

¹Аспірант, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, Україна, E-mail: laplandec267@gmail.com

²Канд. техн. наук, доцент, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, Україна

АНАЛІЗ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ТРИФАЗНОМУ СИЛОВОМУ АКТИВНОМУ ФІЛЬТРІ З ВИКОРИСТАННЯМ СПЕКТРАЛЬНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

В роботі проведено аналіз енергетичних процесів в трифазному силовому активному фільтрі з використанням його спектральної моделі. На підставі існуючих моделей активних випрямлячів розроблена спектральна модель активного фільтра, в результаті отримані графіки потужності та енергії в системі для статичного режиму роботи пристрою за визначених умов. Аналіз отриманих графіків та спектрів відповідних параметрів режиму фільтра дозволить оцінити розподіл електричної енергії в елементах фільтра.

Ключові слова: силовий активний фільтр, широтно-імпульсна модуляція, спектральне моделювання, трифазний мостовий перетворювач, розподіл електричної енергії.

ВСТУП

Впровадження останнім часом напівпровідникової техніки в електротехніці стало приводити до зростання нелінійного навантаження, що загостило проблему забезпечення якості електроенергії. Негативна дія нелінійного навантаження полягає в тому, що воно призводить до високого коефіцієнту несинусоїдальності струму, споживаного перетворювачами з мережі та збільшення неактивних складових потужності [1].

Найбільш ефективними технічними рішеннями для компенсації неактивних складових потужностей навантаження в трифазній мережі змінної струму є керовані фільтрокомпенсуючі пристрої – силові активні фільтри [2].

Переважає маса робіт щодо силових активних фільтрів пов'язана з питанням вдосконалення формування струму фільтра [3, 4], або підвищенню якості управління силовими напівпровідниковими пристроями [5, 6].

В той же час питання перерозподілу енергії в елементах силової схеми залишається осторонь, але це питання є значущим, зважаючи на наявність складових зумовлених мережею та дискретністю роботи схеми перетворювача.

МЕТА РОБОТИ

Аналіз енергетичних процесів в трифазному силовому активному фільтрі з використанням спектрального моделювання.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕННЯ

Для забезпечення високої якості електричної енергії на вході і (або) виході напівпровідникових перетворювачів застосовують різні види широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Наявність до кількох сотень міжкомутаційних інтервалів на періоді повторення ускладнює моделювання [7]. Використання широко відомих пакетів універсальних програм для моделювання перетворювачів викликає труднощі, пов'язані з великими витратами часу на проведення експерименту моделювання. У зв'язку з цим на таких моделях ускладнена реалізація безлічі режимів ро-

боти і підбору параметрів елементів при пошуку оптимальних їх значень.

Спектральне моделювання має певні переваги і недоліки [8] та не замінює традиційні методи моделювання, а доповнює їх. Поєднання різних методів моделювання в кінцевому рахунку дозволяє скоротити витрати часу на модельний експеримент і проектування пристрою.

Трифазний активний фільтр, силова частина якого виконана за схемою трифазного автономного інвертора напруги (рис. 1), складається з трьох напівмостових схем (VT1–VT6), конденсаторного накопичувача (C) та реакторної групи (L_1 – L_3).

При аналізі вважають джерело живлення і ключі ідеальними, нехтують інтервалом «мертвої» паузи. Тоді при роботі на навантаження будь-який алгоритм перемикачів повинен відповідати виразам:

$$\begin{aligned} F_1 + F_2 &= 1; \\ F_3 + F_4 &= 1; \\ F_5 + F_6 &= 1. \end{aligned} \quad (1)$$

де F – комутаційні функції відповідних вентилів.

Потенціали фаз перетворювача відносно точки виводу «←→» конденсатора:

$$\begin{aligned} \varphi_A &= E \cdot F_1; \\ \varphi_B &= E \cdot F_3; \\ \varphi_C &= E \cdot F_5. \end{aligned} \quad (2)$$

де E – напруга джерела живлення на стороні постійного струму активного фільтра.

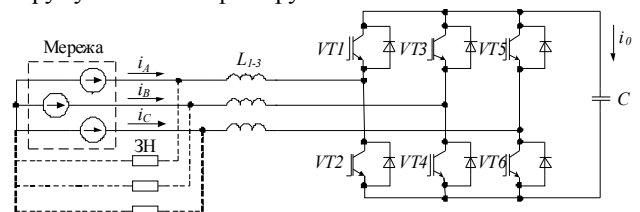


Рис. 1. Схема трифазного перетворювача

При симетрії навантаження потенціал нейтралі відносно точки 0 визначається виразом:

$$\varphi_0 = \frac{1}{3}(\varphi_A + \varphi_B + \varphi_C) = \frac{E}{3}(F_1 + F_3 + F_5). \quad (3)$$

Тоді фазні вихідні напруги перетворювача рівні:

$$\begin{aligned} u_a &= \varphi_a - \varphi_0 = E \frac{2F_1 - F_3 - F_5}{3}; \\ u_b &= \varphi_b - \varphi_0 = E \frac{2F_3 - F_1 - F_5}{3}; \\ u_c &= \varphi_c - \varphi_0 = E \frac{2F_5 - F_1 - F_3}{3}. \end{aligned} \quad (4)$$

Зв'язок струму i_0 , споживаного перетворювачем від джерела живлення (струм конденсатора), з вихідними струмами фаз перетворювача i_a , i_b і i_c , враховуючи, що струм i_0 складається з струмів ключів VT1, VT3 і VT5:

$$i_0 = i_a \cdot F_1 + i_b \cdot F_3 + i_c \cdot F_5. \quad (5)$$

Для того, щоб знайти ключові перемикаючі функції, спектральна модель повинна бути доповнена блоками, які моделюють роботу модулятора, вузла, що перетворює керуючий сигнал в часовий інтервал. Незалежно від того, який спосіб модуляції використовується в реальному перетворювачі, при спектральному моделюванні розглядається модулятор, побудований за «вертикальним» принципом [9].

При спектральному моделюванні переходять від безперервної області часу до дискретної, при цьому $\theta_n = n \cdot d$, де n – номер поточної точки розрахунку; d – дискрета часу, яка дорівнює $d = 2 \frac{\pi}{N}$, N – кількість точок за період основної гармоніки.

Аналітично сигнали розгортки задають через зворотні тригонометричні функції для двополярної, двосторонньої ШІМ [10], яка прийнята у даному випадку:

$$r = -\frac{2}{\pi} \arcsin \left[\sin \left(n \cdot d \cdot A - \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (6)$$

Модулююча функція:

$$m = \begin{cases} 1, & \text{якщо } y > r \\ -1, & \text{якщо } y < r \end{cases}. \quad (7)$$

де y – управляючий сигнал, тривалість якого прямо пропорційна m .

Вихідний сигнал модулятора m визначає часове положення ключових перемикаючих функцій перетворювача F [11].

Для зменшення обсягу рівнянь надалі параметри трифазної системи розраховують для фази A , враховуючи

для B і C фазовий зсув $\frac{2\pi}{3}$ та $\frac{4\pi}{3}$ відповідно.

Сигнал управління вентилями фази A :

$$y_a = \frac{1 - k_p}{k_i} (\sin(n \cdot d)). \quad (8)$$

де k_p – коефіцієнт регулювання; k_i – коефіцієнт передачі перетворювача.

Коефіцієнт регулювання:

$$k_p = \frac{I_{\text{осн}} \cdot X_L}{U_m}. \quad (9)$$

де $I_{\text{осн}}$ – заданий струм основної гармоніки мережевого кола фільтра; U_m – фазна напруга мережі; X_L – індуктивний (реактивний) опір реактора основній гармоніці струму, $X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$, f – частота мережі; L – індуктивність, яка з'єднує перетворювач з мережею змінного струму.

Коефіцієнт передачі перетворювача:

$$k_i = \frac{E}{k_{cx} \cdot U_m}. \quad (10)$$

де k_{cx} – коефіцієнт схеми перетворювача.

Діюче значення струму мережі:

$$I_* = \frac{U_{L*}}{2\pi \cdot f \cdot L} = \frac{k_p \cdot U}{2\pi \cdot f \cdot L}, \quad (11)$$

де U_{L*} – діюче значення напруги індуктивності.

В перетворювачах напруги, що формують напругу з ШІМ максимально можлива усереднена амплітуда (максимальна амплітуда основної гармоніки) ШІМ-последовательності [12], дорівнює:

$$U_{p.m*.\text{макс}} = k_{cx} \cdot U_d. \quad (12)$$

де U_d – напруга конденсатора.

Діюче значення напруги перетворювача:

$$U_{p*} = k_m k_{cx} U_d. \quad (13)$$

Зумовлюється коефіцієнтом модуляції [11]:

$$k_m = \frac{U_m \sqrt{1 + k_p^2}}{k_{cx} U_d} = \frac{\sqrt{1 + k_p^2}}{k_U}. \quad (14)$$

де $k_U = k_{cx} U_d / U_m > 1$ – коефіцієнт перевищення напруги на стороні змінного струму, мінімально припустимого значення [13].

Схема заміщення пристрою наведена на рис. 2. Перетворювач на стороні змінного струму представлено еквівалентним джерелом напруг перетворювача u_{pa} , u_{pb} , u_{pc} . Мережа змінного струму може містити зовнішнє навантаження ЗН стосовно до перетворювача, показане на рис. 1 пунктиром.

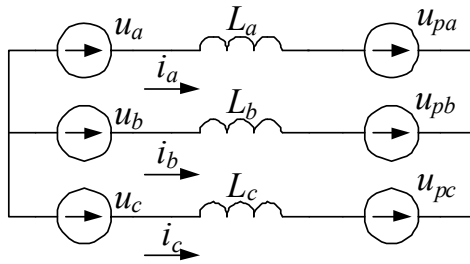


Рис. 2. Схема заміщення перетворювача

Розглянемо спектральну модель активного фільтру з наступними параметри режиму фільтру: $U = 220 \text{ В}$ – діюче значення фазної напруги мережі; $f = 50 \text{ Гц}$ – частота мережі; $I_{\text{осн}} = 100 \text{ А}$ – діюче значення основної гармоніки струму. Виходячи з цих параметрів відповідно [14] розраховані: індуктивність реактора $L = 5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$; ємність конденсатора $C = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ф}$; напруга постійного струму перетворювача $E = 1000 \text{ В}$; частота модуляції $f_{\text{mod}} = 1500 \text{ Гц}$; кратність частоти модуляції $A = f_{\text{mod}}/f$. Зважаючи на значну ємність конденсатора в подальшому його представлено ідеальним джерелом постійної напруги.

Задаючи фазну напругу мережі у вигляді:

$$u_a = \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin(n \cdot d),$$

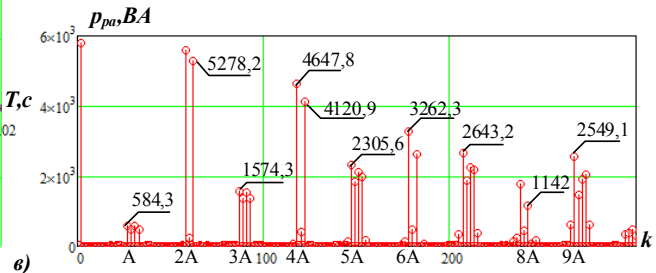
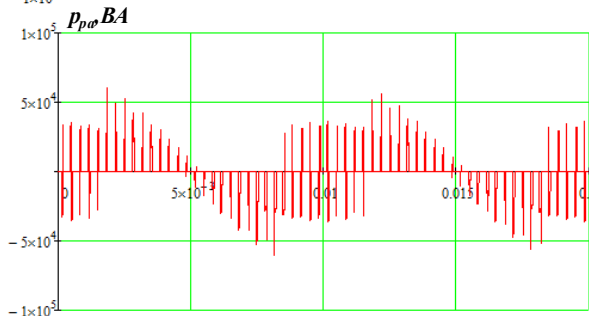
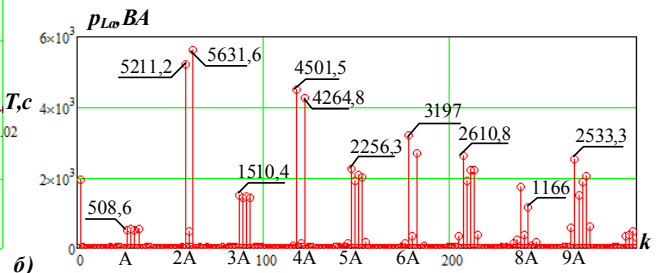
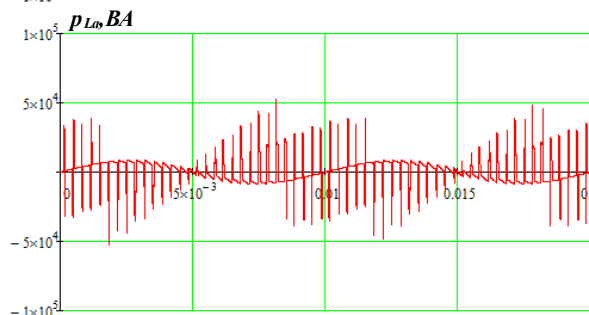
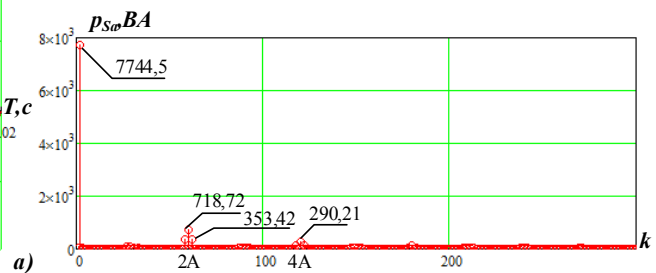
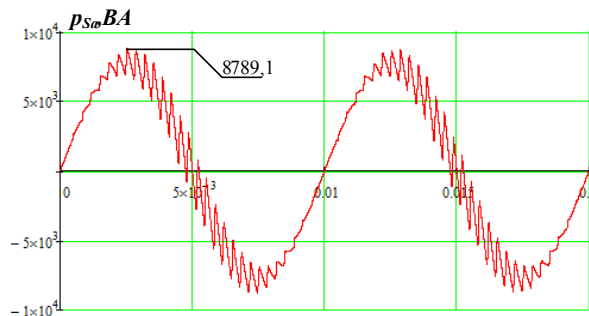


Рис. 3. Зміна потужностей у часі і спектр гармонік: а) мережі; б) індуктивності; в) на вході перетворювача

згідно (6)–(8) формують імпульси управління m , за умови, що перетворювач створює напругу u_p при якій в індуктивності протікає заданий струм i_s .

Визначають за (2)–(4) потенціали для фаз $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ потенціал нульової точки навантаження φ_0 та фазні напруги u_a, u_b, u_c .

Ортогональні складові та амплітуди гармонік вихідної напруги фази A :

$$UA_{ak} = d \cdot \left[\sum_n \frac{(u_{pa} \cdot \cos(k \cdot n \cdot d))}{\pi} \right]; \quad (15)$$

$$UB_{ak} = d \cdot \left[\sum_n \frac{(u_{pa} \cdot \sin(k \cdot n \cdot d))}{\pi} \right]; \quad (16)$$

$$U_{ak} = \sqrt{(UA_{ak})^2 + (UB_{ak})^2}, \quad (17)$$

аналогічним чином визначаються складові фаз B і C .

Напруга індуктивності:

$$u_L = u + u_p.$$

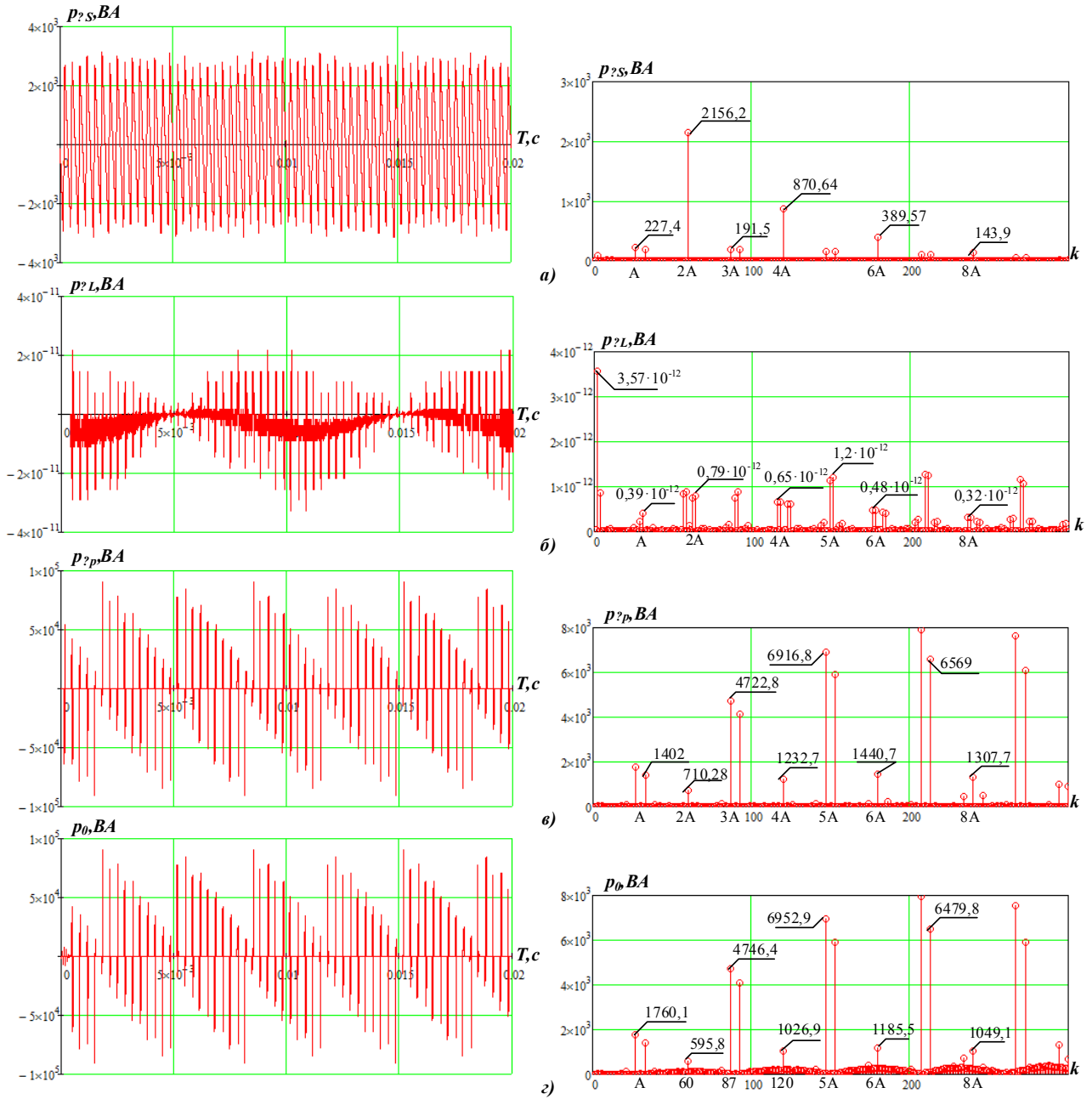


Рис. 4. Зміна сумарної потужності для трьох фаз у часі і спектр гармонік: а) мережі; б) індуктивності; в) на вході перетворювача; г) на виході перетворювача (сторона постійного струму)

Струм фази зумовлений роботою перетворювача:

$$i_{pa} = \sum_k \frac{\left(A_{ak} \cdot \cos\left(k \cdot n \cdot d - \frac{\pi}{2}\right) + B_{ak} \cdot \sin\left(k \cdot n \cdot d - \frac{\pi}{2}\right) \right)}{k \cdot X_L}$$

Струм фази зумовлений напругою мережі:

$$i_{Sa} = \left(\frac{\sqrt{2} \cdot U}{X_L} \cdot \sin\left(n \cdot d - \frac{\pi}{2}\right) \right)$$

Повний струм мережі фази А:

$$i_a = i_{pa} + i_{Sa}$$

Струм на виході перетворювача i_0 визначають за формулою (5).

На підставі отриманих струмів визначають:
– потужність окремих фаз мережі

$$p_{Sa} = u_a \cdot i_a$$

– сумарну потужність по трьом фазам мережі:

$$P_{\Sigma S} = P_{Sa} + P_{Sb} + P_{Sc}$$

– потужність індуктивності в одній з фаз

$$P_{La} = u_{La} \cdot i_a$$

– сумарну потужність індуктивностей трьох фаз

$$P_{\Sigma L} = P_{La} + P_{Lb} + P_{Lc}$$

– потужність на вході фази перетворювача

$$P_{pa} = u_{pa} \cdot i_a$$

– сумарну потужність на вході перетворювача по трьом фазам

$$P_{\Sigma p} = P_{pa} + P_{pb} + P_{pc}$$

– потужність на виході перетворювача:

$$p_0 = E \cdot i_0$$

Гармоніки потужностей визначають за формулами аналогічними (15)–(17).

Енергії елементів схеми (рис. 1) знаходять шляхом дискретного інтегрування потужностей (рис. 3, 4) методом трапецій.

Покладаючи початкові значення енергії фази A, B, C : $W_{Sa0} = 0, W_{Sb0} = 0, W_{Sc0} = 0$:

– енергія фази мережі:

$$W_{Sa.n} = W_{Sa.n-1} + (P_{Sa.n-1} + P_{Sa.n}) \cdot \frac{d \cdot \pi}{T/2};$$

– сумарна енергія в мережі по трьом фазам:

$$W_{\Sigma S} = W_{Sa} + W_{Sb} + W_{Sc};$$

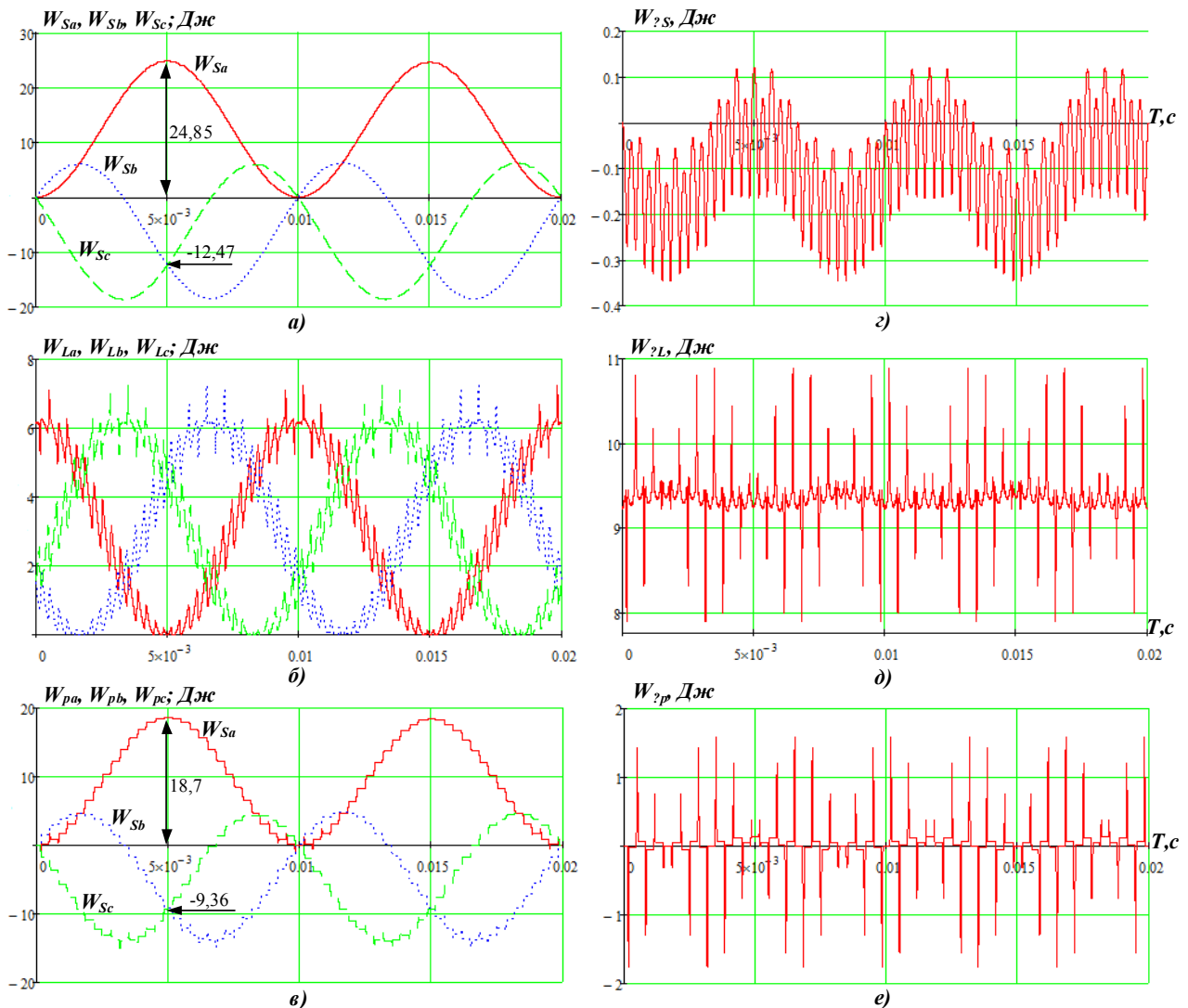


Рис. 5. Енергія: а) мережі фази A, B, C ; б) індуктивності фази A, B, C ; в) на вході перетворювача фази A, B, C ; г) сумарна мережі по трьом фазам; д) сумарна індуктивності по трьом фазам; е) сумарна на вході перетворювача по трьом фазам

– енергія індуктивності фази A :

$$W_{La} = \frac{L \cdot i_a^2}{2};$$

– сумарна енергія індуктивності по трьом фазам:

$$W_{\Sigma L} = \frac{L}{2} \cdot (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2);$$

– енергія на вході перетворювача за однією фазою

$$W_{pan} = W_{pan-1} + (p_{pan-1} + p_{pan}) \cdot \frac{d \cdot \pi}{T/2};$$

– сумарна енергія перетворювача:

$$W_{\Sigma S} = W_{Sa} + W_{Sb} + W_{Sc};$$

– енергія на виході перетворювача:

$$W_C = \frac{C \cdot E^2}{2}.$$

ВИСНОВКИ

1) на підставі аналізу графіків потужності фази мережі, індуктивності та перетворювача, встановлено, що перша за основною частотою є сумою другої та третьої, а за частотою модуляції – різницею, при цьому вага модуляційних складових потужності порівняна з основною гармонікою;

2) графіки потужностей за фазою та потужностей за трьома фазами показують, що вищі гармонійні складові потужностей переважно замикаються в контурах пристрою, а сумарна для трьох фаз потужність за основною гармонікою дорівнює нулю, що свідчить про реактивний характер останньої;

3) потужність конденсатора має в спектрі лише високочастотні складові, що свідчить про перерозподіл основної гармоніки потужностей в мереж колах пристрою без передачі на конденсатор;

4) пульсації сумарної потужності мережі за трьома фазами на подвоєній частоті модуляції можна пов'язати з виникненням високочастотних складових струмів зворотної послідовності, які пристрій перетворювач.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Железко Ю. С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии / Ю.С. Железко. – М. : ЭНАС, 2009. – 456 с.

2. Алексеев Б. А. Активные фильтры высших гармоник / Б. А. Алексеев // Электро. – 2007. – № 3. – С. 28–32.

3. Бурлака В.В. Обзор методов управления активными фильтрами / В. В. Бурлака, С. К. Поднебенная, М. Д. Дьяченко // Электромеханичні і енергозберігаючі системи. – 2011. – № 1. – С. 51–54.

4. Жемеров Г. Г. Теория мощности Фризе и современные теории мощности / Г. Г. Жемеров, О. В. Ильина // Электротехника і електромеханіка. – 2007. – № 8. – С. 63–65.

5. Dixon Y. J. Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters / J. Y. Dixon, S. M. Tepper, L. T. Moran // IEEE. – Chile, 1994. – 5/94 – С. 894–900.

6. Шавелкин А. А. Многоуровневый каскадный преобразователь частоты с силовым последовательным активным фильтром / А. А. Шавелкин, А. В. Ханин // Вісник НТУ «ХП». – 2012. – № 18. – С. 46–51.

7. Чаплыгин Е. Е. Инверторы напряжения и их спектральные модели : учебное пособие / Е. Е. Чаплыгин. – М. : МЭИ, 2003. – 30 с.

8. Чаплыгин Е. Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией : учебное пособие / Е. Е. Чаплыгин. – М. : МЭИ, 2009. – 56 с.

9. Обухов С. Г. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С. Г. Обухов, Е. Е. Чаплыгин, Д. Е. Кондратьев // Электричество. – 2008. – № 7. – С. 23–31.

10. Чаплыгин Е. Е. Спектральные модели автономных инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией / Е. Е. Чаплыгин, Д. В. Малышев // Электричество. – 1999. – № 8. – С. 60–68.

11. Чаплыгин Е. Е. Входные фильтры инверторов напряжения с несимметричной нагрузкой / Е. Е. Чаплыгин, Н. Г. Калугин, И. Ю. Рыбальченко // Практическая силовая электроника. – 2005. – № 18. – С. 28–32.

12. Агунов А. В. Управление качеством электроэнергии при несинусоидальных режимах / А. В. Агунов. – С. Пб. : СПбГМТУ, 2009. – 134 с.

13. Чаплыгин Е. Е., Калугин Н.Г. Теория мощности в силовой электронике. Учебное пособие. / Е. Е. Чаплыгин, Н. Г. Калугин. – М. : МЭИ, 2006. – 23 с.

14. Feasibility study of flexible systems for reactive power compensation / [Zakis J., Vinnikov D., Laugis J., Rankirs I.] // IEEE. – Latvia, 2010. – No. 5 – P. 14–20.

Стаття надійшла до редакції 23.05.2014.
Після доробки 16.06.2014.

Власенко Р. В.¹, Бялобржеский А. В.²

¹Аспирант, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, Украина

²Канд. техн. наук, доцент, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, Украина

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ТРЕХФАЗНОМ СИЛОВОМ АКТИВНОМ ФИЛЬТРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЕКТРАЛЬНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В работе проведен анализ энергетических процессов в трехфазном силовом активном фильтре с использованием его спектральной модели. На основании существующих моделей активных выпрямителей разработана спектральная модель активного фильтра, в результате полученные графики мощности и энергии в системе для статического режима работы устройства с указанными условиями. Анализ полученных графиков и спектров соответствующих параметров режима фильтра позволил оценить распределение электрической энергии в элементах фильтра

Ключевые слова: силовой активный фильтр, широтно-импульсная модуляция, спектральное моделирование, трехфазный мостовой преобразователь, распределение электрической энергии.

Vlasenko R. V.¹, Bialobrzieski O. V.²

¹Postgraduate Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskiy National University, Ukraine

²Candidate of Science, Associate Professor, Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskiy National University, Ukraine

THE ANALYSIS OF ENERGY PROCESSES IN THREE-PHASE ACTIVE POWER FILTER USING SPECTRAL MODELING

The problem of electricity quality to consumers with non-linear, variable load caused the development of technical solutions as a managed device controlled filtering compensates - active power filter is discussed. In known scientific papers the issues of energy redistribution in the power circuit filter elements are clarified. The purpose of this paper is to give analysis of energy processes in a three-phase active power filter using spectral modeling with the presence of poly harmonics mode settings. Based on existing models of active rectifiers the spectral model of the active power filter is developed. For certain conditions for static mode the temporal and spectral dependence of power and energy in the circuit elements is obtained. Analysis of the results revealed that the contours of the device circulating components of high-power compared with the basic harmonic, that circulates between the network and the device, and the fundamental harmonic is absent in the spectrum of the power capacitor. Operation device provides the energy redistribution between phases of the network due to its partial reswitching of reactive elements.

Keywords: active power filter; pulse-width modulation, spectral modeling, three-phase bridge converter, the distribution of electricity.

REFERENCES

1. Zhelezko Y. Poteri elektroenergiyi. Reaktivnaia moshchnost'. Kachestvo elektroenergiyi, Moscow, ENAS, 2009, 456 p.
2. Alekseev B. Aktivnye filtry vyschih harmonic, *Electro*, 2007, No. 3, pp. 28–32.
3. Burlaka V. V., Podnebennaya S. K., D'yachenko M. D. Obzor metodov upravleniye aktivnymi filtrami, *Electromechanical and saving the system*, 2011, No. 1, pp. 51–54.
4. Zhemerov H. H., Yl'yna O. V. Teoryya moshchnosty Fryze y sovremennyye teoryy moshchnosty, *Elektrotekhnika i elektromekhanika*, 2007, No. 8, pp. 63–65.
5. Dixon J. Y., Tepper S. M., Moran L. T. Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters, *IEEE*, 1994, vol. 94, No. 5, pp. 894–900.
6. Shavelkin A. A., Xanin A. V. Mnogourovnevyy kaskadnyy preobrazovatel' chastoty s silovym posledovatel'nym aktivnym fil'trom, *Visnik NTU «XPI»*, 2012, No. 18, pp. 46–51.
7. Chaplygin E. E. InVENTORY napyazheniya i ih spectral'nye modeli, Moscow, MEI, 2003, 30 p.
8. Chaplygin E. E. Spectral'noe modelirovanie preobrazovateley s shirotno-impul'snoy modulyatsiyey, Moscow, MEI, 2009, 56 p.
9. Obukhov S. G., Chaplygin E. E., Kondratiev D. E. Shirotno-impul'snaya modulyatsiya v trehfaznykh invertorah napyazheniya, *Elektrychestvo*, 2008, No. 7, pp. 23–31.
10. Chaplygin E. E., Malyshev D. V., Spectral'nye modeli avtonomnykh invertorov s shirotno-impul'snoy modulyatsiyey, *Elektrychestvo*, 1999, No. 8, pp. 60–68.
11. Chaplygin E. E., Kalugin N. G., Rybal'chenko I. Y. Vhodnye filtry invertorov napyazheniya s nesimetrichnoy nagruzkoy, *Practicheskaya sylovaya electronica*, 2005, No. 18, pp. 28–32.
12. Agunov A. V. Upravlenie kachestvom elektroenergiyi pri nesinusoidal'nyh rezhymah, Sankt-Peterburg, SPbSMTU, 2009, 134 p.
13. Chaplygin E. E., Kalugin N. G. Teoriya moshchnosti v silovoy elektronike. Moscow, MEI, 2006, 23 p.
14. Zakis J., Vinnikov D., Laugis J., Rankirs I. Feasibility study of flexible systems for reactive power compensation, *IEEE*, 2010, No. 5, pp. 14–20.