

О.М. Сінчук, д-р техн. наук, проф.
 В.А. Кольсун, канд. техн. наук, доц.
 Д.В. Риженков, аспірант, В.М. Макодзьоб, аспірант
 Державний вищий навчальний заклад «Криворізький національний університет»

ДВОЛАНКОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, ЯК ДЖЕРЕЛО ГАРМОНІК SMART-МЕРЕЖ

Досліджені електромагнітні процеси у первинній ланці дволанкових перетворювачів частоти, побудованих на інверторах напруги. Здійснений математичний опис процесів, що характеризують перервний, неперервний, граничнонеперервний та граничноперевні режими. Встановлена відмінність між останніми двома режимами. У точці граничного режиму виявлена розривність математичних функцій інтегральних показників, утому числі – коефіцієнту зсуву та коефіцієнту спотворення струму. У зоні малих навантажень спостерігається значне зростання відносних гармонік струму та коефіцієнтів зсуву та спотворення мережевого струму дволанкових перетворювачів частоти

Ключові слова: дволанковий перетворювач частоти, мережевий струм, гармоніки струму, коефіцієнт спотворення, коефіцієнт зсуву.

Вступ. Розвиток промисловості держави пов'язаний з інтенсивним впровадженням нових технологій, які вимагають від систем електроприводу значно вищі показники, що висувуються до швидкодії, діапазону регулювання швидкості, точності регулювання, енергетичних показників та ін. Більшості з названих характеристик відповідають системи електроприводу, побудованих на перетворювачах частоти. Найбільш розповсюдженими в промисловості, включаючи і гірничо-видобувну, набули дволанкові перетворювачі з некерованим випрямлячем та інвертором напруги. Незважаючи, що питанням енергоефективності перетворювачів частоти присвячені чисельні роботи, зокрема [1,2,5], та низка питань залишається малодослідженою.

Постановка проблеми. У багатьох випадках, зокрема в гірничо-металургійному комплексі, спостерігається одночасна робота декількох перетворювачів частоти (ПЧ) на одну мережу (рис.1,а). Питання електро-механічного й енергетичного зв'язку територіально розосереджених електроприводів, оцінки їх взаємного впливу є дуже важливими для потужних агрегатів, зв'язаних загальною мережею живлення. Режими роботи окремо взятих електроприймачів впливають на сусідні, що призводить до певних наслідків технологічного характеру. Основними задачами, що висувують автори - є вивчення впливу окремих ПЧ на мережу живлення. Враховуючи те, що первинна ланка частотних перетворювачів до мережі має однакову топологію (рис. 1,а) (фактично некеровані перетворювачі з ємнісним навантаженням), то їх сумісний вплив на мережу можна аналізувати звичайним підсумовуванням складових потужності, гармонік струму, не впливаючи суттєво в такому випадку на точність кінцевих розрахунків.

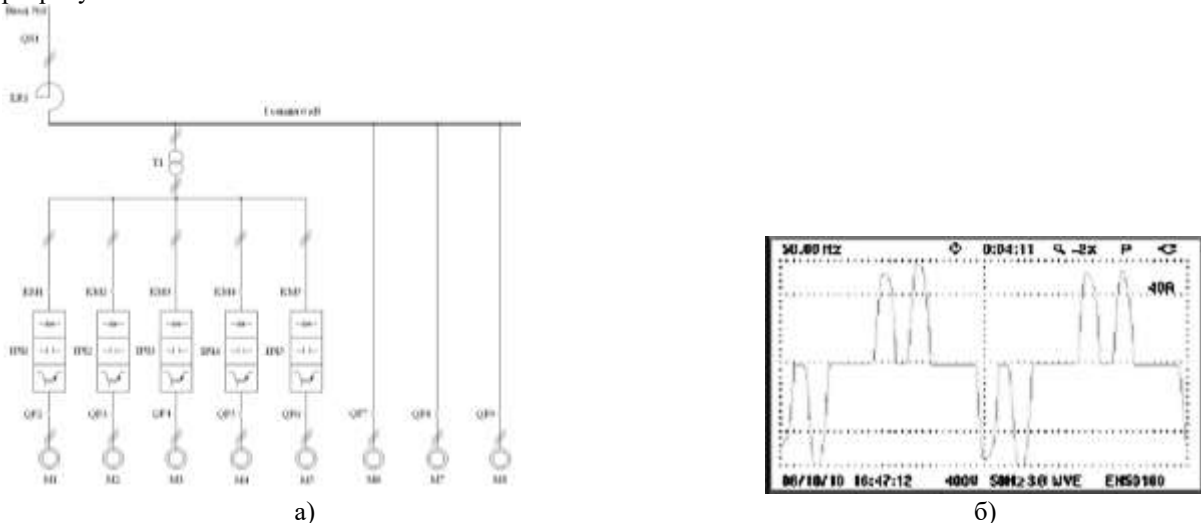


Рисунок 1 – Однолінійна схема живлення секції 1 підстанції №22 РЗФ-2 ПАТ «АрселорМіттал Кривий Ріг» (а) та мережевий струм 6-пульсного випрямляча перетворювача частоти (б)

Тобто, подальший аналіз енергетики, а саме гармонічного складу мережевого струму окремого перетворювача, охарактеризує роботу групи таких перетворювачів стосовно мережі живлення. Огляд літературних джерел, щодо аналізу роботи ПЧ стосовно мережі живлення, показує, що автори або взагалі уникають цього питання, або наводять результати експериментальних досліджень [2] (рис. 1,б), або результати, отримані шляхом математичного моделювання [4], або математичні вирази основані на спектральному аналізі [3], лишаючи поза увагою аналітичний викладення. Такий підхід, звісно, приховує ряд цікавих аспектів, з точки зору розуміння перетікання електромагнітних та електроенергетичних процесів у різних навантажувальних режимах роботи ПЧ.

Результати дослідження. Як уже зазначалося, найбільшого розповсюдження набули перетворювачі частоти (ПЧ) за топологією: некерований випрямляч – ємність – інвертор напруги (рис. 1,а, рис. 2,а). Дослідження зосередженні саме на електромагнітних та енергообмінних процесах між мережею, некерованим випрямлячем, ємністю та навантаженням. Останнє буде представлено усередненою моделлю інвертора напруги з асинхронним двигуном.

Якщо, навіть, розглядати випрямляч за трифазною нульовою схемою, починають виникати складнощі, щодо виведення аналітичних виразів, які б дозволили провести аналіз й сформулювати глибоке розуміння явищ, що відбуваються в досліджуваному об'єкті. Так, наприклад, рівняння, які описують електромагнітні процеси для фази А мають вигляд:

$$\begin{aligned} i_A &= i_{C_d} + I_{di}; \\ e_A &= L_{Net} \frac{di_A}{dt} + R_{Net} i_A + U_{C_d}; \\ i_{C_d} &= C_d \frac{dU_{C_d}}{dt}, \end{aligned}$$

де i_A – мережевий струму випрямляча фази А; $e_A = U_m \sin \omega t$ – напруга мережі фази А; i_{C_d} – струм ємності перетворювача; I_{di} – усереднений струм навантаження (інвертор напруги з асинхронним двигуном); U_{C_d} – напруга на ємності перетворювача частоти; C_d – ємність перетворювача; L_{Net} – індуктивність мережі, включаючи індуктивність мережевих дроселів; R_{Net} – опір мережі, включаючи опір мережевих дроселів.

Уже в такому випадку автори отримали на стільки громіздкі вирази (у статті результуючі вирази не наводяться), які не піддаються для подальшого спектрального аналізу, що втрачається будь-який сенс використання аналітичних розрахунків, і назрівають думки, щодо проведення досліджень за допомогою імітаційного моделювання.

Зневаживши редакційними вимогами стосовно дати видання використовуваної літератури, автори звернулися до джерела майже 50-ти річної давності [7], де детально розглянуті електромагнітні процеси що перетікають у керованих перетворювачах на навантаження з проти-ЕРС за різних режимів: режим неперервного струму, режим перервного струму, режим граничного струму. Звісно, що безпосередньо таку методику не можна використовувати для розглядуваного випадку, тому автори взяли її за основу, і, враховуючи, особливості роботи дволанкового перетворювача частоти, у тому числі й некерованість випрямляча, здійснили відповідний аналіз, що викладений далі по тексту.

Режим перервного струму перетворювача характеризується тим, що кутова тривалість протікання струму λ виявляється меншою, ніж $2\pi/m$ (m – пульсність перетворювача). У цьому випадку, проти-ЕРС у ланцюгу навантаження дорівнює U_{C_d} . Базуючись на рис. 2,б для граничного режиму роботи перетворювача, який є окремим випадком режиму перервного струму, приймаючи за початок відліку часу момент відкриття чергового вентиля, можна записати поточне значення струму навантаження:

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{E_{Net} m}{\omega_0 (L_d + L_{Net})} \int_0^{\omega_0 t} \sin \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \right) d\omega_0 t - \frac{U_{C_d}}{L_d + L_{Net}} t = \frac{E_{Net} m}{\omega_0 (L_d + L_{Net})} \times \\ &\times \left[\sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) - \sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \omega_0 t \right) \right] - \frac{U_{C_d}}{L_d + L_{Net}} t, \end{aligned} \quad (1)$$

де $E_{Net\ m}$ – амплітуда напруги мережі живлення; $\omega_0=2\pi f$, f – частота мережі живлення; α – кут відкриття діодів, обумовлений тим, що діоди будуть відкриватися не в час переходу лінійних напруг через нуль, а в момент рівності фазної напруги напрузі на ємності і визначається з виразу:

$$U_{C_d} = E_{Net\ m} \cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right). \quad (2)$$

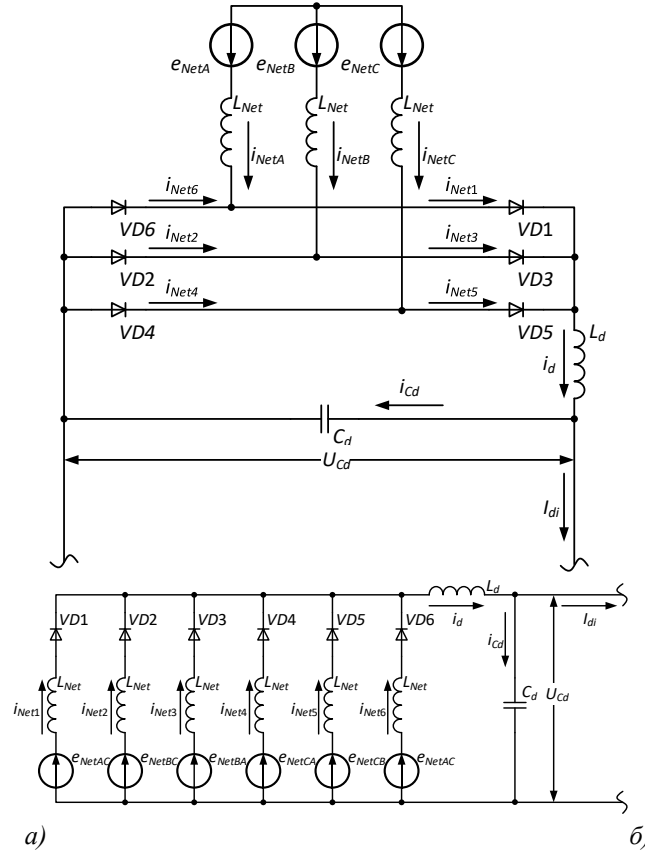


Рисунок 2 – Схема некерованого випрямляча (а) та її схема заміщення (б) згідно [7]

Записавши рівняння (1) з урахуванням (2), та враховуючи, що в момент часу $\omega_0 t = \lambda$ (λ – тривалість струму) миттєве значення випрямленого струму випрямляча $i_d=0$ [7]:

$$\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \lambda \cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) = 0. \quad (3)$$

Після деяких перетворень, рівняння (3) набуває вигляду:

$$\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \left[\operatorname{tg}\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \cdot [\cos \lambda - 1] + \sin \lambda - \lambda \right] = 0. \quad (4)$$

Розв'язок (4) стосовно α :

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m};$$

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{m} - \operatorname{arctg}\left(\frac{\sin \lambda - \lambda}{\cos \lambda - 1}\right). \quad (5)$$

Перший результат необхідно відхилити, як принципово неможливий для такого типу перетворювачів, і для подальших розрахунків залишається другий результат (5), тобто:

$$\alpha = \frac{\pi}{m} - \operatorname{arctg}\left(\frac{\sin \lambda - \lambda}{\cos \lambda - 1}\right). \quad (6)$$

Нижче (рис. 3), наведений графік залежності $\alpha(\lambda)$, для мостового трифазного випрямляча ($m=6$).

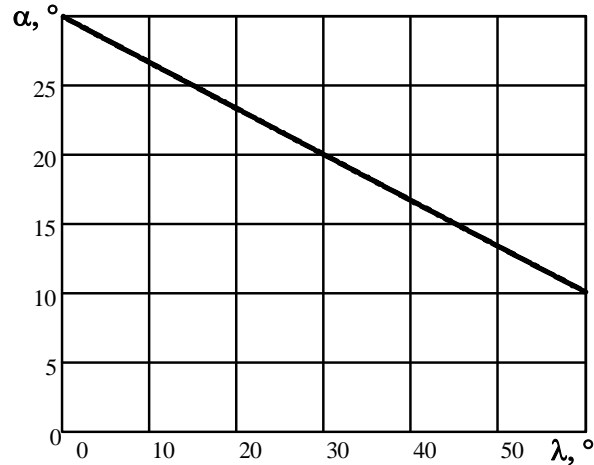


Рисунок 1 – Залежність кута відкриття діодів випрямляча від тривалості струму для режиму перервного струму

Як видно з рис. 3, навіть за некерованого трифазного мостового випрямляча, у режимі перервного струму кут відкриття діодів відмінний від нуля і коливається в межах 10,08–30°, що, як можна сподіватися, призведе до погіршення коефіцієнту зсуву (споживання реактивної потужності), хоча ці процеси й відбуваються за низького рівня навантаження.

Напруга на ємності визначатиметься з (2) та (6):

$$U_{C_d} = E_{Net\ m} \cos\left(\arctg\left(\frac{\sin \lambda - \lambda}{\cos \lambda - 1}\right)\right). \quad (7)$$

Рівняння струму, враховуючи (7), (6) та (1):

$$i_d = \frac{E_{Net\ m}}{\omega_0(L_d + L_{Net})} \left[\sin\left(\arctg\left(\frac{\sin \lambda - \lambda}{\cos \lambda - 1}\right)\right) - \sin\left(\arctg\left(\frac{\sin \lambda - \lambda}{\cos \lambda - 1}\right) - \omega_0 t\right) \right] - \frac{E_{Net\ m} \cos\left(\arctg\left(\frac{\sin \lambda - \lambda}{\cos \lambda - 1}\right)\right)}{L_d + L_{Net}} t. \quad (8)$$

З урахуванням виразу (8) побудований графік мережевого струму перетворювача i_{Net} (рис. 4).

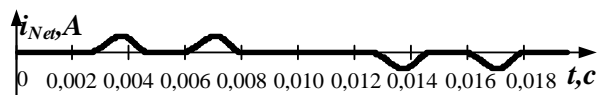


Рисунок 4 – Графік мережевого струму випрямляча перетворювача частоти у режимі перервного струму

Граничний режим можна поділити на два режими: режим граничноперервного струму (рис. 5,а,б) та режим граничнонеперервного струму (рис. 5,в,г). Відмінність полягає у тому, з якої сторони іде наближення до граничного режиму: у першому випадку – з режиму перервного струму, а у другому – з режиму неперервного струму.

Як видно з рис. 5,а–г, форма мережевого струму i_{Net} має відмінність, й таким чином у граничній точці ($\lambda=2\pi/m$, для мостової схеми $\lambda=2\pi/6=\pi/3$) функції гармонік струму, коефіцієнтів зсуву, коефіцієнтів спотворення, коефіцієнтів гармонік матимуть розрив, що зображено на рис. 5,д,е.

Дослідження неперервного режиму струму для подібного класу перетворювачів проведені багатьма авторами, як вітчизняними так і інших країн. Й фактично спектральний гармонік мережевого струму коливається з деякою похибкою у достатньо визначених границях [6].

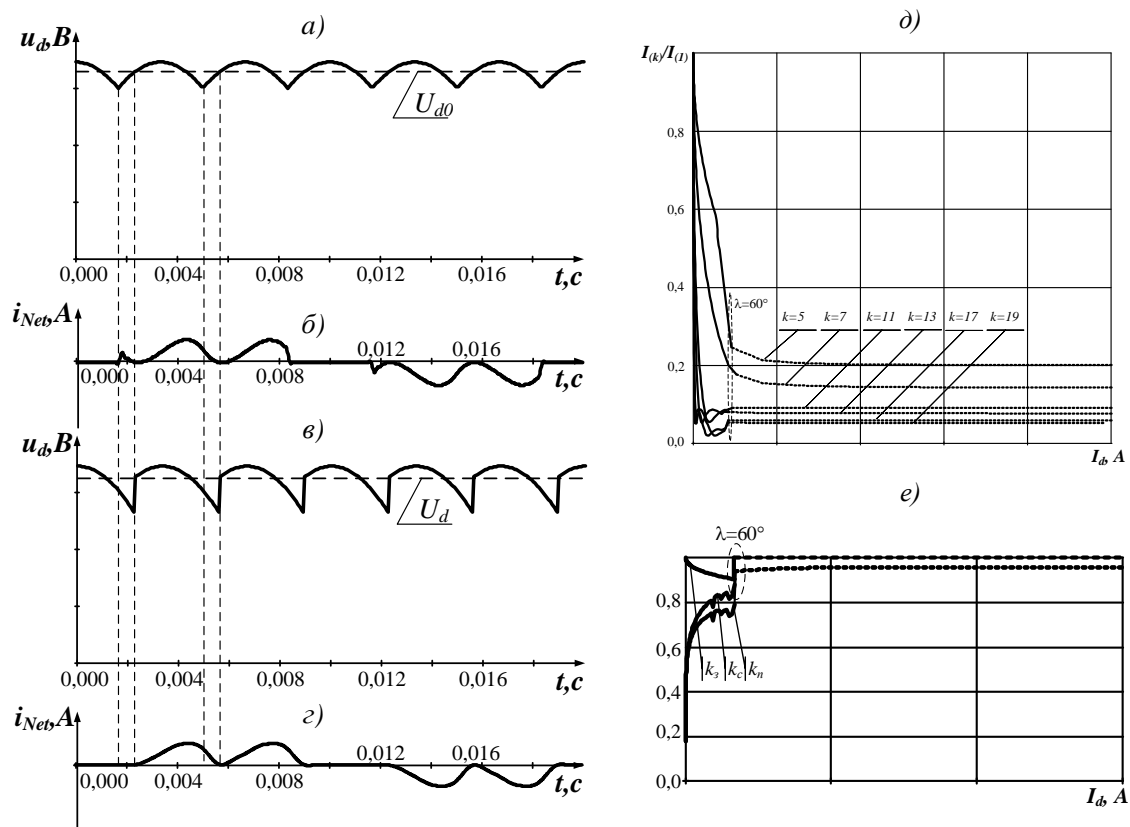


Рисунок 1 – Діаграми вихідної напруги перетворювача та мережевого струму за граничнонеперервного (а,б) та граничноперервного режиму (в,г), відносні гармоніки мережевого струму i_{Net} від рівня навантаження перетворювача (д) та коефіцієнт зсуву k_3 , коефіцієнт спотворення k_c і коефіцієнт потужності k_n в залежності від рівня навантаження (е)

Висновки.

1) Проаналізувавши електромагнітні процеси, що перетікають від мережі живлення до ланки постійного струму перетворювача частоти, встановлено, що гармоніки струму у режимі перервного струму значно перевищують рівні, що характерні для режиму неперервного струму.

2) У граничному режимі спостерігається розрив функцій гармонік струму та коефіцієнтів спотворення, зсуву і потужності.

Список використаної літератури

1. Авдєєв І.В. Вплив на показники якості електроенергії вхідної індуктивності мережі, що живить частотно-регульований привод / [І.В. Авдєєв, О.В. Немикіна, О.М. Климко та ін.] // Електротехніка та електроенергетика. – №1, 2012. — С. 51–57.
2. Барутсков І.Б. Гармонические искажения при работе преобразователей частоты / И.Б. Барутсков, С.А. Вдовенко, Е.В. Цыганков // Главный энергетик. – №6, 2011. – С. 5 – 15.
3. Жежеленко І.В. Электромагнитная совместимость потребителей : монография / [И.В. Жежеленко, А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк и др.]. – М.: Машиностроение, 2012. – 351.
4. Кольсун В.А. Электроэнергетичні характеристики перетворювачів частоти в аспекті розвитку альтернативної енергетики / [В.А. Кольсун, Д.В. Риженков, В.М. Макодьоб, О.М. Кулик] // Матеріали конференції «Розвиток промисловості та суспільства». – Т.1. – 2016. – 271 С.
5. Пичкур Е.В. Управление установкой электроцентробежных насосов с преобразователем частоты по критерию влияния на качество электрической сети / Е.В. Пичкур, В.В. Козлов // Вестник кибернетики. – №12, 2013. – С. 37–42.
6. Сінолицький А.П. Аналітичні наближення в розрахунках енергетичних показників / А.П. Сінолицький, В.А. Кольсун, М.В. Жуйков // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика»/ Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007. – С. 562 – 563.
7. Шитилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод / В.П. Шитилло. — М.: 1969. — 400 с.

О.Н. Синчук, д-р техн. наук, проф.

В.А. Кольсун, канд. техн. наук, доц.

Д.В. Рыженков, аспирант, В.Н. Макождеб, аспирант

Государственное высшее учебное заведение «Криворожский национальный университет»
ДВУХЗВЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ, КАК ИСТОЧНИК ГАРМОНИК SMART-СЕТЕЙ

Исследованы электромагнитные процессы в первичном звене двухзвенных преобразователей частоты, построенных на инверторах напряжения. Осуществлено математическое описание процессов, характеризующих прерывистый, непрерывный, граничнонепрерывный и гранично-прерывистый режимы. Установлено отличие между последними двумя режимами. В точке граничного режима обнаружен разрыв математической функций интегральных показателей, в том числе – коэффициента сдвига и коэффициента искажения сетевого тока двухзвенных преобразователей частоты

Ключевые слова. двухзвенный преобразователь частоты, сетевой ток, гармоника тока, коэффициент искажения, коэффициент сдвига.

O. Sinchuk, Dr. Eng. Sc., Prof.

V. Kolsun, Cand.Sc. (Eng.), Assoc. Prof.

D. Ryzhenkov, postgraduate student, V. Makojob, postgraduate student

State Institution of Higher Educational "Kryvyi Rih National University"

INDIRECT POWER CONVERTER AS A SOURCE OF HARMONICS IN A SMART GRID

Investigated electromagnetic processes in the primary level of two-frequency converters, built on the inverter voltage. Implemented mathematical description of the processes that characterize intermittent, continuous, boundary-continuous and boundary-discontinuous modes. Set the difference between the last two modes. At the boundary point mode discovered the discontinuity in mathematical functions of integral indicators, including displacement power factor and distortion power factor of the SMART grid current indirect power converters

Keywords: maritime transport; marine power systems; uncertainty of complex systems; fuzzy sets and algorithms; fuzzy petri nets.

References

1. Avdeev I.V. Influence of input inductance of mains supplying frequency-controlled drive on power quality / [I.V. Avdeev, O.V. Nemykina, A.N. Klymko etc]. // *Elektrotehnika ta elektroenergetyka*. – №1, 2012. – P. 51–57.
2. Barutcu I. B. Harmonic distortion in operating frequency converters / I. B. Barutcu, S. A. Vdovenko, E. V. Tsygankov // *Glavnyj Energetik*. – No. 6, 2011. – P. 5– 15. (Rus.)
3. Zhezhelenko I.V. Electromagnetic compatibility of consumers : monograph / [I. V. Zhezhelenko, A.K. Shidlovsky, G.G. Pivnyak etc]. – M.: Mashinostroenie, 2012. – 351 p. (Rus.)
4. Kolsun V.A. Electroenergetics factors of indirect power convertors in aspect of development of alternative energy / [V.A. Kolsun, D.V. Ryzhenkov, V.M. Makojob, O.M. Kulyk] // *Materialy Konferentsii "Rozvytok promyslovosti ta suspilstva"*. – Vol. 1. – 2016. – 271 p. (Ukr.)
5. Pichkur Ye.V. The control of an electric submersible pump unit with frequency converter with a focus on influencing the quality of electric main / Ye.V. Pichkur, V.V. Kozlov // *Vestnyk kybernetyky*. – №12, 2013. – P. 37–42. (Rus.)
6. Sinolitsyj A.P. Analytic approximations in the calculation of energy factors / A.P. Sinolitsyj, V.A. Kolsun, M.V. Zhuikov // *Zbirnyk naukovykh prac' Dniprodzerzhyn'skogo derzhavnogo tehničnogo universytetu (tehnični nauky)*. Tematychnyj vypusk «Problemy avtomatyzovanogo elektroprivoda. Teorija j praktyka»/ Dniprodzerzhyn'sk: DDTU, 2007. – P. 562 – 563. (Ukr.)
7. Shipillo V.P. Automated valve electric drive / V.P. Shipillo. – M.: 1969. – 400 p. (Rus.)

Надійшла 26.03.2017

Received 26.03.2017