

УДК 621.314.12

А.С. Ревко, канд. техн. наук

С.Ю. Грозов, магістрант

Чернігівський національний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

СТАБІЛІЗАТОРИ СТРУМУ НА ОСНОВІ КВАЗІРЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

А.С. Ревко, канд. техн. наук

С.Ю. Грозов, магистрант

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: КРІП-ПНС, джерело струму, живлення світлодіодів, електромагнітні процеси, моделювання КРІП-ПНС, зарядний пристрій на основі КРІП.

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 напівпровідникових 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 синусоїдальній формі струмів і напруги. При цьому силові ключі часто комутуються при нульовому струмі (“м’яке” вимкнення), проте їх включення супроводжується різким наростанням струму (“жорстке” увімкнення). 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 напівпровідникових приладів у силових регулюючих і перетворювальних пристроях був запропонований метод, який полягає в перемиканні при нульовому струмі (ПНС). Завдяки введенню в схему резонансного LC-контуру формуються квазісинусоїдальні коливання струму через ключ, внаслідок чого створюються умови для його комутації при нульовому струмі як при вмиканні, 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 використовуються 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 й імпульсні перевантаження.

Великий клас перетворювачів напруги представляють прилади, які використовують резонансні режими роботи імпульсних напівпровідникових 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 напівпровідникових 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 пристроїв можна підвищити, застосувавши в них стабілізатор струму на основі КРІП.

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

У нашій статті проведемо аналіз електромагнітних процесів у двонапівперіодному послідовному знижувальному КРІП-ПНС. Отримані формули дозволять розрахувати

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

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

Математичний опис електромагнітних процесів у КРПІ-ПНС з навантаженням у вигляді світлодіодів або акумулятора. У [6] виконано аналіз електромагнітних процесів у КРПІ-ПНС з навантаженням у вигляді двигуна постійного струму. Аналогічно виконаємо розрахунок двонапівперіодного квазірезонансного перетворювача, що перемикається при нульовому струмі, з навантаженням у вигляді світлодіодів або акумуляторної батареї. Виконаємо такі заміщення параметрів, а саме $I_a = I_n$, $L_a = L_\phi$, $e_a = e_o$, $R_a = R$. На рис. 1 показана схема для математичного опису процесів, які протікають у двонапівперіодному КРПІ-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.

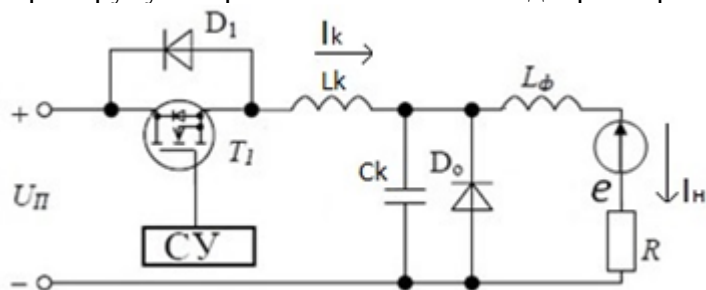


Рис. 1. Схема для математичного опису процесів, які протікають у КРПІ-ПНС

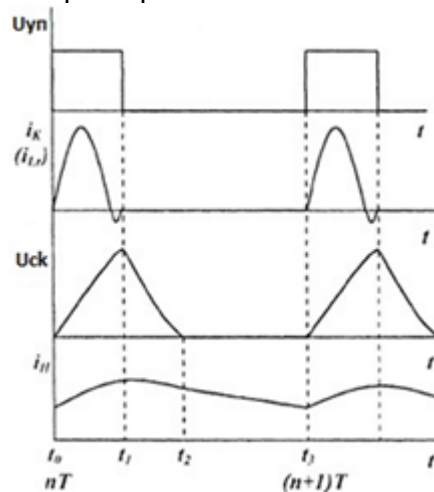


Рис. 2. Діаграми роботи КРПІ-ПНС

Розглянемо порядок роботи КРПІ-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:

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

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

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

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:

$$i_n(\bar{t}) = -\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{\delta})}{L_{\phi}p_2(r^2 + m^2)} + F_n' e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + (B_n' \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + C_n' \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n))e^{\alpha_2(\bar{t}-n)} + \\ + i_n(n) (F_n'' e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + (B_n'' \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + C_n'' \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n))e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}), \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \quad (4)$$

$$i_k(\bar{t}) = -\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{\delta})}{p_2L_{\phi}(r^2 + m^2)} + (F_k' + i_n(n)F_k'')e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + ((B_k' + i_n(n)B_k'') \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) - \\ - (C_k' + i_n(n)C_k'') \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n))e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \quad (5)$$

$$u_c(\bar{t}) = -\frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - U_C(n))}{p_2T_n(r^2 + m^2)} + (F_c' + i_n(n)F_c'')e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + ((B_c' + i_n(n)B_c'') \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + \\ + (C_c' + i_n(n)C_c'') \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n))e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \quad (6)$$

$$i_n(\bar{t}) = (i_n(n + \gamma_1) \cos \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) + \\ + \frac{U_C(n + \gamma_1) - 0,5R i_n(n + \gamma_1) - e_{\delta}}{z_n} \sin \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1)) e^{-0,5\alpha(t-n-\gamma_1)}, \\ n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1 + \gamma_2. \quad (7)$$

$$u_c(\bar{t}) = e_{\delta} + ((U_C(n + \gamma_1) - e_{\delta}) \cos \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) + \\ + \frac{(U_C(n + \gamma_1) - e_{\delta})R + 2\frac{L_{\phi}}{C}i_n(n + \gamma_1)}{2z_n} \sin \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1)) e^{-0,5\alpha(t-n-\gamma_1)}, \\ n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1 + \gamma_2. \quad (8)$$

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

$$\text{де } F_n' = \frac{\omega_k^2(U_{\Pi} - e_{\delta}) + p_2^2(U_C(n) - e_{\delta})}{L_{\phi}p_2z_1}, \quad F_n'' = \frac{p_2^2 + \omega_k^2}{z_1},$$

$$B_n' = \frac{(r^2 - m^2 - rp_2)\omega_k^2}{mL_{\phi}z_1(r^2 + m^2)}(U_{\Pi} - e_{\delta}) + \frac{(r^2 + m^2 - rp_2)}{L_{\phi}mz_1}(U_C(n) - e_{\delta}),$$

$$B_n'' = \frac{(r - p_2)\omega_k^2 + r(m^2 + r^2) + p_2(m^2 - r^2)}{mz_1}, \quad C_n' = \frac{(p_2 - 2r)\omega_k^2}{L_{\phi}z_1(r^2 + m^2)}(U_{\Pi} - e_{\delta}) - \frac{p_2}{L_{\phi}z_1}(U_C(n) - e_{\delta}),$$

$$C_{\phi}'' = \frac{r^2 + m^2 - \omega_k^2 - 2rp_2}{z_1}, \quad F_k' = \frac{(1 + p_2 T_n)}{z_1 L_k T_n} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{\omega_k^2}{p_2 z_1 L_{\phi}} (U_{II} - e_{\delta}), \quad F_k'' = C_k'' = \frac{\omega_k^2}{z_1},$$

$$B_k' = \frac{(r^2 + m^2 - rp_2) T_n + r - p_2}{L_k T_n m z_1} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{(r^2 - m^2 - rp_2) \omega_k^2}{m z_1 L_{\phi} (m^2 + r^2)} (U_{II} - e_{\delta}), \quad B_k'' = \frac{(r - p_2) \omega_k^2}{m z_1},$$

$$C_k' = \frac{1 + p_2 T_n}{L_k T_n z_1} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{(2r - p_2) \omega_k^2}{z_1 L_{\phi} (m^2 + r^2)} (U_{II} - e_{\delta}), \quad F_c' = \frac{(1 + p_2 T_n) \omega_k^2}{p_2 T_n z_1} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{\omega_{kh}^2}{z_1} (e_{\delta} - U_C(n)),$$

$$F_c'' = -\frac{p_2}{C z_1}, \quad B_c' = \left(\frac{r^2 - m^2 - rp_2}{T_n (r^2 + m^2)} + r - p_2 \right) \frac{\omega_k^2}{m z_1} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{r - p_2}{m z_1} \omega_{kh}^2 (e_{\delta} - U_C(n)),$$

$$C_c'' = \frac{p_2}{z_1 C}, \quad C_c' = \frac{(p_2 - 2r - (r^2 + m^2) T_n) \omega_k^2}{z_1 T_n (r^2 + m^2)} (U_{II} - U_C(n)) + \frac{\omega_{kh}^2}{z_1} (U_C(n) - e_{\delta}), \quad B_c'' = \frac{rp_2 - r^2 - m^2}{m z_1 C},$$

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C}}, \quad \omega_{kh} = \frac{1}{\sqrt{L_{\phi} C}}, \quad T_n = \frac{L_{\phi}}{R}, \quad p_2 = -\left(-D + \frac{1}{3T_n} \right), \quad r = -\left(\frac{1}{2} D + \frac{1}{3T_n} \right), \quad m = \frac{\sqrt{3}}{2} D',$$

$$z_1 = (p_2 - r)^2 + m^2 = (r - p_2)^2 + m^2, \quad D = \frac{1}{6} A - \frac{2 \left(\omega_{kh}^2 + \omega_k^2 - \frac{1}{3T_n^2} \right)}{A},$$

$$A = \sqrt[3]{\frac{1}{T_n} \left(36(\omega_{kh}^2 - 2\omega_k^2) - \frac{8}{T_n^2} + 12\omega_k^2 \sqrt{3 \left(4T_n^2 \omega_k^2 (k+1)^3 - k(k+20) + 8 + \frac{4}{T_n^2 \omega_n^2} \right)} \right)}, \quad k = \frac{L_k}{L_{\phi}},$$

$$\alpha_1 = T p_2, \quad \alpha_2 = T r, \quad \bar{\omega}_1 = \omega_1 T, \quad \omega_1 = m, \quad \gamma_1 = \frac{\Delta t_1}{T}, \quad D' = \frac{1}{6} A + \frac{2 \left(\omega_{kh}^2 + \omega_k^2 - \frac{1}{3T_n^2} \right)}{A}, \quad \Delta t_1 = t_1 - t_0,$$

$$\omega_2 = \sqrt{\omega_{kh}^2 - \frac{1}{4T_n^2}}, \quad z_n = L_n \omega_2 = \sqrt{\frac{L_n}{C} - \frac{R^2}{4}}, \quad \alpha = \frac{T}{T_n}, \quad \bar{\omega}_2 = \omega_2 T, \quad \gamma_2 = \frac{\Delta t_2}{T}, \quad \Delta t_2 = t_2 - t_1,$$

$$u_c(n + \gamma_1) = -\frac{\omega_k^2 (U_{II} - U_C(n))}{p_2 T_n (r^2 + m^2)} + F_c' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_c' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_c' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} +$$

$$+ i_n(n) (F_c'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_c'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_c'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1})$$

$$i_n(n + \gamma_1) = -\frac{\omega_k^2 (U_{II} - e_{\delta})}{L_{\phi} p_2 (r^2 + m^2)} + F_n' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_n' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_n' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} +$$

$$+ i_n(n) (F_n'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_n'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_n'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}),$$

$$i_n(n + \gamma_1 + \gamma_2) = (i_n(n + \gamma_1) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \frac{U_C(n + \gamma_1) - 0,5 R i_n(n + \gamma_1) - e_{\delta}}{z_n} \sin \bar{\omega}_2 \gamma_2) e^{-0,5 \alpha \gamma_2},$$

T – період роботи ключа КРПШ;

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

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

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

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

$$+ \left. \left[-\frac{\omega_k^2(U_{II} - U_C(n))}{(r^2 + m^2) T_H p_2} + F'_C e^{\alpha\gamma_1} + (B'_C \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C'_C \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - 0,5R \left(-\frac{\omega_k^2(U_{II} - e_\delta)}{L_\phi p_2 (r^2 + m^2)} + \right. \right. \right.$$

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

$$B(\gamma) = \left((F''_H e^{\alpha\gamma_1} + (B''_H \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C''_H \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \right.$$

$$+ \left. [F''_C e^{\alpha\gamma_1} + (B''_C \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C''_C \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - \right.$$

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

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

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

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

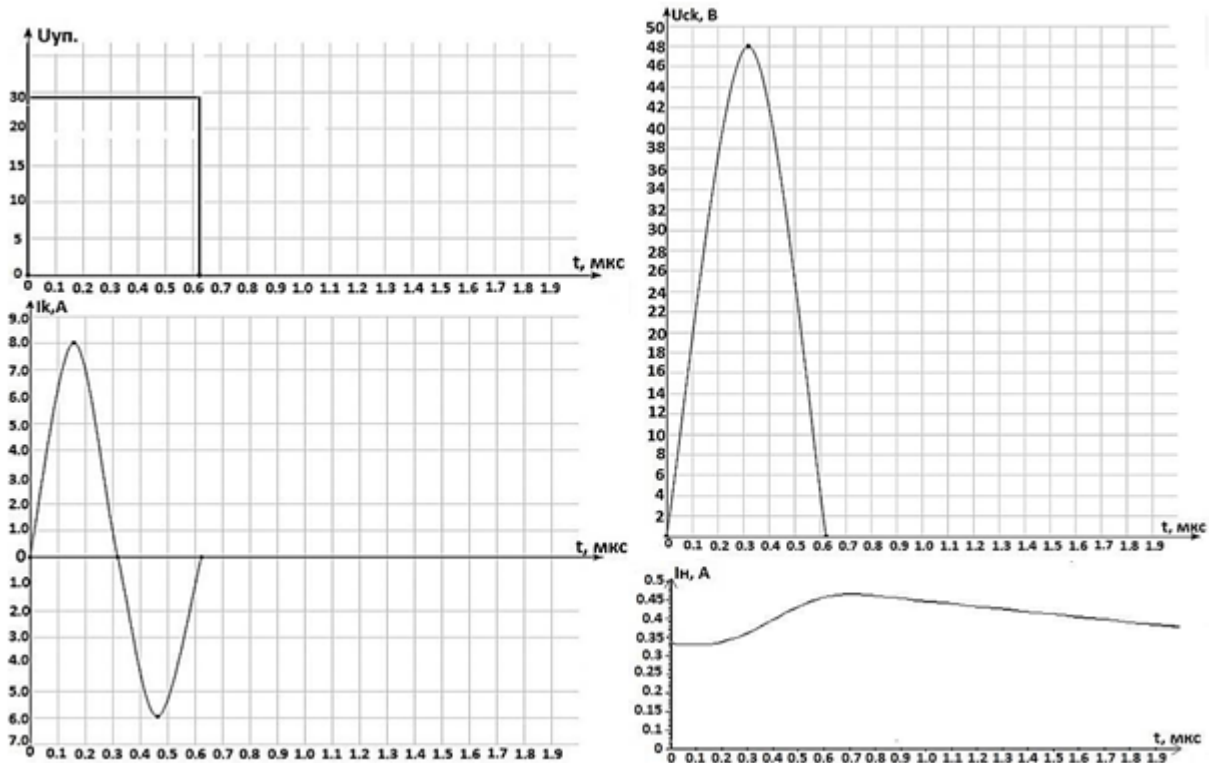


Рис. 3. Графіки електромагнітних процесів для двонапівперіодного КРП-ПНС

Комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів у КРП-ПНС з навантаженням у вигляді світлодіодів. Для підтвердження теоретичних результатів проведемо моделювання КРП-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 умови 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.

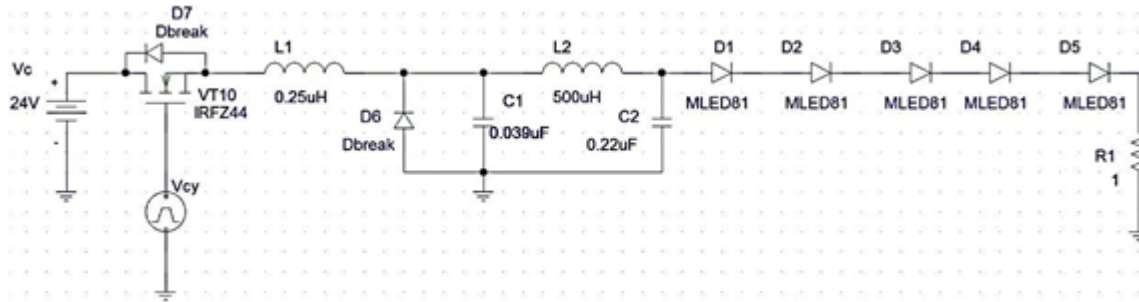


Рис. 4. Схема моделювання КРП-ПНС

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.

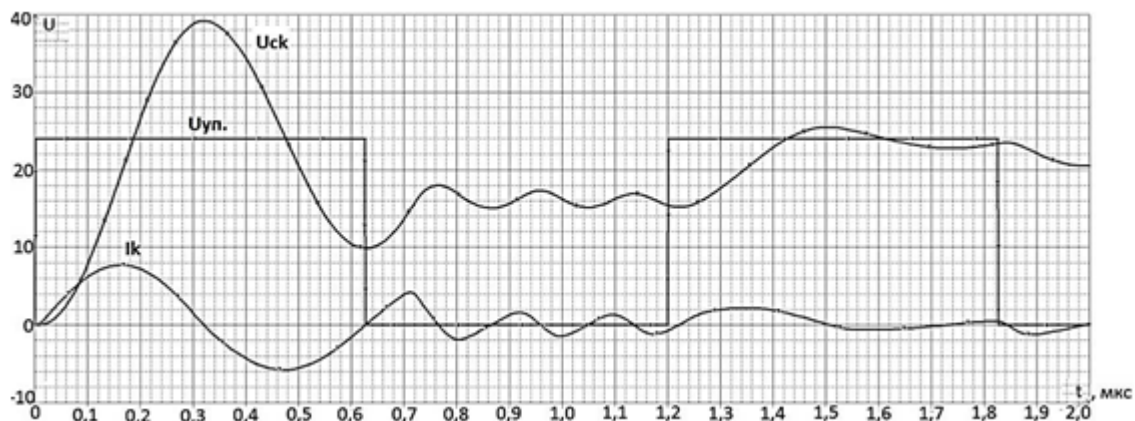


Рис. 5. Загальний перехідний процес у КРП-ПНС

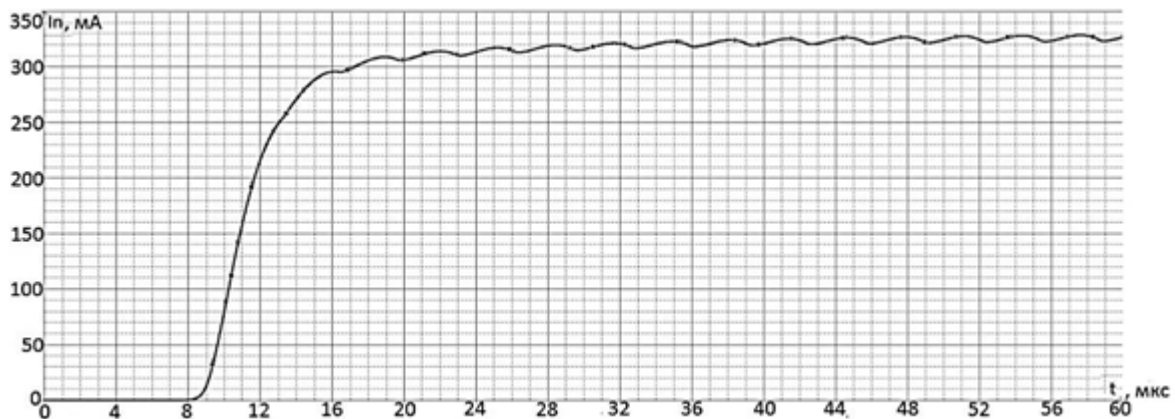


Рис. 6. Струм у навантаженні з наявністю конденсатора фільтра

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 напівпровідникових 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.

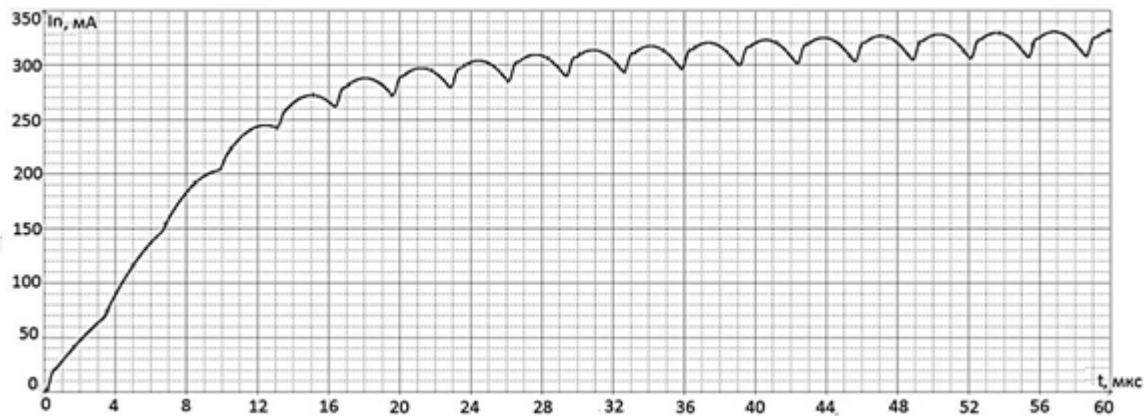


Рис. 7. Струм у навантаженні без фільтруючого конденсатора

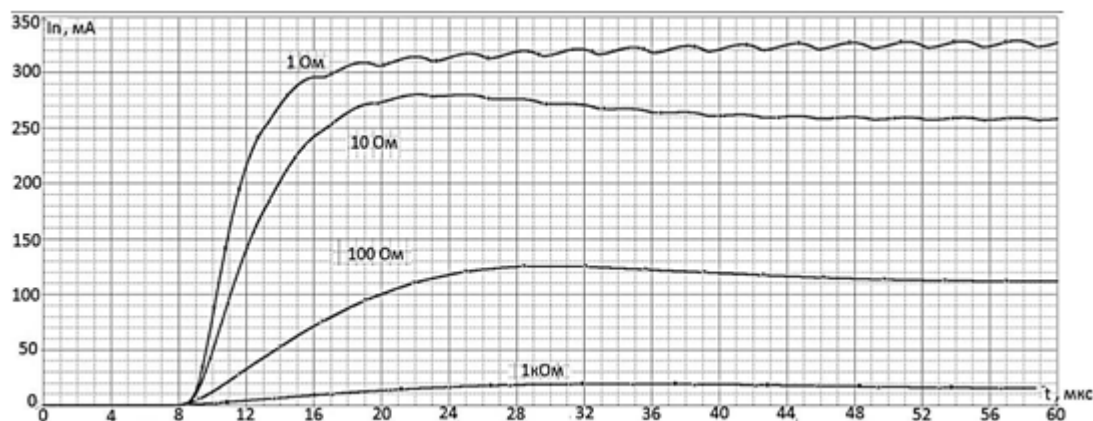


Рис. 8. Залежність струму навантаження від зміни опору навантаження

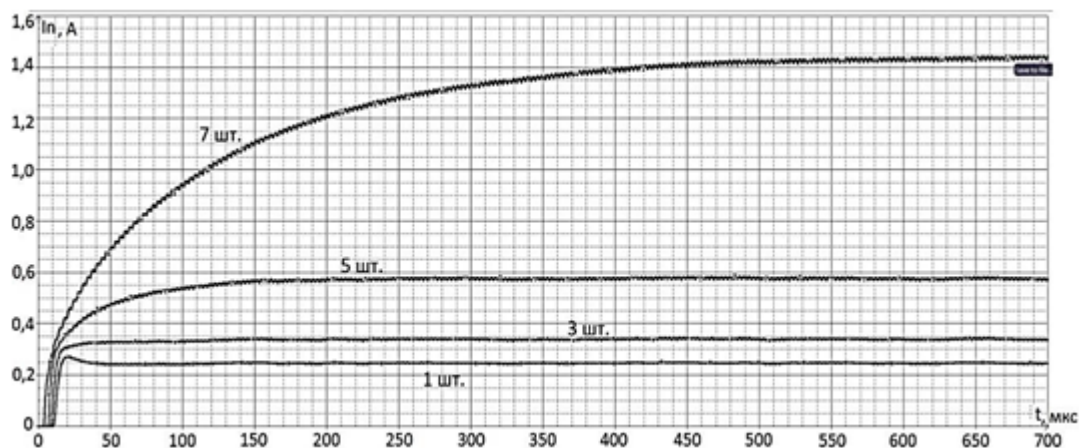


Рис. 9. Залежність струму навантаження від кількості світлодіодів

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.

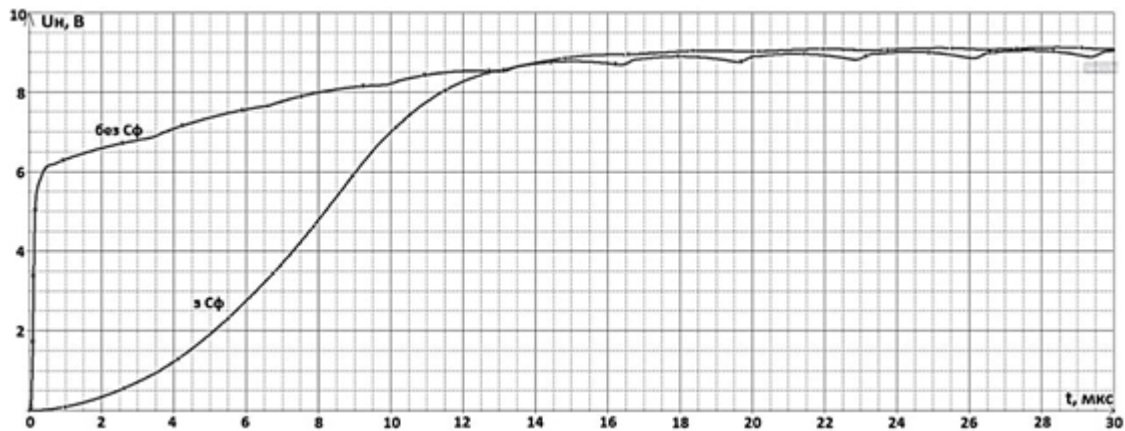


Рис. 10. Напряга на навантаженні з конденсатором фільтра та без нього

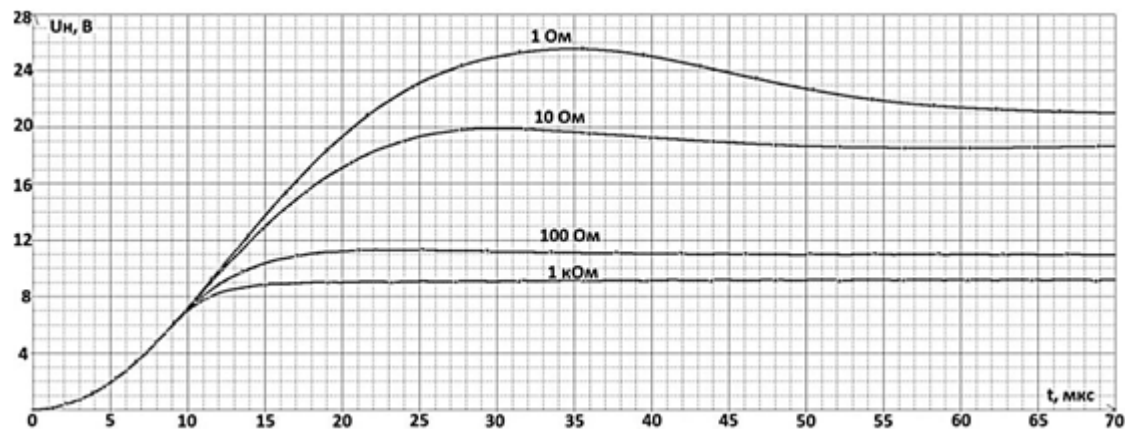


Рис. 11. Залежність напряги на навантаженні від зміни опору навантаження

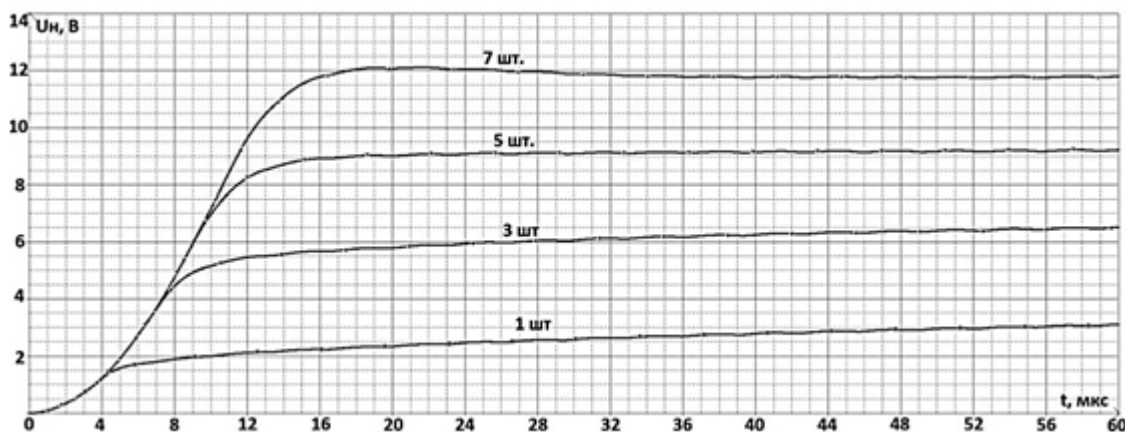


Рис. 12. Залежність напряги на навантаженні від кількості світлодіодів

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 напряга на виході перетворювача.

Висновки. Використання КРПП-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 КРПП-ПНС. Проведене моделювання електромагнітних процесів у КРПП-ПНС у режимі джерела струму загалом підтвердило коректність теоретичних розрахунків. Для високої стабільності вихідного струму КРПП-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. *Городний О. М.* Порівняльна оцінка енергетичної ефективності імпульсних перетворювачів з квазирезонансними та звичайними ключами за результатами моделювання / О. М. Городний, В. В. Гордієнко, Б. І. Чуб // Вісник Чернігівського державного технологічного університету : збірник. – Чернігів : ЧДТУ, 2012. – № 4 (61). – С. 222–231.
3. *Городний А. Н.* Анализ мощности рассеивания транзисторным ключом в последовательных импульсном и квазирезонансном преобразователях / А. Н. Городний // Техн. электродинамика. – 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 электромагнитных процессов в системе квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе – двигатель постоянного тока / Ю. А. Денисов, А. С. Ревко // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. – 2000. – Ч. 4. – С. 29–33.