УДК 621.314.6

В.Д. Флора
Запорізький державний технічний університет

АНАЛІЗ РЕГУЛЮВАЛЬНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НАПРУГИ З ІНВЕРСІЄЮ ПОЛЯРНОСТІ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

Отримані основні співвідношення для розрахунку зовнішніх, регулювальних характеристик та ККД перетворювача. Наведені результати розрахунку характеристик для одного з двигунів, який живиться через перетворювач від акумуляторної батареї.

Been accorded new correlations for computation of regulation descriptions external, and transformer efficiency. Directed descriptions computation results for one of engines, which feeds on the strength of transformer from accumulator battery.

У радіотехнічних пристроях як імпульсний перетворювач для вторинних джерел живлення іноді використовується схема з інверсією полярності вихідної напруги (рис. 1).

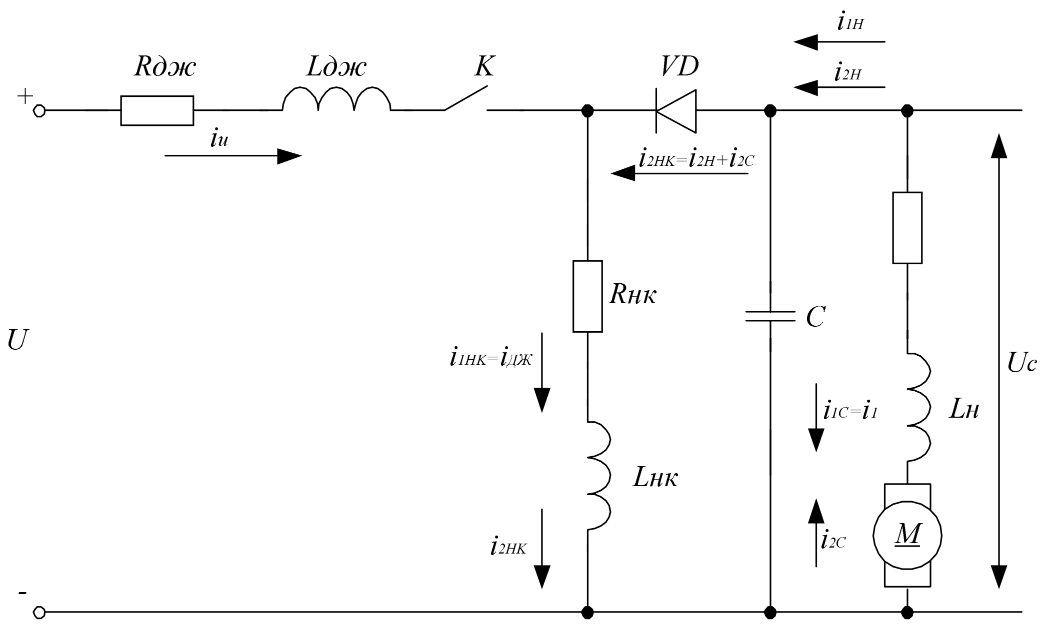

Рис. 1. Імпульсний перетворювач з інвертуванням полярності вихідної напруги

На рис. 2 показані часові діаграми змінення основних величин. Така схема розглянута в [1], але без врахування параметрів джерела та навантаження. Використовуючи метод рівності пульсацій [2], складемо рівняння енергетичного балансу для проміжку часу накопичення енергії $0 \le t \le T_{нк}$:

$$\frac{L_{дж} + L_{нк}}{2}\left(I^2_{нк\,max} - I^2_{нк\,min}\right) = \left[I_{нкср}U - I^2_{нкср}R_{нк} - I^2_{джср}R_{дж}\right]T_{нк}, \tag{1}$$

де $I_{нкср}$, $I_{джср}$ – середні струми джерела та накопичувального дроселя; U – напруга неробочого ходу перетворювача.

Всі інші величини відповідні позначенням рис. 1, 2.

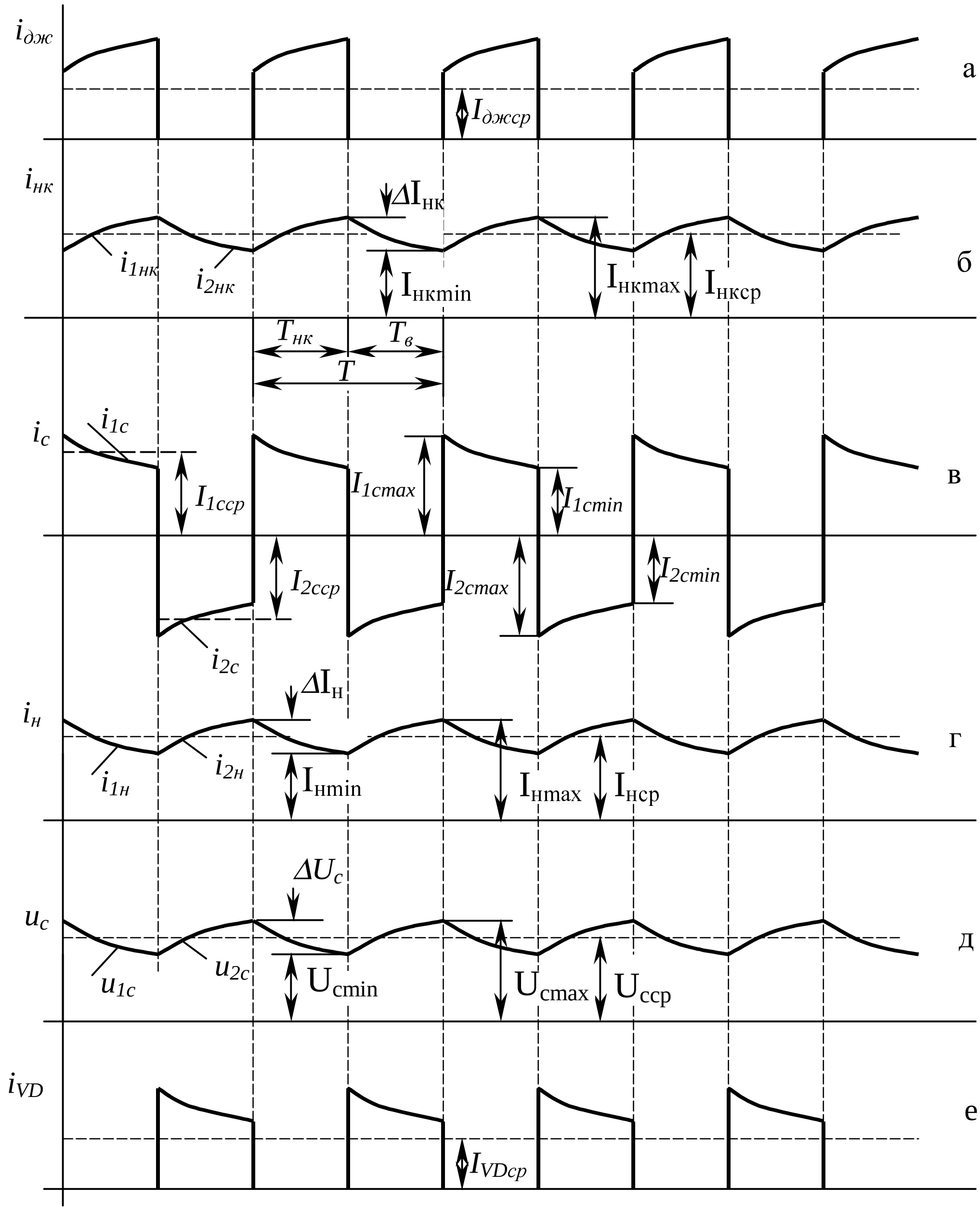

Рис. 2. Часові діаграми змінення основних величин у перетворювачі з інвертуванням полярності

Враховуючи те, що

$$\alpha = \frac{T_{нк}}{T}, \tag{2}$$

$$I_{нк\max} = I_{нкср} + \frac{\Delta I_{нк}}{2}, \tag{3}$$

$$I_{нк\min} = I_{нкср} - \frac{\Delta I_{нк}}{2}, \tag{4}$$

де α – коефіцієнт заповнення періоду комутації T накопичувальним імпульсом $T_{нк}$; $I_{нк\max}$, $I_{нк\min}$, $\Delta I_{нк}$ – максимальний та мінімальний струми і розмах пульсацій струму накопичувального дроселя, після перетворень одержимо

$$\Delta I_{нк} = \frac{\left[U - I_{нкср}\left(\alpha^2 R_{дж} + R_{нк}\right)\right]\alpha}{\left(L_{дж} + L_{нк}\right)f}. \quad (5)$$

Аналогічно розмірковуючи для проміжку часу витрати накопиченої енергії в конденсаторі C та індуктивності навантаження $L_н$ $0 \le t \le T_в$, підраховуємо

$$\Delta I_{нк} = \frac{\left[U_{сср} + I_{нкср}R_{нк} + \frac{I_{нср}^2}{I_{нкср}}R_н\right](1-\alpha)}{L_{нк}f}, \quad (6)$$

де $R_н$ – опір ланцюга навантаження.

Порівнюючи формули (5) та (6), оскільки вони визначають одну й ту ж величину, після перетворень, визначаємо середню напругу на накопичувальному конденсаторі C та навантаженні $U_{сср}$. При цьому враховуємо, що середні струми накопичувального дроселя $I_{нкср}$ та навантаження $I_{нср}$ співвідносяться [1, 3] як

$$I_{нкср} = I_{нср}\left[1 + \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)^2\right]. \quad (7)$$

Якщо навантаженням є якір двигуна постійного струму, то

$$I_{нср} = \frac{M_C}{C_M \overline{A}}, \quad (8)$$

де M_C – момент навантаження (статичний) на валу двигуна; C_M – машинна стала; $\overline{A}$ – магнітний потік збудження двигуна.

Тоді

$$U_{сср} = \frac{L_{нк}\alpha\left[U - I_{нкср}\left(\alpha^2 R_{дж} + R_{нк}\right)\right]}{\left(L_{дж} + L_{нк}\right)(1-\alpha)} - I_{нкср}\left\{R_{нк} + \frac{R_н}{\left[1 + \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)^2\right]^2}\right\}. \quad (9)$$

Розмахи пульсацій струму навантаження $\Delta I_н$ та напруги накопичувального конденсатора ΔU_c, повторюючи міркування [3], дорівнюють

$$\Delta I_н = \frac{\left(U_{сср} + I_{нср}R_н\right)\alpha}{L_н f}, \quad (10)$$

$$\Delta U_c = \frac{I_{нср}\left(1 + \frac{I_{нср}R_н}{U_{сср}}\right)\alpha}{Cf}. \quad (11)$$

У формулах (10), (11) враховується таке співвідношення U_{ccp}, яке відповідає розрахунковим припущенням, тобто залежно від того, чим нехтують при розрахунках. Наприклад, якщо нехтують активними опорами ($R_i \cong 0$), а джерело живлення практично безінерційне ($L_{дж} \cong 0$), то зі співвідношення (9) одержимо формулу [1]

$$U_{ccp} = \frac{\alpha U}{1-\alpha}. \qquad (12)$$

Вираз (12) одержано також в [4, 5, 6], але іншими, складнішими методами, ніж в [1].

Наявність індуктивності джерела $L_{дж}$ в такому перетворювачі небажана, оскільки струм джерела переривчастий. Тому на цій індуктивності та напівпровідникових приладах перетворювача виникають періодичні перенапруги. Для уникнення цього явища джерелом живлення застосовують акумуляторні батареї, у котрих можливо приблизно вважати $L_{дж} \cong 0$, або на вході перетворювача встановлюють фільтровий конденсатор. У такому разі вважається $L_{дж} \cong 0$, $R_{дж} \cong 0$. Зі співвідношення (9), враховуючи формулу (7), одержимо

$$U_{ccp} = U\varphi_1(\alpha)k_{L_1} - k_I I_{нсрN} R_н \varphi_2(\alpha), \qquad (13)$$

де

$$\varphi_1(\alpha) = \frac{\alpha}{1-\alpha}; \qquad \varphi_2(\alpha) = \left[1+\varphi_1^2(\alpha)\right]\cdot\left[\varphi_1(\alpha)\left(\alpha^2 m_{R_3} + m_R\right)k_{L_1} + m_R + \frac{1}{1+\varphi_1^2(\alpha)}\right],$$

$$k_{L_1} = \frac{L_{нк}}{L_{дж}+L_{нк}}; \quad m_R = \frac{R_{нк}}{R_н}; \qquad m_{R_3} = \frac{R_{дж}}{R_н}; \qquad k_I = \frac{I_{нср}}{I_{нсрN}},$$

$I_{нсрN}$ – номінальний середній струм навантаження.

Тоді у відносних одиницях з формули (13)

$$u_* = \varphi_1(\alpha)k_{L_1} - k_I \Delta u_{*N} \varphi_2(\alpha), \qquad (14)$$

де

$$u_* = \frac{U_{ccp}}{U}; \qquad \Delta u_{*N} = \frac{I_{нсрN} R_н}{U}.$$

Діючі потужності на вході та виході перетворювача підраховуємо відповідно до методики [7]. На вході перетворювача

$$P_1 = UI_{джд} = k_I U I_{нсрN} \sqrt{\alpha}\left[1+\varphi_1^2(\alpha)\right] \qquad (15)$$

або у відносних одиницях

$$p_{1*} = k_I \sqrt{\alpha}\left[1+\varphi_1^2(\alpha)\right]. \qquad (16)$$

На виході перетворювача

$$P_2 = U_{cд} I_{нд} = k_I U I_{нсрN} \left\{ \left[u_*^2 + \frac{\pi^2 \alpha^2 k_I^2}{3m_c^2} \left(1 + \frac{k_I \Delta u_{*N}}{u_*} \right)^2 \right] \times \right.$$

$$\left. \times \left[1 + \frac{\pi^2 \alpha^2 m_{L_н}^2}{3k_I^2} \left(u_* + k_I \Delta u_{*N} \right) \right]^2 \right\}^{0,5} \qquad (17)$$

або у відносних одиницях

$$p_{2*} = k_I \left\{ \left[u_*^2 + \frac{\pi^2 \alpha^2 k_I^2}{3m_c^2} \left(1 + \frac{k_I \Delta u_{*N}}{u_*} \right)^2 \right] \cdot \left[1 + \frac{\pi^2 \alpha^2 m_{L_н}^2}{3k_I^2} \left(u_* + k_I \Delta u_{*N} \right) \right]^2 \right\}^{0,5}, \qquad (18)$$

де позначено

$$m_c = \frac{R_{не}}{X_c}; \quad m_{L_н} = \frac{R_{не}}{X_{L_н}}; \quad R_{не} = \frac{U}{I_{нсрN}}; \quad X_c = \frac{1}{2\pi f c}; \quad X_{L_н} = 2\pi f L_н .$$

ККД перетворювача:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\left\{ \left[u_*^2 + \frac{\pi^2 \alpha^2 k_I^2}{3m_c^2} \left(1 + \frac{k_I \Delta u_{*N}}{u_*} \right)^2 \right] \cdot \left[1 + \frac{\pi^2 \alpha^2 m_{L_н}^2}{3k_I^2} \left(u_* + k_I \Delta u_{*N} \right) \right]^2 \right\}^{0,5}}{\sqrt{\alpha} \left[1 + \varphi_1^2(\alpha) \right]}. \qquad (19)$$

За визначеними співвідношеннями розраховані характеристики імпульсного перетворювача, який живить двигун типу МТ-2 (2 кВт, 32 В, 80 А, $L_{нN} = 1{,}22 \cdot 10^{-3}$ Гн, $R_н = 0{,}043$ Ом при температурі 75 єС) від акумуляторної батареї типу ТЖН-250 з внутрішнім опором $R_{дж} = 0{,}064$ Ом. Перетворювач виконано на транзисторах типу IGBT та діоді ДЧ171-320 з широтним регулюванням $f = 4000$ Гц. Накопичувальний конденсатор має ємність $C = 1000 \cdot 10^{-3}$ Ф.

Результати розрахунків наведені в таблиці. Якщо врахувати втрати у вентилях та конденсаторі, то ККД буде меншим

$$\eta = \frac{P_2 - \sum \Delta P}{P_1} = \frac{P_2}{P_1} - \frac{\sum \Delta P}{P_1}, \qquad (20)$$

де $\sum \Delta P$ – сумарні втрати потужності у вентилях та накопичувальному конденсаторі.

Результати розрахунків регулювальних характеристик перетворювача з інверсією полярності вихідної напруги

m_R	k_I	u_*, η	α								
			0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
1,0	0,93	u_*	–	0,023	0,175	0,357	0,55	0,657	0,17	–	–
		η	–	0,086	0,296	0,402	0,395	0,265	0,012	–	–
	0,465	u_*	0,006	0,137	0,302	0,512	0,775	1,078	1,252	–	–
		η	0,266	0,291	0,468	0,562	0,549	0,429	0,232	–	–
	0,186	u_*	0,069	0,205	0,378	0,605	0,91	1,331	1,901	2,299	
		η	0,219	0,431	0,583	0,662	0,644	0,529	0,353	0,151	
0,5	0,93	u_*	–	0,09	0,26	0,477	0,75	1,063	1,244	–	–
		η	–	0,188	0,4	0,522	0,5303	0,422	0,231	–	–
	0,465	u_*	0,034	0,17	0,344	0,572	0,875	1,282	1,789	1,872	–
		η	0,105	0,357	0,531	0,626	0,619	0,509	0,332	0,123	–
	0,186	u_*	0,0801	0,218	0,395	0,629	0,95	1,413	2,115	3,149	0,8
		η	0,25	0,459	0,609	0,688	0,672	0,561	0,392	0,207	0,01
0,2	0,93	u_*	–	0,129	0,246	0,549	0,87	1,307	1,888	2,294	–
		η	–	0,272	0,379	0,601	0,615	0,519	0,35	0,151	–
	0,465	u_*	0,051	0,19	0,37	0,608	0,935	1,403	2,111	3,147	0,799
		η	0,158	0,399	0,57	0,666	0,661	0,558	0,392	0,207	0,01
	0,186	u_*	0,087	0,226	0,405	0,643	0,974	1,461	2,244	3,659	5,72
		η	0,271	0,475	0,625	0,704	0,689	0,581	0,416	0,241	0,074

З наведених досліджень можна зробити такі висновки:

1. Одержано співвідношення, які дозволяють розраховувати у відносних та абсолютних одиницях ККД та вихідну напругу перетворювача при змінних α та струмовому навантаженні.

2. Зі зменшенням активного опору накопичувального дроселя збільшуються вихідна напруга та ККД перетворювача.

3. Залежності $u_*(\alpha)$ та $\eta(\alpha)$ мають максимуми. При цьому зі зменшенням опору накопичувального дроселя максимум $\eta(\alpha)$ майже не зміщується й залишається при $\alpha = 0{,}4 \div 0{,}5$, збільшуючись, а максимум $u_*(\alpha)$ зміщується в бік $\alpha = 0{,}9$ та збільшується.

4. Зі зменшенням струмового навантаження збільшуються ККД та вихідна напруга перетворювача.

1. Флора В.Д. Використання рівнянь енергетичного балансу при розрахунках усталених режимів імпульсних регуляторів // Електричний журн. – 1998. – № 1. – С. 15–22. 2. Флора В.Д. Метод рівності розмахів пульсацій періодично змінних величин в інтервалах часу накопичення та витрати енергії // Електротехніка та електроенергетика. – 2000. – № 2. – С. 45–46. 3. Флора В.Д. Врахування параметрів елементів схеми в режимі підвищення *напруги імпульсного регулятора // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2000. – № 1. – С. 38–41. 4. Поликарпов А.Т., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М., 1989. – 160 с. 5. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. – М., 1990. – 240 с. 6. Севернс Р., Блум Т. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. с англ. под ред. Л.Е. Смольникова. – М., 1988. – 294 с. 7. Флора В.Д. Апроксимація графіка несинусоїної функції за допомогою найпростіших геометричних фігур та елементарних функцій // Електротехніка та електроенергетика. – 1999. – № 1. – С. 24–25.*

УДК 681.5.015

О.А. Худяєв, О.О. Прокопенко, О.М. Басараб
Українська інженерно-педагогічна академія

ЕНЕРГЕТИЧНИЙ МЕТОД СКЛАДАННЯ РІВНЯНЬ РУХУ БАГАТОМАСОВИХ ПРУЖНОЗВ'ЯЗАНИХ СИСТЕМ

Розглянуто енергетичний метод математичного опису багатомасових пружнозв'язаних систем, що базується на використанні рівнянь Лагранжа другого роду. Наведено приклади складання рівнянь руху у лінійних режимах роботи пасивних і активних двомасових систем поступального і обертального типів.

An energy method of mathematical description on multi-mass and elastically connected mechanical systems, based on the use of Lagrang equations of second family, is considered. The composition of equations of motion in linear regimes of work in passive and active two-mass systems of progressive and rotatory types are given as examples.

Для математичного опису механічних систем з пружним механічним зв'язком (ПМЗ) різних приводів багато авторів застосовують енергетичний метод [1–4]. При цьому передбачають, що система підлегла голономним, стаціонарним і ідеальним зв'язкам, і для складання рівнянь руху і-го елемента кінематичного ланцюга багатомасової системи, що складається з n пружнозв'язаних механізмів, використовують рівняння Лагранжа другого роду, які показані у вигляді

$$Q_i = F_{ін\,i} + F_{П\,i} + F_{Д\,i} \qquad \forall i = \overline{1,\, n}\ , \tag{1}$$

де $Q_i = Q_i(t)$ — узагальнена зовнішня сила, яка діє на і-й елемент кінематичного ланцюга по даній координаті руху.

До правої частини (1) входять інерційна $F_{ін\,i}$, потенційна $F_{П\,i}$ і дисипативна $F_{Д\,i}$ сили, які діють на і-й інерційний елемент системи внаслідок застосування сили Q_i :

$$F_{ін\,i} = \frac{d}{d\,t}\left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_i}\right) - \frac{\partial T}{\partial q_i}, \quad F_{П\,i} = \frac{\partial U}{\partial q_i}, \quad F_{Д\,i} = \frac{\partial \Phi}{\partial \dot{q}_i} \quad \forall i = \overline{1,\, n}\,, \tag{2}$$

де T і U – відповідно кінетична і потенційна енергії багатомасової системи; Φ – енергія, що затрачується на роботу внутрішніх сил розсіяння в системі (дисипативна функція Релея); q_i