене із (1) з урахуванням $v \leq 19$, становить 6,6 %, тобто виявляється заниженим у порівнянні з реальним приблизно у 2 рази. Необмежене збільшення кількості врахованих гармонік при використанні спрощеної методики може призвести до похибок в бік завищення K_U у зв'язку з тим, що безкінечний ряд $U_{S(v)}$, розрахований згідно з (19), є розбіжним.

Система з дванадцятипульсним перетворювачем

Однолінійні узагальнена схема СЕЕС з паралельно-мостовим дванадцятипульсним ТП і узагальненим Г-подібним ФКП представлені на рис. 6. Дослідження спотворень напруги в такій системі виконуємо для фази А, згідно з порядком, прийнятим для випадку системи з шестипульсним перетворювачем. Перетворювач представлений джерелом періодичного несинусоїдального струму i_{π} , який співпадає зі струмом первинної обмотки триобмоткового трансформатора

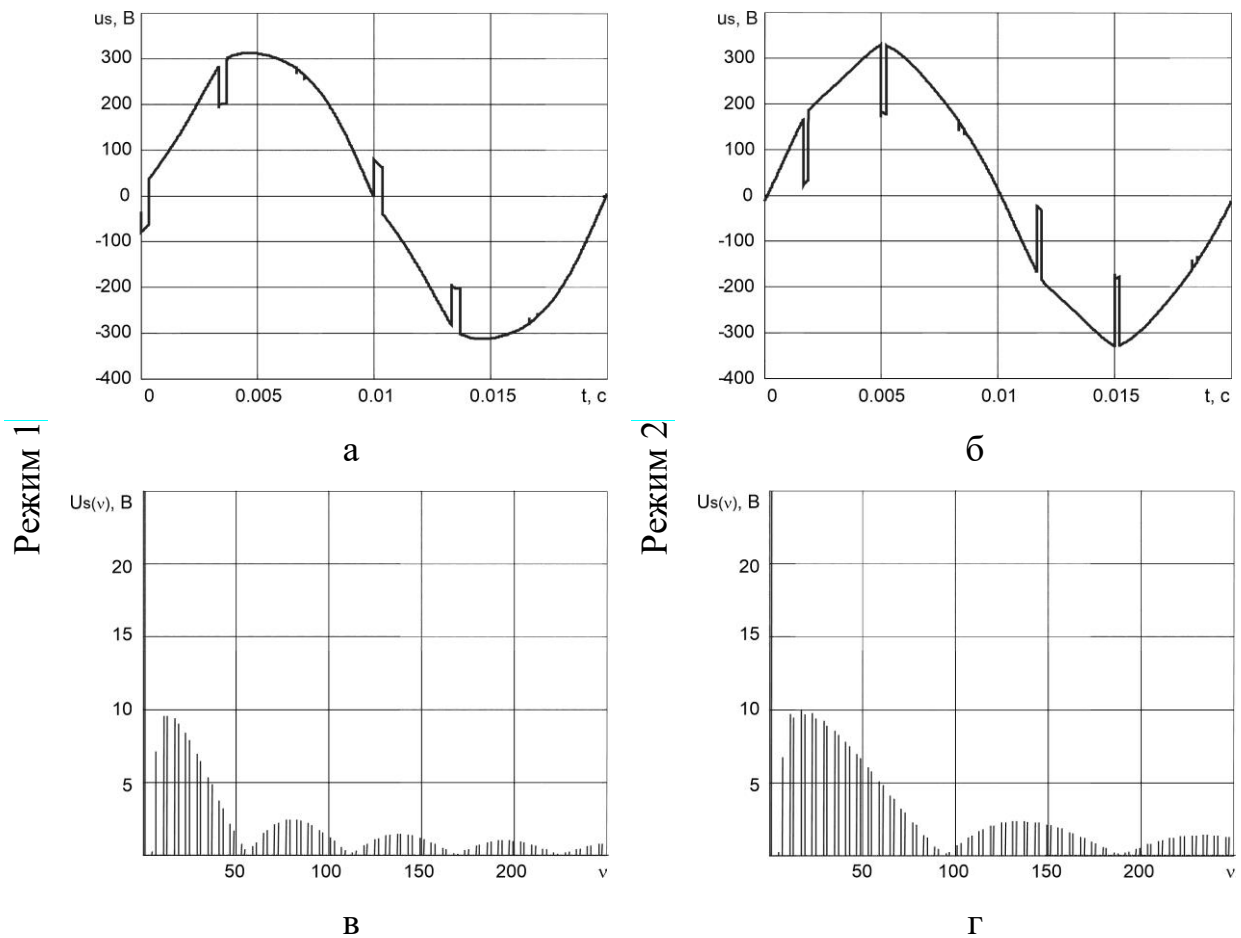


Рис. 4

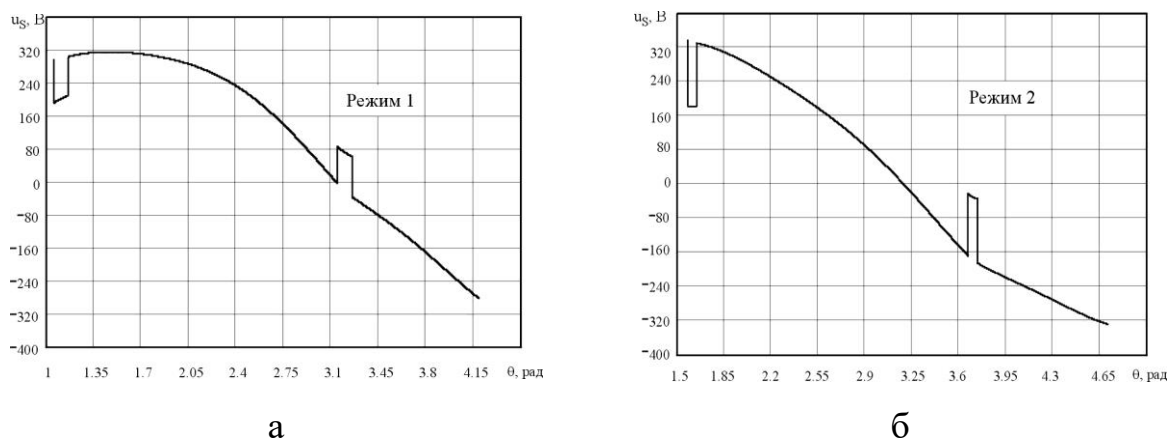


Рис. 5

Таблиця 3

Режим	$K_U, \%$			
	СЕЕС без фільтра		СЕЕС з фільтром	
	Розрахунок	Експеримент	Розрахунок	Експеримент
1	17,1	16,8	9,3	9,2
2	21,7	21,4	13	12,7

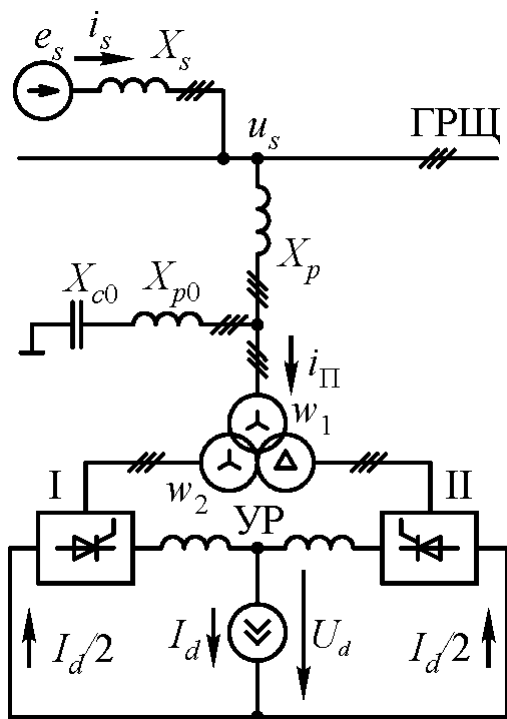


Рис. 6

ТП, і опором К.З. даного трансформатора X_{Π} , який визначається при замкненні однієї з його вторинних обмоток. Коефіцієнт трансформації $K_T = w_1/w_2$, де w_1 та w_2 – кількість витків первинної і вторинної обмоток трансформатора, з'єднаних за схемою Y.

Еквівалентна схема системи з дванадцятипульсним перетворювачем аналогічна рис. 1, але за умови $i_{\Pi} = i_Y + i_{\Delta}$, де i_Y та i_{Δ} – складові струму i_{Π} , які споживаються мостами, підключеними до вторинних обмоток трансформатора з'єднаних відповідно в «зірку» і «трикутник».

Порядок частоти налагоджування резонансної вітки (нуля частотної характеристики опору систе-

ми) повинен відповідати умові $\xi = \sqrt{X_{c0}/X_{p0}} \leq 11$; порядок частоти полюсу характеристики дорівнює $\mu = \sqrt{X_{c0}/(X_s + X_p + X_{p0})}$.

Форма струму i і його складові наведені на рис. 7, а з урахуванням позначення $I_{d\Pi} = I_d/K_T$.

Спотворена напруга мережі u_s визначається згідно з (3). Величину Δu_s можна розглядати як суму доданків Δu_{SY} і $\Delta u_{S\Delta}$, обумовлених струмами i_Y та i_{Δ} відповідно, тобто

$$\Delta u_s = \Delta u_{SY} + \Delta u_{S\Delta}. \quad (20)$$

Коефіцієнт гармонічних спотворень напруги мережі K_U знаходиться з загального виразу (11), в якому величини ΔU_s і $\Delta U_{s(i)}$ (відповідно повне діюче значення і діюче значення основної гармоніки спотворюючої складової напруги мережі Δu_s) визначаються шляхом розрахунку усталених електромагнітних процесів в системі з дванадцятипульсним ТП за операторним методом окремих складових.

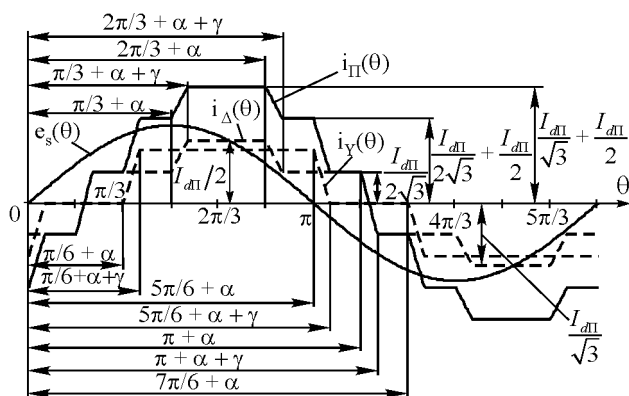
В результаті величина ΔU_s^2 визначається наступним співвідношенням:

$$\Delta U_s^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\gamma}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\gamma}{2}} \Delta u_s^2 d\theta = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^6 I_k, \quad (21)$$

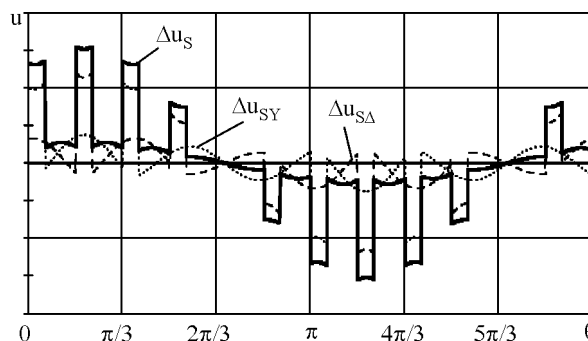
де

$$I_1 = B^2 M^2 N^2 A_4^2 \left[\frac{\pi}{3} - \gamma - \frac{1}{\mu} \sin \left(2\mu \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2} \right) \right) \right];$$

$$I_2 = B^2 \left[\gamma - \frac{8}{\mu} M N A_4 \sin \mu \frac{\pi}{6} \sin \mu \frac{\gamma}{2} - \frac{2}{\mu} M \sin \mu \gamma + \frac{1}{4\mu} M^2 \sin 2\mu \gamma + \frac{1}{2} M^2 \gamma + 2 M^2 N^2 A_4^2 \left[\gamma - \frac{1}{\mu} \sin \mu \gamma \cos \mu \frac{\pi}{3} \right] + 2 M^2 N A_4 \left[\frac{1}{\mu} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin \left(\mu \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\gamma}{2} \right) \right) \sin \mu \gamma + \gamma \sin \left(\mu \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2} \right) \right) \right] \right];$$



а



б

Рис. 7

$$I_3 = 4B^2 M^2 N^2 \left[\frac{A_{6-2}^2 - A_{6-1}^2}{2\mu} \sin\left(\mu\left(\frac{\pi}{6} - \gamma\right)\right) \cos\mu\frac{3\pi}{2} + \frac{A_{6-2}^2 + A_{6-1}^2}{2} \left[\frac{\pi}{6} - \gamma\right] - \frac{A_{6-1}A_{6-2}}{\mu} \sin\mu\frac{3\pi}{2} \sin\left(\mu\left(\frac{\pi}{6} - \gamma\right)\right) \right];$$

$$I_4 = B^2 \left\{ 3\gamma + \frac{4\sqrt{3}}{\mu} M \sin\mu\frac{\gamma}{2} \left[A_{7-2} \cos\mu\frac{5\pi}{6} - A_{7-1} \sin\mu\frac{5\pi}{6} \right] + M^2 \left[\frac{A_{7-2}^2 - A_{7-1}^2}{2\mu} \sin\mu\gamma \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \cos\mu\frac{5\pi}{3} + \frac{\gamma}{2} \left[A_{7-2}^2 + A_{7-1}^2 \right] - \frac{A_{7-1}A_{7-2}}{\mu} \sin\mu\gamma \sin\mu\frac{5\pi}{3} \right] \right\};$$

$$I_5 = 4B^2 M^2 N^2 \left[\frac{A_{8-2}^2 - A_{8-1}^2}{2\mu} \sin\left(\mu\left(\frac{\pi}{6} - \gamma\right)\right) \cos\mu\frac{11\pi}{6} + \frac{A_{8-2}^2 + A_{8-1}^2}{2} \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{\pi}{6} - \gamma \right] - \frac{A_{8-1}A_{8-2}}{\mu} \sin\mu\frac{11\pi}{6} \sin\left(\mu\left(\frac{\pi}{6} - \gamma\right)\right) \right];$$

$$I_6 = 4B^2 \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{4}{\mu} M \sin\mu\frac{\gamma}{4} \left[A_{9-2} \cos\left(\mu\left(\pi - \frac{\gamma}{4}\right)\right) - A_{9-1} \sin\left(\mu\left(\pi - \frac{\gamma}{4}\right)\right) \right] + \right. \\ \left. + M^2 \left[\frac{1}{\mu} \sin\mu\frac{\gamma}{2} \left[\frac{A_{9-2}^2 - A_{9-1}^2}{2} \cos\left(2\mu\left(\pi - \frac{\gamma}{4}\right)\right) - A_{9-1}A_{9-2} \times \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \times \sin\left(2\mu\left(\pi - \frac{\gamma}{4}\right)\right) \right] + \frac{\gamma \left[A_{9-2}^2 + A_{9-1}^2 \right]}{4} \right] \right\} \square$$

В свою чергу:

$$A_{6-1} = 2 \cos\left(\mu\frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\mu\pi) + \sqrt{3} \cos\left(\mu\frac{\pi}{2}\right)$$

$$A_{6-2} = 2 \sin\left(\mu\frac{2\pi}{3}\right) - \sin(\mu\pi) + \sqrt{3} \sin\left(\mu\frac{\pi}{2}\right);$$

$$A_{7-1} = 2NA_{6-1} - \sqrt{3} \sin\left(\mu\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{5\pi}{6}\right)\right);$$

$$A_{7-2} = 2NA_{6-2} - \sqrt{3} \cos\left(\mu\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{5\pi}{6}\right)\right);$$

$$A_{8-1} = 2 \cos\left(\mu\frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\mu\pi) + 2\sqrt{3} \sin\left(\mu\frac{\pi}{6}\right) \sin(\mu\pi);$$

$$A_{8-2} = 2 \sin\left(\mu\frac{2\pi}{3}\right) - \sin(\mu\pi) - 2\sqrt{3} \sin\left(\mu\frac{\pi}{6}\right) \cos(\mu\pi);$$

$$A_{9-1} = NA_{8-1} - \sin\left(\mu\left(\frac{\gamma}{2} - \pi\right)\right);$$

$$A_{9-2} = NA_{8-2} - \cos\left(\mu\left(\frac{\gamma}{2} - \pi\right)\right); \quad A_4 = 2 \cos\left(\mu\frac{\pi}{6}\right) + \sqrt{3};$$

$$B = \frac{I_{\text{дп}}(X_s + X_p)}{2\gamma\sqrt{3}}; \quad M = 1 - \frac{\mu^2}{\xi^2}; \quad N = \frac{\sin\frac{\mu\gamma}{2} \cos\mu\frac{\pi}{6}}{\cos\mu\frac{\pi}{2}}.$$

Діючи значення основної гармоніки напруги мережі і його спотворюючої складової визначається наступним чином:

$$U_{s(1)} = \frac{(\xi^2 - 1)\mu^2}{(\mu^2 - 1)\xi^2} \left[\left[E - I_{\text{дп}} X_s \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha - \frac{\gamma}{2}\right) \right]^2 + \right. \\ \left. + \left[I_{\text{дп}} X_s \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha - \frac{\gamma}{2}\right) \right]^2 \right]^{1/2}; \quad (22)$$

$$\Delta U_{s(1)} = \frac{(\xi^2 - 1)\mu^2}{(\mu^2 - 1)\xi^2} I_{\text{дп}} X_s, \quad (23)$$

де $I_{\text{дп}} = (\sqrt{6}/\pi) I_{\text{дп}} \sin(\gamma/2)/(\gamma/2)$ – діюче значення основної гармоніки струму, споживаного ТП; $E = E_m/\sqrt{2}$.

Значення кута комутації у спрощеному вигляді можна знайти з виразу

$$\gamma = \frac{-D + \sqrt{D^2 - 4CE}}{2C}, \quad (24)$$

де

$$D = I_{\text{дп}} \mu (X_s + X_p) \frac{1 - \mu^2/\xi^2}{2\sqrt{3}} \left[\frac{3 + 2\sqrt{3} \cos\left(\mu\frac{\pi}{6}\right)}{\cos\left(\mu\frac{\pi}{2}\right)} \right] \sin\left(\mu\frac{\pi}{3}\right) +$$

$$+ \sqrt{3} E_m \frac{\xi^2 - 1}{\mu^2 - 1} \frac{\mu^2}{\xi^2} \sin(\alpha);$$

$$C = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \frac{\xi^2 - 1}{\mu^2 - 1} \frac{\mu^2}{\xi^2} \cos(\alpha);$$

$$E = -I_{\text{дп}} \left[(X_s + X_p) \mu^2/\xi^2 + X_{\text{п}} \right].$$

Для перевірки викладеного аналітичного метода розрахунку K_U , використана комп'ютерна MATLAB-модель СЕЕС з дванадцятифазним перетворювачем і резонансним фільтром 11-ої гармоніки. Параметри моделі: $E = 220$ В; $L_s = 3,466 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C_0 = 1,196 \cdot 10^{-5}$ Ф; $L_{p0} = 7 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L_p = 0$; $L_{\text{п}} = 1,681 \cdot 10^{-3}$ Гн ($X_{\text{п}} = 0,528$ Ом).

Досліджувались два режими, які задаються значеннями кута управління і випрямленого струму: Режим 1: $\alpha = 30^\circ$; $I_d = 23$ А; Режим 2: $\alpha = 60^\circ$; $I_d = 42,5$ А.

Криві напруги мережі, отримані за результатами аналітичного розрахунку і моделювання в MATLAB, представлені відповідно на рис. 8, а, в і рис. 8, б, г.

В табл. 4 наведено зіставлення результатів визначення K_U , отриманих відповідно шляхом комп'ютерного експерименту і аналітичних розрахунків.

Таблиця 4

Режим	$K_U, \%$	
	Розрахунок	Експеримент
1	10,76	10,48
2	20,16	19,52

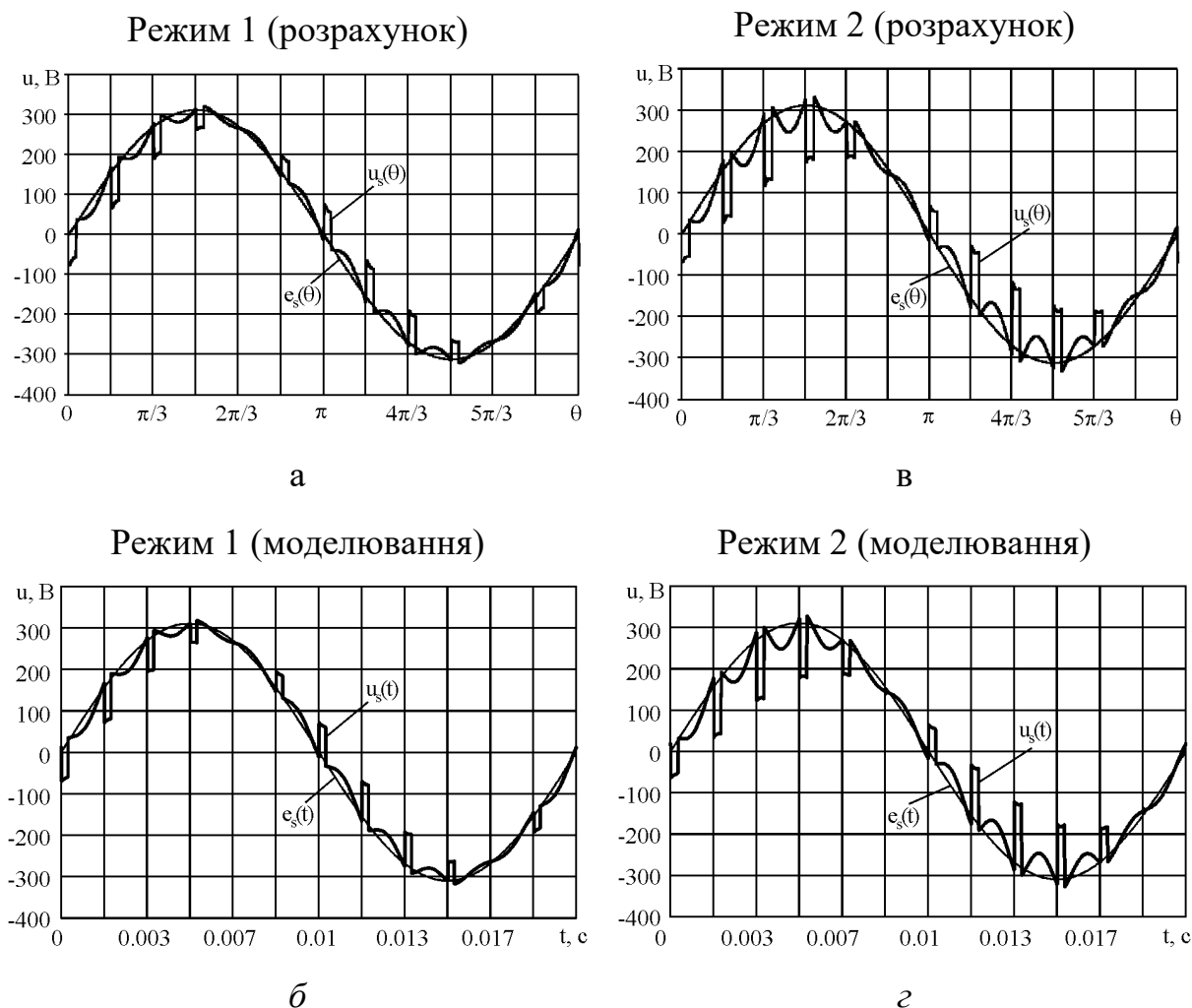


Рис. 8

Високий ступінь збігу результатів підтверджує справедливність запропонованого удосконаленого методу розрахунку показників спотворення напруги в судовій системі з дванадцятипульсним ТП та мережними фільтрами.

Розроблений метод є універсальним і може бути застосований не тільки для випадку ФКП з резонансною поперечною ланкою. Простіший широкосмуговий фільтр нижніх частот утворюється із резонансного при $X_{p0} = 0$. Якщо $X_{c0} \rightarrow \infty$, $X_{p0} \rightarrow 0$, то Г-подібний фільтр вироджується у повздовжній реакторний. В останньому випадку відношення $\mu/\xi = 1$. Вирази, що отримані, можна застосувати не тільки для схеми на рис. 6, але і для інших схем дванадцятипульсних ТП, наприклад, з послідовним з'єднанням мостів, або з двома двообмотковими трансформаторами.

Слід зазначити, що запропонований метод дозволяє також оцінити вплив розкиду параметрів фільтра на коефіцієнт гармонічних спотворень напруги. Результати дослідження зазначеного впливу у розгля-

нутих вище режимах 1 і 2 показані на рис. 9,а та на рис. 9,б відповідно.

На рисунках представлені розрахункові поверхні, які ілюструють залежність K_U від параметрів елементів резонансної вітки L_{p0} і C_0 при відхиленнях зазначених параметрів від точних значень налаштування в діапазоні $\pm 10\%$. Слід зазначити, що при одночасному зменшенні L_{p0} і C_0 спостерігається різке збільшення K_U . Збільшення C_0 при мінімально можливих значеннях L_{p0} призводить до зменшення величини K_U ; при максимально можливих значеннях L_{p0} величина K_U практично не залежить від C_0 .

ВИСНОВКИ

В замкнутій формі одержані оригінальні вдосконалені аналітичні вирази для визначення коефіцієнта гармонічних спотворень напруги СЕЕС, які враховують весь гармонічний спектр, а також взаємний вплив мережі, фільтра та перетворювача з урахуванням пульсності останнього.

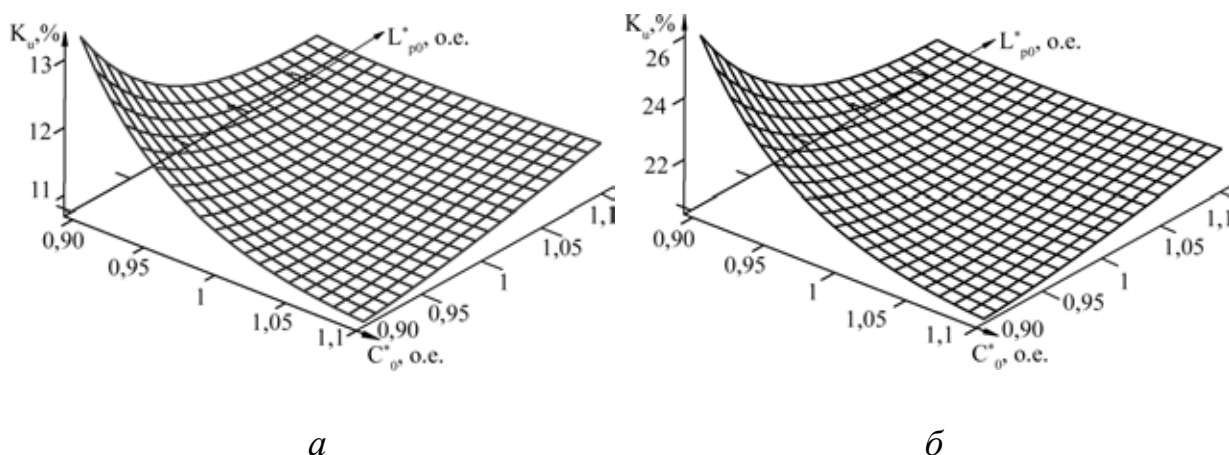


Рис. 9

Експериментальна перевірка на MATLAB-моделях систем з шестипульсним та дванадцятипульсним перетворювачами підтверджує достовірність і високу ступінь збігу одержаних аналітичних виразів.

Запропонований метод є досить загальним і може бути використаний при вирішенні задач як оцінки показників якості електроенергії, так і розробки засобів забезпечення електромагнітної сумісності в СЕЕС із ТП.

REFERENCES

- [1] Zhuk D.A. & Zhuk A.K. (2002) Kompleksnaya otsenka y obespechenye kachestva élektroénerhiy v edynoy ÉÉS dvoynogo roda toka burovoho sudna «Hazprom-1» [Comprehensive assessment and ensuring the quality of electricity in a single EPS of a double current type of a drilling vessel "Hazprom-1"]. Visnyk Kremenchuts'koho derzhavnoho politekhnichnoho universytetu – Naukovi pratsi KDPU, 1(12) – pp. 208 – 211 [in Russian].
- [2] REPORT NO 28/2011. Report on the investigation of the catastrophic failure of a capacitor in the aft harmonic filter room on board RMS Queen Mary 2 while approaching Barcelona 23 September 2010 (2011). – Southampton, UK : Marine Accident Investigation Branch.
- [3] Hoevenaars T., Evans I.C. & Larson A. (2010). New marine harmonic standards. IEEE Industry Application Magazine, 16(1), 16-25. Retrieved from: doi:10.1109/MIAS.2009.934965
- [4] Glinternik S.R. (1968). Elektromagnitnyye protsessy i rezhimy moshchnykh staticheskikh preobrazovateley [Electromagnetic processes and regimes of powerful static converters] – L.: Nauka, 1968 [in Russian].
- [5] I.V. Zhezhelanko, A.K. Shidlovskiy, G.G. Pivnyak et al. (2012). Elektromagnitnaya sovmestimost' potrebiteley [Electromagnetic compatibility of consumers]. M.: Mashinostroyeniye, 2012. [in Russian].
- [6] Ivakin V.N. & Khudyakov V.V. (1997). Sintez fil'trov vysshikh garmonik dlya promyshlennykh predpriyatiy i energosistem. [Synthesis of higher harmonic filters for industrial enterprises and power systems] Elektrotekhnika., 3, pp. 40-44. [in Russian].
- [7] Abramov B.I., Parfenov B.M. & Shevyrev Y.V. (2001) Metody vybora parametrov fil'tro-kompensiruyushchikh ustroystv stupenchatogo tipa dlya tiristnykh elektroprivodov v sistemakh soizmerimoy moshchnosti. [Methods for selecting the parameters of filter-compensating devices of step type for thyristor electric drives in systems of commensurate power] Elektrotekhnika., 3, pp. 38-42. [in Russian].
- [8] Volkov I.V., Akinin K.P. & Isakov G.V. (1999) Sravnitel'nyy analiz sposobov fil'tratsii tokov, potrebyayemykh vypryamitel'nyimi ustanovkami. [Comparative analysis of methods for filtering currents consumed by rectifiers] Tekhn. Elektrodinamika, 6, pp. 23-27. [in Russian].
- [9] Rudenko V.S., Zhuykov V.Y. & Koroteyev I.E. (1980) Raschet ustroystv preobrazovatel'noy tekhniki [Calculation of converter equipment devices]. K.: Tekhnika, [in Russian].

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Жук Д.А., Жук А.К. (2002). Комплексная оценка и обеспечение качества электроэнергии в единой ЭЭС двойного рода тока бурового судна «Газпром-1». Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. Кременчук: КДПУ. № 1(12). С. 208 – 211.
- [2] REPORT NO 28/2011. Report on the investigation of the catastrophic failure of a capacitor in the aft harmonic filter room on board RMS Queen Mary 2. while approaching Barcelona 23 September 2010. – Southampton, UK : Marine Accident Investigation Branch, 2011. 60 p.

- [3] Hoevenaars T., Evans I.C. & Larson A. (2010). New marine harmonic standards. IEEE Industry Application Magasin, 16(1), 16-25. Retrieved from: doi:10.1109/MIAS.2009.934965
- [4] Глинтерник С.Р. (1968). Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. Л.: Наука. 308 с.
- [5] Электромагнитная совместимость потребителей: монография / И.В. Жежеленко, А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк и др. М.: Машиностроение, 2012. 351 с.
- [6] Ивакин В.Н., Худяков В.В. (1997). Синтез фильтров высших гармоник для промышленных предприятий и энергосистем. Электротехника. № 3, С. 40-44.
- [7] Абрамов Б.И., Парфенов Б.М., Шевырев Ю.В. (2001). Методы выбора параметров фильтро-компенсирующих устройств ступенчатого типа для тиристорных электроприводов в системах соизмеримой мощности. Электротехника. № 3. С. 38-42.
- [8] Волков И.В., Акинин К.П., Исаков Г.В. (1999). Сравнительный анализ способов фильтрации токов, потребляемых выпрямительными установками. Техн. электродинамика. 1999. № 6. С. 23-27.
- [9] Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. (1980). Расчет устройств преобразовательной техники. К.: Техніка, 1980. 136 с.

© О. К. Жук, Д. О. Жук, С. Л. Трибулькевич
 Дата надходження статті до редакції: 17.03.2023
 Дата затвердження статті до друку: 01.04.2023