

3. Галюга А. В. Щодо уточнення розрахунку технологічних витрат електричної енергії / А. В. Галюга, А. Л. Приступа // Збірник матеріалів науково-технічної конференції : тези конф. – Суми, 2014. – 182 с.

4. Герасименко А. А. Учет схемно-режимных и атмосферных факторов при расчете технологических потерь электроэнергии в распределительных сетях / А. А. Герасименко, Г. С. Тимофеев, А. В. Тихонович // Журнал Сибирского Федерального Университета. Серия: Техника и технология. – 2008. – № 1(2). – С. 188–206.

5. Дерзский В. Г. Обоснование уровня нормативных потерь электроэнергии в распределительных сетях / В. Г. Дерзский, В. Ф. Скиба // Электрические сети и системы. – 2007. – № 6. – С. 30–41.

6. Железко Ю. С. Расчет, анализ и нормирование потерь электроэнергии в электрических сетях : руководство для практических расчетов / Ю. С. Железко, А. В. Артемьев, О. В. Савченко. – М. : НЦ ЭНАС, 2004. – 208 с.

7. Инструкция по расчету и обоснованию нормативов технологических потерь электроэнергии при ее передаче по электрическим сетям : утв. Приказом Минэнерго России от 30 декабря 2008 г. № 326 (с изменениями).

8. Крюков К. П. Конструкции и механический расчет линии электропередачи / К. П. Крюков, Б. П. Новгородцев. – 2-е изд. перераб. и доп. – Л. : Энергия, Ленинград. отд-ние, 1979. – 312 с.

УДК 621.314.12

**А.С. Ревко**, канд. техн. наук

**С.Ю. Гроздов**, магістрант

Чернігівський національний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

## СТАБІЛІЗATORI СТРУМУ НА ОСНОВІ КВАЗІРЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТОВОРЮВАЧІВ

**А.С. Ревко**, канд. техн. наук

**С.Ю. Гроздов**, магістрант

Черниговский национальный технологический университет, г. Чернигов, Украина

## СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА НА ОСНОВЕ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

**Anatolii Revko**, PhD in Technical Sciences

**Serhii Hrozov**, Master's Degree student

Chernihiv National University of Technology, Chernihiv, Ukraine

## CURRENT STABILIZERS ON THE BASIC OF QUASI-RESONANT CONVERTERS

Досліджено квазірезонансний перетворювач як стабілізатор струму. Проаналізовано електромагнітні процеси у квазірезонансному імпульсному перетворювачі, що перемикається при нульовому струмі з навантаженням у вигляді світлодіодів або акумулятора. Проведено моделювання процесів у такому перетворювачі.

**Ключові слова:** КРИП-ПНС, джерело струму, живлення світлодіодів, електромагнітні процеси, моделювання КРИП-ПНС, зарядний пристрій на основі КРИП.

Исследован квазирезонансный преобразователь в качестве стабилизаторов тока. Проанализированы электромагнитные процессы в квазирезонансном импульсном преобразователе, который переключается при нулевом токе с нагрузкой в виде светодиодов или аккумулятора. Проведено моделирование процессов в таком преобразователе.

**Ключевые слова:** КРИП-ПНТ, источник тока, питание светодиодов, электромагнитные процессы, моделирование КРИП-ПНТ, зарядное устройство на основе КРИП.

Investigated quasi-resonant converters as current stabilizers. The analysis of electromagnetic processes in quasi-resonant pulse converter, which switches at zero current to the load in the form of LEDs or battery. Conducted simulation of quasi resonant pulse converter.

**Key words:** QRC-ZCS, current source, LED power, electromagnetic processes, simulation QRC-ZCS, battery charger, which based on QRC.

**Вступ.** Сучасне народне господарство характеризується інтенсивним використанням систем силової електроніки, представниками якої є напівпровідникові перетворювачі електромагнітної енергії. Силова електроніка та її сфери, які пов'язані з перетворенням електричної енергії в електричну, є динамічним науково-технічним напрямом, з

використанням результатів якого розвиваються інші напрями електроніки. Створення нових і постійне вдосконалення потужних силових напівпровідниковых приладів та їх застосування у перетворювачах електромагнітної енергії сприяє подальшому розширенню меж застосування систем силової електроніки. Як відомо з [1], електронні системи регулювання потужності розвиваються на основі двох істотно різних методів: методу регулювання коефіцієнта заповнення (широко відомого як метод широтно-імпульсної модуляції) і методу з використанням явища резонансу. У разі резонансного методу передача потужності відбувається при синусоїdalній формі струмів і напруги. При цьому силові ключі часто комутуються при нульовому струмі ("м'яке" вимкнення), проте їх включення супроводжується різким нарощанням струму ("жорстке" вимкнення). Якщо резонансні перетворювачі працюють з частотою, вищою за частоту власного резонансу, то ключі різко вимикаються при ненульовому струмі (примусове або "жорстке" вимкнення), але вмикаються м'яко (при нульовій напрузі).

У [1] для поліпшення характеристик перемикання напівпровідниковых приладів у силових регулюючих і перетворювальних пристроях був запропонований метод, який полягає в перемиканні при нульовому струмі (ПНС). Завдяки введенню в схему резонансного LC-конттуру формуються квазісинусоїdalні коливання струму через ключ, внаслідок чого створюються умови для його комутації при нульовому струмі як при вимиканні, так і при вимкненні. За допомогою простої заміни в ШІМ-перетворювачах силового ключа (ключів) резонансним може бути отримане ціле сімейство квазірезонансних імпульсних перетворювачів (КРІП). Це нове сімейство схем можна розглядати як гібрид ШІМ- і резонансних перетворювачів.

У КРІП використовуються принципи накопичення енергії в індуктивності або ємності з подальшою передачею її в навантаження, аналогічні вживаним у ШІМ-перетворювачах, причому їх схеми також схожі. Проте біля силового ключа завжди є LC-коло, яке слугує не лише для формування напруги і струму, але і для накопичення і передачі енергії від входу до виходу аналогічно способам, що використовується у традиційних резонансних перетворювачах. Як для мережевих джерел живлення з безтрансформаторним входом, так і для перетворювачів постійної напруги в постійну, метод перемикання при нульовому струмі дуже ефективний аж до частот одиниць мегагерц, оскільки дозволяє усунути втрати при виключенні імпульсні перевантаження.

Великий клас перетворювачів напруги представляють прилади, які використовують резонансні режими роботи імпульсних напівпровідниковых ключів. Такі режими дозволяють формувати близьку до гармонічної форму струму и напруги в силових колах перетворювачів напруги, а це, у свою чергу, дозволяє знизити динамічні втрати в напівпровідниковых компонентах і, відповідно, підвищити ККД [2–3].

Нині КРІП застосовується досить широко. Аналіз таких застосувань та перспективи розглянуті в [4]. Квазірезонансні перетворювачі в основному використовуються як вторинне джерело живлення постійної напруги. В літературі мало приділяється уваги застосуванню КРІП у джерелах струму, хоча така потреба існує. Особливо це актуально останнім часом, коли почали широко застосовуватися джерела світла на основі потужних світлодіодів білого кольору світіння. Для їх живлення потрібні джерела постійного струму. Також сучасна мобільна апаратура живиться в основному від літій-іонних (літій-полімерних) акумуляторів, для заряджання яких використовуються спеціальні джерела живлення на основі стабілізаторів струму. Якість джерел світла та зарядних пристрій можна підвищити, застосувавши в них стабілізатор струму на основі КРІП.

Один з варіантів використання КРІП-ПНС для живлення світлодіодів запропонованій у [5]. Застосування однонапівперіодного послідовного знижувального КРІП-ПНС дозволило досягти ККД більше 90 % та зменшити габарити джерела світла.

У нашій статі проведено аналіз електромагнітних процесів у двонапівперіодному послідовному знижувальному КРІП-ПНС. Отримані формули дозволяють розраховувати

подібні перетворювачі для зарядних пристрой та потужних систем освітлення на світлодіодах.

Для підтвердження отриманих формул виконаемо моделювання на комп'ютері електромагнітних процесів у КРП-ПНС з навантаженням у вигляді світлодіодів.

**Математичний опис електромагнітних процесів у КРП-ПНС з навантаженням у вигляді світлодіодів або акумулятора.** У [6] виконано аналіз електромагнітних процесів у КРП-ПНС з навантаженням у вигляді двигуна постійного струму. Аналогічно виконаемо розрахунок двонапівперіодного квазірезонансного перетворювача, що перемикається при нульовому струмі, з навантаженням у вигляді світлодіодів або акумуляторної батареї. Виконаемо такі заміщення параметрів, а саме  $I_a = I_h$ ,  $L_a = L_\phi$ ,  $e_a = e_o$ ,  $R_a = R$ . На рис. 1 показана схема для математичного опису процесів, які протікають у двонапівперіодному КРП-ПНС, де  $e$  – це падіння напруги на світлодіодах або напруга акумуляторної батареї, а  $R$  – активний опір діода або акумуляторної батареї. До цього опору також входить опір давача струму для зворотного зв'язку системи керування стабілізатора струму. На рис. 2 показані часові діаграми роботи перетворювача.

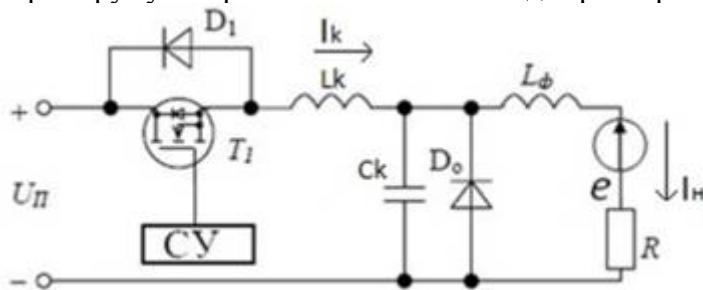


Рис. 1. Схема для математичного опису процесів, які протікають у КРП-ПНС

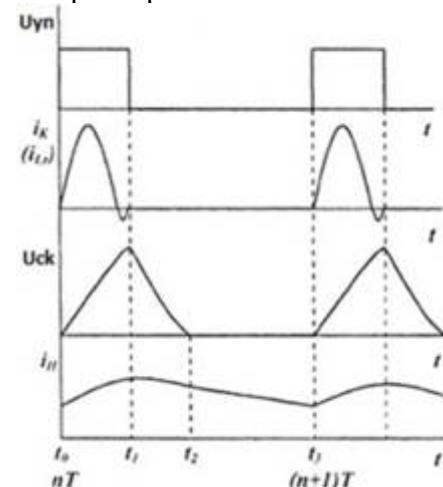


Рис. 2. Діаграми роботи КРП-ПНС

Розглянемо порядок роботи КРП-ПНС на навантаження у вигляді світлодіодів. Для цього виділимо три інтервали роботи. На першому комутаційному інтервалі  $t_0 \leq t \leq t_1$  відбувається резонансний заряд конденсатора  $C_K$ . На другому комутаційному інтервалі  $t_1 \leq t \leq t_2$  відбувається розряд конденсатора  $C_K$  через навантаження. На третьому інтервалі  $t_2 \leq t \leq t_3$  відбувається розряд енергії, накопиченої в індуктивності фільтра.

Для всіх трьох інтервалів справедливі такі рівняння:

$$\left. \begin{aligned} i_k(p) &= i_h(p) + pCU_c(p) \\ U_{\pi} \frac{1}{p} &= L_k pi_k(p) + U_c(p) + U_c(t_0) \frac{1}{p} \\ U_c(p) &= pL_\phi i_h(p) - L_h i_h(t_0) + i_h(p)R + \frac{e_o}{p} - U_c(t_0) \frac{1}{p} \end{aligned} \right\}, \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} U_c(p) &= U_c(t_1) \frac{1}{p} - i_h(p) \frac{1}{pC} \\ U_c(p) &= pL_\phi i_h(p) - L_\phi i_h(t_1) + i_h(p)R + \frac{e_o}{p} \end{aligned} \right\}, \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (2)$$

$$0 = pL_\phi i_n(p) - L_\phi i_n(t_2) + i_n(p)R + \frac{e_o}{p}, \quad t_2 \leq t \leq t_3 \quad (3)$$

де  $i_n(t_0)$ ,  $U_C(t_0)$ ,  $U_C(t_1)$ ,  $i_n(t_1)$ ,  $i_n(t_2)$  – струми навантаження та напруги на конденсаторі контуру у відповідні моменти часу.

Перейшовши до відносного часу  $\bar{t} = \frac{t}{T}$  і розв'язавши рівняння (1), (2), (3) для будь-якого періоду “ $n$ ”, отримуємо струм навантаження, струм контуру та напругу на конденсаторі контуру на відповідних комутаційних інтервалах:

$$\begin{aligned} i_n(\bar{t}) &= -\frac{\omega_k^2(U_{II} - e_o)}{L_\phi p_2(r^2 + m^2)} + F'_n e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + (B'_n \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + C'_n \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n)) e^{\alpha_2(\bar{t}-n)} + \\ &+ i_n(n)(F''_n e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + (B''_n \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + C''_n \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n)) e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}), \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} i_k(\bar{t}) &= -\frac{\omega_k^2(U_{II} - e_o)}{p_2 L_\phi(r^2 + m^2)} + (F'_k + i_n(n)F''_k) e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + ((B'_k + i_n(n)B''_k) \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) - \\ &- (C'_k + i_n(n)C''_k) \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n)) e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} u_c(\bar{t}) &= -\frac{\omega_k^2(U_{II} - U_C(n))}{p_2 T_n(r^2 + m^2)} + (F'_c + i_n(n)F''_c) e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + ((B'_c + i_n(n)B''_c) \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + \\ &+ (C'_c + i_n(n)C''_c) \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n)) e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} i_n(\bar{t}) &= (i_n(n + \gamma_1) \cos \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) + \\ &+ \frac{U_C(n + \gamma_1) - 0,5R i_n(n + \gamma_1) - e_o}{z_h} \sin \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1)) e^{-0,5\alpha(t-n-\gamma_1)}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1 + \gamma_2. \\ u_c(\bar{t}) &= e_o + ((U_c(n + \gamma_1) - e_o) \cos \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) + \\ &+ \frac{(U_c(n + \gamma_1) - e_o) R + 2 \frac{L_\phi}{C} i_n(n + \gamma_1)}{2z_h} \sin \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1)) e^{-0,5\alpha(t-n-\gamma_1)}, \end{aligned} \quad (8)$$

$$i_n(\bar{t}) = -\frac{e_o}{R} + \left( \frac{e_o}{R} + i_n(n + \gamma_1 + \gamma_2) \right) e^{-\alpha(\bar{t}-n-\gamma_1-\gamma_2)}, \quad n + \gamma_1 + \gamma_2 \leq \bar{t} \leq n + 1, \quad (9)$$

$$\text{де } F'_n = \frac{\omega_k^2(U_{II} - e_o) + p_2^2(U_C(n) - e_o)}{L_\phi p_2 z_1}, \quad F''_n = \frac{p_2^2 + \omega_k^2}{z_1},$$

$$B'_n = \frac{(r^2 - m^2 - rp_2)\omega_k^2}{mL_\phi z_1(r^2 + m^2)} (U_{II} - e_o) + \frac{(r^2 + m^2 - rp_2)}{L_\phi m z_1} (U_C(n) - e_o),$$

$$B''_n = \frac{(r - p_2)\omega_k^2 + r(m^2 + r^2) + p_2(m^2 - r^2)}{mz_1}, \quad C'_n = \frac{(p_2 - 2r)\omega_k^2}{L_\phi z_1(r^2 + m^2)} (U_{II} - e_o) - \frac{p_2}{L_\phi z_1} (U_C(n) - e_o),$$

$$\begin{aligned}
C_{\phi}^{\prime \prime} &= \frac{r^2 + m^2 - \omega_k^2 - 2rp_2}{z_1}, \quad F_k' = \frac{(1+p_2T_n)}{z_1L_kT_n}(U_n - U_C(n)) + \frac{\omega_k^2}{p_2z_1L_\phi}(U_n - e_o), \quad F_k^{\prime \prime} = C_k^{\prime \prime} = \frac{\omega_k^2}{z_1}, \\
B_k' &= \frac{(r^2 + m^2 - rp_2)T_n + r - p_2}{L_kT_n m z_1}(U_n - U_C(n)) + \frac{(r^2 - m^2 - rp_2)\omega_k^2}{mz_1L_\phi(m^2 + r^2)}(U_n - e_o), \quad B_k^{\prime \prime} = \frac{(r - p_2)\omega_k^2}{mz_1}, \\
C_c' &= \frac{1+p_2T_n}{L_kT_n z_1}(U_n - U_C(n)) + \frac{(2r - p_2)\omega_k^2}{z_1L_\phi(m^2 + r^2)}(U_n - e_o), \quad F_c' = \frac{(1+p_2T_n)\omega_k^2}{p_2T_n z_1}(U_n - U_C(n)) + \frac{\omega_{kh}^2}{z_1}(e_o - U_C(n)), \\
F_c^{\prime \prime} &= -\frac{p_2}{Cz_1}, \quad B_c' = \left( \frac{r^2 - m^2 - rp_2}{T_n(r^2 + m^2)} + r - p_2 \right) \frac{\omega_k^2}{mz_1}(U_n - U_C(n)) + \frac{r - p_2}{mz_1}\omega_{kh}^2(e_o - U_C(n)), \\
C_c^{\prime \prime} &= \frac{p_2}{z_1C}, \quad C_c' = \frac{(p_2 - 2r - (r^2 + m^2)T_n)\omega_k^2}{z_1T_n(r^2 + m^2)}(U_n - U_C(n)) + \frac{\omega_{kh}^2}{z_1}(U_C(n) - e_o), \quad B_c^{\prime \prime} = \frac{rp_2 - r^2 - m^2}{mz_1C}, \\
\omega_k &= \frac{1}{\sqrt{L_kC}}, \quad \omega_{kh} = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C}}, \quad T_n = \frac{L_\phi}{R}, \quad p_2 = -\left(-D + \frac{1}{3T_n}\right), \quad r = -\left(\frac{1}{2}D + \frac{1}{3T_n}\right), \quad m = \frac{\sqrt{3}}{2}D', \\
z_1 &= (p_2 - r)^2 + m^2 = (r - p_2)^2 + m^2, \quad D = \frac{1}{6}A - \frac{2\left(\omega_{kh}^2 + \omega_k^2 - \frac{1}{3T_n^2}\right)}{A}, \\
A &= \sqrt[3]{\frac{1}{T_n}\left(36(\omega_{kh}^2 - 2\omega_k^2) - \frac{8}{T_n^2} + 12\omega_k^2\sqrt{3\left(4T_n^2\omega_k^2(k+1)^3 - k(k+20) + 8 + \frac{4}{T_n^2\omega_n^2}\right)}\right)}, \quad k = \frac{L_k}{L_\phi}, \\
\alpha_1 &= Tp_2, \quad \alpha_2 = Tr, \quad \bar{\omega}_1 = \omega_l T, \quad \omega_1 = m, \quad \gamma_1 = \frac{\Delta t_1}{T}, \quad D' = \frac{1}{6}A + \frac{2\left(\omega_{kh}^2 + \omega_k^2 - \frac{1}{3T_n^2}\right)}{A}, \quad \Delta t_1 = t_1 - t_0, \\
\omega_2 &= \sqrt{\omega_{kh}^2 - \frac{1}{4T_n^2}}, \quad z_n = L_n\omega_2 = \sqrt{\frac{L_n}{C} - \frac{R^2}{4}}, \quad \alpha = \frac{T}{T_n}, \quad \bar{\omega}_2 = \omega_2 T, \quad \gamma_2 = \frac{\Delta t_2}{T}, \quad \Delta t_2 = t_2 - t_1, \\
u_c(n + \gamma_1) &= -\frac{\omega_k^2(U_n - U_C(n))}{p_2T_n(r^2 + m^2)} + F_c'e^{\alpha_1\gamma_1} + (B_c'\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C_c'\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} +, \\
&+ i_n(n)(F_c^{\prime \prime}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B_c^{\prime \prime}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C_c^{\prime \prime}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1}) \\
i_n(n + \gamma_1) &= -\frac{\omega_k^2(U_n - e_o)}{L_\phi p_2(r^2 + m^2)} + F_n'e^{\alpha_1\gamma_1} + (B_n'\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C_n'\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1} +, \\
&+ i_n(n)(F_n^{\prime \prime}e^{\alpha_1\gamma_1} + (B_n^{\prime \prime}\sin\bar{\omega}_1\gamma_1 + C_n^{\prime \prime}\cos\bar{\omega}_1\gamma_1)e^{\alpha_2\gamma_1}), \\
i_n(n + \gamma_1 + \gamma_2) &= (i_n(n + \gamma_1)\cos\bar{\omega}_2\gamma_2 + \frac{U_C(n + \gamma_1) - 0,5R i_n(n + \gamma_1) - e_o}{z_n}\sin\bar{\omega}_2\gamma_2)e^{-0,5\alpha_2\gamma_2},
\end{aligned}$$

$T$  – період роботи ключа КРП;

$i_n(n)$ ,  $U_C(n)$  – струм навантаження та напруга на конденсаторі контуру на початку першого інтервалу роботи КРП.

Підставивши в (9) значення  $\bar{t} = n + 1$  та вирішивши отримане різницеве рівняння, знайдемо струм на початку “ $n$ ”-го періоду комутації:

$$i_h(n) = A(\gamma) \frac{1 - B(\gamma)^n}{1 - B(\gamma)}, \quad (10)$$

де  $A(\gamma) = -\frac{e_o}{R} + \left[ \frac{e_o}{R} + \left[ \left( -\frac{\omega_k^2(U_{II} - e_o)}{L_\phi p_2(r^2 + m^2)} + F'_h e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B'_h \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C'_h \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} \right) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \right. \right.$

$$\left. \left. + \left[ -\frac{\omega_k^2(U_{II} - U_c(n))}{(r^2 + m^2) T_h p_2} + F'_c e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B'_c \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C'_c \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - 0,5 R \left( -\frac{\omega_k^2(U_{II} - e_o)}{L_\phi p_2(r^2 + m^2)} + \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + F'_h e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B'_h \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C'_h \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} \right) - e_o \right] \frac{\sin \bar{\omega}_2 \gamma_2}{z_h} \right] e^{-\alpha(1-\gamma_1-\gamma_2)},$$

$$B(\gamma) = \left( (F''_h e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B''_h \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C''_h \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \right. \left. \left[ F''_c e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B''_c \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C''_c \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. - 0,5 R \left( F''_h e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B''_h \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C''_h \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} \right) \right] \frac{\sin \bar{\omega}_2 \gamma_2}{z_h} \right] e^{-\alpha(1-\gamma_1-0,5\gamma_2)}.$$

Усталене значення струму на початку періоду переключення знайдемо, підставивши у (10)  $n \rightarrow \infty$ :

$$i_h(n) = i_{hy}(t_0) = \frac{A(\gamma)}{1 - B(\gamma)}.$$

На рис. 3 показані графіки електромагнітних процесів, що побудовані за формулами (4)–(10) для двонапівперіодного КРП-ПНС при таких параметрах:  $R=7,25 \text{ Ом}$ ,  $L_\phi=500 \text{ мкГн}$ ,  $L_k=0,25 \text{ мкГн}$ ,  $C_k=0,039 \text{ мкФ}$ ,  $T=1,2 \text{ мкс}$ ,  $U_n=24 \text{ В}$ ,  $e_o=16,5 \text{ В}$ ,  $U_c(n)=0$ ,  $t_u=0,625 \text{ мкс}$ , які зображені на рис. 3.

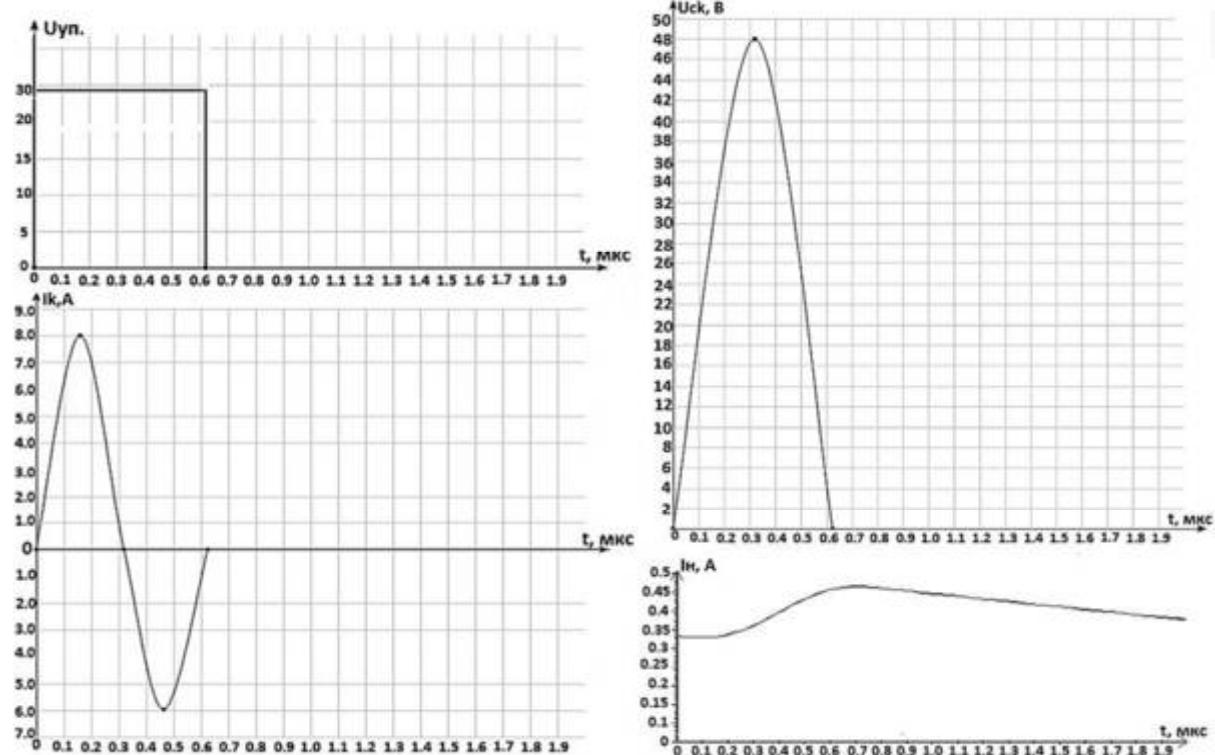


Рис. 3. Графіки електромагнітних процесів для двонапівперіодного КРП-ПНС

**Комп’ютерне моделювання електромагнітних процесів у КРПП-ПНС з навантаженням у вигляді світлодіодів.** Для підтвердження теоретичних результатів проведено моделювання КРПП-ПНС у програмі PSpice. Схема моделювання розімкненої системи представлена на рис. 4, роль системи керування виконує генератор прямокутних імпульсів  $V_{cy}$ . Тривалість імпульсу керування транзистором  $VT1$  розрахована з умовою його виключення в області від’ємного струму контуру для двонапівперіодного перетворювача. Мережа живлення представлена джерелом постійної напруги  $V_c$ , резонансний контур –  $L1, C1$ . Навантаження представлено діодами  $D1-D5$ , резистор  $R1$  – давач струму,  $L2-C2$  – індуктивність та ємність фільтра відповідно.

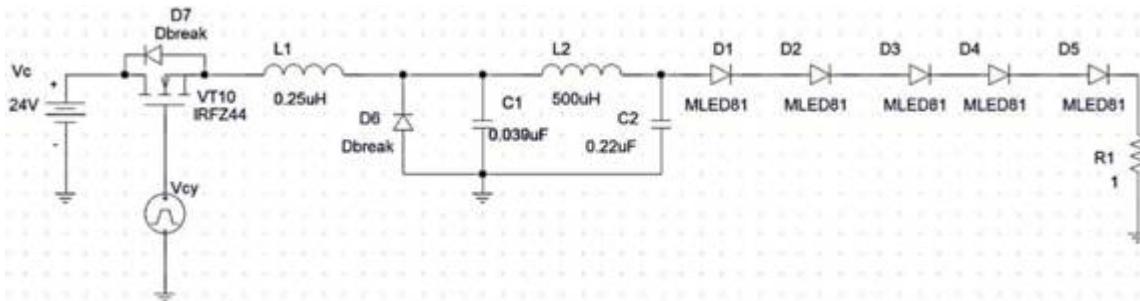


Рис. 4. Схема моделювання КРПП-ПНС

Моделі пасивних елементів ідеальні, тобто враховувалися тільки їх номінальні величини, а моделі напівпровідникових елементів близькі до реальних.

Результати моделювання розімкненої системи показані на рис. 5–12.

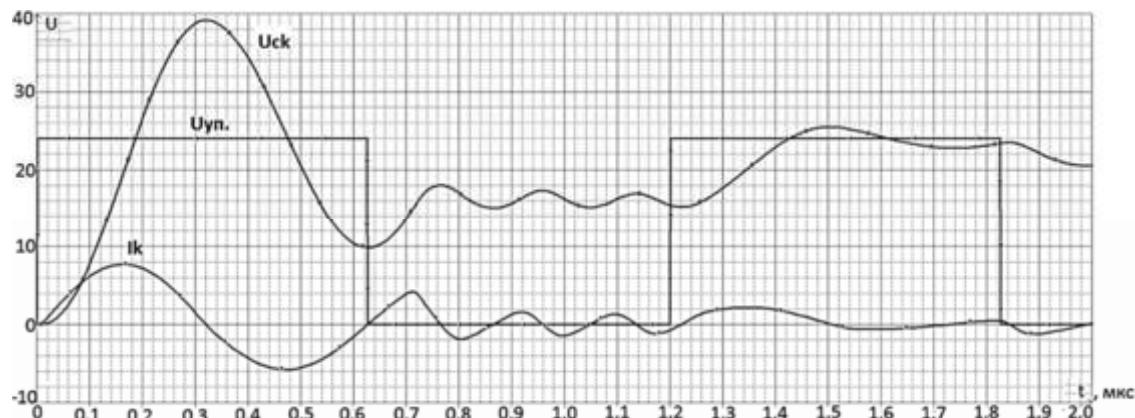


Рис. 5. Загальний переходний процес у КРПП-ПНС

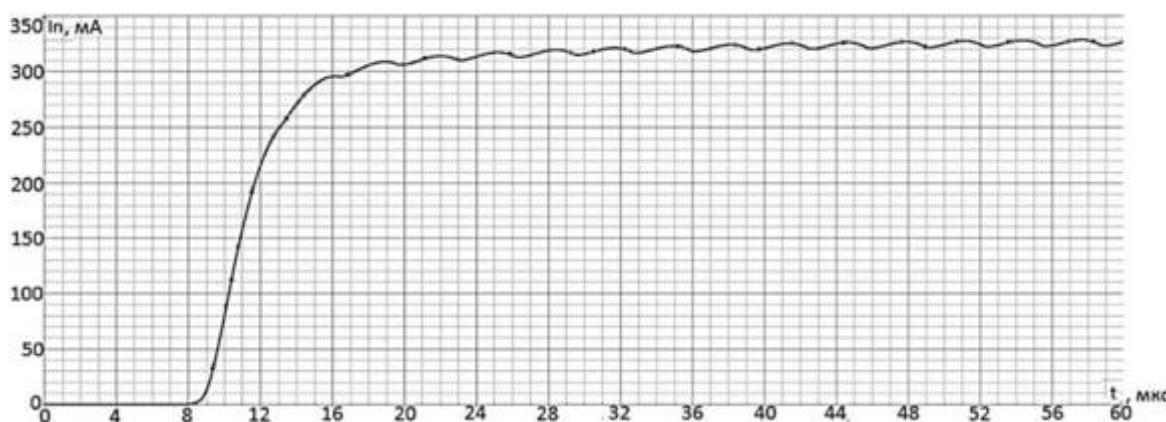


Рис. 6. Струм у навантаженні з наявністю конденсатора фільтра

Криві, що отримані під час моделювання, в цілому збігаються з кривими, побудованими за формулами (4)–(10), за винятком коливального процесу струму контуру і на-

пруги на конденсаторі контуру на другому та третьому інтервалах. Цей коливальний процес зумовлений паразитними ємностями та індуктивностями напівпровідниківих приладів, які не були враховані в математичній моделі. Таким чином, моделювання підтверджує коректність отриманих виразів (4)–(9) з точністю до паразитних коливань. У випадках, коли паразитні коливання є критичними, необхідно користуватися комп’ютерним моделюванням або створювати більш складну математичну модель перетворювача із врахуванням паразитних параметрів усіх елементів. Але системи рівнянь, отримані за такою моделлю, зазвичай мають порядок більше четвертого й аналітично в загальному вигляді не вирішуються.

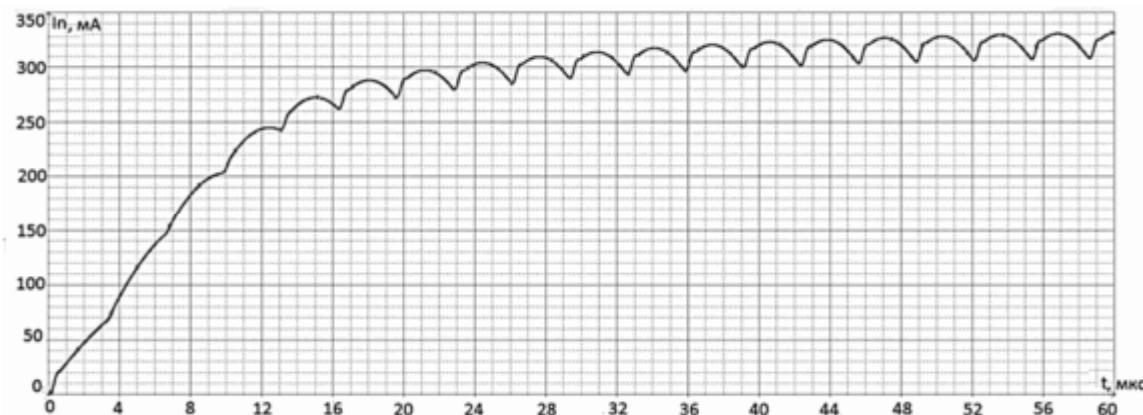


Рис. 7. Струм у навантаженні без фільтруючого конденсатора

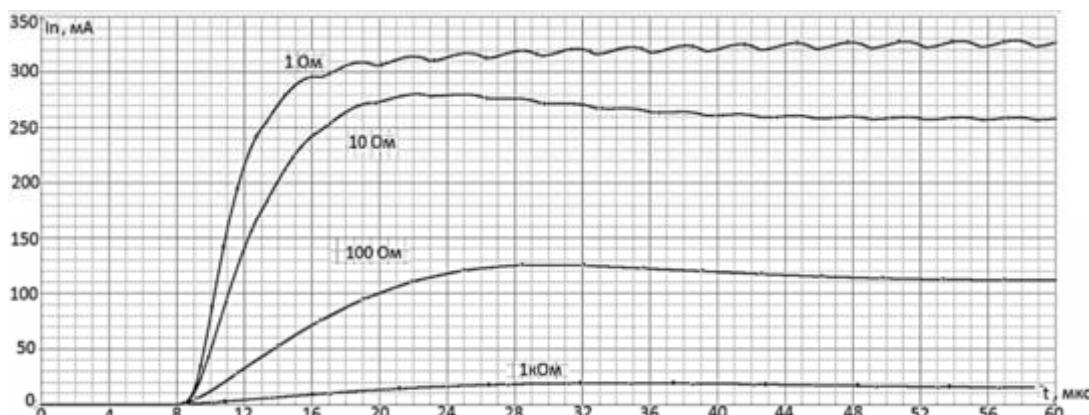


Рис. 8. Залежність струму навантаження від зміни опору навантаження

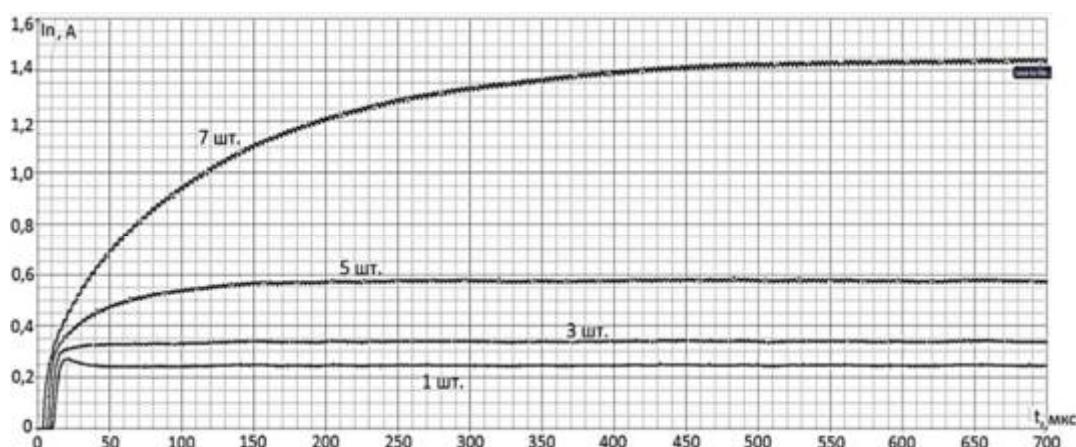


Рис. 9. Залежність струму навантаження від кількості світлодіодів

У процесі моделювання підтверджено, що істотний вплив має ємність фільтра. Вона істотно згладжує струм у навантаженні та робить його більш стабільним, ніж у випадку, коли її немає, що актуально для застосування КРП як стабілізатора струму.

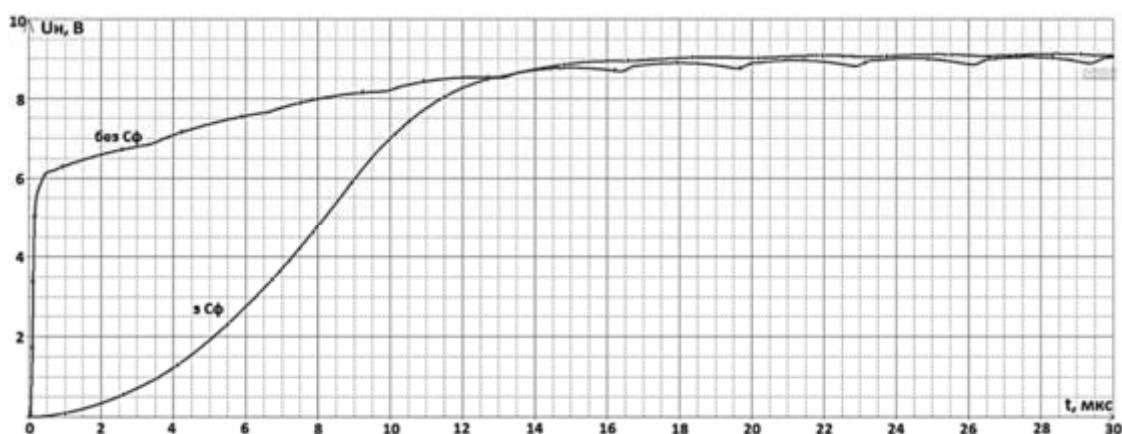


Рис. 10. Напруга на навантаженні з конденсатором фільтра та без нього

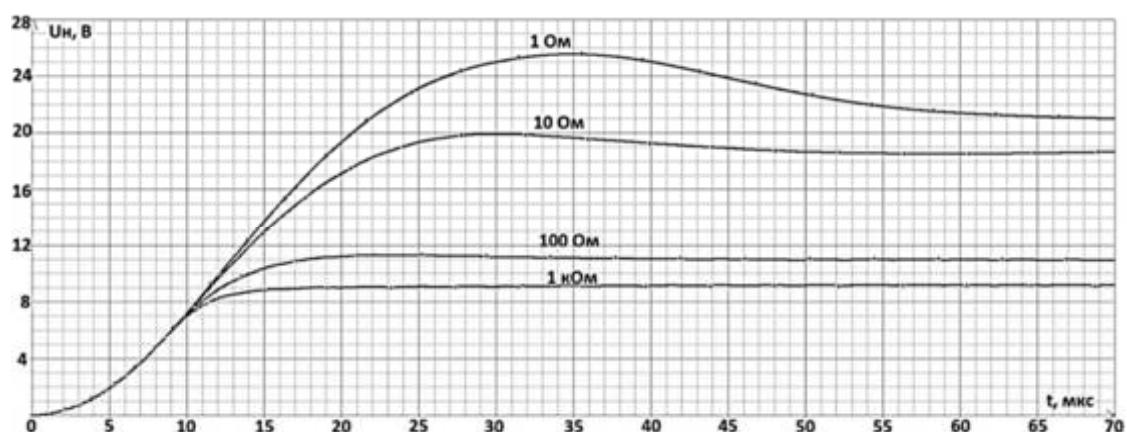


Рис. 11. Залежність напруги на навантаженні від зміни опору навантаження

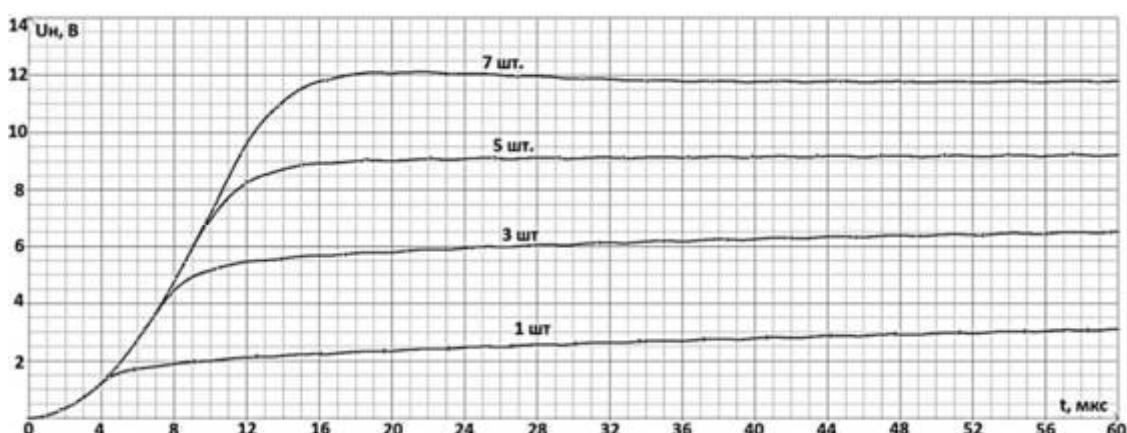


Рис. 12. Залежність напруги на навантаженні від кількості світлодіодів

Проаналізувавши отримані результати моделювання, можна зазначити, що зміна опору навантаження істотно впливає на процеси у квазірезонансному перетворювачі, що перемикається при нульовому струмі, а саме на величину та пульсації струму в навантаженні та його рівень. Також на це впливає і кількість світлодіодів, що включені послідовно. Причому зі збільшенням кількості світлодіодів зростає й струм через них, це пов’язано з тим, що зі збільшенням кількості послідовно ввімкнених світлодіодів пропорційно зростає й напруга на виході перетворювача.

**Висновки.** Використання КРІП-ПНС у джерелі струму, наприклад для живлення потужних освітлювальних світлодіодів чи для заряджання акумуляторів, дозволяє покращити параметри такого джерела, а саме значно зменшити втрати під час комутаційних процесів, тим самим підвищити ККД, а також дозволяє підвищити частоту роботи силового ключа до десятків мегагерц і зменшити динамічні втрати на ключі, що, у свою чергу, веде до покращення масогабаритних показників. Вирази електромагнітних процесів, що отримані у статті, можна використовувати для розрахунку стабілізаторів струму на основі КРІП-ПНС. Проведене моделювання електромагнітних процесів у КРІП-ПНС у режимі джерела струму загалом підтвердило коректність теоретичних розрахунків. Для високої стабільності вихідного струму КРІП-ПНС обов'язково необхідно використовувати замкнену систему стабілізації струму, оскільки в розімкненій системі вихідний струм суттєво залежить від опору навантаження та кількості підключених світлодіодів.

### Список використаних джерел

1. Ли Ф. К. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи / Ф. К. Ли // ТИИЭР. Тем. вып. "Энергетическая электроника" / под ред. В. А. Лабунцова. – 1988. – Т. 76, № 4. – С. 83–97.
2. Городній О. М. Порівняльна оцінка енергетичної ефективності імпульсних перетворювачів з квазірезонансними та звичайними ключами за результатами моделювання / О. М. Городній, В. В. Гордінко, Б. І. Чуб // Вісник Чернігівського державного технологічного університету : збірник. – Чернігів : ЧДТУ, 2012. – № 4 (61). – С. 222–231.
3. Городній А. Н. Анализ мощности рассеивания транзисторным ключом в последовательных импульсном и квазирезонансном преобразователях / А. Н. Городній // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 3. – С. 75–76.
4. Горяшин Н. Н. Использование квазирезонансного преобразователя напряжения для светодиодного источника света большой мощности / Н. Н. Горяшин, А. С. Сидоров. – Красноярск, 2013. – 6 с.
5. Ревко А. С. Проблема широтно-импульсного регулирования в квазирезонансных преобразователях / А. С. Ревко // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. – 2006. – Ч. 8. – С. 50–53.
6. Денисов Ю. А. Анализ електромагнітних процесів в системе квазирезонансний імпульсний преобразувач, переключаемий при нулевом токе – двигатель постійного струму / Ю. А. Денисов, А. С. Ревко // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. – 2000. – Ч. 4. – С. 29–33.

УДК 621.311

**Б.І. Кулик**, асистент

Чернігівський національний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

### АЛГОРИТМ УПРАВЛІННЯ ЗАСОБАМИ ШТУЧНОЇ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В ДІЮЧИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМАХ

**Б.І. Кулик**, асистент

Чернігівський національний технологічний університет, г. Чернігів, Україна

### АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ СРЕДСТВАМИ ИСКУССТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ДЕЙСТВУЮЩИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

**Bohdan Kulyk**, assistant

Chernihiv National University of Technology, Chernihiv, Ukraine

### CONTROL ALGORITHM OF REACTIVE POWER COMPENSATION ARTIFICIAL MEANS IN EXISTING ELECTRIC SYSTEM

Розглянуто наявні підходи до регулювання потужності пристроїв компенсації реактивної потужності. Для сталого режиму роботи діючої електричної системи підприємства запропоновано алгоритм цільового управління навантаженням по реактивній потужності. Показано можливості алгоритму прогнозувати навантаження по реактивній потужності протягом технологічної зміни підприємства із врахуванням функціональних зв'язків між