

УДК 621.314.5

doi:10.20998/2413-4295.2024.01.11

## ДОСЛІДЖЕННЯ КОМУТАЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ В 24-ПУЛЬСНОМУ ВИПРЯМЛЯЧІ З ЕЛЕКТРОННИМ ЗСУВОМ ФАЗ НА IGBT-ТРАНЗИСТОРАХ З ЗВОРотною БЛОКУЮЧОЮ ВЛАСТИВІСТЮ

Ю. С. ВОЙТОВИЧ<sup>\*1</sup>, Б. О. СТИСЛО<sup>1</sup>, О. В. ЧМИХОВА<sup>1</sup>, О. А. ПЛАХТІЙ<sup>2</sup>

<sup>1</sup> кафедра «Промислова і біомедична електроніка», НТУ «ХПІ», Харків, УКРАЇНА

<sup>2</sup> кафедра «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», УКРДУЗТ, Харків, УКРАЇНА

\* e-mail: Yuri.Voitovych@khp.edu.ua.

**АНОТАЦІЯ** При використанні в багатопульсних випрямлячах з електронним зсувом фаз одноопераційних напівпровідникових ключів та повністю керованих напівпровідникових ключів зі зворотною блокуючою здатністю - виникає проблема, яка зумовлена різним часом комутації цих типів ключів. Її вирішення можливе при використанні повністю керованих ключів для всіх 6-пульсних випрямлячів. Тим самим можна здійснити уніфікацію модулів перетворювача. Недоліком такого рішення є деяке збільшення вартості напівпровідникових елементів. Схема уніфікованих модулів може бути виконана на будь-яких повністю керованих ключах зі зворотною блокуючою здатністю. Наприклад, симетричних GTO, або IGBT з послідовним діодом. При використанні повністю керованих вентилів в випрямлячах з електронним зсувом фаз, перемикання вентилів відбувається практично миттєво. Оскільки накопичена енергія в кабелях мережі змінитися миттєво не може, це призводить до виходу ключів з ладу. Для захисту ключів, необхідно штучно створити додатковий контур комутації у вхідному ланцюзі випрямляча в момент часу переходу струму з однією фази на іншу. Метою цієї статті є дослідження комутаційних процесів в 24-пульсному випрямлячі з електронним зсувом фаз на IGBT-транзисторах з зворотною блокуючою здатністю і використанням ШІМ для балансування середнього значення випрямленої напруги уніфікованих випрямлячів.

**Ключові слова:** випрямляч; коефіцієнт потужності; електронний фазовий зсув; широтно-імпульсна модуляція; магнітні елементи; снабер; комутація.

## RESEARCH OF COMMUTATION PROCESSES IN A 24-PULSE RECTIFIER WITH ELECTRONIC PHASE SHIFT ON IGBT TRANSISTORS WITH REVERSE BLOCKING CAPABILITY

Yu. VOITOVYCH<sup>\*</sup>, B. STYSLO<sup>1</sup>, O. CHMYKHOVA<sup>1</sup>, O. PLAKHTIY<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Department "Industrial and Biomedical Electronics", NTU "KhPI", Kharkiv, UKRAINE

<sup>2</sup> Department "Electrical power engineering, electrical engineering and electromechanics", UkrSURT", Kharkiv, UKRAINE

**ABSTRACT** When used in multi-pulse rectifiers with electronic phase shift, namely the use of single-operation semiconductor switches that can operate with lagging control angles and fully controlled semiconductor switches with reverse blocking capability that operate with leading control angles, the following feature occurs, namely that the switching time of single-operation keys and fully managed keys is different. The solution to this problem is possible when using fully controlled switches for all 6-pulse rectifiers, thereby unifying the converter modules. The disadvantage of such a solution is some increase in the cost of semiconductor elements. The scheme of unified modules can be performed on any fully controlled switches with reverse blocking capability, for example, symmetrical GTOs, or IGBTs with a series diode. When using fully controlled valves in rectifiers with an electronic phase shift, the switching of the valves occurs almost instantly, since the accumulated energy in the network cables cannot change instantly, this leads to the failure of the switches. To protect the keys, it is necessary to artificially create an additional switching circuit in the input circuit of the rectifier at the time of the current transition from one phase to another. The purpose of this article is to study the switching processes in a 24-pulse rectifier with an electronic phase shift on IGBT transistors with reverse blocking capability and the use of PWM to balance the average value of the rectified voltage of unified rectifiers operating with large and small control angles.

**Keywords:** rectifier; power factor; electronic phase shift; pulse width modulation; magnetic elements; snubber; switching.

### Вступ

Сьогодні відомі рішення синтезу 12-пульсних випрямлячів без використання фазозсувних магнітних елементів. В даних системах фазовий зсув здійснюється за так званим принципом «електронного зсуву» [1-3].

Для компенсації зсуву фаз, які викликані роботою традиційного керованого випрямляча на одноопераційних тиристорах, другий випрямляч виконується на повністю керованих ключах із

зворотною блокуючою здатністю, який працює з «випереджуваними» кутами керування [4-8]. Однак, в такому випадку час комутації одноопераційних ключів і повністю керованих ключів різний.

Вирішення даної проблеми можливе при використанні повністю керованих ключів для всіх 6-пульсних випрямлячів. Тим самим можна здійснити уніфікацію модулів перетворювача. Недоліком такого рішення є деяке збільшення вартості на напівпровідникові елементи. Схема уніфікованих

модулів може бути виконана на будь-яких повністю керованих ключах зі зворотною блокуючою здатністю, наприклад, симетричних GTO, або IGBT з послідовним діодом [5].

При використанні повністю керованих вентилів в уніфікованих випрямлячах з електронним зсувом фаз, перемикання вентилів відбувається практично миттєво. Оскільки накопичена енергія в кабелях мережі змінитися миттєво не може, це призводить до виходу ключів з ладу. Для захисту ключів, необхідно штучно створити додатковий контур комутації у вхідному ланцюзі випрямляча в момент часу переходу струму з однієї фази на іншу.

### Мета роботи

Мета цієї роботи полягає в дослідженні комутаційних процесів в 24-пульсному випрямлячі з електронним зсувом фаз на IGBT-транзисторах із зворотною блокуючою здатністю і використанням ШІМ для балансування середнього значення випрямленої напруги уніфікованих випрямлячів, які працюють з різними кутами керування.

### Виклад основного матеріалу

При розгляді електромагнітних процесів в випрямлячі на IGBT-транзисторах (рис. 1) було встановлено, що вимикання одного ключа призводить до миттєвого припинення протікання струму в ньому, тобто класична комутація відсутня. При цьому

протікання струму в індуктивності розсіювання мережі негайно припинитися не може. Часом комутації в такому випадку слід вважати інтервал між переходом струму з фази, що виходить з роботи, в фазу, що вступає в роботу.

Для виведення енергії, що накопичується в індуктивності розсіювання мережі живлення, в якості снабера, використовуються діодний міст  $DM$  ( $VD1$ - $VD6$ ) і конденсатор  $C$  (рис. 1). Енергія, що накопичена в індуктивності розсіювання, передається спочатку в конденсатор, заряджаючи його, а потім може бути повернута до мережі або розсіяна в активному опорі ( $R$ ).

Розглянемо процес комутації в другому уніфікованому модулі, який працює з відстаючим кутом керування і ШІМ (рис. 1).

Комутаційні процеси в уніфікованому модулі, що працює з ШІМ потрібно розглядати в два етапи.

Перший етап – замикання стійки уніфікованого модуля. У цьому випадку уніфікований модуль повністю відключений від джерела живлення. Другий етап – підключення уніфікованого модуля до мережі живлення.

Розглянемо процес комутації в другому уніфікованому модулі в момент часу, коли ключ  $VT7$  вимикається і входить в роботу ключ  $VT11$ . При цьому в першому випрямлячі проводять струм ключі  $VT1$ ,  $VT2$ , в третьому  $VT15$ ,  $VT14$  та  $VT21$ ,  $VT20$  в четвертому.

Контур проходження комутаційного струму наведено на рис. 2.

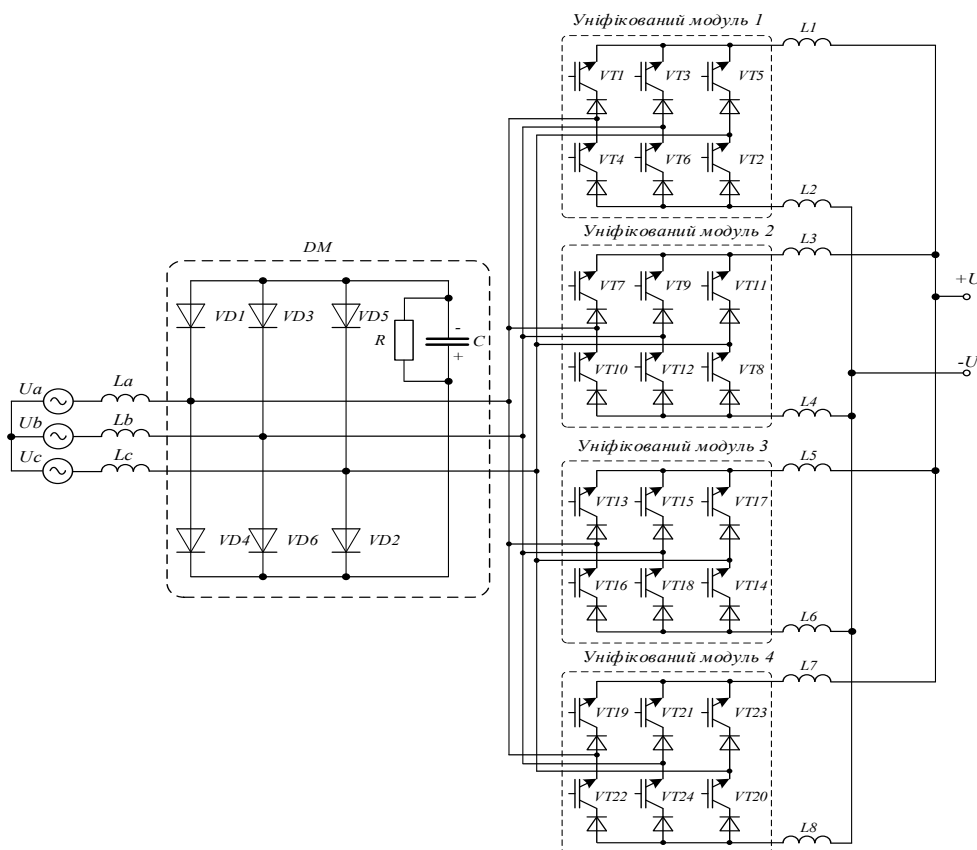


Рис. 1 – 24-пульсний випрямляч з електронним зсувом фаз і ШІМ

Накопичена енергія в індуктивності кабелю фази передається до снабера за наступним контуром  $U_a \rightarrow VD4 \rightarrow C \rightarrow VD5 \rightarrow U_c$ .

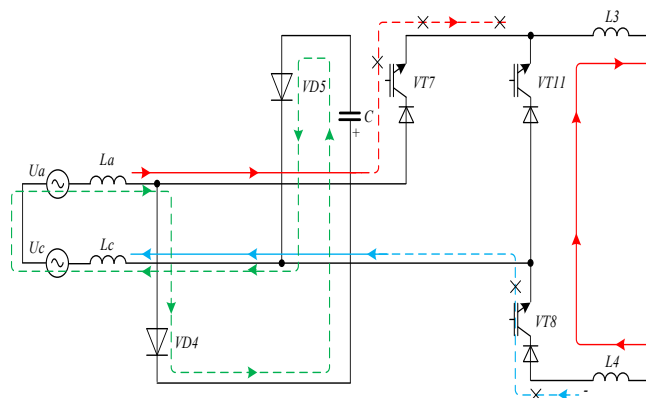


Рис. 2 – Контур проходження комутаційного струму в другому уніфікованому модулі

Як видно з рис. 2, фаза B не бере участі в комутації, індуктивності  $L_3$  і  $L_4$  також не впливають на процес комутації. На рис. 3 представлено контур комутації при виході з роботи ключа VT7.

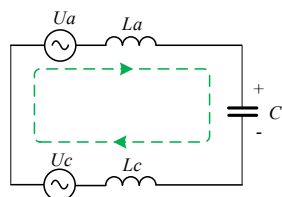


Рис. 3 – Контур комутації при виході з роботи ключа VT7

Величина комутаційного струму і час перехідного процесу в контурі визначається (рис. 3)

$$-U_a - U_c + U_c = L_a \cdot \frac{di_{La}}{dt} + L_c \cdot \frac{di_{Lc}}{dt} \quad (1)$$

Час перехідного процесу знаходимо з (1)

$$\Delta t = \frac{I_H \cdot L_a + I_H \cdot L_c}{4 \cdot (-U_a + U_c + U_c)} \quad (2)$$

$$\Delta t = \frac{I_H \cdot L_s}{2 \cdot (-U_a + U_c + U_c)} \quad (3)$$

де:

$$U_a = U_n \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (120 + (30 + \alpha + PWM))}{180}\right) \quad (4)$$

$$U_b = U_n \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (30 + \alpha + PWM)}{180}\right) \quad (5)$$

$$U_c = U_n \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (240 + (30 + \alpha + PWM))}{180}\right) \quad (6)$$

Для другого уніфікованого випрямляча кут керування  $\alpha = 7,5 + \frac{\alpha_{PWM}}{2}$ . Де  $U_c$  – напруга на конденсаторі снабера.

Розглянемо вплив комутаційного процесу на випрямлену напругу уніфікованих випрямлячів –  $U_{d1}, U_{d2}, U_{d3}, U_{d4}$ .

На рис. 4 представлено схему 24-пульсного випрямляча до моменту комутації в другому уніфікованому модулі.

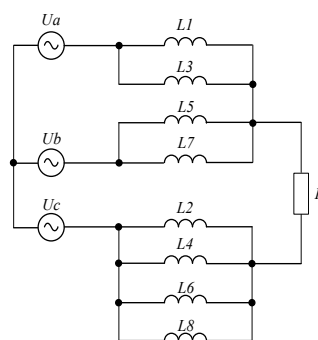


Рис. 4 – Еквівалентна схема 24-пульсного випрямляча до моменту комутації в другому уніфікованому модулі

До моменту комутації миттєве значення випрямленої напруги для першого і другого уніфікованих модулів (рис. 5) знаходимо за наступним виразом

$$U_{d1} = U_{d2} = U_a + U_c$$

Для третього і четвертого уніфікованих модулів миттєве значення випрямленої напруги (рис. 6) складає

$$U_{d3} = U_{d4} = U_b + U_c \quad (7)$$

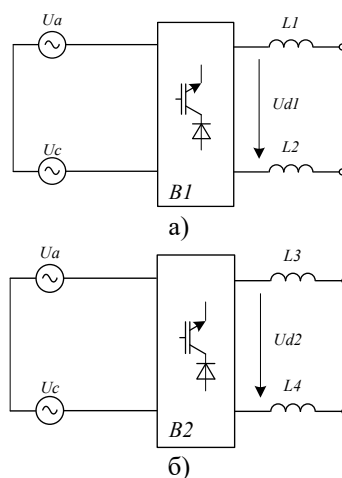


Рис. 5 – Перший уніфікований модуль (а), другий уніфікований модуль (б)

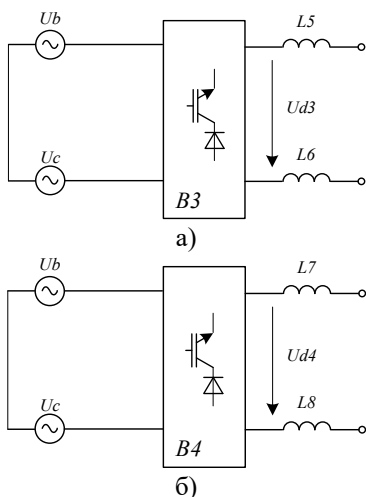


Рис. 6 – Третій уніфікований модуль (а), четвертий уніфікований модуль (б)

На рис. 7 представлено еквівалентну схему 24-пульсного випрямляча в момент комутації в другому уніфікованому модулі.

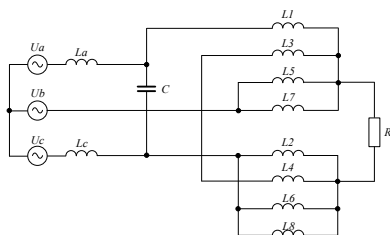


Рис. 7 – Еквівалентна схема 24-пульсного випрямляча в момент комутації

Значення випрямленої напруги для першого уніфікованого модуля  $U_{d1} = U_c$  (рис. 8).

Значення випрямленої напруги для другого уніфікованого модуля  $U_{d2} = 0$  (рис. 9).

Значення випрямленої напруги для третього і четвертого уніфікованих модулів (рис. 10)

$$U_{d3} = U_{d4} = U_b + L_c \cdot \frac{I_H}{\Delta t} - U_c \quad (8)$$

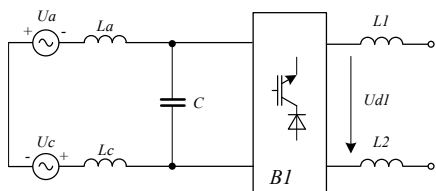


Рис. 8 – Перший уніфікований модуль

Розглянемо другий етап комутаційного процесу в другому уніфікованому модулі - підключення джерела живлення до даного модуля і включення ключа VT9.

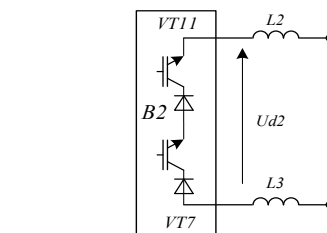


Рис. 9 – Другий уніфікований модуль

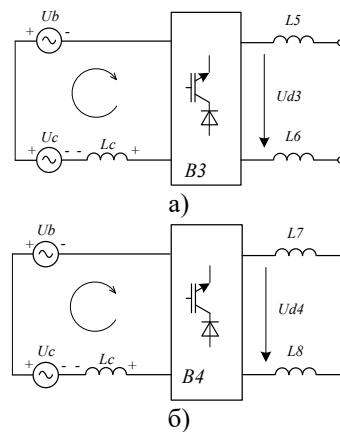


Рис. 10 – Третій уніфікований модуль (а), четвертий уніфікований модуль (б)

Контур проходження комутаційного струму наведено на рис. 11. Накопичена енергія в індуктивності кабелю фази передається в ємність снабера за наступним контуром  $U_c \rightarrow VD2 \rightarrow C \rightarrow VD3 \rightarrow U_b$ .

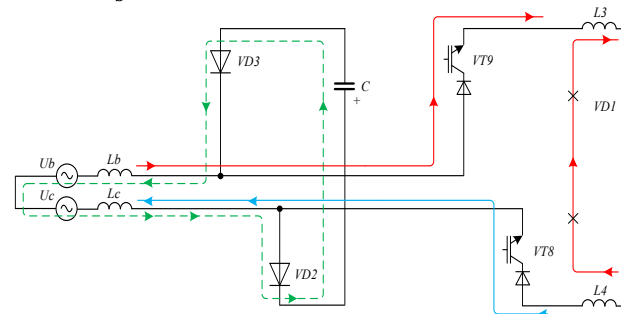


Рис. 11 – Контур проходження комутаційного струму в другому уніфікованому модулі

Як видно з рис. 11, фаза А не бере участі в комутації, індуктивності  $L_3$  і  $L_4$  також не впливають на її процес. На рис. 12 представлено контур комутації при включенні ключа VT9.

Для знаходження величини комутаційного струму і часу перехідного процесу, скористаємось другим законом Кірхгофа для контуру наведеного на рис. 11.

$$-U_b - U_c - U_c = L_b \cdot \frac{di_{Lb}}{dt} + L_c \cdot \frac{di_{Lc}}{dt} \quad (9)$$

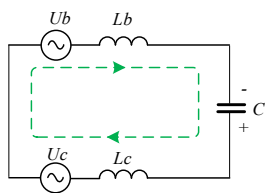


Рис. 12 – Контур проходження комутаційного струму

Час перехідного процесу знаходимо з формули (9)

$$\Delta t = \frac{I_H \cdot L_b + I_H \cdot L_c}{4 \cdot (U_c + U_b + U_c)} \quad (10)$$

$$\Delta t = \frac{I_H \cdot L_s}{2 \cdot (U_c + U_b + U_c)} \quad (11)$$

де:

$$U_a = U_L \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (120 + (30 + \alpha + PWM))}{180}\right) \quad (12)$$

$$U_b = U_L \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (30 + \alpha + PWM)}{180}\right) \quad (13)$$

$$U_c = U_L \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (240 + (30 + \alpha + PWM))}{180}\right) \quad (14)$$

Для другого випрямляча кут керування  $\alpha = \left(7,5 - \frac{\alpha_{PWM}}{2}\right) + \alpha_{PWM}$ . Де  $U_c$  – напруга на конденсаторі снаббера.

Розглянемо вплив комутаційного процесу на випрямлену напругу уніфікованих випрямлячів –  $U_{d1}$ ,  $U_{d2}$ ,  $U_{d3}$ ,  $U_{d4}$ .

На рис. 13 наведено схему 24-пульсного випрямляча до моменту комутації в другому уніфікованому модулі (підключення модуля до мережі живлення).

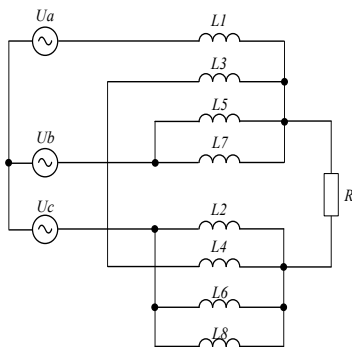


Рис. 13– Еквівалентна схема 24-пульсного випрямляча до моменту комутації

До моменту комутації миттєве значення випрямленої напруги для першого уніфікованого модуля (рис. 14) знаходимо за наступним виразом

$$U_{d1} = U_a + U_c \quad (15)$$

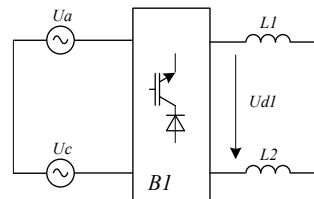


Рис. 14 – Перший уніфікований модуль

Для другого уніфікованого модуля миттєве значення випрямленої напруги  $U_{d2} = 0$ , (рис. 15).

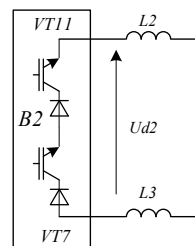


Рис. 15 – Другий уніфікований модуль

Для третього і четвертого уніфікованих модулів миттєве значення випрямленої напруги (рис. 16) становить

$$U_{d3} = U_{d4} = U_b + U_c \quad (16)$$

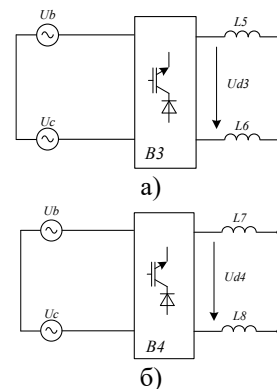


Рис. 16 – Третій уніфікований модуль (а), четвертий уніфікований модуль (б)

На рис. 17 наведено схему 24-пульсного випрямляча в момент комутації в другому уніфікованому модулі (підключення модуля до мережі живлення).

Значення випрямленої напруги для першого уніфікованого модуля (рис. 18), знаходимо за виразом:

$$U_{d1} = U_a - L_c \cdot \frac{I_H}{\Delta t} + U_c \quad (17)$$

Значення випрямленої напруги для другого, третього і четвертого уніфікованих модулів (рис. 19) знаходимо за виразом

$$U_{d2} = U_{d3} = U_{d4} = U_c \quad (18)$$

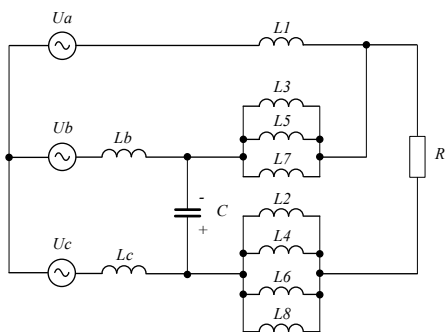


Рис. 17 – Еквівалентна схема 24-пульсного випрямляча в момент комутації

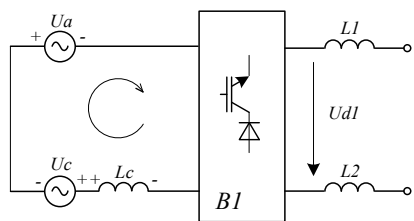
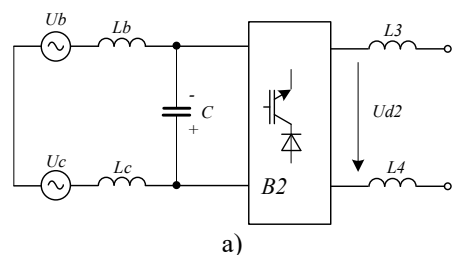
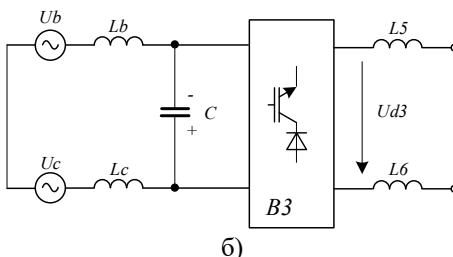


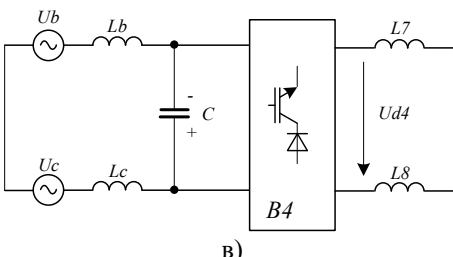
Рис. 18 – Перший уніфікований модуль



а)



б)



в)

Рис. 19 – Другий уніфікований модуль (а), третій уніфікований модуль (б), четвертий уніфікований модуль (в)

Таким самим чином були досліджені комутаційні процеси для третього і четвертого уніфікованих модулів.

В табл. 1 наведено всі можливі комбінації комутуючих фаз і відповідні їм включення діодів снабера.

Таблиця 1 – Комбінації комутуючих фаз і відповідні їм включення діодів снабера

Варіанти комутуючих фаз	Комутуючі діоди
$U_a$ входить в роботу, $U_b$ виходить з роботи	$VD6 - VD1$
$U_a$ входить в роботу, $U_c$ виходить з роботи	$VD2 - VD1$
$U_b$ входить в роботу, $U_a$ виходить з роботи	$VD4 - VD3$
$U_b$ входить в роботу, $U_c$ виходить з роботи	$VD2 - VD3$
$U_c$ входить в роботу, $U_a$ виходить з роботи	$VD4 - VD5$
$U_c$ входить в роботу, $U_b$ виходить з роботи	$VD6 - VD5$

Таким чином всі можливі комутації мають наступні контури проходження комутаційного струму: фаза що виходить з роботи – відповідний їй діод – конденсатор снабера – фаза яка входить в роботу (рис. 20, діоди не показано).

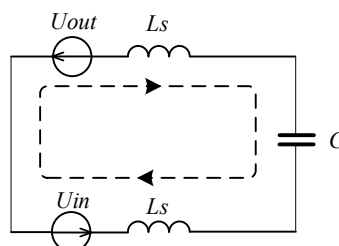


Рис. 20 – Комутаційний контур

В табл. 2 представлено залежності для визначення тривалості перехідного процесу і середніх значень випрямлених напруг уніфікованих модулів в моменти комутації ( $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$ ).

На рис. 21 наведено форми випрямлених напруг кожного із уніфікованих модулів які входять до складу 24-пульсного випрямляча визначених за формулами з табл. 2.

Час перехідного процесу  $\Delta t$ , пропорційний значенню індуктивності розсіювання  $L_s$ , струму навантаження  $I_d$  і залежить від напруги на конденсаторі снабера і напруги комутуючих фаз (кута керування  $\alpha$ ). Таким чином при незмінному значенні струму навантаження і індуктивності розсіювання фаз, можливий варіант регулювання часу перехідного процесу за допомогою снаберного конденсатора (шляхом збільшення або зменшення рівня напруги снаберного конденсатора).

Таблиця 2 - Залежності для визначення тривалості перехідного процесу і середніх значень випрямлених напруг уніфікованих модулів в моменти комутації

	$\kappa_1$	$\kappa_2$
$\Delta t$	$\Delta t_1 = \frac{I_H \cdot L_S}{2 \cdot (E_1 + U_a + U_b)}$	$\Delta t_2 = \frac{I_H \cdot L_S}{2 \cdot (-U_a + E_1 + U_b)}$
$U_{d1}$	$-U_c - U_b + L_b \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_1}$	$U_a + L_a \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_2} - U_c$
$U_{d2}$	$-U_c - U_b + L_b \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_1}$	$U_a + L_a \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_2} - U_c$
$U_{d3}$	$-U_c - U_b + L_b \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_1}$	$U_a + L_a \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_2} - U_c$
$U_{d4}$	$-U_c - U_b + L_b \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_1}$	$U_b + L_b \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_2} - U_c$
	$\kappa_3$	$\kappa_4$
$\Delta t$	$\Delta t_3 = \frac{I_H \cdot L_S}{2 \cdot (U_a - E_1 + U_c)}$	$\Delta t_4 = \frac{I_H \cdot L_S}{2 \cdot (E_1 + U_b + U_c)}$
$U_{d1}$	$E_1$	$-U_a + L_c \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_4} - U_c$
$U_{d2}$	$E_1$	$-U_a + L_c \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_4} - U_c$
$U_{d3}$	$0$	$E_1$
$U_{d4}$	$U_b - L_c \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_3} + U_c$	$E_1$
	$\kappa_5$	$\kappa_6$
$\Delta t$	$\Delta t_5 = \frac{I_H \cdot L_S}{2 \cdot (-U_a + E_1 + U_c)}$	$\Delta t_6 = \frac{I_H \cdot L_S}{2 \cdot (E_1 + E_b + E_c)}$
$U_{d1}$	$E_1$	$E_a - L_c \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_6} + E_c$
$U_{d2}$	$0$	$E_1$
$U_{d3}$	$U_b + L_c \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_5} - U_c$	$E_1$
$U_{d4}$	$U_b + L_c \cdot \frac{I_H}{4 \cdot \Delta t_5} - U_c$	$E_1$

Граничний рівень напруги на конденсаторі снабера визначається класом припустимої напруги напівпровідникових діодів снабера. Для того щоб визначити оптимальну величину напруги на конденсаторі снабера, було встановлено декілька режимів роботи схеми:

1. Перший режим – напруга на конденсаторі  $U_c < E_{am}$ ; де  $E_{am}$  - амплітуда лінійної напруги джерела живлення, діодний міст  $DM$  працює в режимі випрямлення і конденсатор заряджається від джерела живлення до  $U_c = E_{am}$ .

2. Другий режим – рівень напруги  $E_{am} < U_c < 2 \cdot L_s \frac{di}{dt}$ ; де  $L_s \frac{di}{dt}$  – значення напруги на індуктивності розсіювання фази. На цьому інтервалі комутації через діоди моста  $DM$  протікає додатковий струм. На рис. 22 наведено комутаційний контур 24-пульсного випрямляча при рівні напруги на конденсаторі снабера  $E_{am} < U_c < 2 \cdot L_s \frac{di}{dt}$ .

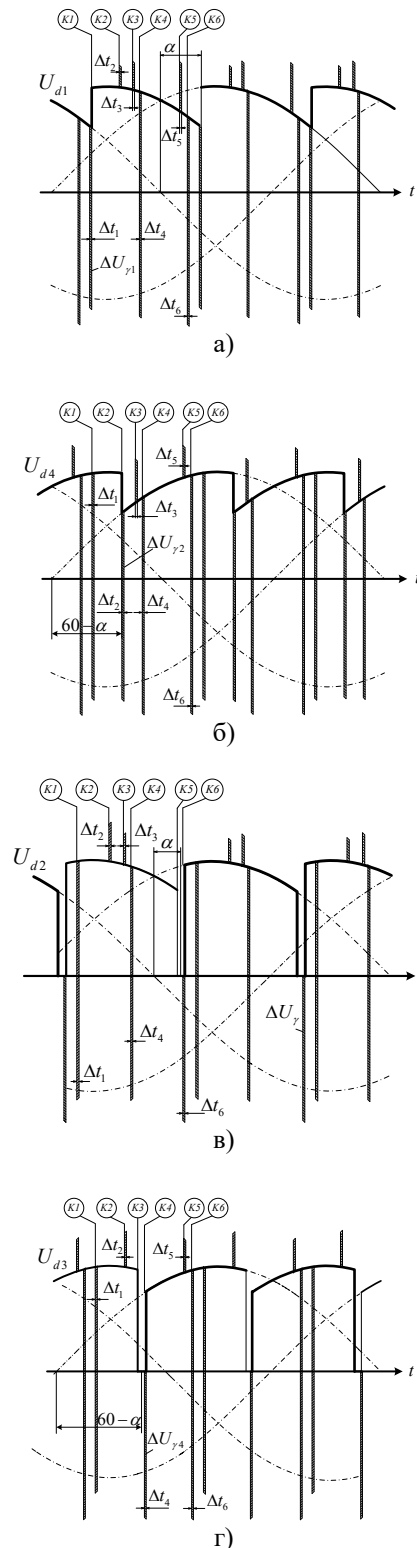


Рис. 21 – Форма випрямлених напруг 24-х пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз і ШІМ. Криві випрямлених напруг першого уніфікованого модуля (а), криві випрямлених напруг другого уніфікованого модуля (б), криві випрямлених напруг третього уніфікованого модуля (в), криві випрямлених напруг четвертого уніфікованого модуля (г)

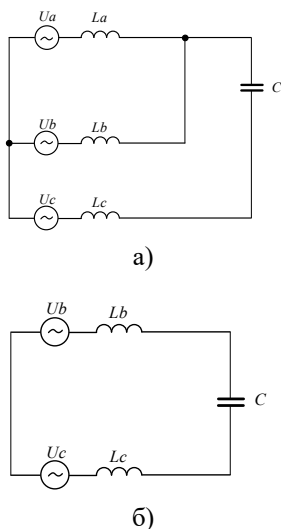


Рис. 22 – Комутаційний контур 24-х пульсного випрямляча протягом інтервалу часу проходження додаткового струму комутації (а), часу комутаційного процесу без проходження додаткового струму (б)

Як видно з (рис. 22, а) при рівні напруги  $E_{am} < U_C < 2 \cdot L_s \frac{di}{dt}$  в комутаційному процесі беруть участь три фази. На рис. 23 наведено перехідні процеси в фазах А, В, С та в випрямлячі з використанням повністю керованих ключів з зворотною блокуючою здатністю.

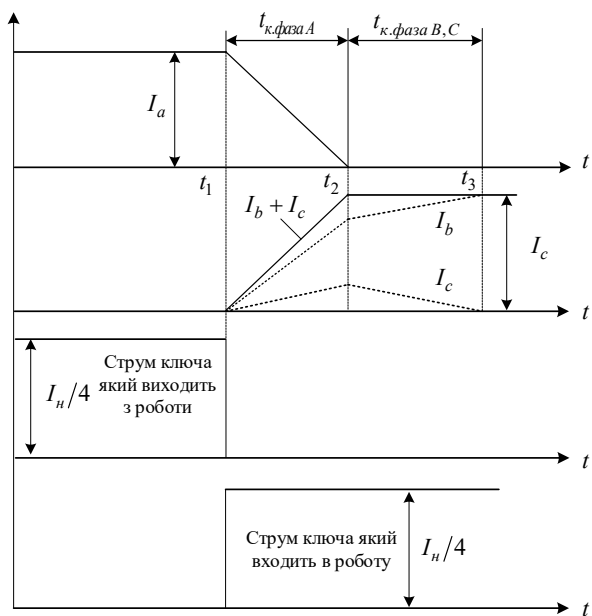


Рис. 23 – Перехідні процеси в фазах А, В, С та ключах випрямляча

Процес комутації при рівні напруги  $E_{am} < U_C < 2 \cdot L_s \frac{di}{dt}$  можна розділити на дві складові.

– Інтервал часу  $t_1 - t_2$  в якій беруть участь в комутації три фази (рис. 22, а; рис. 23).

– Інтервал часу  $t_2 - t_3$  в якій беруть участь в комутації дві фази (рис. 22, б; рис. 23).

Комутація струму в ключах випрямляча як видно з (рис. 24), проходить практично миттєво.

3. Третій режим – значення напруги на конденсаторі снабера  $U_C \geq 2 \cdot L_s \cdot \frac{di}{dt}$ , додатковий струм який протікає через діоди снабера відсутній.

Розглянувши еквівалентну схему контуру комутації (рис. 20), з урахуванням зміни струмів у фазах (інтервал часу  $\Delta t = t_2 - t_1$ , рис. 24), отримано вирази для визначення часу комутації струму двох фаз  $\Delta t$  (табл. 3).

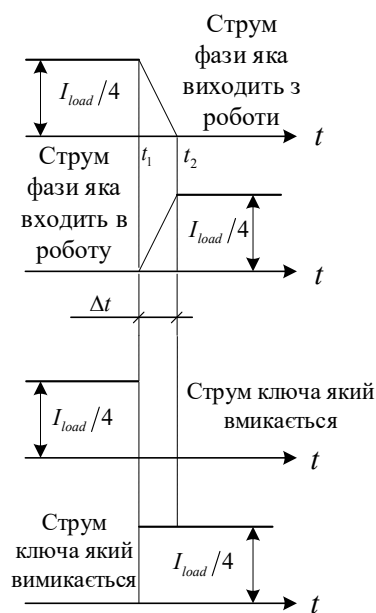


Рис. 24 – Перехідні процеси в ключах снабера та ключах випрямляча з використанням повністю керованих ключів з зворотною блокуючою здібністю

Комутація струму в транзисторах, як видно з (рис. 24), проходить майже миттєво, це пояснюється тим, що в будь який момент часу, струм фази який виходить з роботи компенсує струм фази яка тільки входить в роботу. Беручи до уваги цей факт, для системи керування необхідною умовою є забезпечення одночасного вмикання і вимикання транзисторів комутуючих фаз.

Робочими режимами можуть являтися як другий так і третій режими. Як було сказано вище, вибір напівпровідникових ключів снабера та випрямляча визначається з урахуванням граничного рівня напруги на конденсаторі снабера. Таким чином, другий режим є більш вигідним з точки зору вибору вентилів за класом напруги, але при цьому в даному режимі протікають додаткові струми комутації, що знижують коефіцієнт корисної дії.



Для того, щоб визначитися який режим є більш доцільним, необхідно проаналізувати потужність комутаційних втрат перетворювача.

Визначимо індуктивність мережі живлення. Знаючи відношення струму короткого замикання мережі живлення до струму навантаження (табл. 3) [9, 10, 11], можна визначити індуктивність розсіювання за наступними виразами

$$K_{\text{сети}} = \frac{I_{SC}}{I_L} \quad (17)$$

де  $I_{SC}$  – струм короткого замикання мережі живлення;  $I_L$  – струм навантаження.

$$I_{SC} = \frac{U_{\text{сетиф.}}}{\omega \cdot L_{\phi}} \quad (19)$$

де  $U_{\text{сетиф.}}$  – фазна напруга джерела живлення,  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ .

Таблиця 3 – Максимальний вміст гармонік струму у відсотках в точці загального приєднання для розподільчих мереж загального користування

Максимальні значення вмісту гармонік споживаного струму з мережі						
Значення гармонік						
$\frac{I_{SC}}{I_L}$	3 $\leq h$	11 $\leq h$	17 $\leq h$	23 $\leq h$	35 $\leq h$	THD
< 20	4	2	1,5	0,6	0,3	5
20 < 50	7	3,5	2,5	1,0	0,5	8
50 < 100	10	4,5	4,0	1,5	0,7	12
100 < 1000	12	5,5	5,0	2,0	1,0	15
> 1000	15	7	6,0	2,5	1,4	20

$I_{SC}$  - струм короткого замикання мережі живлення  
 $I_L$  - струм навантаження

Струм фази знаходимо за виразом

$$I_{L\phi} = \frac{P_n}{3 \cdot U_{\text{мережіф.}}}, \quad (20)$$

де  $P_n$  – потужність навантаження.  
Тоді

$$\left(\frac{U_{\text{мережіф.}}}{\omega \cdot L_{\phi}}\right) = \frac{U_{\text{мережіф.}} \cdot U_{\text{мережіф.}}}{\omega \cdot L_{\phi} \cdot \frac{P_n}{3}} = \frac{3 \cdot U_{\text{мережіф.}}^2}{\omega \cdot L_{\phi} \cdot P_n} = K_{\text{мережі}} \cdot (21)$$

З (20) індуктивність фази становить

$$L_{\phi} = \frac{3 \cdot U_{\text{мережіф.}}^2}{\omega \cdot P_n \cdot K_{\text{мережі}}}, \quad (22)$$

На рис. 25 наведено залежності індуктивності розсіювання фази від потужності мережі живлення при різних значеннях потужності навантаження.

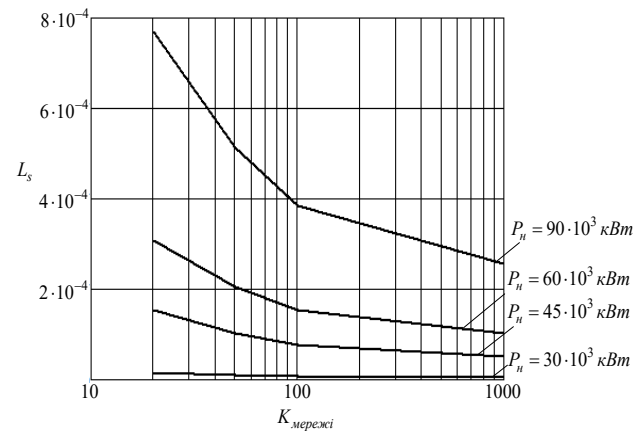


Рис. 25 – Залежність індуктивності розсіювання фази від потужності мережі живлення при різних значеннях потужності навантаження

Накопичена енергія в індуктивності мережі передається в снаберний конденсатор (рис. 26).

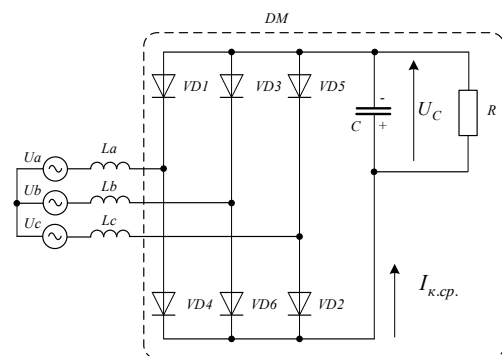


Рис. 26 – Схема снаберного пристрою

Для підтримання заданого рівня напруги на конденсаторі снабера в найпростішому випадку можна використати паралельний резистор.

Використовуючи знайдені вирази для визначення тривалості комутаційного процесу (табл. 2), амплітуду струму комутації і період повторення (рис. 27) можна знайти середнє значення струму комутації.

Середнє значення струму комутації 24-пульсного випрямляча можна визначити

$$I_{\text{к.ср.}} = \frac{\frac{1}{2}(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6)}{T} \cdot \frac{P_n}{4 \cdot U_n}. \quad (23)$$

Потужність комутаційних процесів можна визначити за виразом

$$P_{\text{ком.}} = I_{\text{к.ср.}} \cdot U_C = I_{\text{к.ср.}}^2 \cdot R = \frac{U_C^2}{R}. \quad (24)$$

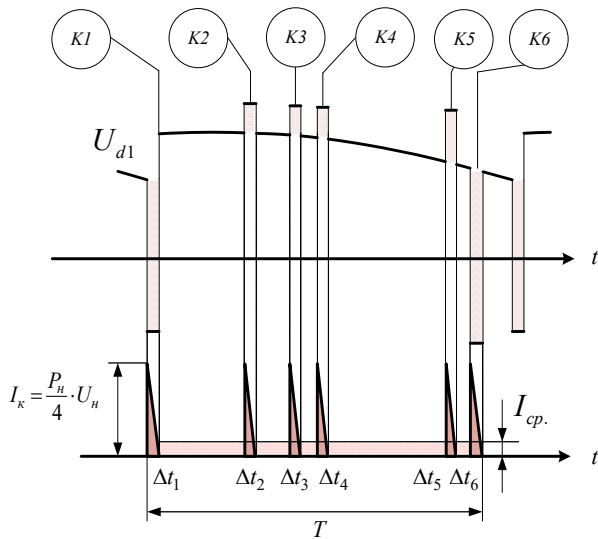


Рис. 27 – Діаграми випрямленої напруги уніфікованого модуля з ШІМ, та струм снабера під час комутації

На рис. 28 наведено залежність потужності комутації від індуктивності мережі живлення та різних значеннях напруги на конденсаторі снабера (для експерименту з напругою живлення 380 В і потужністю навантаження 90 кВт).

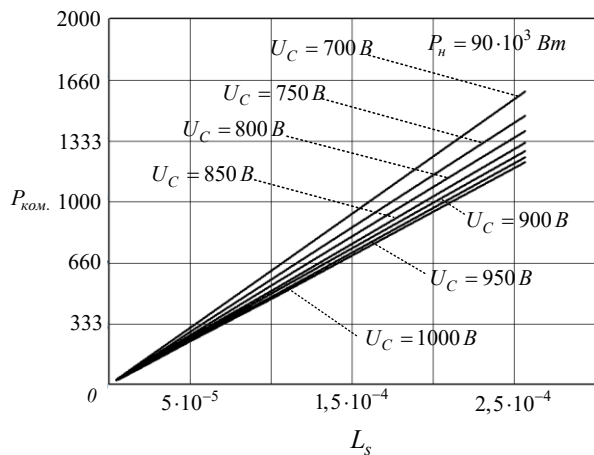


Рис. 28 – Залежність потужності комутації від індуктивності мережі живлення при потужності навантаження 90 кВт та різних значеннях напруги на конденсаторі снабера

На рис. 29 наведено залежності потужності комутації від потужності мережі живлення при потужності навантаження 90 кВт та різних значеннях напруги на конденсаторі снабера.

На рис. 30 наведено залежності потужності комутації від індуктивності мережі живлення при різних значеннях потужності навантаження за умови напруги на конденсаторі снабера 800 В.

При потужності мережі  $\frac{I_{sc}}{I_L} = 20$  потужність комутації складає 1120 Вт, або 1 % від потужності

навантаження. При використанні більш потужних мереж, комутаційні втрати будуть зменшуватися.

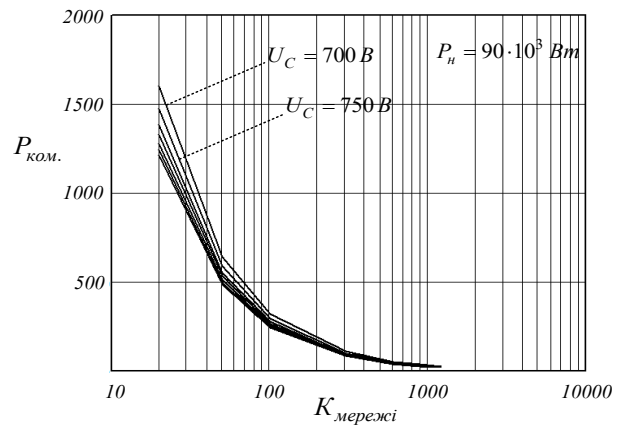


Рис. 29 – Залежність потужності комутації від індуктивності мережі живлення

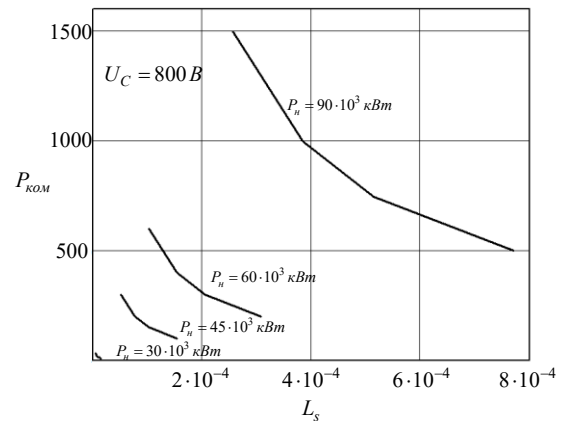


Рис. 30 – Залежності потужності комутації від індуктивності мережі живлення (380 В) при різних значеннях потужності навантаження,  $U_C = 800 В$

Після аналізу комутаційних втрат можна зробити наступні висновки:

- передача накопиченої енергії під час комутації в мережу є недоцільною [13, 14];
- оскільки потужність комутаційних процесів мало впливає на ККД, в якості робочого режиму роботи снабера, можна використати другий режим, де рівень напруги на конденсаторі можна прийняти  $E_{am} \cdot 1,15$ .

Здійснено дослідження електромагнітних процесів та енергетичних показників 24-пульсного паралельного випрямляча, який працює від мережі 380 В, на активно-емнісне навантаження потужністю 90 кВт [15]. Дослідження проводилися в комп'ютерній програмі Matlab/Simulink.

Комутація струму в IGBT-транзисторах, як видно з рис. 31, проходить миттєво, це пояснюється тим, що в будь який момент часу струм фази, який виходить з роботи компенсує струм фази, яка тільки входить в роботу.

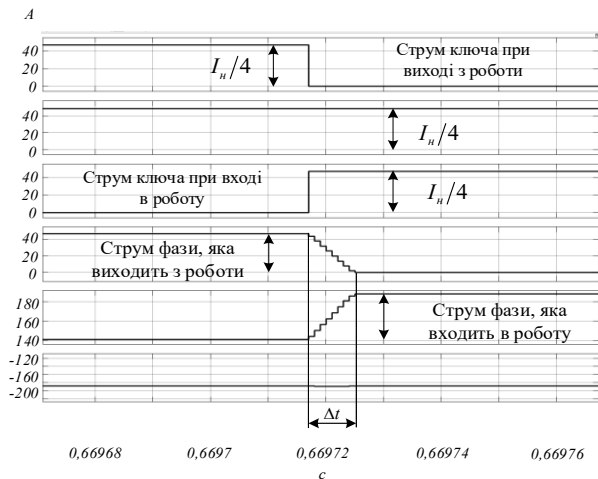


Рис. 31 – Комутація струму в ключах випрямляча

На рис. 32, наведено машинограми випрямленої напруги уніфікованого модуля і струм комутації. Середнє значення струму комутації, як видно з рис. 32, а, дорівнює  $I_{\text{ком.ср.}} = 1,18\text{А}$  при  $L_S = 250\text{мГн}$ ,  $P_H = 90\text{кВт}$ ,  $U_C = 850\text{В}$ . Потужність комутаційних процесів (енергія розсіювання в активному опорі снабера) складає

$$P_{\text{ком.}} = I_{\text{ком.ср.}} \cdot U_C = 1,18 \cdot 850 = 1120\text{Вт}$$

Як видно з рис. 32, теоретичні результати для визначення потужності комутаційних процесів отримані аналітично співпадають з експериментальними.

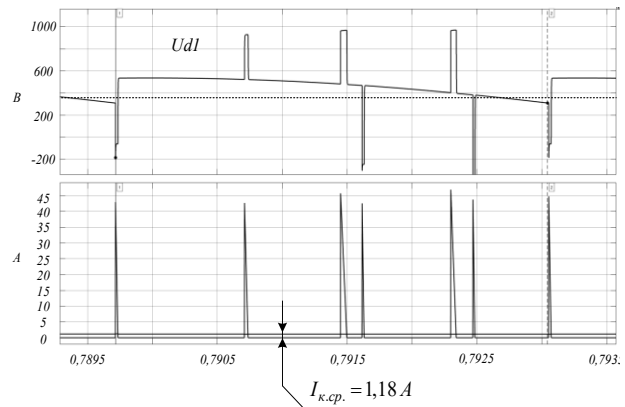


Рис. 32 – Машинограми випрямленої напруги уніфікованого модуля і струм комутації

На рис. 33 наведені осцилограми випрямлених напруг чотирьох уніфікованих модулів ( $U_{d1}$ ,  $U_{d2}$ ,  $U_{d3}$ ,  $U_{d4}$ ), фазні струми мережі ( $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ) та фазні напруги джерела живлення ( $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$ ) 24-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз та ШІМ.

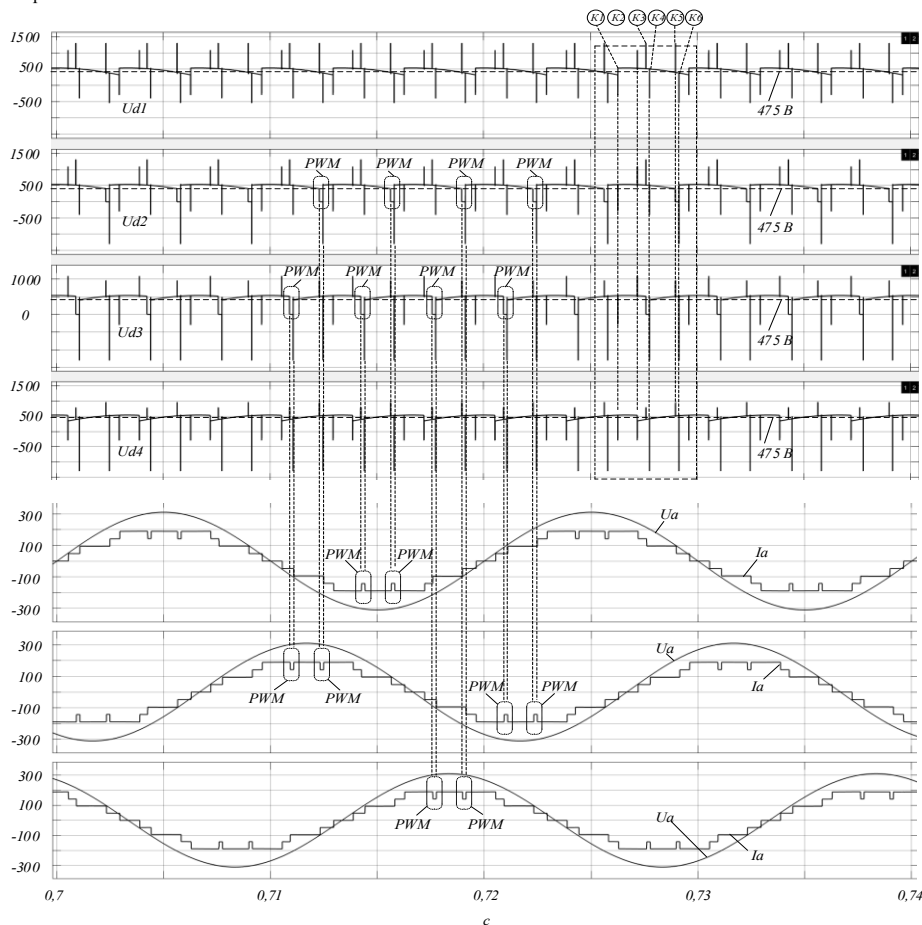


Рис. 33 – Осцилограми випрямленої напруги чотирьох уніфікованих модулів, фазні струми мережі та фазні напруги джерела живлення

## Висновки

В роботі досліджено електромагнітні процеси в трифазному багатопульсовому випрямлячі з електронним зсувом фаз при використанні повністю керованих напівпровідникових ключів із зворотною блокуючою здатністю, що дало можливість отримати основні вирази для оцінки комутаційних втрат.

При дослідженні комутаційних процесів 24-пульсного випрямляча з використанням ШІМ було підтверджено працездатність розробленого комутаційного контуру.

Експериментальні дослідження показали, що при використанні відстаючого та випереджаючого кута керування при здійсненні електронного зсуву фаз в багатопульсних трифазних випрямлячах, забезпечується одиничний коефіцієнт зсуву споживного струму з мережі відносно напруги живлення перетворювача.

При потужності мережі  $\frac{I_{sc}}{I_L} = 20$  потужність комутації складає 1120 Вт, або 1 % від потужності навантаження. При використанні більш потужних мереж, комутаційні втрати будуть зменшуватися.

Після аналізу комутаційних втрат можна зробити наступні висновки:

– передача накопленої енергії під час комутації в мережу є недоцільною;

– оскільки потужність комутаційних процесів мало впливає на ККД, в якості робочого режиму роботи снабера, можна використати другий режим, де рівень напруги на конденсаторі можна прийняти  $E_{am} \cdot 1,15$ .

## Список літератури

1. Sokol Y. I., Zamaruiev V. V., Ivakhno V. V., Voitovych Yu. S. Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier. *Electrical, Control and Communication Engineering. The Journal of Riga Technical University*. 2017. Vol.12. P. 5-10.
2. Sokol E., Zamaruiev V., Ivakhno V., Voitovych Y. Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier. *16th International Symposium Pärnu 2017 "Topical Problems In The Field Of Electrical And Power Engineering" And "Doctoral School Of Energy And Geotechnology Iii" Pärnu*, 2017. Estonia (January 16 - 21, 2017). P. 160-162.
3. Blauth Y. B. and Barbi I. A phase-controlled 12-pulse rectifier with unity displacement factor without phase shifting transformer. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 1998. Vol. 98. P. 970-976.
4. Sokol Y. I., Zamaruiev V. V., Ivakhno V. V., Voitovych Y. S. Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier. *Electrical, Control and Communication*. 2017. Vol. 12. P. 5 - 10.
5. Choi S., Enjeti P. N., Pitel I. J. Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1995. Vol. 11. P. 353 - 359.
6. IEEE Guide for the Application, Specification, and Testing of Phase-Shifting Transformers. In IEEE Std C57.135-2011 (Revision of IEEE Std C57.135-2001). 2011. Vol. 135. P. 1-50.
7. Skibinski G. L., Guskov N. and Zhou Dong. Cost effective multi-pulse transformer solutions for harmonic mitigation in

- AC drives. *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*. 2003. P. 1488-1497.
8. IEC 61000-3-12, Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-12: Limits – Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16 A and ≤75 A per phase. 2011. URL: <https://webstore.iec.ch/publication/4144>. Access 1 June 2020
  9. Rahmani A., Deihimi A. Reduction of harmonic monitors and estimation of voltage harmonics in distribution networks using wavelet analysis and NARX. *Electr. Power Syst. Res.* 2020. Vol. 178. P. 106046.
  10. Kashif M., et al. A fast time-domain current harmonic extraction algorithm for power quality improvement using three-phase active power filter. *Electr. Power Syst. Res.* 2020. Vol. 12. P. 103539-103549.
  11. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Kotlyarov V. Analysis of topologies of active four-quadrant rectifiers for implementing the industry 4.0 principles in traffic power supply systems. *International scientific journal «INDUSTRY 4.0»*. 2019. Vol. 4. P. 57-61.
  12. Constantinescu M. D., Popescu M., Subtirelu G.-E. and Toma I.-C. Application of the Direct Power Control in a Three-Phase Shunt Active Power Filter System. *International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. 2023. Craiova, Romania. Vol. 38. P. 1-6.
  13. Kabalci Y. A survey on smart metering and smart grid communication. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. Vol. 57. P. 302-318.
  14. Xu Y., Wang Z., Shen Y., Zou Z. and Deng F. An Improved Modulation Scheme of Isolated Matrix Converter for Common-Mode Voltage Reduction and DC-Bias Current Mitigation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2023. Vol. 70. P. 1-10.
  15. Pandey D. C., Behera P. K. and Pattnaik M. Steady-State Analysis of Dual Active Bridge Converter with Single Phase Shift and Dual Phase Shift Modulation. *IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCECS)*. 2023. Bhopal, India. P. 1-6.

## References (transliterated)

1. Sokol Y. I., Zamaruiev V. V., Ivakhno V. V., Voitovych Yu. S. Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier. *Electrical, Control and Communication Engineering. The Journal of Riga Technical University*, 2017, vol. 12, pp. 5-10.
2. Sokol E., Zamaruiev V., Ivakhno V., Voitovych Y. Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier. *16th International Symposium Pärnu 2017 "Topical Problems In The Field Of Electrical And Power Engineering" And "Doctoral School Of Energy And Geotechnology Iii" Pärnu*, 2017, Estonia (January 16 - 21, 2017), pp. 160-162.
3. Blauth Y. B. and Barbi I. A phase-controlled 12-pulse rectifier with unity displacement factor without phase shifting transformer. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1998. vol. 98, pp. 970-976.
4. Sokol Y. I., Zamaruiev V. V., Ivakhno V. V., Voitovych Y. S. Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier. *Electrical, Control and Communication*, 2017, vol. 12, pp. 5-10.
5. Choi S., Enjeti P. N., Pitel I. J. Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1995, vol. 11, pp. 353-359.

6. IEEE Guide for the Application, Specification, and Testing of Phase-Shifting Transformers. In IEEE Std C57.135-2011 (Revision of IEEE Std C57.135-2001), 2011, vol. 135, pp. 1-50.
7. Skibinski G. L., Guskov N. and Zhou Dong. Cost effective multi-pulse transformer solutions for harmonic mitigation in AC drives. *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, 2003, pp. 1488-1497.
8. IEC 61000-3-12, Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-12: Limits – Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16 A and ≤75 A per phase. 2011. Available at: <https://webstore.iec.ch/publication/4144>. Access 1 June 2020
9. Rahmani A., Deihimi A. Reduction of harmonic monitors and estimation of voltage harmonics in distribution networks using wavelet analysis and NARX. *Electr. Power Syst. Res.*, 2020, vol. 178, p. 106046.
10. Kashif M., et al. A fast time-domain current harmonic extraction algorithm for power quality improvement using three-phase active power filter. *Electr. Power Syst. Res.*, 2020, vol. 12, pp. 103539-103549.
11. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Kotlyarov V. Analysis of topologies of active four-quadrant rectifiers for implementing the industry 4.0 principles in traffic power supply systems. *International scientific journal «INDUSTRY 4.0»*, 2019, vol. 4, pp. 57-61.
12. Constantinescu M. D., Popescu M., Subtirelu G.-E. and Toma I.-C. Application of the Direct Power Control in a Three-Phase Shunt Active Power Filter System. *International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*, Craiova, Romania, 2023, vol. 38, pp. 1-6.
13. Kabalci Y. A survey on smart metering and smart grid communication. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 57, pp. 302-318.
14. Xu Y., Wang Z., Shen Y., Zou Z. and Deng F. An Improved Modulation Scheme of Isolated Matrix Converter for Common-Mode Voltage Reduction and DC-Bias Current Mitigation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2023, vol. 70, pp. 1-10.
15. Pandey D. C., Behera P. K. and Pattnaik M. Steady-State Analysis of Dual Active Bridge Converter with Single Phase Shift and Dual Phase Shift Modulation. *IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, Bhopal, India, 2023, pp. 1-6.

#### Відомості про авторів (About authors)

**Войтович Юрій Сергійович** – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри «Промислова і біомедична електроніка»; м. Харків, Україна; ORCID: 0000-0003-3606-9539; e-mail: [Yurii.Voitovych@khpi.edu.ua](mailto:Yurii.Voitovych@khpi.edu.ua).

**Voitovych Yurii** – Ph. D., National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute", senior lecturer of the "Industrial and Biomedical Electronics" department; Kharkiv, Ukraine; ORCID: 0000-0003-3606-9539; e-mail: [Yurii.Voitovych@khpi.edu.ua](mailto:Yurii.Voitovych@khpi.edu.ua).

**Стисло Богдан Олександрович** – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри «Промислова і біомедична електроніка»; м. Харків, Україна; ORCID: 0000-0001-7057-3523; e-mail: [Bohdan.Styslo@khpi.edu.ua](mailto:Bohdan.Styslo@khpi.edu.ua).

**Styslo Bohdan** – Ph. D., National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute", senior lecturer of the "Industrial and Biomedical Electronics" department; Kharkiv, Ukraine; ORCID: 0000-0001-7057-3523; e-mail: [Bohdan.Styslo@khpi.edu.ua](mailto:Bohdan.Styslo@khpi.edu.ua).

**Чмихова Оксана Володимирівна** – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри «Промислова і біомедична електроніка»; м. Харків, Україна; ORCID: 0000-0002-9198-9701; e-mail: [Oksana.Chmykhova@khpi.edu.ua](mailto:Oksana.Chmykhova@khpi.edu.ua).

**Chmykhova Oksana** – Ph. D., National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute", assistant professor of the "Industrial and Biomedical Electronics" department; Kharkiv, Ukraine; ORCID: 0000-0002-9198-9701; e-mail: [Oksana.Chmykhova@khpi.edu.ua](mailto:Oksana.Chmykhova@khpi.edu.ua).

**Плахтій Олександр Андрійович** - кандидат технічних наук, Український державний університет залізничного транспорту, доцент кафедри «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», м. Харків, Україна, ORCID: 0000-0002-1535-8991; e-mail: [a.plakhtiy1989@gmail.com](mailto:a.plakhtiy1989@gmail.com)

**Plakhtii Oleksandr** - Ph. D., Ukrainian state university of railway transport, assistant professor of the "Electrical power engineering, electrical engineering and electromechanics" department, Kharkiv, Ukraine; ORCID: 0000-0002-1535-8991; e-mail: [a.plakhtiy1989@gmail.com](mailto:a.plakhtiy1989@gmail.com)

*Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:*

Войтович Ю. С., Стисло Б. О., Чмихова О. В., Плахтій О. А. Дослідження комутаційних процесів в 24-пульсному випрямлячі з електронним зсувом фаз на IGBT-транзисторах з зворотною блокуючою властивістю. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХПІ». 2024. № 1 (19). С. 78-90. doi:10.20998/2413-4295.2024.01.11.

*Please cite this article as:*

Voitovych Y., Styslo B., Chmykhova O., Plakhtii O. Investigation of commutation processes in a 24-pulse rectifier with electronic phase shift on IGBT transistors with reverse blocking capability. *Bulletin of the National Technical University "KhPI"*. Series: *New solutions in modern technology*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2024, no. 1(19), pp. 78-90, doi: 10.20998/2413-4295.2024.01.11.

*Надійшла (received) 02.12.2023  
Прийнята (accepted) 01.03.2024*