

НЕСИНУСОЇДАЛЬНІСТЬ НАПРУГИ В АВТОНОМНІЙ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІЙ СИСТЕМІ З КЕРОВАНИМ ФІЛЬТРОКОМПЕНСУЮЧИМ ПРИСТРОЄМ

О.К. Жук*, канд.техн.наук, Д.О. Жук**, канд.техн.наук, Д.В. Криворучко***
 Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,
 пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54025, Україна,
 e-mail: akzhuk2@gmail.com, vicedirector2012@gmail.com, dmirv.gpspeed@gmail.com

Запропоновано удосконалений аналітичний метод оцінки спотворень напруги в автономній електроенергетичній системі з потужним перетворювачем та керованим гібридним фільтрокомпенсуючим пристроєм, який містить некерований резонансний фільтр та реакторний компенсатор з широтно-імпульсним регулюванням. Виконано аналіз кусково-неперервної форми напруги в усталеному режимі системи з урахуванням взаємного впливу її елементів та їхніх параметрів. У замкненій скінченній формі одержано аналітичні вирази для коефіцієнта спотворення синусоїдальності (коефіцієнта гармонік), що враховують весь гармонічний спектр напруги. Виконано порівняння результатів аналітичних розрахунків і комп'ютерного моделювання. Бібл. 8, рис. 3, табл. 2.

Ключові слова: керований фільтрокомпенсуючий пристрій, коефіцієнт несинусоїдальності.

Вступ. Робота потужних установок з напівпровідниковими перетворювачами (НП) супроводжується спотворенням форми напруги мережі від емісії вищих гармонік і появою реактивної потужності на основній гармоніці. Для зменшення негативного впливу зазначених явищ і забезпечення умов електромагнітної сумісності застосовуються активні та гібридні керовані фільтрокомпенсуючі пристрої (КФКП) [1,2,3]. Від успішного вирішення задач щодо подальшого удосконалення КФКП і методів оцінки їхньої ефективності залежить, зокрема, безпека експлуатації автономних електроенергетичних систем (АЕЕС) сучасних морських суден та споруд з потужними НП. Особливої актуальності такі задачі набувають для АЕЕС, які містять перетворювачі частоти за схемою «керований випрямляч – інвертор, ведений навантаженням». Таким кінцевим навантаженням є гребні та технологічні синхронні двигуни, потужність яких досягає десятків МВт, а вплив на мережу визначається саме керованими випрямлячами.

Несинусоїдальність напруги мережі є одним із головних факторів погіршення якості електроенергії, що іноді спричиняє аварії в АЕЕС. Її інтегральний показник визначається коефіцієнтом спотворення синусоїдальності, нормованим вітчизняними і зарубіжними стандартами [4],

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

де $U_{S(1)}$, $U_{S(v)}$ – діючі значення основної та v -ї гармонік напруги відповідно, v_{\max} – найвищий порядок гармонік, що враховуються. Значення v_{\max} , прийняті у різних нормативних документах, суттєво відрізняються. Наприклад, у ГОСТ 13109-97 та у Правилах Регістру судноплавства України вони дорівнюють відповідно 40 і 200.

Аналіз теоретичних аспектів аналітичної оцінки несинусоїдальності напруги показує, що при визначенні K_U для запобігання неприпустимих похибок слід враховувати наступні фактори [5]: взаємний вплив джерел живлення, НП, КФКП на реальні електромагнітні процеси в АЕЕС при скінченних (ненульових) кутах комутації; сумірність гармонік напруги у надто широкому діапазоні частот і, як наслідок, необхідність врахування всього гармонічного спектра.

Метою роботи є: одержання в скінченній замкненій формі аналітичних виразів для визначення K_U на основі аналізу електромагнітних процесів в АЕЕС з НП (керованим випрямлячем) та КФКП; порівняння аналітичних розрахунків з результатами комп'ютерного моделювання.

Матеріали досліджень. Еквівалентна схема АЕЕС з НП та КФКП для фази А показана на рис. 1. Генератор (мережа живлення) представлений синусоїдальною ЕРС $e_A = E_m \sin \Theta$ і опором КЗ X_S , НП – джерелом періодичного несинусоїдального струму $i_{ПA}$ первинної обмотки і опором КЗ трансформатора $X_{П}$. Гібридний КФКП складено з резонансного LC-фільтра (РФ) (X_{C0} , X_{L0}) і реакторного компенсатора (РК), який містить реактор з опором X_{LK} та протифазні напівпровідникові ключі з ШПР. При достатньо високій частоті комутації

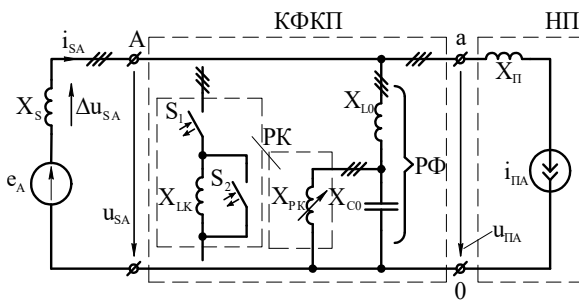


Рис. 1

$$\mu = \sqrt{X_{C0}(X_S + X_{L0} + X_{PK}) / ((X_S + X_{L0})X_{PK})}.$$

Якщо НП виконано за трифазною мостовою схемою, а обмотки його трансформатора з'єднані однотипно, то форму струму $i_{\text{ПA}}$ можна розглядати у вигляді блоків рівнобічної трапеції (рис. 2) з основами $2\pi/3 \pm \gamma$ і висотою $I_{\text{дП}} = I_d / k_T$ (I_d – випрямлений струм, k_T – коефіцієнт трансформації, α і γ – кути керування і комутації).

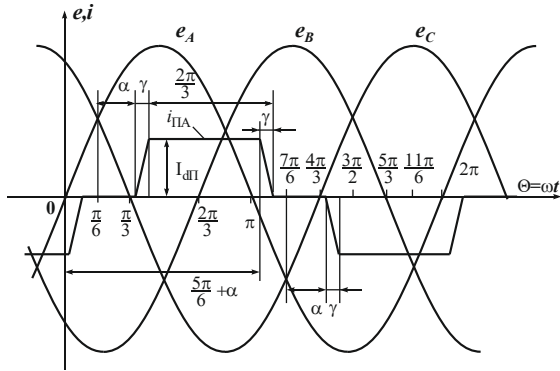


Рис. 2

у валі неперервності струму $i_{\text{ПA}}$ визначається згідно з виразом

$$\Delta u_{SA}^{(N)} = \sum_{pz, pi} \text{Res}[Z_{a0}(p)I_{\text{ПAан}}^{(N)}(p)e^{pt}] - \sum_{pz} \text{Res}[Z_{a0}(p)I_{\text{ПAТ}}^{(N)}(p)e^{pt}], \quad (3)$$

де $I_{\text{ПAан}}^{(N)}(p)$, $I_{\text{ПAТ}}^{(N)}(p)$ – операторні зображення струму $i_{\text{ПA}}$ на даному інтервалі як аналітичної і як періодичної функцій відповідно; $Z_{a0}(p)$ – еквівалентний операторний опір системи, визначений через індуктивності і ємності її елементів відносно вузлів a і 0 :

$$Z_{a0}(p) = \frac{pL_S [p^2 L_0 C_0 L_{LK} + (L_0 + L_{LK})]}{p^2 C_0 L_{LK} (L_0 + L_S) + (L_0 + L_S + L_{LK})}. \quad (4)$$

Перша складова у (3) є сумою лишків у всіх полюсах обох функцій $I_{\text{ПAан}}^{(N)}(p)$ і $Z_{a0}(p)$. У другій складовій лишки враховуються лише в полюсах функції $Z_{a0}(p)$. Операторні зображення струму $i_{\text{ПA}}$, коли початок відліку суміщено з початком кожного інтервалу, наведено в [5]. Вирази для миттєвих значень Δu_{SA} , визначені на інтервалах неперервності у відповідності до (3), представлені у табл. 1.

Таблиця 1

№ інт.	Θ	Δu_{SA}
I	$\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \Theta \leq \frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma$	$\frac{I_{\text{дП}} X_S}{\gamma} a \left\{ 1 - M \left[\cos \mu \left(\Theta - \alpha - \frac{\pi}{6} \right) - 2N_1 \cos \mu \left(\Theta - \alpha - \frac{\gamma}{2} \right) \right] \right\}$
II	$\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma \leq \Theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha$	$\frac{2I_{\text{дП}} X_S}{\gamma} a M N_2 \sin \mu \left(\Theta - \alpha - \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{2} \right)$
III	$\frac{5\pi}{6} + \alpha \leq \Theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha + \gamma$	$-\frac{I_{\text{дП}} X_S}{\gamma} a \left\{ 1 - M \left[\cos \mu \left(\Theta - \alpha - \frac{5\pi}{6} \right) - 2N_2 \sin \mu \left(\Theta - \alpha - \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\}$
IV	$\frac{5\pi}{6} + \alpha + \gamma \leq \Theta \leq \frac{7\pi}{6} + \alpha$	$\frac{2I_{\text{дП}} X_S}{\gamma} a M N_1 \cos \mu \left(\Theta - \alpha - \frac{\gamma}{2} - \pi \right)$

($f_k = 10 \dots 20$ кГц) РК можна розглядати як еквівалентний регульований індуктивний опір $X_{PK} = X_{LK} / s^2$, де s – шпаруватість ШПР. Завдяки підключенню РК до точки з'єднання індуктивності та ємності РФ останній є одночасно перешкодозахисним ФНЧ по відношенню до РК з ШПР [6].

Порядок частоти налаштування РФ $\nu_0 = \sqrt{X_{C0} / X_{L0}} \leq m - 1$ (m – пульсність НП). Частотна характеристика опору системи відносно вузлів a і 0 має нуль порядку $\xi = \sqrt{X_{C0}(X_{L0} + X_{PK}) / (X_{L0} \cdot X_{PK})}$ та полюс порядку

Прийнято наступні позначення: $a = (X_{L0} + X_{PK}) / (X_S + X_{L0} + X_{PK})$; $M = 1 - \mu^2 / \xi^2$;
 $N_1 = \sin(\mu\gamma/2) \cdot \sin(\mu\pi/3) / \cos(\mu\pi/2)$; $N_2 = \sin(\mu\gamma/2) \cdot \cos(\mu\pi/6) / \cos(\mu\pi/2)$.
 Для напруг фаз A і C на інтервалі комутації $\pi/6 + \alpha \leq \Theta \leq \pi/6 + \alpha + \gamma$ виконується співвідношення

$$u_{SA} - u_{SB} = 2X_{\Pi} di_{\Pi A} / d\Theta. \quad (5)$$

Рівняння для визначення кута комутації γ одержуємо шляхом інтегрування (5)

$$\sqrt{3}K_E E_m \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \sin \frac{\gamma}{2} + \frac{aX_S I_{d\Pi}}{\mu\gamma} M \sin \mu\gamma = (X_{\Pi} + aX_S) I_{d\Pi}. \quad (6)$$

Кут γ не може бути знайдений в явному вигляді безпосередньо з рівняння (6), яке є трансцендентним.

Це рівняння з врахуванням малості γ в реальних режимах ($\gamma \leq 20^\circ$) шляхом заміни синусних та косинусних функцій першими членами відповідних степеневих рядів зводиться до квадратного, рішенням якого є

$$\gamma = \left(-B + \sqrt{B^2 - 4AC} \right) / 2A, \quad (7)$$

де $A = (\sqrt{3}/4)K_E E_m \cos \alpha$; $B = (\sqrt{3}/2)K_E E_m \sin \alpha$; $C = -(X_{\Pi} + aX_S \mu^2 / \xi^2) I_{d\Pi}$.

На підставі рівності Парсеваля вираз (1) можна зобразити в скінченній формі, що дозволяє при визначенні коефіцієнта спотворення синусоїдальності напруги врахувати весь гармонічний спектр

$$K_U = \left(\sqrt{\Delta U_S^2 - \Delta U_{S(1)}^2} / U_{S(1)} \right) \cdot 100\%, \quad (8)$$

де ΔU_S і $\Delta U_{S(1)}$ – повне діюче значення і діюче значення основної гармоніки спотворюючої складової Δu_S фазної напруги відповідно.

Оскільки зазначена складова для фази A як кусково-неперервна функція вже визначена за половину періоду (табл. 1), то

$$\Delta U_S^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6+\alpha} \Delta u_{SA}^2 d\Theta. \quad (9)$$

З урахуванням табл. 1 вираз (9) зводиться до вигляду

$$\Delta U_S^2 = \frac{X_S^2 I_{d\Pi}^2}{\pi\gamma^2} a^2 \left[2\gamma - 4 \frac{M}{\mu} \sin \mu\gamma + M^2 \left[\gamma + \frac{1}{2\mu} \sin 2\mu\gamma - 2N_2 \left(\gamma - \frac{1}{\mu} \sin \mu\gamma \right) \sin \mu \frac{\gamma}{2} + 2 \left[\frac{\pi}{3} (N_1^2 + 2N_2^2) + \frac{1}{\mu} \cos \mu\gamma \left(N_1^2 \sin \mu \frac{\pi}{3} - N_2^2 \sin \frac{2\pi}{3} \right) \right] \right] \right]. \quad (10)$$

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

$$U_{S(1)} = K_E \left[\left[E - X_S I_{\Pi(1)} \sin \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right]^2 + \left[X_S I_{\Pi(1)} \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right]^2 \right]^{1/2}, \quad \Delta U_{S(1)} = K_E X_S I_{\Pi(1)}, \quad (11, 12)$$

де $I_{\Pi(1)} = (\sqrt{6}/\pi) I_{d\Pi} \sin(\gamma/2) / (\gamma/2)$; $E = E_m / \sqrt{2}$ – діючі значення основної гармоніки струму, споживаного НП, і ЕРС джерела відповідно.

Одержані вище вирази (2)–(12) є слухними і для АЕЕС без КФКП. У такому випадку $X_{L0} \rightarrow \infty$; $X_{C0} \rightarrow \infty$; $X_{PK} \rightarrow \infty$ і у зазначених виразах $a = 1$, $K_E = 1$, $\mu / \xi = 1$, $M = 0$.

У табл. 2 зіставлені значення K_U , знайдені шляхом аналітичних розрахунків згідно з викладеним методом та моделювання в MATLAB (Simulink). Параметри АЕЕС та КФКП з урахуванням активних опорів системи: $S_s = 1$ МВА, $U_s = 220$ В, $X_s = 0,02$ Ом, $R_s = 1,957 \cdot 10^{-3}$ Ом, $X_{\Pi} = 0,01$ Ом, $R_{\Pi} = 0,001$ Ом, $I_{dnom} = 1400$ А, $U_{dnom} = 440$ В, $k_T = 1$, $X_{C0} = 0,227$ Ом, $X_{L0} = 9,07 \cdot 10^{-3}$ Ом, $R_0 = 1 \cdot 10^{-4}$ Ом, $X_{LK} = 0,218$ Ом, $R_{LK} = 0,011$ Ом, $f_k = 19800$ Гц.

Таблиця 2

Режим	$K_U, \%$			
	АЕЕС без КФКП		АЕЕС з КФКП	
	Розрахунок	Мод. експеримент	Розрахунок	Мод. експеримент
1	16,93	17,84	5,97	5,93
2	22,56	23,47	8,61	8,68

Досліджувалися два режими НП: **Режим 1:** $\alpha = 30^\circ$, $I_{d\Pi} = 1400$ А, **режим 2:** $\alpha = 60^\circ$, $I_{d\Pi} = 1400$ А.

На рис. 3, а, б показані графіки напруги u_S і струму i_S джерела, одержані в результаті моделювання режиму 2 в системі за відсутності та наявності КФКП відповідно. Для порівняння показано також графік u_S , побудований за результатами аналітичних розрахунків.

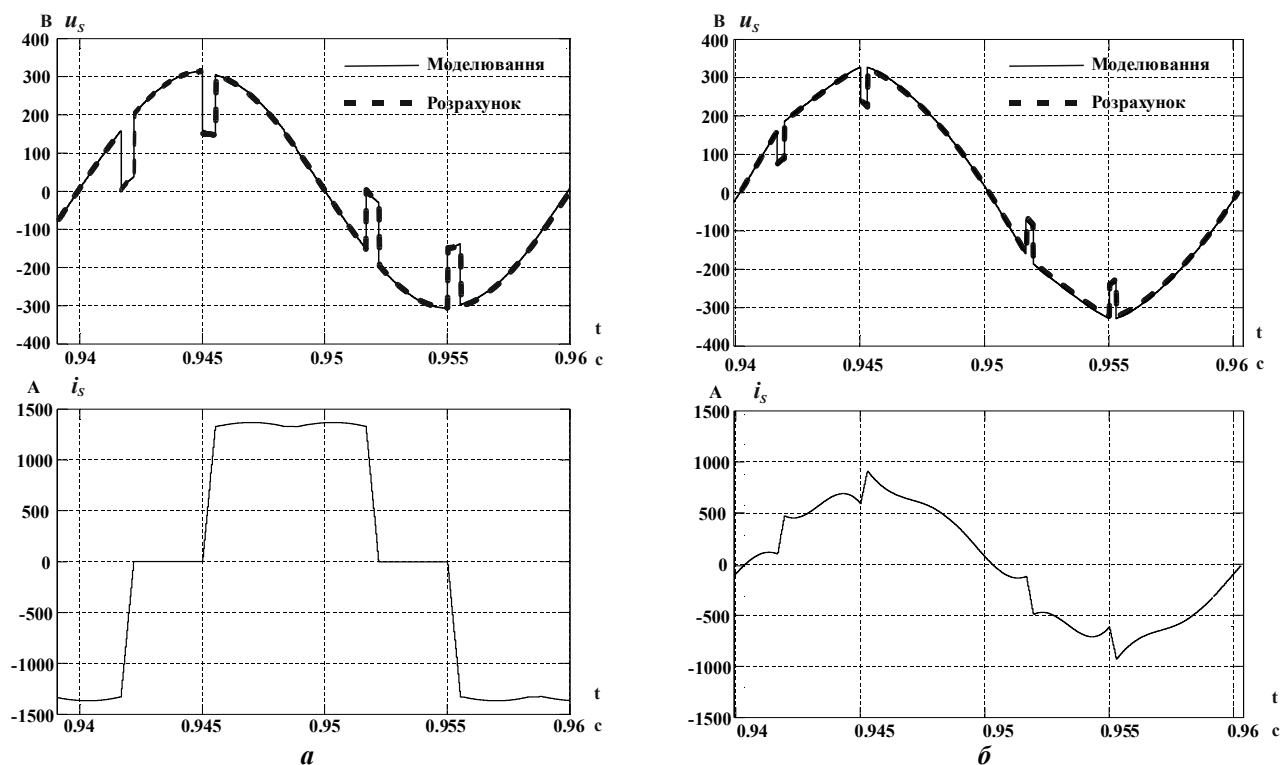


Рис. 3

Слід зазначити, що розрахунок K_U згідно з (1) за загальноживаною спрощеною методикою на основі припущення миттєвої комутації [8] призводить до майже дворазового завищення результату порівняно з реальним значенням. Похибка обумовлена тим, що у разі зазначеного припущення гармоніки напруги визначаються

$$\text{виразом} \quad U_{S(v)} = v^{-1} \left[(vX_S)^{-1} + \left[vX_{L0} - \left[(vX_{PK})^{-1} - v / X_{C0} \right]^{-1} \right]^{-1} \right]^{-1} \cdot \sqrt{6} I_{dП} / \pi \quad (13)$$

та утворюють розбіжний ряд.

Висновки. На основі перетворення Лапласа виконано аналіз електромагнітних процесів в АЕЕС з НП та КФКП із урахуванням взаємного впливу елементів системи та одержано вирази для коефіцієнта спотворення синусоїдальності напруги в скінченній формі, яка враховує весь гармонічний спектр.

Запропонований метод є достатньо загальним і прийнятним для АЕЕС як з КФКП, так і без них, а також придатним для подальшого теоретичного аналізу якості напруги в залежності від схемних і режимних параметрів системи.

Перевірка на MATLAB-моделі підтверджує достовірність одержаних аналітичних виразів і ефективність КФКП: K_U знижується майже у три рази при повній компенсації реактивної складової струму i_S .

1. Стогній Б.С., Кириленко О.В., Денисюк С.П. Интеллектуальні електричні мережі електроенергетичних систем та їхнє технологічне забезпечення. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 6. С. 44-50.

2. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Малахатка Д.О. Гібридні фільтрокомпенсуючі перетворювачі для трифазних систем з нелінійними та змінними навантаженнями. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 48-52.

3. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням різних топологій паралельних активних фільтрів. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 1. С. 41-50.

4. Жаркин А.Ф., Новский В.А., Палачев С.А. Нормативно-правовое регулирование качества электрической энергии. Анализ украинских и европейских законодательных актов и нормативно-технических документов. К: Институт электродинамики НАН Украины, 2010. 167 с.

5. Жук А.К. Анализ влияния сетевых фильтров на несинусоидальность напряжения в автономных электроэнергетических системах с тиристорными преобразователями. *Технічна електродинаміка*. Тематичний випуск *Силова електроніка та енергоефективність*. Ч. 2. 2004. С. 93-98.

6. Жук О.К., Жук Д.О., Криворучко Д.В. Керований фільтрокомпенсуючий пристрій. Патент України №120790, 2017.

7. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. СПб.: Изд. «Лань», 2009. 432 с.

8. Абрамов Б.И., Парфенов Б.М., Шевырев Ю.В. Методы выбора параметров фильтрокомпенсирующих устройств ступенчатого типа для тиристорных электроприводов в системах соизмеримой мощности. *Электротехника*. 2001. № 3. С. 38-42.

УДК 621.314

НЕСИНУСОИДАЛЬНОСТЬ НАПРЯЖЕНИЯ В АВТОНОМНОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С УПРАВЛЯЕМЫМ ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

О.К. Жук, канд.техн.наук, **Д.О. Жук**, канд.техн.наук, **Д.В. Криворучко**

Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова,

пр. Героев Украины, 9, Николаев, 54025, Украина,

e-mail: vicedirector2012@gmail.com

Предложен усовершенствованный аналитический метод оценки искажений напряжения в автономной электроэнергетической системе с мощным преобразователем и управляемым гибридным фильтрокомпенсирующим устройством, который содержит неуправляемый резонансный фильтр и реакторный компенсатор с широтно-импульсным регулированием. Выполнен анализ кусочно-непрерывной формы напряжения в установившемся режиме системы с учетом взаимного влияния ее элементов и их параметров. В замкнутой конечной форме получены аналитические выражения для коэффициента несинусоидальности (коэффициента гармоник), учитывающие весь гармоничный спектр напряжения. Выполнено сопоставление результатов аналитических расчетов и компьютерного моделирования. Библи. 8, табл. 2, рис. 3.

Ключевые слова: управляемое фильтрокомпенсирующее устройство, коэффициент несинусоидальности.

VOLTAGE HARMONIC DISTORTION IN AUTONOMOUS ELECTRIC POWER SYSTEM WITH AN ADJUSTABLE POWER LINE CONDITIONER

A.K. Zhuk, D.A. Zhuk, D.V. Krivoruchko

National university of shipbuilding n.a. admiral Makarov,

pr. Heroiv Ukrainy, 9, Mykolaiv, 54025, Ukraine,

e-mail: vicedirector2012@gmail.com

An improved analytical method for estimating of voltage harmonic distortions in autonomous electric power system with powerful semiconductor converter and adjustable hybrid power line conditioner had been proposed. The adjustable hybrid power line conditioner consists from uncontrolled resonant filter and PWM regulated reactor compensator. The analysis of voltage piecewise related to steady state regime of the system, taking into account the mutual influence of its elements and their parameters had been fulfilled. Analytical expressions for the voltage harmonic distortion factor, taking into account the entire voltage harmonics spectrum in a closed finite form, were obtained. The comparison of analytical calculations and computer simulation results had been executed. References 8, figures 3, tables 2.

Keywords: controlled filter-compensator gear, total harmonic distortion.

1. Stohnii B.S., Kyrylenko O.V., Denysiuk S.P. Smart electrical grids of power systems and their technological support. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 6. Pp. 44-50. (Ukr)

2. Zharkin A.F., Novskiy D.O., Malakhatka D.O. Hybrid filter-compensating converters for the three-phase systems with nonlinear and variable loads. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 48-52. (Ukr)

3. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. The minimization strategy of undesirable instantaneous power components with different topologies of shunt active filter. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 1. Pp. 41-50. (Ukr)

4. Zharkin A.F., Novskiy V.A., Palachov S.O. Regulatory and legal regulation of the quality of electrical energy. Analysis of Ukrainian and European legislative acts and normative and technical documents. Kyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2010. 167 p. (Rus)

5. Zhuk A.K. Investigation of network filters influence on total harmonic distortion in autonomous electric power systems with thyristor converters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. Tematychnyi vypusk *Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist*. 2004. Part. 2. Pp. 93-98. (Rus)

6. Zhuk A.K., Zhuk D.A., Krivoruchko D.V. Controlled hybrid filter-compensating gear. Patent of Ukraine No 120790, 2017. (Ukr)

7. Atabekov G.Y. Fundamentals of circuit theory. Sankt-Peterburg: Lan, 2009. 432 p. (Rus)

8. Abramov B.Y., Parfenov B.M., Shevirev Ju.V. Methods for selecting the parameters of the step-type filter compensating devices for thyristor electric drives in systems of commensurate power. *Elektrotekhnika*. 2001. No 3. Pp. 38-42. (Rus)

Надійшла 25.03.2018
Остаточний варіант 13.04.2018