

ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧІ СИЛЬНОСТРУМОВІ ВИСОКОВОЛЬТНІ КЛЮЧІ І ФАЗНІ МОДУЛІ НА ЇХ ОСНОВІ

Панасенко М.В., д.т.н., проф., Панасенко Н.М., Хворост В.Ю., доц., к.т.н.
Державний науково-дослідний центр залізничного транспорту України, Харківська філія
Україна, 61050, Харків, пл. Фейєрбаха, 7а
тел. 707-64-41

Розглянута гібридна структура сильнострумowego високовольтного безснаберного двоквadrантного ключа знакозмінного струму з точки зору реалізації позитивних властивостей двоопераційних асиметричних тиристорів і біполярних транзисторів із ізольованим затвором в напрямку зниження втрат потужності в ключах. Наведена схема фазового модуля з вузлами однорідної комутації на гібридних ключах із зниженими динамічними втратами потужності.

Рассмотрена гибридная структура сильнотокового высоковольтного безснаберного двоквadrантного ключа знакопеременного тока с точки зрения реализации позитивных свойств двооперационных асимметричных тиристоров и биполярных транзисторов с изолированным затвором в направлении снижения потерь мощности в ключах. Приведена схема фазового модуля с узлами однородной коммутации на гибридных ключах со сниженными динамическими потерями мощности.

1. АНАЛІЗ СТАНУ ПРОБЛЕМИ І ПОСТАНОВА ЗАДАЧІ РОБОТИ

В широкорегульованих зворотних схемах силових високовольтних автономних перетворювачів з реактивною компонентою навантаження до яких належать і тягові перетворювачі частоти магістрального електро рухомого складу з асинхронними двигунами, як правило, використовуються двоквadrантні ключі знакозмінного струму [1] на основі сильнострумowych високовольтних керованих двоопераційних напівпровідникових приладів: комутуємих по управляючому електроду тиристорів (GTO, GCT) або біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT, IEGT). Наявність в схемах цих ключів зворотного діода, шунтуючого керований двоопераційний прилад, і робить можливим обмін потужністю між джерелом живлення і навантаженням в обох напрямках без зміни полярності їх напруг.

Базовою комутаційною структурою для двоквadrантних ключів знакозмінного струму в схемах автономних перетворювачів з широтно-імпульсною модуляцією є двофільтрова структура з "жорсткою" комутацією керованих двоопераційних приладів, так як ці перетворювачі мають силові фільтри на вході і виході їх вентиляльних комутаторів [2]. У відповідності до свого призначення силові фільтри згладжують вхідну напругу або вихідний струм. Тому на інтервалах комутації ми можемо говорити про постійну напругу на керованому приладі при зростаючому струмі на етапі його ввімкнення та про постійний струм в керованому приладі при зростаючій напрузі на етапі його вимикання. При визначенні загальних характеристик автономних перетворювачів як правило ідеалізують процеси комутації як при ввімкненні, так і при вимиканні ключів, вважаючи час комутації рівним нулю. Однак при виборі елементів ключів та при розрахунку енергетичних характеристик перетворювачів доводиться враховувати ненульовий час комутації і, отже, комутаційні втрати як при ввімкненні, так і при вимиканні напівпровідникових приладів ключів. При цьому в першу чергу нас цікавлять комутаційні втрати в керованих приладах ключів, в яких, з підвищенням частоти перемикань, складова комутаційних втрат потужності не тільки наближається по своїй величині до

складової статичних втрат потужності (втрат прямої провідності), але може й суттєво перевищувати цю складову [3, 4]. На практиці, поряд з удосконаленням самих керованих напівпровідникових приладів у напрямку скорочення часу комутації, для підвищення струмових і частотних можливостей двоквadrантних високовольтних сильнострумowych ключів знакозмінного струму, як правило, використовують і снаберну обв'язку цих ключів [5, 6], переносячи тим самим значну частку складової комутаційних втрат з керованого напівпровідникового приладу ключа на снаберні ланцюги. Однак наявність снаберних ланцюгів не приводить до покращення енергетичних показників перетворювачів без додаткового введення в їх схему спеціальних засобів по відводу (передачі) накопиченої в їх реактивних елементах енергії в джерело живлення або навантаження [7]. Використання ж снаберних ланцюгів і схемних засобів по відводу від них накопиченої енергії суттєво ускладнює як силову схему самих ключів, так і силову схему автономного перетворювача в цілому.

Поява на ринку силової електроніки сильнострумowych високовольтних керованих напівпровідникових приладів типу асиметричних HD-GTO, GCT, та IGBT, IEGT рекомендованих фірмами-виробниками для використання в двоквadrантних ключах знакозмінного струму в безснаберному варіанті [8], дозволяє по новому підійти до створення ключів на їх основі, а саме, гібридних ключів, виходячи з наявних переваг того чи іншого виду керованого напівпровідникового приладу. Тут мається на увазі ті обставини, що високовольтні транзистори IGBT, IEGT мають більш кращі характеристики щодо високовольтних асиметричних тиристорів HD-GTO, GCT в частині швидкодії процесів вимикання і, отже, комутаційних втрат потужності при вимиканні, суттєво уступаючи по величині втрат потужності при ввімкненні та в режимі прямої провідності [8-10], а також та стійкості до кризових струмів [11, 12].

Вирішення задачі щодо використання в практиці створення сильнострумowych високовольтних ключів позитивних сторін кожного з двох видів керованих напівпровідникових приладів: біполярних транзисторів з ізольованим затвором і тиристорів з комутацією по управляючому електроду на думку авторів і дозво-

литель реалізувати гібридний енергоефективний сильноточовий високовольтний ключ, параметри якого будуть в найбільшій мірі відповідати вимогам їх використання у фазних модулях потужних високовольтних автономних перетворювачів з широтно-імпульсною модуляцією, і в першу чергу, в перетворювачах частоти для тягового асинхронного електропривода магістральних електровозів. Задача побудови гібридних енергоефективних сильноточових високовольтних ключів і фазних модулів на їх основі є однією із складових пошукових науково-дослідних робіт Державного науково-дослідного центру залізничного транспорту України по розробці перетворювачів частоти з повітряним охолодженням для асинхронного тягового електроприводу магістральних електровозів потужністю 5600 – 6400 кВт.

2. СТРУКТУРА СХЕМИ ГІБРИДНОГО КЛЮЧА І ПРИНЦИП ЙОГО УПРАВЛІННЯ

На рис. 1, а наведена схема гібридного ключа VK з драйвером БУ, а на рис. 1, б – є ідеалізовані діаграми імпульсів управління керованими напівпровідниковими приладами: тиристорами VS – i_{yvs} транзистором VT – u_{yvt} струмів на інтервалах їх провідності та напруги U_s і струму i_s на загальному інтервалі провідності ключа VK на періоді широтно-імпульсної модуляції $T_{ШІМ}$ при скажності γ регулювання тривалості провідності ключа близьким до 1.

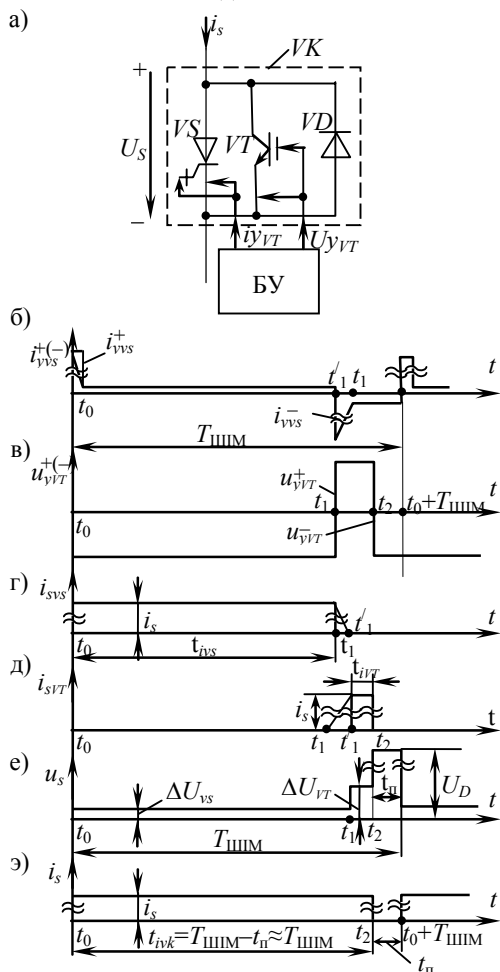


Рис. 1. Схема гібридного ключа (а) і ідеалізовані діаграми процесу його управління (б-є): (VS –лінійний тиристор, VT –комутуючий транзистор)

На початку кожного із періодів $T_{ШІМ}$ ($t_0, t_0 + T_{ШІМ}$ і т.д.) широтно-імпульсної модуляції вмикається тиристор VS ключа VK імпульсом управління i_{yvs}^+ через тиристор і, отже, через ключ VK , тече струм i_s . Транзистор VT ключа VK є вимкненим за рахунок дії на нього запираючого імпульсу u_{yvt}^- . Напруга на ключі VK – U_s при цьому визначається прямим падінням напруги ΔU_{VS} на тиристорі VS при струмі i_s у відповідності співвідношення

$$\Delta U_{vs} = U_{0vs} + r_{gvs} \cdot i_s, \quad (1)$$

де U_{0vs}, r_{gvs} – відповідно порогова напруга і динамічний опір тиристора VS .

Для вимкнення тиристора VS на нього подається в момент t_1 запираючий імпульс i_{yvt}^- при одночасній подачі відпираючого імпульсу u_{yvt}^+ на транзистор VT ключа VK . Враховуючи більш високу швидкодію транзистора VT при його ввімкненні у порівнянні із швидкодією тиристора VS при його вимкненні, власно вимкнення тиристора VS і відновлення його блокуючих властивостей при знеструмленні буде відбуватися при ввімкненому стані транзистора VT , який в момент початку відновлення блокуючої спроможності t_1 приймає на себе весь струм i_s . Отже, вимкнення і відновлення блокуючих властивостей тиристора VS відбувається при обмеженій, на рівні прямого падіння напруги ΔU_{VT} на транзисторі VT , напрузі, яка також може визначатися із співвідношення (1) при заміні відповідно порогової напруги U_{0vs} і динамічного опору r_{gvs} тиристора на аналогічні параметри транзистора U_{0vt} і r_{gvt} .

Етапи розсмоктування заряду і спаду анодного струму i_s в тиристорах, комутуваних по управляючому електроду складають значно меншу частку загального часу вимкнень цих тиристорів t_{GQ} . Причому, етап розсмоктування заряду t_s , який визначається інтервалом часу між початком протікання негативного запираючого струму управління i_{yvt}^- і початком спаду анодного струму i_s , можна знехтувати [13] на етапі спаду $t_1 - t_i$ анодного струму i_s тиристора VS , а на етапі переходу струму з тиристора на транзистор прийняти падіння напруги на ключі рівним падінню напруги на тиристорі VS .

Необхідна тривалість інтервалу провідності t_{ivt} транзистора VT повинна бути не меншою за час Δt_{GQ} який потрібний для відновлення блокуючих властивостей тиристора VS після його знеструмлення, тобто $t_{ivt} \geq \Delta t_{GQ}$. Величину Δt_{GQ} можна визначити із співвідношення

$$\Delta t_{GQ} = t_{GQ\Pi} - (t_s + t_f) \approx t_{GQ} - t_s. \quad (2)$$

Параметр $\Delta t_{GQ\Pi}$ представляє собою паспортний час вимкнення тиристорів, комутуваних по управляючому електроду.

Таким чином, інтервал провідності біполярного транзистора із ізолюваним затвором t_{ivt} в схемах гібридних ключів не перевищує час вимкнення їх тиристорів, Δt_{GQ} , величина якого для сучасних сильноточових високовольтних приладів типу HD-GTO і GCT складає, як правило, всього 10 ÷ 30 мкс [13, 14].

Вимкнення ключа VK виконується після відновлення блокуючих властивостей тиристора VS за рахунок вимкнення транзистора VT шляхом подачі на нього негативного імпульсу управління u_{yvt}^- . Час вимкнення t_{off} сильноточових високовольтних біполярних транзисторів із ізолюваним затвором складає

всього одиниці мікросекунд, причому, час спаду t_E колекторного струму i_s на етапі вимикання не перевищує однієї мікросекунди [8, 9]. Після вимикання транзистора VT ключа VK на ключі і, отже, на всіх його напівпровідникових приладах, встановлюється постійна напруга джерела живлення U_D . Мінімальна тривалість паузи t_{\min} в струмі i_s гібридного ключа VK як і у випадку чисто транзисторного або чисто тиристорного ключа задається тільки умовою забезпечення необхідного часу для реалізації режиму "м'якої" комутації транзистора при його вимиканні у випадку використання ємнісного снабера [8]. Щодо мінімальної тривалості інтервалу провідностей гібридного ключа $t_{iVK\min}$, то тут немає ніяких обмежень, так як в режимі роботи ключа при скважності близькій до нуля може комутувати тільки транзистор VT ключа.

Стосовно енергоефективності гібридних сильнострумових високовольтних ключів відмітимо наступне. Використання безснаберних двоквadrантних ключів знакозмінного струму в малоіндуктивних двофільтрових комутаційних структурах в залежності від виду керованого двоопераційного приладу: транзистора чи тиристора, відповідно потребує чи не потребує обов'язкового обмеження величини кризисних струмів при ввімкненні керованого приладу ключа, які обумовлені запізнюваннями вимикання протифазного діода. При використанні чисто тиристорних ключів правильний вибір типу протифазного діода і параметрів імпульса управління тиристора за рахунок допустимого короткочасного струмового перевантаження принципово дозволяє відмовитися від схемних засобів обмеження кризисних струмів. В чисто транзисторних ключах струмове перевантаження за межі допустимої величини імпульсного струму є недопустимим. Тому в безснаберних транзисторних ключах навіть при відповідному підборі протифазного діода використовують обмеження кризисного струму для зниження струмового перевантаження транзистора при його ввімкненні шляхом зниження швидкості наростання керуючого сигналу u_{VT}^+ [2]. Однак незважаючи на простоту цього способу, він суттєво підвищує комутаційні втрати енергії при ввімкненні E_{on} такого ключа [12] у порівнянні з аналогічними втратами при безснаберному ввімкненні тиристора. Цей недолік сильнострумових високовольтних транзисторних ключів поряд із значно більшими статичними втратами потужності у порівнянні з високовольтними тиристорами, комутуємими по управляючому електроду, незважаючи навіть на суттєву перевагу стосовно комутаційних втрат в транзисторах при їх вимиканні у порівнянні з аналогічними втратами в тиристорах, комутуємих по управляючому електроду, і не надає значної переваги чисто транзисторними ключами у порівнянні з чисто тиристорними як з боку їх вартості, так і енергетичних та частотних характеристик [6, 15, 16]. В гібридних безснаберних сильнострумових високовольтних двоквadrантних ключах знакозмінного струму використовуються переваги кожного із виду керованих напівпровідникових приладів: тиристора, комутуємого по управляючому електроду – переваги стосовно комутаційних втрат при ввімкненні і статичних втрат в режимі провідності; транзистора – перевага стосовно комутаційних втрат і швидкодії при вимиканні. Нижче в таблиці наведені результати роз-

рахунку втрат потужності в сильнострумових високовольтних безснаберних транзисторному, тиристорному і гібридному ключах при роботі їх в двофільтрової комутаційній структурі із слідуваними робочими параметрами: $f_{\text{ШИМ}}=1000\text{Гц}$; $I=I_C(I_{TA})$; $U_D=U_{DRM}(U_{CEC})/2$; $\gamma=t_{iVK}/T_{\text{ШИМ}}\approx 1$.

Таблиця

Тип ключа	Параметри ключа											
	$U_{CES} U_{DRM} (В)$	$I_C I_{TR} (А)$	$I_{CH} I_{TOREM} (А)$	$U_{0VT} U_{0S} (В)$	$r_{gVT} r_{gS} (МОм)$	$E_{onVT} E_{onTS} (Дж)$	$E_{offVT} E_{offTS} (Дж)$	$\Delta P_{стVT} \Delta P_{стTS} (Вт)$	$\Delta P_{onVT} \Delta P_{onTS} (Вт)$	$\Delta P_{offVT} \Delta P_{offTS} (Вт)$	$\Delta P_{\Sigma VT} \Delta P_{\Sigma TS} (Вт)$	$(\Delta P_{ст} / \Delta P_{\Sigma}) 100 (\%)$
Транзисторний	4500	900	1800	1,5	2,2	4,0	2,7	3132	4000	2700	9832	31,8
Тиристорний	4500	1400	3200	1,1	0,4	2,5	7,0	2324	2500	7000	11824	19,65
Гібридний	4500	1200	3200 1200	1,1 1,63	0,4 3,1	1,75	3,1	1896	1750	3100	6746	28,1

Транзисторний (CM900HB-90H (IGBT Mitsubishi E.))

Тиристорний (5SHY35L4502 (IGCT ABB S.))

Гібридний (SSGY35L4502 HD GTO, CM600HB-90H IGBT.)

Порівняння результатів розрахунку, наведених в таблиці, показує суттєву перевагу сильнострумових високовольтних гібридних ключів у порівнянні як з чисто транзисторними сильнострумовими високовольтними ключами (втрати потужності в гібридному ключі на середній струм 1200А і робочу постійну напругу 2250В складають у розглянутому прикладі 68,6% втрат потужності чисто транзисторного ключа однакової робочої напруги і меншим на 33,3% струмовим навантаженням), так і з чисто тиристорними сильнострумовими високовольтними ключами (втрати потужності в гібридному ключі на середній струм 1200А і робочу постійну напругу 2250В складають у розглянутому приладі 57% втрат потужності чисто тиристорного ключа однакової робочої напруги і більшим всього на 16,7% струмовим навантаженням).

Не менш важливою позитивною властивістю гібридних безснаберних ключів є те, що при значно меншій величині втрат потужності в них ці втрати діляться практично рівномірно між лінійним тиристором і комутуючим транзистором, а це при таблеточній конструкції приладів дозволяє достатньо просто реалізувати їх охолодження за допомогою охолоджувачів на теплових трубах [17].

3. СИЛОВА СХЕМА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОГО ФАЗНОГО МОДУЛЯ НА БАЗІ ГІБРИДНИХ СИЛЬНОСТРУМОВИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КЛЮЧІВ

Достатньо значна частина динамічних втрат потужності при перемиканнях керованих напівпровідникових приладів в безснаберних високовольтних двоквadrантних ключах знакозмінного струму як чисто транзисторних та тиристорних, так і гібридних, спонукає розробників перетворювальних агрегатів з ши-

ротно імпульсною модуляцією до пошуку ефективних засобів по їх зниженню.

Традиційними засобами по вирішенню цієї задачі є обов'язка ключів снаберними ланцюгами: *LRD*-снабером – для зниження втрат потужності при вимиканні [7, 8]. При цьому правильний вибір параметрів елементів снаберів сприяє достатньо значному зльненню керованих напівпровідникових приладів від комутаційних втрат. Однак потужність втрат в резисторах цих снаберів, що визначається енергією запасасемою в індуктивності *LRD*-снабера, та в ємності *CRD*-снабера і яка є пропорційною частоті перемикачів ключа, може на відносно високих частотах стати обмежуючим фактором в їх використанні.

Більш доцільним засобом для зниження комутаційних втрат потужності є використання в фазних модулях автономних перетворювачів з широтно-імпульсною модуляцією вузлів однорідної комутації [18, 19], які не тільки вирішують задачу повного зниження динамічних втрат потужності при ввімкненні ключів на протифазний діод в двофільтрової комутаційній структурі, але й дозволяють використовувати часто ємнісні снабери для зниження динамічних втрат потужності при вимиканні ключів не застосовуючи при цьому додаткових пристроїв скиду накопиченої в конденсаторі снабера енергії.

Схема силової частини фазного модуля наведена на рис. 2, а. На рис. 2, б-г наведені діаграми ілюструючи процеси ввімкнення лінійних тиристорів *VS* ключів *VK* фазного модуля в нулі напруги на ньому.

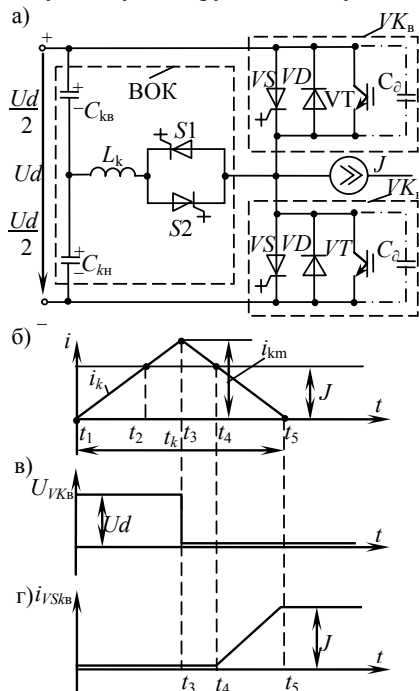


Рис. 2. Схема силової частини енергоефективного модуля на гібридних ключах VK_B і VK_H з вузлом однорідної комутації ВОК ($C_{kб}$, $C_{kн}$, L_k , $S1$, $S2$) (а); діаграми, ілюструючи процеси ввімкнення лінійного тиристора *VS* верхнього ключа VK_B в нулі напруги на ньому (б) – (г)

Розглянемо спочатку процес ввімкнення одного із гібридних ключів фазового модуля без снаберних конденсаторів C_0 (наприклад VK_B) при квазісталому

режимі роботи з навантаженням у вигляді джерела постійного струму величини J позитивного напрямку. У цьому режимі при вимкненому стані верхнього ключа VK_B струм J тече через діод VD нижнього ключа VK_H . Управління керованими напівпровідниковими приладами ключів VK_B і VK_H побудувала таким чином, що вони в квазісталому режимі вимикаються тільки при нульовій напрузі на них. В зв'язку з цим сформуємо перед ввімкненням лінійного тиристора *VS* верхнього ключа VK_B нульову напругу на ньому, що можна зробити за допомогою вузла однорідної комутації (ВОК). Для цього безпосередньо перед початком чергового інтервалу провідності ключа VK_B вмикаємо тиристор $S2$ вузла однорідної комутації (в момент t_1 на рис. 2, б). Ввімкнення цього тиристора, при достатньо великих ємностях конденсаторів C_k вхідного ємнісного дільника ($C_{kб}$, $C_{kн}$) вузла однорідної комутації, приводить при лінійній комутуючій індуктивності L_k до наростання струму i_k в контурі " $C_{kн} - L_k - S2 - VD_{VKH}$ " по лінійному закону i , отже, до зменшення струму у зворотному діоді VD нижнього ключа VK_H . В момент часу коли зростаючий струм i_k починає перевищувати величину струму навантаження J (момент $t \geq t_2$ на рис. 2, б) через діод VD нижнього ключа VK_H почне протікати наростаючий зворотній струм $i_k - J$. Під дією цього струму діод VD нижнього ключа VK_H буде відновлювати свої блокуючі властивості за рахунок виносу з його базових шарів накопиченого заряду зворотнім струмом ($i_k - J$). При деякому значенні комутуючого струму $i_{km} > J$ закінчиться процес відновлення блокуючих властивостей цього діода (момент t_3 на рис. 2, б) і він стрибкоподібно закривається. Надлишок струму $i_{km} - J$ переходить в діод VD верхнього ключа VK_B і, отже, напруга на верхньому ключі стає нульовою (прямим падінням на діоді VD верхнього ключа можна знехтувати). Починаючи з цього моменту і можна подавати відпираючий імпульс на лінійний тиристор *VS* верхнього ключа VK_B . Момент t_3 і є початком імпульсу провідності верхнього ключа VK_B на періоді $T_{ШИМ}$ широтно-імпульсної модуляції. Перехід у провідний стан верхнього ключа VK_B створює новий контур протікання комутуючого струму i_k , а саме контур " $C_{kб} - L_k - S2 - VK_B$ ". В цьому контурі струм i_k тече проти напрямку напруги на верхньому конденсаторі $C_{kб}$, вхідного ємнісного дільника і отже буде спадати. При цьому в інтервалі $t_2 - t_4$ він буде ще протікати через діод VD , а починаючи з моменту часу t_4 – через відкритий попередньо тиристор *VS* цього ключа. Починаючи з моменту t_4 на тиристор *VS* верхнього ключа почне переходити і струм навантаження який на інтервалі часу $t_3 - t_4$ відбирався ще від вузла однорідної комутації. В момент часу t_5 , коли комутуючий струм i_k під дією напруги $Ud/2$ верхнього конденсатора $C_{kб}$ спаде до нуля, струм навантаження повністю перейде на тиристор *VS* верхнього ключа, а тиристор $S2$ вузла однорідної комутації вимкнеться і, отже, на цей момент і закінчаться процеси у фазному модулі пов'язані із ввімкненням верхнього ключа VK_B .

Процеси у фазному модулі пов'язані з ввімкненням верхнього ключа VK_B відбуваються в паузу (див. рис. 1,е) перед початком слідуєчого періоду широт-

но-імпульсної модуляції $T_{ШІМ}$, якщо в схемі відбуло вимикання цього ключа.

При зміні напрямку джерела постійного струму J процес ввімкнення нижнього ключа $VК_n$ при негативному напрямку джерела постійного струму проходить аналогічно процесам розглянутим вище за винятком того, що у вузлі однорідної комутації будуть спочатку задіяні тиристор $S1$ і верхній конденсатор $C_{кв}$ з посліду ючим переходом в момент t_3 на нижній конденсатор $C_{кн}$ ємнісного дільника.

Стосовно вибору параметрів елементів вузла однорідної комутації, то тут треба відмітити слідуюче. Величина комутуючої індуктивності L_k і, отже, при заданій напрузі $Ud/2$ на конденсаторах ємнісного дільника, швидкість наростання струму i_k (швидкість спаду струму в зворотних діодах ключів) визначається із умови забезпечення допустимої швидкості спаду струму у зворотних діодах, яка регламентується фірмами-виробниками, тобто

$$L_k \geq \frac{Ud}{2 \left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^-} \quad (1)$$

де $\left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^-$ – допустима швидкість спаду струму у зворотних діодах.

Так при $\left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^- \geq 300$ А/мкс і $Ud/2=2$ кВ, величина комутуючої індуктивності буде не перевищувати 3,33 мкГн і таку індуктивність доцільно виконувати у вигляді повітряного циліндра із стрічкового матеріалу малої товщини.

В інтервалі комутації t_k через індуктивність L_k тече імпульсний струм рівнобедреної трикутникові форми з амплітудою

$$I_{km} = J + I_{rr} \quad (2)$$

де I_{rr} – амплітуда зворотного струму через діоди ключів

при його вимиканні для заданої величини $\left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^-$.

Тривалість імпульсу t_k струму i_k в індуктивності L_k визначається

$$t_k = 2 \frac{I_{km}}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^-} \quad (3)$$

Такої форми і величини тече і імпульс струму через комутуючі тиристори $S1$ і $S2$ вузла однорідної комутації (через тиристор $S2$ при позитивному напрямку джерела постійного струму J , через тиристор $S1$ при негативному напрямку джерела постійного струму J).

Короткотривалий характер комутуючого струму i_k і обумовлює невеликі діючі струми за період широтно-імпульсної модуляції $T_{ШІМ}$ в елементах вузлів однорідної комутації і, отже, малі втрати і невеликі установлені потужності цих елементів.

Позитивною властивістю використання вузла однорідної комутації щодо струмових навантажень керованих напівпровідникових приладів ключів фаз-

ного модуля є також і відсутність кризних струмів та обмежена (на рівні $(di/dt)_{VD}$) швидкість наростання прямого струму у ввімкненому стані лінійних тиристорів (рис. 2, г). Це дає можливість відмовитися від установки навіть невеликих снаберних індуктивностей в силових схемах перетворювачів на основі фазних модулів з вузлами однорідної комутації.

При наявності чисто ємнісних снаберів у фазних модулях з вузлами однорідної комутації відмітимо ще появу ряду позитивних чинників, а саме, це обмеження потужності втрач при вимиканні комутуючого транзистора з урахуванням еквівалентної ємності снабера; це автоматичне скидання запасаної енергії в конденсаторі снабера в момент передуючий безпосередньо черговому ввімкненню ключа, це обмеження швидкості перепаду потенціалу загальної точки "фазний модуль – навантаження".

Із-за обмеженого об'єму даної публікації, ці процеси будуть розглянуті авторами у їх слідуючій публікації. "Енергоєфективні сильнострумові високовольтні фазні модулі з м'якою комутацією ключів і мостові автономні перетворювачі на їх основі".

ВИСНОВКИ

1. Комбіноване використання у сильнострумових високовольтних безснаберних двоквadrантних ключах знакозмінного струму асиметричних двоопераційних тиристорів і біполярних транзисторів із ізолюваним затвором відповідно в якості лінійних і комутуючих вентилів дозволяє реалізувати переваги стосовно тиристорів по відношенню до транзисторів в частині кризових струмів, часу і втрач потужності у стані провідності, а стосовно транзисторів по відношенню до тиристорів – в частині часу і втрач потужності при вимиканні.

2. Втрати потужності в безснаберних гібридних ключах 45-го і вище класів по напрузі і на постійний струм 400 і вище ампер при максимальному використанні лінійних тиристорів по їх робочим значенням величин постійної напруги і постійного струму при частоті перемикачів 1000 і вище Гц і коефіцієнту тривалості імпульсу провідності ключа близькому до 1 є значно меншим чим в чисто тиристорних і чисто транзисторних ключах тієї ж потужності.

3. Для гібридного ключа 45- класу по напрузі і постійний струм 1200 А при частоті перемикачів 1000 Гц і коефіцієнту тривалості імпульсу провідності ключа 0,999 сумарні втрати потужності складають всього 6746 Вт (із них 1896 Вт – статичні, 1750 Вт – при ввімкненні, 3100 Вт – при вимиканні), що більш чим на 2000 Вт менше сумарних втрач потужності в чисто транзисторному і більш як на 3500 Вт менше сумарних втрач потужності в чисто тиристорних ключах однакової потужності.

4. Використання гібридних ключів у фазних модулях з вузлами однорідної комутації у безснаберному варіанті дає подальше зниження сумарних втрач потужності на величину динамічних втрач при ввімкненні ключа за рахунок забезпечення нульової напруги на ключі при його ввімкненні.

5. У фазних модулях з вузлами однорідної комутації повністю знімаються в квазісталому режимі ро-

боти проблеми пов'язані з необмеженою швидкістю наростання струму в безснаберних ключах, працюючих в двофільтрових комутаційних структурах з протифазним діодом.

6. Перехід до чисто ємнісного снабера в ключах дозволяє у фазних модулях на їх основі при використанні вузлів однорідної комутації не тільки ще знизити динамічні втрати потужності при вимиканні при менших величинах ємності конденсаторів снабера, але й реалізувати автоматичний скид запасованої в конденсаторах снаберів енергії та забезпечити обмеження швидкості перепаду потенціалу загальної точки "фазовий модуль навантаження" при перемиканнях ключів.

7. Установлена потужність елементів вузлів однорідної комутації фазних модулів є невеликою завдяки короткотривалості роботи цих вузлів.

Чотири останні висновки відносяться до фазних модулів із вузлами однорідної комутації як на основі гібридних ключів, так і на основі чисто транзисторних чи тиристорних ключів.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Гончаров Ю.П., Будьоний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Підручник. ч.2. За ред. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо. 2000. – 360 с.
- [2] Гончаров Ю.П., Панасенко М.В., Семенов О.І., Хворост М.В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу. Навчальний посібник під ред. Ю.П. Гончарова. – Харків: НТУ"ХП", 2007. – 192 с.
- [3] Чибиркин В.В. Создание силовых полупроводниковых приборов для преобразователей электроподвижного состава. / Электротехника, №3, 1998. – С. 1-9.
- [4] Сорин Л.Н., Колпахчян П.Г. Потери в статических преобразователях электровозов постоянного тока с асинхронным тяговым приводом. // Вісник СНУ ім. В. Даля, №8(78), 2004. – С. 278-282.
- [5] Малютин В.А., Литовченко В.В., Грибанов П.Ф., Талья Ю.И. Анализ построения тягового и вспомогательного преобразовательного оборудования современного ЭПС. // Труды ВНИИЖТа "Электрическая тяга на рубеже веков". Под ред. А.Л. Лисицина. – М.: Интекс, 2000. – С. 130-150.
- [6] Y. Oi, S. Kato, T. Kato, A. Yajima, A. Ujiie, E. Takahara, IEGT Power Converters for the Shinkansen Traction Systems // Т. IEE Japan, Vol. 121-D, №3, 2001. – р. 356-362.
- [7] Булатов О.Г., Лыщак П.С., Одынь С.В. Мощные ключи на тиристорах, выключаемых по цепи управления. // Электротехн. пром. сеть. Сер. 05. Силовая преобразовательная техника: Обзор. информ. – 1988, вып. 19. – 48 с.
- [8] Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: ДОДЭКА – XXI, 2005. – 384 с.
- [9] Technical Information IGBT-Modules FZ 600 R65 KF1, EUPEC, 2002. – 9 s.
- [10] Краткий каталог 1998 г. Мощные полупроводниковые приборы ABB Semiconductors AG. – М.: АББ Индустрии и стройтехника, 1988. – 24 с.
- [11] Ласка Б. Системы приводов для электропоездов постоянного тока 3 кВ. / Локомотив, №1, 2000. – С. 42-45.
- [12] Хворост Н.В. Эксплуатационные характеристики управляемых полупроводниковых приборов тяговых преобразователей электроподвижного состава. / Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, №2, 2003. – С. 31-36.
- [13] Запираемые тиристоры. Быстродействующие диоды фирмы ABB Semiconductors AG. – М.: Ассоциация инженеров силовой электроники, 1998. – 166 с.
- [14] Technical Information Mitsubishi Gate turn-off thyristors FG 4000 BX-90DA, 1998. – 4 p.
- [15] Лещев А.И., Сулова К.Н. Технико-экономическая эффективность применения IGBT, IGCT, GTO в новых разработках преобразователей электроподвижного состава. / Изв. вузов. Электромеханика, №4-5, 2001. – С. 82-88.
- [16] Ласка Б. Развитие тяговых преобразователей на транзисторах IGBT. Предпосылки и факторы успеха техники на базе IGBT. / Железные дороги мира, №11, 2003. – С. 32-39.
- [17] Кравченко Е.Н. Охлаждение силовых модулей на основе тепловых труб в высоковольтном электроприводе. // Технічна електродинаміка. Тем. випуск „Силова електроніка та енергоефективність”, част. 1, Київ, 2003. – С. 33-36.
- [18] Хворост М.В., Гончаров Ю.П., Панасенко М.В. та інш. Види комутації та енергетичні характеристики в електричних колах з ключовими елементами. / Електротехніка і Електромеханіка, №4, 2005. – С. 67-72.
- [19] Гончаров Ю.П., Хворост Н.В., Ивахно В.В. Улучшение энергетических и динамических характеристик схем мягкой коммутации устройств силовой электроники с запираемыми полупроводниковыми приборами. // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки", част. 2, Київ, 2006. – С. 113-120.

Надійшла 13.02.2007