

## № 9. ВІДДІЛ РЕГУЛЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

УДК 621.314

### АНАЛІЗ ПРОЦЕСІВ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИСТРОЯХ

**К.О. Липківський**, докт. техн. наук, **В.В. Мартинов**, канд. техн. наук, **Ю.В. Руденко**, канд. техн. наук, **А.Г. Можаровський**, канд. техн. наук, **В.А. Халіков**, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Стисло розкрито зміст основних наукових досліджень, що проводилися у звітному періоді за напрямком науково-дослідних робіт "Джерело" та "Стан". Бібл. 8, рис. 4, табл. 3.

**Ключові слова:** потужні випрямлячі, перетворення напруги, нелінійність навантаження, трансформаторно-ключовий вузол, комп'ютерне моделювання, оптимізація комутації.

#### 1. Дослідження процесів у системі електроживлення з нелінійним навантаженням

Для електроживлення потужного електротехнологічного обладнання від промислової мережі використовуються різні джерела електроживлення, які перетворюють параметри електроенергії на вході джерела в такі параметри на виході, які необхідні для здійснення електротехнологічного процесу. Зазвичай до складу джерела електроживлення входять мережеві випрямлячі, які здійснюють перетворення вхідної змінної напруги в постійну з необхідним ступенем фільтрації. Традиційно випрямлячі для потужного електротехнологічного обладнання виконуються за схемою Ларіонова, причому для демпфірування змінної складової використовуються різні фільтри, в тому числі й індуктивно-ємнісні. Зазвичай ємність конденсатора фільтра визначають зі співвідношення  $K_n = \omega_1^2 \cdot L \cdot C - 1$ , де  $K_n$  – заданий коефіцієнт пульсацій вихідної напруги ( $K_n = 0,05$ );  $\omega_1 = 2\pi f_g$  – кутова частота основної гармоніки пульсацій;  $L$  – індуктивність згладжуючого реактора;  $C$  – ємність вихідного конденсатора.

У такому разі маємо  $C = \frac{K_n + 1}{\omega_1^2 L}$ .

При цьому має виключатися можливість виникнення резонансних явищ на частотах, близьких до частоти пульсацій, саме тому повинні дотримуватися таких співвідношень:

$$\omega_1 \cdot C \ll \frac{1}{R}; \quad (1)$$

$$\omega_1 \geq 2\omega_\phi. \quad (2)$$

У потужному технологічному обладнанні на характер електромагнітних процесів помітно впливають внутрішні параметри силового розподільчого трансформатора. Для врахування цього впливу в розрахункові схеми заміщення має бути введено поздовжні параметри трансформатора, які необхідно враховувати і при визначенні фільтруючих властивостей випрямляча.

Розглянемо процеси в трифазному випрямлячі з ємнісним фільтром. Тоді схема заміщення випрямляча з параметрами трансформатора, приведеними до вторинної сторони,

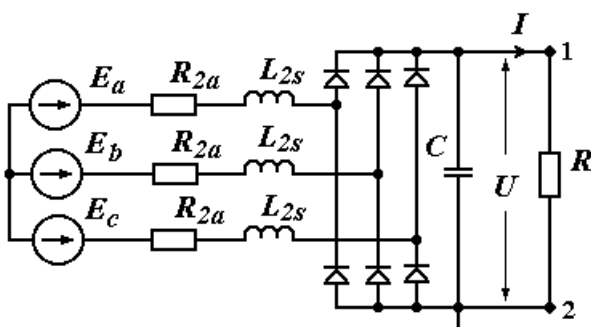


Рис. 1

набуває вигляду, показаного на рис. 1.

Величини внутрішніх параметрів трансформатора (активні втрати в обмотках, виражені через опір  $R_{2a}$ , індуктивності розсіювання обмоток  $L_{2s}$ ) може бути оцінено за напругою  $U_{K3}$  і потужністю втрат  $P_{K3}$  трансформатора в режимі короткого замикання, вимірними при номінальному струмі навантаження.

Процеси в багатофазних випрямлячах на цей час досить добре вивчено. Однак, як показує аналіз, при нелінійному навантаженні на виході випрямляча, яким є стабілізований перетворювач джерела живлення, у випрямленій напрузі за певних умов можуть виникати автоколивання. Амплітуда таких автоколивань може у багато разів перевищувати пульсації випрямленої напруги і бути причиною аварії джерела живлення. У роботі [1] досліджено стійкість виникаючих автоколивань та запропоновано заходи для їх подавлення. Суть пропозицій зводиться до збільшення ємності конденсатора вихідного фільтра і (або) введення послідовно з'єданого LRC ланцюга паралельно конденсатору вихідного фільтра.

Альтернативою до аналізу процесів у випрямлячі при нелінійному навантаженні може бути модель на основі пакета чисельного розрахунку OrCad [5]. На рис. 2 показано еквівалентну схему заміщення ланцюга навантаження, що враховує її нелінійний характер. У цьому випадку замість лінійного резистора  $R$  використано функціональний елемент – джерело напруги, кероване напругою (GVALUE) з бібліотеки пакета OrCad. Такий елемент формує на виході напругу, яка є пропорційною щодо вхідного сигналу відповідно до заданого виразу

$$U_{out} = A \cdot U_{in},$$

де  $A$  – коефіцієнт пропорційності.

Якщо визначити, що вхідний сигнал  $U_{in}$  цього елемента пропорційний значенню потужності  $P$  на виході випрямляча, то, використовуючи інформацію про поточні значення вихідного струму  $I$  і вихідної напруги  $U$  випрямляча, можна промоделювати стабілізатор вихідної потужності. У даному стабілізаторі значення потужності на виході випрямляча буде постійним щодо деякого опорного значення  $P_0$ , що еквівалентно нелінійному вихідному опору.

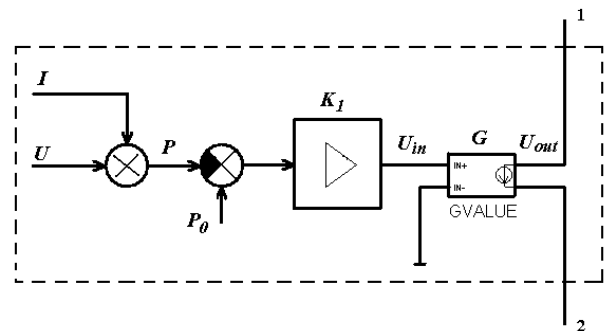


Рис. 2

Порівняємо режими роботи трифазного випрямляча на лінійне і нелінійне навантаження, використовуючи наведену схему моделювання. Як параметри поздовжніх параметрів трансформатора використаємо вихідні дані для реальних силових трансформаторів ТС3–250/10 УХЛЗ і ТС3–630/10 УХЛЗ. Для першого типу трансформатора потужністю 250 кВт величина напруги короткого замикання становить 5,5 % від номінального значення, потужність втрат короткого замикання – 3,4 кВт. Для другого типу трансформатора потужністю 630 кВт величина напруги короткого замикання становить 8 % від номінального значення, потужність втрат короткого замикання – 8 кВт.

Розрахунок поздовжніх параметрів для таких параметрів дає наступні результати. Для першого типу трансформатора опір активних втрат в обмотках фази становить  $R_{2a} = 0,026$  Ом, індуктивність розсіювання між обмотками фази  $L_{2s} = 320$  мкГн. Для другого типу трансформатора  $R_{2a} = 0,01$  Ом,  $L_{2s} = 190$  мкГн. На рис. 3 представлено результати розрахунків коефіцієнта пульсацій вихідної напруги при різних потужностях на виході випрямляча і різних величинах ємності вихідного конденсатора.

На рис. 3 а показано результати при використанні трансформатора потужністю 250 кВт, на рис. 3 б – при використанні трансформатора потужністю 630 кВт. Криві, що відповідають лінійному навантаженню, позначені символом "л", нелінійному навантаженню – символом "н". З наведених графіків видно, що при збільшенні струму навантаження до певних значень потужності  $P_m$  на виході випрямляча коефіцієнт пульсацій вихідної напруги в лі-

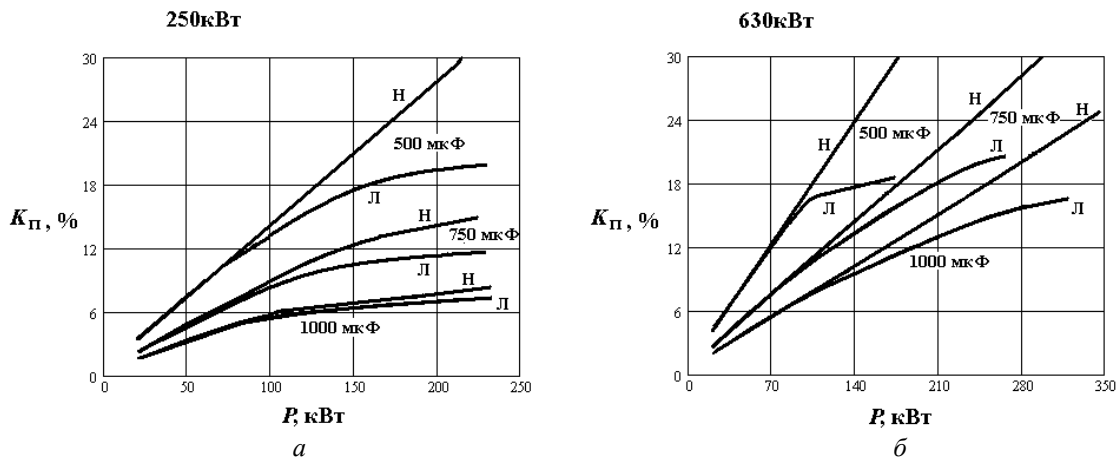


Рис. 3

нійному і нелінійному випадках навантаження практично однаковий. При більш високих потужностях  $P > P_m$  на виході випрямляча пульсації напруги в разі нелінійного навантаження значно перевищують пульсації напруги при лінійному навантаженні. Граничні режими, що відповідають максимальним значенням вихідної потужності  $P_m$ , при якій пульсації напруги в розглянутих типах навантаження збігаються з точністю до 1 %, представлено в табл. 1. Графічна ілюстрація таких режимів показана на рис. 4.

Аналіз розрахованих режимів показує наступне. Різна величина поздовжніх внутрішніх параметрів трансформатора істотно впливає на величину пульсацій вихідної напруги випрямляча при однакових значеннях вихідної потужності. Збільшення значень цих параметрів забезпечують зменшення пульсацій напруги. Однак при цьому також зменшуються граничні значення потужності навантаження випрямляча, при яких пульсації вихідної пульсації напруги залишаються рівними для розглянутих типів навантаження.

Таблиця 1

C, мкФ	Трансформатор 250 кВт			Трансформатор 630 кВт		
	$K_{п}, \%$	$P_m, \text{кВт}$	Позначення режиму	$K_{п}, \%$	$P_m, \text{кВт}$	Позначення режиму
250	6,5	10	1	8,3	17	6
500	5,9	35	2	7,8	40	7
750	5,3	60	3	7	65	8
1000	4,8	75	4	6,3	80	9
1250	4	95	5	5,2	99	10

Для перевірки режимів роботи випрямляча на нелінійне навантаження, яким є регулятор струму потужного повітряного плазмотрона, розглянемо процеси на виході двох трифазних випрямлячів у режимі паралельної роботи за потужності навантаження 600 кВт, максимальної напруги на виході випрямлячів 750 В і в режимі послідовної роботи випрямлячів за потужності навантаження 450 кВт, максимальної напруги на виході випрямлячів 1500 В. У табл. 2 вказано чисельні результати моделювання процесів на виході паралельно з'єднаних випрямлячів за напруги короткого замикання трансформатора  $U_{кз} = 5 \%$  та

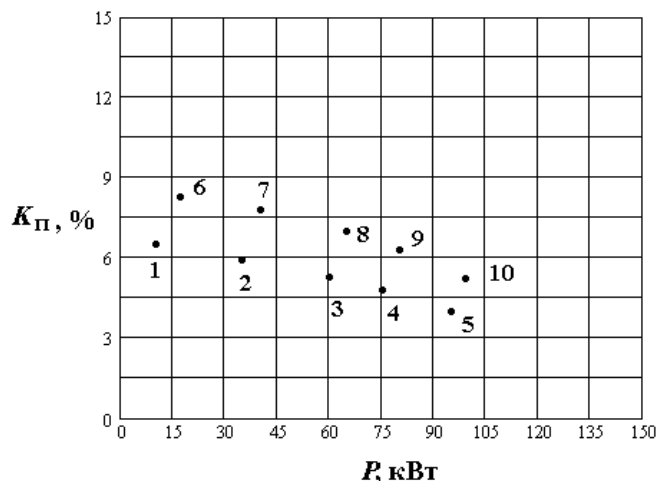


Рис. 4

$U_{кз} = 8 \%$  при різному характері навантаження і потужності на виході випрямлячів  $P$  для різних значень ємності  $C$  вихідного конденсатора за наявності індуктивного фільтра  $L$  та його відсутності ( $L = 0$ ). У табл. 2 позначено:  $I_H$  – середній струм навантаження;  $\Delta I_H$  – розмах пульсації струму в навантаженні;  $U_H$  – середня напруга на навантаженні;  $\Delta U_H$  – розмах пульсації напруги на навантаженні; наведено також характеристику форми вихідної напруги випрямлячів на предмет наявності або відсутності автоколивань з підвищеним значенням амплітуди, які обумовлені наявністю нелінійності навантаження. Слід зауважити, що дані автоколивання є низькочастотною складовою, яка накладається на більш високочастотні коливання, обумовлені 12-пульсним випрямленням напруги. Амплітуда автоколивань у десятки разів перевершує 12-пульсні складові напруги і струму. Тому в таблиці вказано сумарний розмах пульсацій.

Таблиця 2

$U_{кз} = 5,5 \%$								
$P$ , кВт	$R$ , Ом	$L$ , мкГн	$C$ , мкФ	$I_H$ , А	$\Delta I_H$ , А	$U_H$ , В	$\Delta U_H$ , В	Характеристика автоколивань
600	$R = f(P)$	$L=0$	1200	870	650	760	470	Незгасаючі
	$R = 0,8$	$L=0$	1200	860	20	690	16	Відсутні
	$R = f(P)$	220	1200	870	900	750	900	Незгасаючі
	$R = f(P)$	220	2400	870	800	750	720	Незгасаючі
	$R = f(P)$	220	4800	870	450	730	355	Незгасаючі
	$R = f(P)$	220	9600	870	116	690	250	Незгасаючі
$U_{кз} = 8 \%$								
600	$R = f(P)$	$L=0$	1200	880	980	770	880	Незгасаючі
	$R = 0,8$	$L=0$	1200	850	9	670	7	Відсутні
	$R = f(P)$	220	1200	840	1000	880	1400	Незгасаючі
	$R = f(P)$	220	2400	840	900	800	700	Незгасаючі
	$R = f(P)$	220	4800	900	570	680	416	Незгасаючі
	$R = f(P)$	220	9600	950	115	690	100	Незгасаючі

У табл. 3 наведено результати аналогічних розрахунків для випадку послідовного з'єднання випрямлячів по виходу.

Таблиця 3

$U_{кз} = 5,5 \%$								
$P$ , кВт	$R$ , Ом	$L$ , мкГн	$C$ , мкФ	$I_H$ , А	$\Delta I_H$ , А	$U_H$ , В	$\Delta U_H$ , В	Характеристика автоколивань
450	$R = 4$	$L=0$	1200	340	5	1370	18	Відсутні
	$R = f(P)$	$L=0$	1200	306	10	1470	50	Незгасаючі
	$R = f(P)$	220	1200	325	400	1600	2000	Незгасаючі
	$R = f(P)$	220	4800	340	75	1380	390	Незгасаючі

Як показують результати моделювання процесів для розглянутих параметрів випрямлячів і поздовжніх параметрів трансформатора, нелінійний характер навантаження суттєво впливає на форму вихідної напруги і струму. Якщо за лінійного навантаження  $R = 0,8$  Ом і напруги  $U_{кз} = 5,5 \%$  при паралельно включених випрямлячах пульсації вихідної напруги визначаються тільки процесами 12-пульсного випрямлення і становлять величину 2 % від середнього значення при сумарній вихідній ємності  $C = 2400$  мкФ, то при нелінійному характері сумарні пульсації зростають у 30 разів. Проведені розрахунки свідчать про необхідність значного збільшення величин вихідних ємностей випрямлячів при розглянутих параметрах схем і нелінійному навантаженні. При такому збільшенні вихідних ємностей вдається подавити автоколивальні складові у вихідних струмах і напругах, причому амплітуда 12-пульсної

складової вихідної напруги і струму також знижується до прийнятних мінімальних рівнів. Як показали розрахунки, ємність вихідного конденсатора на виході кожного випрямляча необхідно підвищити до величини порядку 20000 мкФ. У такому випадку використання випрямлячів для живлення плазмотронів відповідатиме критеріям технічного завдання. Це означає, що при максимальній потужності навантаження 600 кВт у режимі паралельного з'єднання пульсація вихідної напруги випрямлячів буде визначатися тільки 12-пульсною складовою і не перевищуватиме 5 %.

Результати проведеного аналізу показали, що при розрахунку коефіцієнта пульсацій вихідної напруги потужного багатофазного випрямляча, необхідно враховувати характер навантаження, оскільки при нелінійному навантаженні значення коефіцієнта пульсацій відрізняються від результатів розрахунків відомими класичними методами, що враховують тільки лінійний характер навантаження. Запропонована модель аналізу на основі пакета чисельного розрахунку OrCad для аналізу і розрахунку необхідних пульсацій вихідної напруги дає змогу досить просто визначати необхідні параметри фільтруючого конденсатора з урахуванням поздовжніх параметрів силового трансформатора – активних втрат в обмотках та індуктивності розсіювання обмоток при нелінійному характері навантаження.

## **2. Розширення функціональних можливостей та оптимізація комутаційних процесів у силових трансформаторно-ключових вузлах**

Вдосконалення високоефективних пристроїв перетворювальної техніки на сучасному етапі її розвитку [4] вимагає пошуку підходів як до створення нових схемотехнічних рішень перетворювачів та розширення їх функціональних можливостей, так і до синтезу надійних алгоритмів їх керування, які мають забезпечити гарантовану "штатну" роботу таких перетворювачів та споживачів електроенергії, що живляться від них. Саме ці задачі вирішувалися під час виконання чергового етапу науково-дослідної роботи "Розвиток та узагальнення теоретичних і практичних засад неспотворюючої технології регулювання напруги змінного струму, синтез на цій основі енергоощадних багатофункціональних перетворювачів та систем у цілому" ("СТАН").

**Розширення функціональних можливостей перетворювачів напруги змінного та спрямленого струмів.** При роботі з перетворювачами напруги змінного струму досліджувалися обидва види перетворення – регулювання, тобто цілеспрямована зміна вихідної напруги при незмінній вхідній, та стабілізація, тобто підтримання з певною припустимою похибкою вихідної напруги на номінальному рівні при відхиленнях вхідної напруги та дії інших дестабілізуючих факторів. Проте на практиці може виникнути необхідність реалізації і "комбінованого" виду перетворення – регулювання рівня напруги, що стабілізується, або, що те ж саме, стабілізації напруги на декількох рівнях. Раніше у цьому випадку пропонувалися прості рішення – використання або двох окремих тиристорних блоків перетворення, кожний з яких виконує своє функціональне призначення (стабілізацію або регулювання), або єдиного трансформуючого елемента (ТЕ) (трансформатора, автотрансформатора) з двома комутаторами, один з яких (що має  $J_1$  коефіцієнтів передачі) забезпечує зміну рівня напруги (причому кількість можливих рівнів  $N$  дорівнює  $J_1$ ), а другий (що має  $J_2$  коефіцієнтів передачі) – її стабілізацію на певному рівні (причому коефіцієнт стабілізації приблизно дорівнює  $J_2$ ). Це рішення не вбачається прийнятним, бо загальна кількість необхідних станів трансформаторно-ключової виконавчої структури (ТКВС)  $J=J_1 \times J_2$  є надто великою, що вимагає використання значної кількості ключових елементів. До того ж, як видно, рівні напруги жорстко визначаються відповідними співвідношеннями регульовальних обвиток ТЕ і не можуть варіюватися.

Було детально проаналізовано задеклароване нами раніше об'єднання обох функцій у одній ТКВС, де всі коефіцієнти передачі за напругою  $K=U_2/U_1$  формуються з єдиної множини  $K_j$  ( $j=\overline{1, J}$ ), члени якої вибрані за законом геометричної прогресії  $K_j=K_1 \cdot \gamma^{1-j}$ , де  $K_1=K_{\max}$  ( $K_J=K_{\min}=K_{\max} \cdot \gamma^{1-J}$ ), а  $\gamma$  – чисельний коефіцієнт:  $\gamma=(1+\delta)/(1-\delta)$ , де  $\delta$  – похибка стабілізації [1]. Обґрунтовано можливість у такій структурі з дискретною шкалою коефіцієнтів трансформації забезпечити плавну уставку будь-якого рівня (тобто кількість рівнів виявляється тут

практично необмеженою). До того ж у таких структурах стабілізація напруги з однаковою відносною похибкою відбувається гарантовано на всіх згаданих рівнях у заданому діапазоні зміни вхідної напруги, але є принципова можливість суттєвого розширення цього діапазону: на вищих (більших) рівнях – у бік збільшення його верхньої межі, а на нижніх (менших) – у бік зменшення його нижньої межі.

Таким чином, доведено, що для статичного перетворювача параметрів електроенергії, призначеного для стабілізації напруги на кількох рівнях, найбільш доцільним рішенням є використання ТКВС, розрахованої на реалізацію множини коефіцієнтів передачі, що пов'язані між собою законом геометричної прогресії. Це дає змогу при дискретно-разовому характері формування керуючого сигналу забезпечити плавну уставку потрібного рівня стабілізації. Таке рішення відрізняється також принциповою можливістю розширення зони стабілізації на кожному конкретному рівні.

Щодо перетворення напруги спрямованого струму, було запропоновано та досліджено варіант удосконалення високовольтної системи живлення, побудованої на комплексуванні послідовно з'єднаних однотипних трифазних випрямлячів (принцип секціонування), що працюють на технологічне обладнання. Специфіка вимог до таких систем полягає у необхідності забезпечення низького коефіцієнта пульсацій вихідної напруги. Ці вимоги зазвичай задовольняються при симетрії вхідних напруг. У разі виникнення несиметрії навіть у визначених стандартами межах, цей показник може неприпустимо зрости. Було запропоновано нове технічне рішення, яке дає змогу позбутися цієї вади шляхом реалізації в одній з вказаних секцій окремого незалежного дискретно-разового регулювання напруги будь-якої фази [8].

**Оптимізація комутаційних процесів у силових трансформаторно-ключових вузлах, або структурах (ТКС),** які є основою перетворювальної техніки [6]. Режимми роботи ТКС залежно від функціонального призначення можуть бути як неперервні з досить високою частотою в порівнянні з періодичністю струму мережі живлення комутації ключа, так і відносно нечисленні аперіодичні дискретно-разові зміни стану структури, виконання яких здійснюється в силу необхідності. У процесі функціонування структури ключ займає більш активну позицію (задає режим роботи), а трансформатор – більш пасивну. Оскільки йдеться про перетворення потужності, то цілком природно, що інтерес спрямовувався на аналіз саме ключового режиму роботи структури як такого, що забезпечує найбільше значення коефіцієнта корисної дії.

Очевидна варіативність функціональних реалізацій ключів у такого роду комутаційних вузлах (на основі транзисторів, тиристорів, механічних контактів, електромагнітних елементів, їх комбінацій і т.п.). Доведено, що виправданою є комбінаційність одночасної роботи різного роду ключів, оскільки динамічні характеристики згаданих компонентів знаходяться у зворотній залежності від значення рівня їх максимального струмового перевантаження. Наприклад, при частоті напруги промислової мережі 50 Гц кратність перевантаження тиристора протягом півперіоду складає 7...10 при його неповній керованості в цьому проміжку часу, а для транзистора, позбавленого цього недоліку, вона дорівнює лише 1. Електромеханічні контакти не витримують ніякої критики в плані динамічних характеристик та ресурсу роботи, проте можуть мати кратність перевантаження для того ж проміжку часу – 100...400, і в цьому плані вони поза конкуренцією. Це, власне, і є однією з причин реалізації ключів у вигляді паралельного з'єднання двох компонентів: тиристор + транзистор, механічний контакт + тиристор тощо. Таким чином, хоча й ціною ускладнення, але наявні намагання використати ті властивості відповідного комутуючого елемента, які є ближчими до ідеальних.

Для кіл змінного струму з навантаженням загального, тобто невизначеного типу є характерним наявність струмових ексцесів (при використанні двигунів – пускових струмів, конденсаторів – зарядних струмів, трансформаторів – струмів намагнічування і т.п.). З цієї причини у випадках, коли дискретність системи регулювання пристрою значно нижча частоти струму мережі живлення, перевага надається тиристорним ключам і, як правило, з природною комутацією. Взагалі це перший напівпровідниковий електронний компонент масового застосування, що надав можливість синхронізації комутації трансформатора залежно від фа-

зи напруги, струму, потоку чи іншого вибраного параметра, при досить прийнятних для кіл змінного струму параметрах та характеристиках допустимого для нього струмового перевантаження. З'ясовано, що характер і хід процесів при повній керованості ключів комутаційного вузла (транзистори, тиристори із вузлами примусової комутації) та одинично-разовій частоті перемикання є, як правило, окремими випадками електромагнітних процесів у ТКС при застосуванні ключів із природною комутацією. Тобто дослідження характеру процесів у таких силових вузлах має більш загальний характер.

Показано, що функціонування цих ключів досить детально може бути проаналізовано за допомогою цілого ряду комп'ютерних програмних пакетів, при використанні відповідних їм базових чи вдосконалених бібліотечних моделей, залишаючи при цьому далеко позаду за рівнем достовірності будь-які інші аналітичні, а інколи й фізичні методи дослідження. Найбільшим ступенем деталізації параметрів та характеристик напівпровідникових компонентів вигідно вирізняється програма OrCAD, в якій використовуються PSpice-моделі.

Трансформатор на відміну від ключів не має такого різноманіття принципів своєї роботи. Розгляд методів аналізу електромагнітних процесів у силових вузлах із трансформатором показав, що у цьому напрямі можливі лише два шляхи. Перший із них базується на основі допущення, що індуктивності обмоток трансформатора є лінійними, або ж стан магнітної системи взагалі не враховувався, а другий – на тій чи іншій апроксимації кривої намагнічування його магнітопроводу. Лінійна теорія застосовується на всіх етапах розрахунку маси, габаритів, співвідношення витків і т. п. У найпростішому випадку реалізація другого шляху передбачає прямокутно-ступінчасту апроксимацію кривої намагнічування, коли центральна частина кривої приймається вертикальною і співпадаючою із віссю ординат, а її відрізки, відповідні насиченому стану магнітопроводу, є горизонтальними і паралельними осі абсцис. Часто для наочності впливу струму холостого ходу вертикальну частину фігури апроксимації відхиляють від осі ординат таким чином, щоб її проекція на вісь абсцис відповідала значенню струму холостого ходу трансформатора. У такому випадку при дослідженні динамічних процесів комутації у ТКС можна приблизно уявити умови, при недотриманні яких у відповідних колах будуть виникати екстремальні прояви зі значним перевищенням параметрів номінальних режимів, проте конкретні кількісні результати можна одержати лише при застосуванні цифрових методів обчислення.

Проблема полягала в тому, що програмні пакети, орієнтовані на моделювання напівпровідникових компонентів, давали достовірні результати лише для лінійних варіантів моделей трансформаторів. Лише відносно недавно, застосовуючи комп'ютерні методи обчислень, стало можливим користуватися більш точними аналітичними або кусково-лінійними апроксимаціями кривої, враховувати відповідним чином потоки розсіювання та електричні втрати у обмотках, а розроблені моделі трансформатора в середовищах ATPDraw та MatLab Simulink дали змогу з прийнятною точністю описати перехідні, нестационарні та аварійні режими у ТКС. Вони дають можливість виявити ефекти, пов'язані не тільки із насиченням магнітопроводу, а й, наприклад, з явищем гістерезису в ньому і т. п. Використання спрощених алгебраїчних чи геометричних методів зводиться лише до оцінки рівня достовірності комп'ютерної моделі. Таким чином, можна сказати, що значно більший ступінь неідеальності трансформатора, у порівнянні з напівпровідниковим ключем, був перепорою на шляху повноцінного аналізу процесів із його використанням, а реалізація наукових підходів до аналізу перехідних процесів стала можливою лише з виникненням та розвитком цифрових методів.

Досвід розробки та експлуатації силових пристроїв показує, що розрахункам, аналізу, експериментальним дослідженням умов роботи компонентів у комутаційних вузлах необхідно приділяти більше уваги, ніж розрахунку та аналізу енергетичних показників, зовнішніх характеристик і пов'язаних з ними електромагнітних процесів, у першу чергу тому, що цим гарантується їхнє надійне функціонування. Для трансформатора, якщо навіть не зважати на вплив навантаження, найбільш критичними є комутаційні моменти його включення внаслідок виникнення сплесків струму намагнічування та виключення – вже через сплески електрорушійної сили самоіндукції. Як перші, так і другі можуть значно перевищувати відповідні

їм параметри у номінальних режимах роботи. Разом з тим через короткочасність процесів ними часто нехтують як такими, що є безпечними для обмоток. Але напівпровідникові компоненти ТКС мають значно меншу електричну стійкість до перевантажень, тому в окремому випадку з цим можна і змиритися, проте із підвищенням частоти виконання комутацій ігнорувати дані процеси є недопустимим.

З ростом потужностей трансформаторів зменшується значення їх імпедансу, і тому просто не звертати увагу на ефект появи сплесків струму намагнічування при комутаціях стає на певному етапі підвищення також, як і для ключів, неможливим. Алгоритми виконання комутацій, які необхідним чином зменшують такого роду ексцеси, розподіляються за принципом реалізації на два класи – із жорстким вибором кута включення відносно кривої вхідної напруги та адаптивним (залежним від характеру навантаження та форми напруги). Однозначний кут включення вибирається у тих випадках, коли незалежно від навантаження магнітопровід трансформатора при його відключенні залишається у подальшому в стані зі значенням потоку, близьким до нульового (режими індуктивного навантаження та холостого ходу (ХХ), реалізації примусового обнулення величини потоку), або ж при будь-якому іншому залишковому значенні потоку (у подальшому він має тенденцію до експоненціального спаду) – коли кожне наступне включення буде провадитися принаймні з інтервалом у декілька секунд. Тривалість такого інтервалу має бути достатньою для спаду величини потоку до межі у 10...15 % від його амплітудної номінальної величини. При подвійному запасі за індукцією насичення магнітопроводу (тобто і при відповідно збільшеній його масі) трансформатор можна одноразово включити без сплесків струму намагнічування при будь-якому фазовому куті, проте це не гарантує такого ж ефекту при повторних комутаціях, і знову ж таки внаслідок можливості появи в потоці експоненціальної складової. Системи із адаптивним вибором кута включення певним чином враховують попередній стан (після відключення трансформатора) і спрямовані на досягнення більшого динамізму системи в цілому; як правило, в них реалізуються різного роду алгоритми обчислення вольтсекундних площ прикладених напруг і т.п.

Було сформульовано загальні принципи виконання комутації трансформатора одним ключем та показано в середовищі MATLAB приклади реалізації комутації, що запобігають виникненню сплесків струму намагнічування незалежно від її періодичності [3]. За мінімально можливих габаритів трансформатора при комутації його первинної обмотки для уникнення сплесків струму, пов'язаних із насиченням магнітопроводу, необхідно керуватися правилом, відповідно до якого *включення ключа повинно виконуватися в момент рівності миттєвих величин поточного магнітного потоку осердя з його усталеним значенням, яке має бути в ньому після комутації*. В основі викладеного лежить принцип електромагнітної інерції, відповідно до якого наявна тенденція до збереження незмінними величини та напрямку магнітних потоків. Реалізація цього правила забезпечує такі умови, що перехід від одного стану (відсутності напруги на первинній обмотці) трансформатора до іншого (підключення напруги) не призводить до такої зміни величини потоку, при якій би він у подальшому перевищував задані заздалегідь для нього межі, що кореспондуються із горизонтальними відрізками спрощеної апроксимації кривої намагнічування.

При асинхронному включенні трифазного трансформатора (ТФТ) завжди необхідно очікувати сплесків струмів намагнічування, оскільки лише для однієї фази можна підібрати прийнятний кут включення, а для двох інших такий момент часу комутації буде несприятливим. Було показано, що при еквіваленті трифазної системи із трьох однофазних трансформаторів та конфігурації їх обмоток "зіркою" з нульовим проводом ( $Y_n$ ) позбутися сплесків струму можна послідовним почерговим підключенням відповідних фаз ("А", "В", "С") у моменти, коли напруга в них досягне амплітудних значень:  $U_{1m}(A)$ ,  $U_{1m}(B)$ ,  $U_{1m}(C)$ . При частоті струму 50 Гц та нульовому початковому відліку значення фазового кута для напруги  $U_1(A)$  такими найближчими моментами часу могли б бути: 5 мс ( $\pi/2$  – для фази "А"), 11,66 мс ( $\pi/2+120^\circ$  – для фази "В"), 8,33 мс ( $\pi/2+60^\circ$  – для фази "С") і т.д. із дискретністю їх повторення в один півперіод – 10 мс ( $\pi$ ). Проте пряме перенесення такого алгоритму на ТФТ не



дасть бажаного результату. Лише у фазі "А" струм матиме прийнятні величину та форму, в інших фазах спостерігатимуться характерні сплески струму, пов'язані з насиченням магнітного проводу та подальшим експоненціальним їх спадом до свого усталеного значення.

Було розроблено алгоритми організації комутації для одного окремого випадку ТФТ, первинна обмотка якого включена в "зірку" із нульовим проводом [7]. Він полягає в тому, що *при заданих прямому порядку чередування фаз ("А", "В", "С") та такому ж порядку підключення відповідних обмоток трансформатора їх комутація повинна проходити в момент досягнення напругою відповідної фази своєї амплітуди за виключенням фази "В", для якої включення проводиться із запізненням у 1,66 мс.* Разом із тим для ТФТ характерна багатоваріантність умов, що впливають на організацію їх комутації. Це, в першу чергу, схема включення первинної обмотки трансформатора ("трикутником" –  $\Delta$ , "зіркою" –  $Y$ ), із нульовим проводом чи без нього, порядок послідовності фаз – прямий чи зворотний порядок підключення фазних обмоток до мережі живлення і т.п.

Для таких комбінацій та умов також можна сформувати ряд можливих варіантів організації комутації. Наприклад, при відсутності нульового проводу та конфігурації включення обмоток  $\Delta/Y$  для комутації ТФТ достатньо не трьох, а двох ключів. При цьому *за з'єднання первинних обмоток ТФТ трикутником комутація першого ключа (підключення двох фаз) повинна виконуватися в максимумі лінійної напруги, що подається першою, а підключення третьої фази – при нульовому значенні тієї ж самої напруги.* Цей алгоритм, в основі якого лежить лише інформація про фазність напруг  $U_1$ , сформульований для схеми первинних обмоток  $\Delta$ , є справедливим і для схеми  $Y$ . Проте такі правила стосуються одного окремого випадку – виконання комутації за умови нульового залишкового магнітного потоку осердя ( $\Phi_3=0$ ), тобто при повному його розмагнічуванні, наприклад, при тривалому знаходженні у відключеному стані. Незважаючи на обмеженість застосування, ці алгоритми знаходять практичне використання.

У подальшому необхідним є поглиблення роботи в цьому та суміжних напрямках, а саме розробки та вдосконалення принципів та алгоритмів прийнятної комутації в ТКС.

**Впровадження результатів досліджень.** Отримані під час виконання етапу НДР результати мали своє застосування. Основним елементом багатьох електрозварювальних пристроїв є трансформатор, що працює на частоті мережі, який в ході роботи неодноразово вмикається і вимикається. Як було зазначено, у випадку асинхронного включення це призводить до негативного впливу на мережу живлення. Крім того, слід зауважити, що використання такого обладнання вимагає дотримання персоналом певних правил безпеки, які регламентовані відповідними нормативними документами. Зокрема, при проведенні електрозварювальних робіт обов'язковим для використання є обмежувач напруги холостого ходу, який у моменти, коли не відбувається безпосередньо зварювання, зменшує напругу на електроді до безпечної для людини величини.

Було розроблено блок керування обмежувача напруги, який крім своєї безпосередньої функції дає змогу за допомогою тиристорів, з використанням розробленого алгоритму, вмикати зварювальний трансформатор без екстремальних проявів на мережу живлення. Блок відповідає всім вимогам за технічними параметрами для пристроїв цього класу і надає користувачу досить широкі можливості при експлуатації. Закладені у ньому схемотехнічні рішення дають змогу виконувати роботи як на змінному, так і на постійному струмі, використовувати різні варіанти давачів струму. В ході роботи є можливість досить просто і швидко змінювати деякі сервісні параметри, зокрема, число перевірок на дотик електродом робочого тіла та інтервал часу фіксації цього дотику, інтервал часу пробного включення силової напруги та його періодичність.

Блок керування виконано у вигляді двосторонньої друкованої плати з застосуванням SMD елементів, що в результаті дало змогу отримати незначні габарити блока, що в свою чергу спрощує його монтаж всередині корпусу пристрою. При розробці використано сучасну елементну базу, зокрема програмуємий контролер широкого вжитку ATmega48 фірми Atmel.

Всі ці заходи дали змогу виготовити дешевий, надійний, ефективний блок керування для обмежувача напруги холостого ходу.

1. *Комаров Н.С.* О согласовании мощных импульсных стабилизаторов с питающей сетью // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2006. – Вип. 3(15). – С. 77–81.
2. *Липківський К.О.* Особливості регулювання рівня напруги, що стабілізується, за допомогою перетворювача з трансформаторно-ключовою виконавчою структурою // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 1. – С. 23–26.
3. *Липківський К. О., Халіков В. А.* Процеси та алгоритми комутації у силових трансформаторно-ключових вузлах // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 2. – С. 69–70.
4. *Липковський К.А., Михальський В.М.* Силовая электроника – возможности, ожидания, реальность // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 3. – С. 59–60.
5. *Мартынов В.В., Руденко Ю.В.* Моделирование электромагнитных процессов в системе электропитания со стабилизирующим преобразователем // Техн. електродинаміка. Темат. вип.: "Силовая электроника та енергоефективність". – Харків, 2012. – Ч.2. – С. 143–146.
6. *Халіков В.А.* Обзор stanu та можливостей поліпшення організації комутаційних процесів у силових трансформаторно-ключових вузлах // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 5. – С. 28–37.
7. *Халіков В.А.* Процеси та організація комутації трифазного трансформатора // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 4. – С. 37–45.
8. *Патент на корисну модель №73502*, Україна, МПК H02M 7/10. Стабілізоване високовольтне джерело електроживлення // Липківський К.О., Руденко Ю.В. // Промислова власність. – 2012. – Бюл. № 18.

УДК 621.314

**К.А. Липковський**, докт. техн. наук, **В.В. Мартынов**, канд. техн. наук, **Ю.В. Руденко**, канд. техн. наук, **А.Г. Можаровський**, канд. техн. наук, **В.А. Халіков**, канд. техн. наук

**Анализ процессов преобразования параметров электроэнергии в силовых полупроводниковых устройствах**

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

*Кратко раскрыто содержание основных научных исследований, которые проводились в отчетном периоде по направлению научно-исследовательских работ "Джерело" и "Стан".* Библ. 8, рис. 4, табл. 3.

**Ключевые слова:** мощные выпрямители, преобразование напряжения, нелинейность нагрузки, трансформаторно-ключевой узел, компьютерное моделирование, оптимизация коммутации.

**K.O. Lypkivskiy, V.V. Martynov, Yu.V. Rudenko, A.G. Mozharovskiy, V.A. Halikov**

Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,

Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

**Analysis of conversion processes of electroenergy parameters for power semiconductor systems**

*The content of main scientific researches is briefly shown which are conducted on reported period for scientific and research works "Dzherelo" and "Stan".* References 8, figures 4, tables 3.

**Key words:** powerful rectifiers, voltage conversion, load nonlinearity, transformer-and-switches node, computer simulation, optimization of commutation.

Надійшла 21.03.2013

Received 21.03.2013