

В.Я. Ромашко, Л.М. Батрак

## Регулювальні характеристики імпульсного регулятора понижувального типу в режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності

**Вступ.** Імпульсні регулятори (ІР) широко використовують для регулювання та стабілізації напруги живлення споживачів постійного струму. Основною характеристикою будь-якого регулятора є його регулювальна характеристика. У загальному випадку можливі два режими роботи ІР – режим безперервного струму та режим переривчастого струму в індуктивності ІР. **Проблема.** При переході ІР від одного режиму роботи до іншого, його регулювальні характеристики змінюються. В режимі безперервного струму індуктивності регулювальна характеристика є функцією від однієї змінної. В режимі переривчастого струму регулювальна характеристика стає функцією двох змінних. Тому, в такому режимі, ІР описується сімейством регулювальних характеристик. **Метою** роботи є розробка математичної моделі, яка б описувала роботу ІР у режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності, зокрема одержання регулювальних характеристик, які б були дійсними для обох вказаних режимів. **Методика.** В роботі на прикладі ІР понижувального типу визначено умови переходу ІР від одного режиму роботи до іншого, а також залежність вихідної напруги ІР від тривалості паузи у струмі індуктивності. **Результати.** Проаналізовано вплив параметрів елементів ІР на тривалість паузи. Побудовано графік сімейства регулювальних характеристик ІР, який є дійсним, як для режиму безперервного, так і переривчастого струму індуктивності. **Наукова новизна.** Показано, що при переході ІР до режиму переривчастого струму, його регулювальні характеристики зміщуються в сторону більших вихідних напруг. Це зміщення є тим більшим, чим більшою є тривалість паузи у струмі індуктивності. **Практична значимість.** Визначено, що заданий коефіцієнт пульсації вихідної напруги ІР, у режимі переривчастого струму, забезпечується меншим значенням добутку LC елементів ІР, у порівнянні з режимом безперервного струму. Бібл. 17, табл. 2, рис. 5.

**Ключові слова:** режим переривчастого струму індуктивності, регулювальні характеристики імпульсного регулятора, коефіцієнт пульсації вихідної напруги.

**Вступ.** Імпульсні регулятори (ІР) широко застосовують для регулювання та стабілізації напруги живлення споживачів постійного струму [1–4]. У зв'язку з широким використанням нетрадиційних та відновлюваних джерел електричної енергії, ІР стали використовувати для узгодження вихідного опору джерела електричної енергії з опором навантаження, з метою відбирання від джерела максимально можливої потужності [5–9]. Основною характеристикою ІР є його регулювальна характеристика  $U_{out} = f(t^*)$  – залежність вихідної напруги ІР від регульованого параметра  $t^*$ , де  $t^* = t_{cl} / T$  – відносний час замкненого стану ключа  $t_{cl}$  на періоді  $T$ . У загальному випадку можливі два режими роботи ІР [10–13].

- режим безперервного протікання струму в індуктивності;
- режим переривчастого струму в індуктивності.

У момент переходу ІР від одного режиму роботи до іншого, його регулювальні характеристики змінюються.

У режимі безперервного струму в робочому діапазоні середнє значення напруги на навантаженні не залежить від його опору  $R$ . Струм, що протікає через індуктивність ІР, має відносно невелику пульсацію. Оскільки змінна складова цього струму замикається через конденсатор фільтра, ємність цього конденсатора може бути порівняно невеликою. У режимі переривчастого струму індуктивності, коефіцієнт форми цього струму зростає. Тому втрати потужності в елементах ІР будуть більшими, ніж у режимі безперервного струму. Ємність конденсатора фільтра також збільшується. Важливим недоліком такого режиму є те, що вихідна напруга ІР залежатиме від опору навантаження  $R$ . Оскільки в режимі переривчастого струму індуктивності регулювальна характеристика ІР  $U_{out} = f(t^*; R)$  є функцією від двох змінних, то в тако-

му режимі ІР описується не однією, а сімейством регулювальних характеристик. З урахуванням вказаних недоліків, ІР в різних галузях застосування працюють переважно у режимі безперервного струму індуктивності. Однак, в певних випадках, наприклад, для зменшення комутаційних втрат в ключових та вентиляльних елементах ІР, можлива та доцільна його робота у режимі переривчастого струму індуктивності [14–17].

В перерахованих роботах режими безперервного та переривчастого струму розглядаються окремо. Регулювальна характеристика наводиться лише для режиму безперервного струму. В той же час, перетворювач може використовуватись одночасно в двох режимах. У таких випадках необхідно мати регулювальні характеристики, які були б дійсними для обох вказаних режимів. Тому важливо знати особливості роботи ІР в режимі переривчастого струму індуктивності, а також способи визначення регулювальних характеристик в такому режимі.

**Метою** роботи є розробка математичної моделі, яка б описувала роботу ІР у режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності, зокрема одержання регулювальних характеристик, які б були дійсними для обох вказаних режимів.

**Основна частина.** Як відомо [16], режим безперервного струму в індуктивності  $L$  буде забезпечений за умови

$$\Delta I_L / 2 \leq I_L, \quad (1)$$

де  $I_L$  – постійна складова струму через індуктивність;  $\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin}$  – пульсація цього струму.

В режимі переривчастого струму, а також у граничному режимі,  $I_{Lmin} = 0$ . Тому, для цих режимів  $\Delta I_L = I_{Lmax} = I_m$ . Проаналізуємо умови виконання нерівності (1) на прикладі поширеної схеми ІР понижувального типу. При аналізі вважатимемо, що вихідна

напряга ІР є добре згладженою, а втрати в його елементах є незначними [14–17].

**ІР понижувального типу.** Для ІР понижувального типу (рис. 1) в режимі безперервного струму індуктивності  $L$  виконуються умови [16]:

$$U_{out} = U_{in} t^*; I_{out} = I_{in} / t^*, \quad (2)$$

де  $t^* = t_{cl} / T$  – відносний час замкненого стану ключа  $S$  на періоді  $T$ . Це і є регулювальні характеристики ІР для режиму безперервного струму індуктивності.

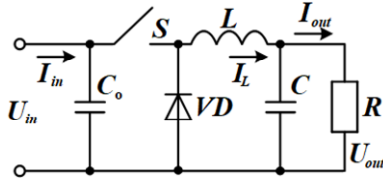


Рис. 1. ІР понижувального типу

В усталеному режимі роботи ІР зміна струму індуктивності на етапах замкненого та розімкненого стану ключа  $S$  є однаковою, але має протилежний знак

$$\Delta I_{Lcl} = \Delta I_{Lop} = I_m.$$

Визначимо величину цієї зміни:

$$I_m = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} t_{cl} = \frac{U_{out}}{L} t_{op}. \quad (3)$$

Тоді, умову безперервного струму індуктивності (1) можна записати наступним чином:

$$\frac{U_{in} - U_{out}}{2L} t_{cl} \leq I_L = I_{out} = \frac{U_{out}}{R}. \quad (4)$$

Розділимо обидві частини нерівності на  $T$ :

$$(U_{in} - U_{out}) t^* \leq U_{out} 2\tau^*,$$

де  $\tau^* = L / RT$ .

Отже, умова безперервності струму в індуктивності для схеми (рис. 1):

$$t^* \geq (1 - t^*) / 2. \quad (5)$$

Чим більшим є параметр  $t^*$ , тим меншою може бути індуктивність  $L$ , за якої забезпечується режим безперервного струму. Для забезпечення такого режиму в усьому діапазоні регулювання ( $t^* > 0$ ) має виконуватися умова:

$$t^* \geq 0.5. \quad (6)$$

За умови  $t^* < 0.5$  в процесі регулювання ІР виникатиме режим переривчастого струму індуктивності  $L$ . Отже  $t^* = 0.5$  є критичним параметром, за якого відбувається перехід ІР від одного режиму роботи до іншого:

$$t_{cr}^* = L / RT = 0.5. \quad (7)$$

Для забезпечення режиму безперервного струму в усьому діапазоні регулювання, індуктивність  $L$  має вибиратися з умови  $L \geq 0.5RT$ . Якщо в процесі роботи опір  $R$  буде змінюватись, необхідно брати його максимальне значення. За такої умови індуктивність  $L$  називається критичною:

$$L_{cr} = 0.5R_{max}T. \quad (8)$$

**Режим переривчастого струму індуктивності.**

На рис. 2,а показано графік струму індуктивності в граничному режимі, а на рис. 2,б – у переривчастому. Оскільки напруга на вході ІР є постійною, а вихідна напруга добре згладжена, струм індуктивності  $L$  на інтервалах змінюється за лінійним законом і має трикутну форму [14–17].

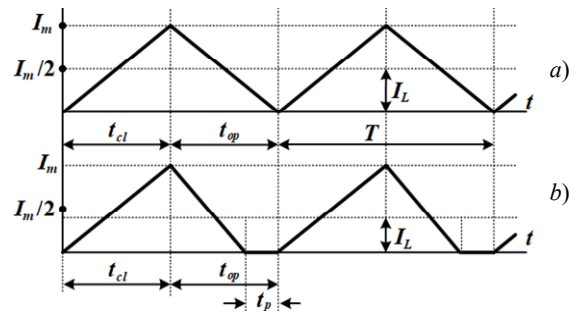


Рис. 2. Струм індуктивності:

а) граничний режим; б) переривчастий режим

В усталеному режимі роботи ІР, незалежно від режиму роботи індуктивності, середнє значення напруги на ній за період  $U_L(T) = 0$ . Отже, вольт-секундні інтеграли на етапі замкненого та розімкненого стану ключа мають бути однаковими, але з протилежним знаком. Відповідно до рис. 2,б, для режиму переривчастого струму можемо записати:

$$(U_{in} - U_{out})t_{cl} = U_{out}(t_{op} - t_p), \quad (9)$$

де  $t_p$  – тривалість паузи у струмі індуктивності.

Визначимо вихідну напругу у режимі переривчастого струму:

$$U_{in} t_{cl} = U_{out}(t_{cl} + t_{op} - t_p) = U_{out}(T - t_p).$$

Отже:

$$U_{out} = U_{in} t_{cl} / (T - t_p),$$

або у відносних одиницях:

$$U^* = t^* / (1 - t_p^*), \quad (10)$$

де  $U^* = U_{out} / U_{in}$ ;  $t_p^* = t_p / T$ .

Таким чином, при заданому значенні параметра  $t^*$ , вихідна напруга ІР буде тим більшою, чим більшою є тривалість паузи у струмі індуктивності. У режимі безперервного струму, а також граничному режимі,  $t_p = 0$  і вихідна напруга  $U_{out} = U_{in} t^*$ , що співпадає з (2). Визначимо, від чого залежить тривалість  $t_p$ .

В усталеному режимі роботи ІР його вихідна напруга складає:

$$U_{out} = I_{out} R = I_L R.$$

У граничному режимі роботи (рис. 2,а) середнє значення струму індуктивності можна визначити як:

$$I_L = I_m / 2.$$

Відповідно до рис. 2,б, середнє значення струму індуктивності в переривчастому режимі:

$$I_L = \frac{I_m (T - t_p)}{2T} = \frac{I_m}{2} (1 - t_p^*). \quad (11)$$

Аналогічно до (3) можемо записати:

$$\frac{I_m}{2} = \frac{U_{out}}{2L} (t_{op} - t_p) = \frac{U_{out} T}{2L} (1 - t^* - t_p^*).$$

Тоді, відповідно до (11):

$$I_{out} = I_L = \frac{U_{out} T}{2L} (1 - t^* - t_p^*) (1 - t_p^*).$$

Отже:

$$U_{out} = I_{out} R = \frac{U_{out}}{2\tau^*} (1 - t^* - t_p^*) (1 - t_p^*).$$

В результаті отримаємо таке квадратне рівняння:

$$t_p^{*2} - t_p^* (2 - t^*) + (1 - t^* - 2\tau^*) = 0. \quad (12)$$

Дійсним коренем цього рівняння є тривалість паузи:

$$t_p^* = \frac{(2-t^*) - \sqrt{t^{*2} + 8\tau^*}}{2}. \quad (13)$$

В табл. 1 наведено результати розрахунку тривалості інтервалу  $t_p^*$  (13), а також вихідної напруги IP (10) для різних значень параметра  $\tau^*$ .

Таблиця 1

Розрахунки тривалості  $t_p^*$

$\tau^*$	$t_p^*$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\tau^*=0.5$	$U^*$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
	$t_p^*$	0.06	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\tau^*=0.4$	$U^*$	0.106	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
	$t_p^*$	0.17	0.12	0.08	0	0	0	0	0	0	0
$\tau^*=0.3$	$U^*$	0.12	0.23	0.33	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
	$t_p^*$	0.32	0.26	0.2	0.14	0.07	0	0	0	0	0
$\tau^*=0.2$	$U^*$	0.15	0.27	0.38	0.46	0.54	0.6	0.7	0.8	0.9	1
	$t_p^*$	0.5	0.44	0.37	0.31	0.24	0.16	0.08	0	0	0
$\tau^*=0.1$	$U^*$	0.2	0.36	0.48	0.58	0.66	0.71	0.76	0.8	0.9	1
	$t_p^*$	0.63	0.57	0.5	0.42	0.34	0.27	0.18	0.09	0	0
$\tau^*=0.05$	$U^*$	0.27	0.46	0.6	0.69	0.75	0.82	0.85	0.88	0.9	1
	$t_p^*$										

За результатами цих розрахунків на рис. 3 побудовано графіки регульовальних характеристик IP понижувального типу, які є дійсними як для режиму безперервного струму індуктивності, так і для переривчастого режиму.

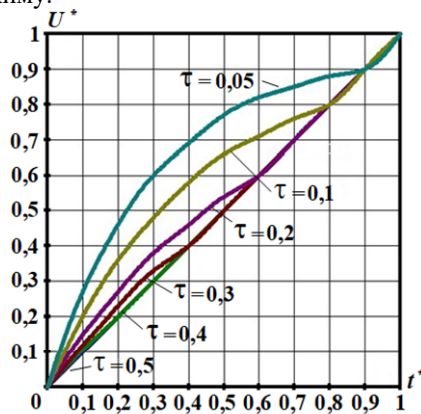


Рис. 3 Регульовальні характеристики IP понижувального типу

Відповідно до цих графіків, у випадку  $\tau^* < 0.5$  IP переходить у режим переривчастого струму індуктивності  $L$ . Зі зменшенням параметра  $\tau^*$  регульовальні характеристики відхилятимуться в сторону більших вихідних напруг у порівнянні з режимом безперервного струму. Однак, згладжування вихідної напруги IP забезпечується не лише індуктивністю  $L$ , але ще й ємністю  $C$ , точніше їх добутком  $LC$  [16]. Визначимо, як впливатиме перехід IP в режим переривчастого струму на значення цього добутку.

Нехай задано коефіцієнт пульсації вихідної напруги IP:

$$K_p = \Delta U_{out} / 2U_{out}, \quad (14)$$

який треба забезпечити на навантаженні  $R$ .

Розглянемо більш детально один період струму індуктивності  $i_L$  в переривчастому режимі (рис. 4).

Під дією заштрихованої частини цього струму напруга на ємності  $C$  зростатиме на величину:

$$\Delta U_C = \Delta q / C, \quad (15)$$

де  $\Delta q$  – зміна заряду на ємності.

Цей струм має форму трикутника висотою  $(I_m - I_L)$  і тривалістю  $t_x$ . Середнє значення цього струму, яке

пропорційне площі трикутника, визначатиме зміну заряду на ємності:

$$\Delta q = \frac{(I_m - I_L)t_x}{2} = \frac{(I_m - I_L)T t_x^*}{2}. \quad (16)$$

З урахуванням (11):

$$I_m - I_L = I_m - \frac{I_m}{2}(1 - t_p^*) = \frac{I_m}{2}(1 + t_p^*). \quad (17)$$

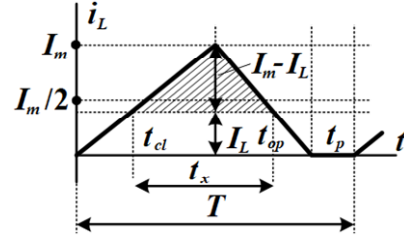


Рис. 4. Струм індуктивності в переривчастому режимі

Використовуючи властивості подібних трикутників можемо записати:

$$\frac{I_m}{I_m - I_L} = \frac{T - t_p}{t_x} = \frac{1 - t_p^*}{t_x^*}. \quad (18)$$

Отже, з урахуванням (17):

$$t_x^* = \frac{(I_m - I_L) \cdot (1 - t_p^*)}{I_m} = \frac{I_m(1 + t_p^*) \cdot (1 - t_p^*)}{2I_m} = \frac{1 - t_p^{*2}}{2}. \quad (19)$$

Тоді, відповідно до (16):

$$\Delta q = \frac{I_m(1 + t_p^*) \cdot T \cdot (1 - t_p^{*2})}{2 \cdot 2} = \frac{I_m T (1 + t_p^*) \cdot (1 - t_p^{*2})}{8}. \quad (20)$$

Беручи до уваги (9) та (15) остаточно отримаємо:

$$\Delta U_{out} = \Delta U_C = \frac{\Delta q}{C} = \frac{U_{out} T^2}{8LC} (t_{op}^* - t_p^*) (1 + t_p^*) (1 - t_p^{*2}). \quad (21)$$

Тоді, відповідно до (14), одержимо формулу для визначення коефіцієнта пульсації вихідної напруги IP понижувального типу, яка є дійсною для режимів безперервного та переривчастого струму індуктивності  $L$ :

$$K_p = \frac{\Delta U_{out}}{2U_{out}} = \frac{T^2}{16LC} (t_{op}^* - t_p^*) (1 + t_p^*) (1 - t_p^{*2}). \quad (22)$$

Зокрема, для режиму безперервного струму індуктивності ( $t_p = 0$ ), отримуємо відому формулу [16]:

$$K_p = \frac{T^2}{16LC} t_{op}^*. \quad (23)$$

Таким чином, у режимі безперервного струму, зокрема у граничному режимі, для заданого значення добутку  $LC$  коефіцієнт пульсації вихідної напруги залежатиме від тривалості розімкненого стану ключа  $t_{op}^*$  і, у найгіршому випадку ( $t_{op}^* \rightarrow 1$ ), досягає максимального значення:

$$K_{p \max} = \frac{T^2}{16LC}. \quad (24)$$

Припустимо, що стоїть задача забезпечити задану значення коефіцієнта пульсації вихідної напруги IP  $K_p$ . У режимі безперервного струму, для забезпечення заданого  $K_p$  добуток  $LC$ :

$$(LC)_{CCM} = \frac{T^2}{16K_p} t_{op}^*, \quad (25)$$

причому заданий  $K_p$  можна отримати збільшуючи індуктивність і зменшуючи ємність, і навпаки.

У режимі переривчастого струму необхідний добуток  $LC$ :

$$(LC)_{DCM} = \frac{T^2}{16K_p} (t_{op}^* - t_p^*) (1 + t_p^*) (1 - t_p^{*2}), \quad (26)$$

залежатиме не лише від тривалості розімкненого стану ключа  $t_{op}^*$ , але ще й від тривалості паузи  $t_p^*$ . Для аналізу цієї залежності визначимо відношення:

$$(LC)^* = \frac{(LC)_{DCM}}{(LC)_{CCM}} = \frac{(t_{op}^* - t_p^*) (1 + t_p^*) (1 - t_p^{*2})}{t_{op}^*}. \quad (27)$$

З урахуванням результатів, представлених в табл. 1, в табл. 2 наведено результати обчислень відношення  $(LC)^*$ . На рис. 5 наведено графіки залежності  $(LC)^* = f(t_{op}^*)$  для різних значень параметра  $\tau^*$ , від якого залежить тривалість паузи  $t_p^*$  при заданому  $t_{op}^*$ .

Таблиця 2

Результати розрахунків  $(LC)^*$

$\tau^*$	$t_{op}^*$	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
	$\tau^*=0.5$	$(LC)_{t_p^*=0}$	1	1	1	1	1	1	1	1
$\tau^*=0.4$	$t_p^*$	0.06	0	0	0	0	0	0	0	0
	$(LC)^*$	0.97	1	1	1	1	1	1	1	1
$\tau^*=0.3$	$t_p^*$	0.17	0.12	0.08	0	0	0	0	0	0
	$(LC)^*$	0.92	0.93	0.95	1	1	1	1	1	1
$\tau^*=0.2$	$t_p^*$	0.32	0.26	0.2	0.14	0.07	0	0	0	0
	$(LC)^*$	0.77	0.79	0.82	0.84	0.91	1	1	1	1
$\tau^*=0.1$	$t_p^*$	0.5	0.44	0.37	0.31	0.24	0.16	0.08	0	0
	$(LC)^*$	0.5	0.52	0.54	0.57	0.62	0.68	0.78	1	1
$\tau^*=0.05$	$t_p^*$	0.63	0.574	0.5	0.42	0.34	0.27	0.18	0.09	0
	$(LC)^*$	0.3	0.305	0.321	0.34	0.35	0.38	0.46	0.59	1

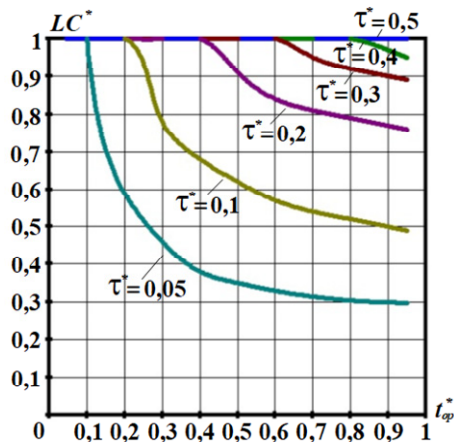


Рис. 5 Залежність  $(LC)^* = f(t_{op}^*)$  для різних значень  $\tau^*$

Аналіз отриманих графіків показує:

- у режимі переривчастого струму індуктивності заданий коефіцієнт пульсацій вихідної напруги IP  $K_p$  забезпечується меншим значенням добутку  $LC$  його елементів;

- зі зменшенням параметра  $\tau^* = L/RT$  необхідне значення добутку зменшується;

- зі збільшенням тривалості інтервалу  $t_{op}^*$  необхідний добуток  $LC$  зменшується. У крайньому випадку ( $t_{op}^* \rightarrow 1$ )

$$(LC)^* \rightarrow (1 - t_p^{*2})^2. \quad (28)$$

У режимі безперервного струму змінюючи індуктивність  $L$  на  $kL$ , можемо зменшити ємність  $C$  на  $C/k$ . Режим переривчастого струму виникає при зменшенні

індуктивності  $L < L_{cr}$ . Однак, у цьому випадку, необхідне збільшення ємності  $C$  буде меншим, ніж у режимі безперервного струму. Наприклад, у випадку  $\tau^* = 0.05$ ,  $L < L_{cr}$  у 10 разів. В той же час, відповідно до графіків (рис. 5), для забезпечення такого самого  $K_p$ , у випадку  $t_{op}^* > 0.4$ , ємність доведеться збільшити лише у 3.5 рази. Це можна пояснити тим, що у переривчастому режимі, при заданій вхідній напрузі, вихідна напруга збільшується, що відповідно до (14) зменшує  $K_p$ . Отже, заданий коефіцієнт пульсацій може бути отриманий за допомогою меншого значення добутку  $LC$ .

### Висновки.

1. Запропоновано математичну модель, яка описує поведінку IP в режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності, що дало можливість уніфікувати опис обох режимів у рамках єдиної теоретичної основи.

2. Визначено сімейство регульованих характеристик, які є дійсними для обох режимів роботи IP і показують, що при переході IP до режиму переривчастого струму індуктивності, його регульовані характеристики зміщуються в сторону більших вихідних напруг. Це зміщення є тим більшим, чим більшою є тривалість паузи у струмі індуктивності.

3. Показано, що для забезпечення заданого коефіцієнта пульсацій вихідної напруги IP, у режимі переривчастого струму необхідне менше значення добутку  $LC$  елементів IP, ніж у режимі безперервного струму, що дає змогу зменшувати розміри та вартість елементної бази IP.

**Конфлікт інтересів.** Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Valarmathy A.S., Prabhakar M. High gain interleaved boost-derived DC-DC converters – A review on structural variations, gain extension mechanisms and applications. *E-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 2024, vol. 8, art. no. 100618. doi: <https://doi.org/10.1016/j.prime.2024.100618>.
2. Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Features of the work of pulse regulators in the maximum power transmission mode, with the presence of an accumulator at their output. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 63-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.11>
3. Sarowar G., Ahmed I., Rahman S., Al Mamun A., Salim K.M. Investigation of a power factor correction converter utilizing SEPIC topology with input current switching. *Results in Engineering*, 2024, vol. 22, art. no. 102271. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102271>.
4. Pallekonda A.K., Ch R.K. High gain interleaved PFC converter for torque ripple minimization in industrial PMBLDC motor based drives. *Results in Engineering*, 2024, vol. 23, art. no. 102413. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102413>.
5. Bushra E., Zeb K., Ahmad I., Khalid M. A comprehensive review on recent trends and future prospects of PWM techniques for harmonic suppression in renewable energies based power converters. *Results in Engineering*, 2024, vol. 22, art. no. 102213. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102213>.
6. Pirashanthiyah L., Edirisinghe H.N., De Silva W.M.P., Bolonne S.R.A., Logeeshan V., Wanigasekara C. Design and Analysis of a Three-Phase Interleaved DC-DC Boost Converter with an Energy Storage System for a PV System. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 1, art. no. 250. doi: <https://doi.org/10.3390/en17010250>.
7. Oliver J.S., David P.W., Balachandran P.K., Mihet-Popa L. Analysis of Grid-Interactive PV-Fed BLDC Pump Using Optimized

- MPPT in DC–DC Converters. *Sustainability*, 2022, vol. 14, no. 12, art. no. 7205. doi: <https://doi.org/10.3390/su14127205>.
8. Srividya S., Praveena A., TatiReddy Ravi, SathishKumar K. Single Switch DC-DC Boost Converter with MPPT Control for Fuel Cell Electric Vehicle Applications. *2023 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, 2023, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/i-PACT58649.2023.10434573>.
9. Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Step-up/step-down regulators in maximum power transmission mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 18-22. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.03>.
10. Huang L. Reduced-order discrete modeling method and nonlinear analysis of a discontinuous conduction mode buck converter with a constant power load. *Energy Reports*, 2023, vol. 9, pp. 1021-1036. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2023.04.133>.
11. Serra F.M., Esteban F.D., Montoya O.D. Control of DC-DC boost converter in discontinuous conduction mode feeding a constant power load. *Results in Engineering*, 2024, vol. 23, art. no. 102732. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102732>.
12. Veeramraju K.J., Eisen J., Rovey J.L., Kimball J.W. A New Discontinuous Conduction Mode in a Transformer Coupled High Gain DC-DC Converter. *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2022, pp. 237-244. doi: <https://doi.org/10.1109/APEC43599.2022.9773417>.
13. Madrid E., Murillo-Yarce D., Restrepo C., Muñoz J., Giral R. Modelling of SEPIC, Ćuk and Zeta Converters in Discontinuous Conduction Mode and Performance Evaluation. *Sensors*, 2021, vol. 21, no. 22, art. no. 7434. doi: <https://doi.org/10.3390/s21227434>.
14. Parada Salado J.G., Herrera Ramírez C.A., Soriano Sánchez A.G., Rodríguez Licea M.A. Nonlinear Stabilization Controller for the Boost Converter with a Constant Power Load in Both Continuous and Discontinuous Conduction Modes. *Micromachines*, 2021, vol. 12, no. 5, art. no. 522. doi: <https://doi.org/10.3390/mi12050522>.
15. González I., Sánchez-Squella A., Langarica-Cordoba D., Yanine-Misleh F., Ramirez V. A PI + Sliding-Mode Controller Based on the Discontinuous Conduction Mode for an Unidirectional Buck–Boost Converter with Electric Vehicle Applications. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 20, art. no. 6785. doi: <https://doi.org/10.3390/en14206785>.
16. Goncharov Y.P., Budonny O.V., Morozov V.G., Panasenko M.V., Romashko V.Y., Rudenko V.S. *Peretovyyvalna technicala. Navchalnyi posibnyk. Chastyna 2* [Power conversion equipment. Text book. Part 2]. Kharkiv, Folio Publ., 2000. 360 p. (Ukr).
17. Serra F.M., Magaldi G.L., Martin Fernandez L.L., Larregay G.O., De Angelo C.H. IDA-PBC controller of a DC-DC boost converter for continuous and discontinuous conduction mode. *IEEE Latin America Transactions*, 2018, vol. 16, no. 1, pp. 52-58. doi: <https://doi.org/10.1109/TLA.2018.8291454>.

How to cite this article:

Romashko V.Y., Batrak L.M. Regulation characteristics of a step-down pulse regulator in continuous and discontinuous conduction mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 57-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.08>

Надійшла (Received) 28.04.2025  
 Прийнята (Accepted) 03.06.2025  
 Опублікована (Published) 02.09.2025

Ромашко Володимир Якович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
 Батрак Лариса Миколаївна<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
<sup>1</sup> Національний технічний університет України  
 «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,  
 03056, Київ, пр. Берестейський, 37,  
 e-mail: batrakln5@gmail.com (Corresponding Author)

V.Y. Romashko<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
 L.M. Batrak<sup>1</sup>, PhD, Associate Professor,  
<sup>1</sup> National Technical University of Ukraine  
 «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,  
 37, Prospect Beresteiskyi, Kyiv, 03056, Ukraine.

**Regulation characteristics of a step-down pulse regulator in continuous and discontinuous conduction mode.**

**Introduction.** Pulse regulators (PRs) are widely used to regulate and stabilize the supply voltage of DC consumers. The main characteristic of any regulator is its regulation characteristic. In the general case, two modes of PR operation are possible: continuous conduction mode and discontinuous conduction mode in the inductance of the PR. **Problem.** When the PR transitions from one operating mode to another, its regulation characteristics change. In the continuous conduction mode, the regulation characteristic is a function of one variable. In the discontinuous conduction mode, the regulation characteristic becomes a function of two variables. Therefore, in such a mode, PR is described by a family of regulation characteristics. The **goal** of the work is to develop a mathematical model that describes the operation of the controller in both continuous and discontinuous conduction modes, as well as to determine the control characteristics that are valid for both of these modes. **Methodology.** In the work, using the example of a step-down type PR, the conditions for the PR transition from one operating mode to another are determined, as well as the dependence of the PR output voltage on the duration of the pause in the inductance current. **Results.** The influence of the parameters of the PR elements on the pause duration is analyzed. A graph of the family of PR control characteristics is constructed, which is valid for both continuous and discontinuous conduction modes. **Scientific novelty.** It is shown that when PR transitions to discontinuous conduction mode, its control characteristics shift towards higher output voltages. This shift is greater, the longer the pause duration in the inductance current. **Practical value.** It is determined that the specified ripple coefficient of the PR output voltage in the discontinuous conduction mode is provided by a smaller value of the LC product of the PR elements, compared to the continuous conduction mode. References 17, tables 2, figures 5.

**Key words:** discontinuous conduction mode, control characteristics of a pulse regulator, ripple coefficient of the output voltage.