

# I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621. 331: 621. 311.4: 621: 314. 632

Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко, М. В. Хворост, О. В. Єресько,  
В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, А. В. Васькевич, Р. І. Любіч

## Перетворювач з вольтододатком на повністю керованих напівпровідникових приладах для тягових підстанцій постійного струму

*Розглянута структура джерела живлення контактної мережі на основі послідовного з'єднання фазо- і широтно регульованого випрямлячів, яка дозволяє (поряд з підвищенням коефіцієнта потужності приблизно до одиниці) реалізувати ряд додаткових корисних функцій щодо перетворювача живлення. Запропоновані вузли комутаційного захисту дозволяють використовувати існуючі на промисловому ринку напівпровідникові прилади.*

### 1. Аналіз стану проблеми і постановка задачі роботи

Для живлення контактних мереж електрифікованих залізниць, а також метрополітену та іншого міського транспорту у даний час використовують напівпровідникові перетворювачі. Вони можуть бути некерівані по вихідній напрузі, що суттєво знижує якість електропостачання та пропускну здатність магістралей. Для регулювання вихідної напруги найбільш поширене практичне застосування мають два методи:

– переключення секцій обмоток трансформатора, однак його недоліками є невисока надійність механічних перемикачів, несправність та обмежена швидкодія регулювання;

– використання тиристорних випрямлячів з фазовим керуванням, однак його недоліком є споживання реактивної потужності від мережі живлення, що примушує додатково встановлювати досить складні та дорогі фільтро-компенсуючі пристрої.

Окрім того, ці методи не дозволяють реалізувати корисні та додаткові функції, які пояснюються далі.

Подальше підвищення ефективності системи електропостачання контактної мережі постійного струму можна досягти за рахунок використання на тягових підстанціях напівпровідникових перетворювачів, реалізуючих при забезпеченні високого коефіцієнта корисної дії і високої надійності наступні функції:

– безконтактне регулювання вихідної напруги з метою компенсації відхилень напруги у живлячій мережі і падіння напруги в контактній мережі при протіканні струму навантаження;

– компенсацію реактивної потужності у живлячій мережі з метою доведення коефіцієнта потужності до величини не нижче за 0,98, рекомендованою новими світовими стандартами на якість споживчої електроенергії;

– швидкодіюче обмеження аварійних струмів на рівні порядку  $1,2 \div 1,3$  від максимального робочого струму;

– використання активної фільтрації вихідних гармонік з метою зменшення установленної потужності силових пасивних фільтрів та зменшення, як наслідок, динамічних коливань вихідної напруги при різких змінах навантаження. Перераховані задачі вирішуються при сполученні дванадцятипульсного напівкеріваного або повністю керованого випрямляча, в якому тиристорні мости у сталому режимі працюють з кутом управління  $\alpha = 0$ , та реверсивного вольтододатка на повністю керованих напівпровідникових приладах відповідно структурної схеми рис. 1 [1–3].

Основний випрямляч ОВ у випадку його напівкеріваності має окрім діодного також і тиристорний трифазний міст, який у сталому режимі працює при куті управління  $\alpha = 0$ , що мінімізує споживання із мережі реактивної потужності. Запираючий вольтододаток ЗВ

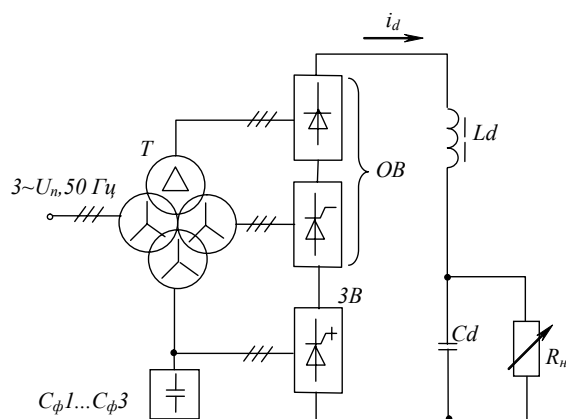


Рис. 1. Структурна схема перетворювача вольтододаткового типу: ОВ – основний дванадцятипульсний випрямляч; ЗВ – запираючий вольтододаток;  $L_d C_d$  – вихідний фільтр вольтододатка;  $R_H$  – еквівалентний резистор, враховуючий навантаження, Т – силовий трансформатор

© Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко, М. В. Хворост, О. В. Єресько,  
В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, А. В. Васькевич, Р. І. Любіч 2007 р.

виконується по схемі трифазного мостового перетворювача з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) на частоті порядку 900–1200 Гц. Із двох основних схем ШІМ-перетворювачів [4] з основним випрямлячем безпосередньо сумісним є перетворювач на двоквADRантних ключах знакозмінної напруги, які можуть бути реалізовані шляхом послідовного з'єднання запираючого одноквADRантного прилада, наприклад асиметричного GTO чи GCT або IGBT, із прямим діодом, а також з дроселем снабера (рис. 2).

На боці змінного струму пульсації з частотою ШІМ придушуються фільтром С, створеним індуктивністю розсіювання силового трансформатора Т і додатковими конденсаторами з реактивною потужністю порядку (30–50 %) від потужності вольтододатка, що є достатнім. Реверсивний характер вольтододатка (перехід із випрямляючого у інверторний режим і навпаки) дозволяє в свою чергу скоротити його сталу потужність вдвічі, що дозволяє створити при реальних значеннях коливань напруги і навантаження установлену потужність перетворювача-вольтододатка на рівні  $0,2 \div 0,3$  від установленої потужності основного випрямляча.

ШІМ дозволяє забезпечити регулювання вихідної напруги  $u_{dv}$  вольтододатка не тільки без споживання реактивної потужності, але й створити невеликий випереджуючий реактивний струм, пропорційний струму навантаження  $i_d$ , з метою компенсації споживання реактивної потужності в основному перетворювачі

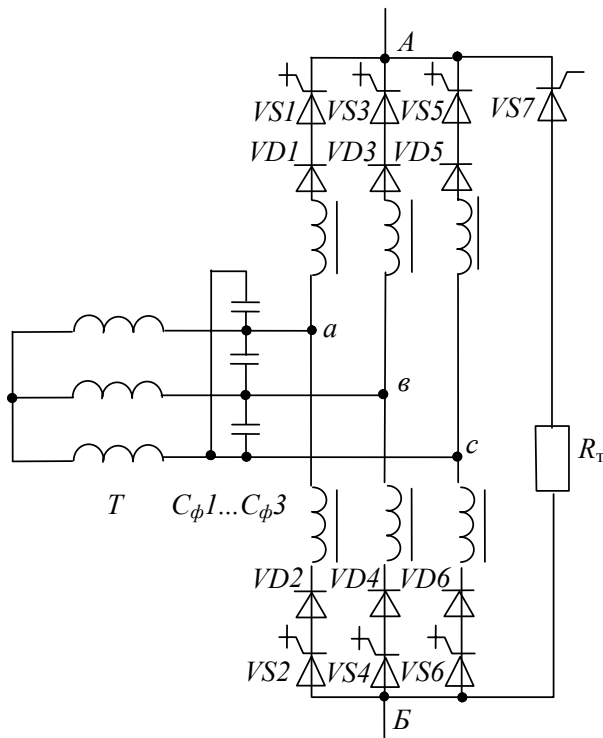


Рис. 2. Вольтододатковий перетворювач 3В на двоквADRантних ключах знакозмінної напруги у вигляді послідовного з'єднання двоопераційного напівпровідникового приладу без зворотних блокуючих властивостей і прямого діода

ОВ, обумовленого наявністю індуктивності розсіювання силового трансформатора Т. Тим самим і досягається високий результуючий коефіцієнт потужності живлячої мережі.

Для організації швидкодіючого струмообмеження в аварійних режимах вольтододатковий перетворювач короткочасно переводиться в СО-режим, при якому чередується стан холостого ходу (ХХ), коли всі ключі моста вимкнені, і короткого замикання (КЗ), коли ввімкнені два ключа однієї і тієї ж фази з чергуванням фаз для рівномірного завантаження ключів моста по струму. При переході в ХХ-стан підвищується напруга  $u_{dv}$  на виході моста, що веде до отпирання тиристора

VS1 і переводу струму  $i_d$  на баластний резистор  $R_T$ , опір якого визначається із співвідношення

$$R_T \cdot i_{dT} = u_{d0max}, \quad (1)$$

де  $i_{dT}$  – потрібний поріг струмообмеження;  $u_{d0max}$  – максимальна напруга на виході основного випрямляча.

Вводячи гістерезис  $\Delta i_d$  порога струмообмеження, можна чередувати ХХ і КЗ – стани по релейному принципу, виконуючи швидкодіюче струмообмеження до тих пір, коли керований міст ОВ не буде переведений в інверторний режим і основний перетворювач не приймає на себе функцію струмообмеження, що відбувається із запізненням на час порядку півперіода напруги живлячої мережі.

І накінець, вольтододаток у основному режимі при частоті ШІМ у відмічених вище межах може приймати на себе функції активного фільтра другої, четвертої і шостої гармонік вихідної напруги, які виникають в результаті різного роду несиметрій: напруги у живлячій трифазній мережі, індуктивностей розсіювання обмоток зірки і трикутника у основному двадцятипульсному випрямлячі і т. п.

Розглянемо деякі з можливих альтернативних рішень. Одне з них полягає у повній відмові від використання некерованого і фазокерованого основного випрямлячів та використання випрямляча з ШІМ в якості основної і єдиної ланки. Однак для такого вирішення питання ще немає напівпровідникових приладів із необхідними характеристиками одночасно і по напрузі і по струму, а використання послідовного чи паралельного з'єднання багатьох чарунок є дуже вартісним і складним рішенням. Перевагою рішення на рис. 1 є те, що для нього потрібні запираючі тиристори на величину робочої напруги біля  $U_{d0max} / 2$  і, що не менш важливо, при цій напрузі ці тиристори працюють лише короткочасно (тільки в СО-режимі), тобто комутаційні втрати потужності, які при підвищених частотах ШІМ перевищують інші складові втрати у декілька разів, не відіграють вирішальної ролі. У сталому режимі вольтододаток працює при напрузі у декілька разів меншій у порівнянні з  $U_{d0max}$ .

Іншим альтернативним рішенням є використання вольтододаткового перетворювача на базі інвертора напруги на боці змінного струму. Але при цьому ускладнюється реалізація функції активної фільтрації на

боці постійного струму. Використання того ж перетворювача в якості вольтододачка на постійному струмі ускладнюється тим, що з цього боку перетворювач діє тільки як підвищуючий і не може обмежувати струмові перевантаження.

Недоліком рішення на рис. 1 є потреба у підвищеній частоті ШІМ, яка безпосередньо не може бути одержана.

Метою даної роботи є аналіз шляхів підвищення ефективності системи електропостачання контактної мережі за рахунок використання повністю керованого послідовного перетворювача, зокрема шляхів одержання підвищеної частоти ШІМ, що потрібно для реалізації перелічених вище функцій структурної схеми на рис. 1. Це досягається за рахунок запропонованого алгоритму керування у сполученні зі схемами снаберів вимикання та ввімкнення, що також пропонуються у даній роботі. Відзначимо, що деякі із потужних повністю керованих напівпровідникових приладів в принципі можуть працювати і без снаберів, але це не дозволяє одержати прийнятних величин їх частоти перемикачів і, отже, частоти ШІМ у перетворювачах. Особливо це відноситься до повністю керованих тиристорів, які на даний час є фактично безальтернативними приладами для систем тягового електропостачання електрифікованих залізниць.

## 2. Алгоритм керування із виділенням структурних інтервалів з максимальним струмом завдання

Особливість силової схеми вольтододачкового перетворювача (рис. 2) полягає у тому, що в робочих режимах, коли баластний ланцюг  $VS, R_T$  не підключається, в любий інтервал часу проводить струм один із ключів у катодній групі і один у анодній. В результаті чергуються робочі стани, при яких проводять струм  $i_d$  два ключа різних фаз і КЗ-стан, при якому проводять два ключа однієї і тієї ж фази. У КЗ-стані всі три фазні струми на вході комутатора рівні нулю.

Вихідна ідея алгоритму запропонована у роботі [5] і полягає у тому, що виділяються інтервали часу з мак-

симальним струмом завдання у одній із вхідних фаз (структурні інтервали) і кожний такий структурний інтервал в свою чергу ділиться на ціле число тактів ШІМ. Такт ШІМ також ділиться на два інтервали, із яких перший відповідає робочому, а другий КЗ-стану. Відносна тривалість робочого інтервала рівна відносному струму фази із максимальним струмом завдання  $t_m^* = i_{zm} / i_d$ , і в цій фазі струм  $i_d$  тече у всьому інтервалі  $t_m^*$ . Робочий інтервал  $t_m^*$ , в свою чергу, поділяється на два підінтервали  $t_1^*$  і  $t_2^*$  у пропорції, рівній відносним струмам завдання двох інших фаз і на кожному із цих підінтервалів струм  $i_d$  повертається до другого полюса виходу через відповідну фазу.

У відповідності до цього алгоритму у фазі з максимальним струмом завдання анодний або катодний ключ замкнутий на всьому структурному інтервалі, а перемикач відбуваються тільки у іншій групі ключів. При припущенні про безкінечну частоту ШІМ за допомогою даного алгоритма забезпечуються синусоїдальні струми у фазах, а при кінцевій частоті вони наближаються до синусоїдальних. На рис. 3 показана форма фазного струму при частоті ШІМ 1200 Гц, одержана на Matlab-моделі перетворювача.

Цей алгоритм керування працює у широкому діапазоні зміни струмового навантаження впритул до режиму холостого ходу підстанції, що також перевірялось на Matlab-моделі перетворювача. Завдання по вихідному активному струму формується в функції вихідної напруги, а також додається завдання по випереджаючому реактивному струму для компенсації реактивного струму основного випрямляча. Тому результуюче завдання завжди відрізняється від нуля і процес вибірки максимального струму не порушується у режимі, коли активна складова переходить через нульове значення. Результуючий коефіцієнт потужності підтримується при цьому на рівні вище 0,985 у діапазоні змінення вихідного струму від 100 до 20 % від номінального, а при малих струмах підтримувати таке значення не має необхідним. Функція активного фільтра зберігається у тому разі і у режимі переривча-

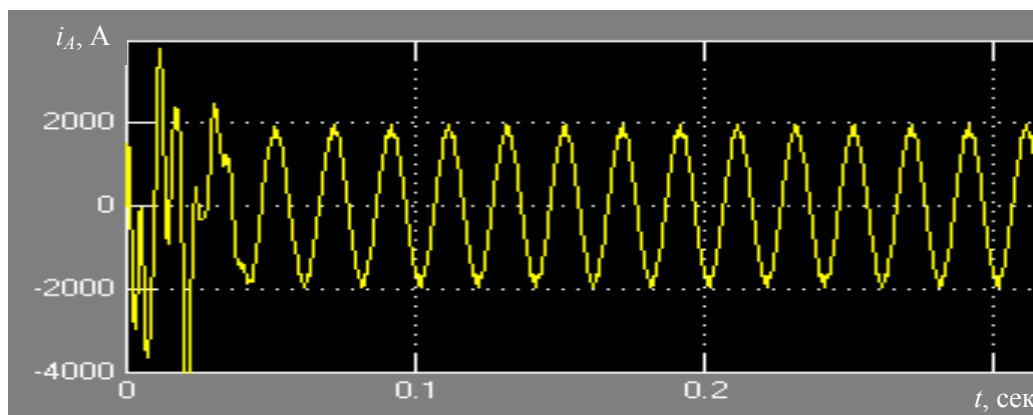


Рис. 3. Струм фази А вольтододачка при частоті ШІМ 1200 Гц

стого вихідного струму, а у режимі «чистого» холостого ходу вона також не є потрібною, тому що напруга на конденсаторі вихідного фільтра природним чином підтримується ідеально згладженою.

Щоб був працездатним запропонований у розділі 4 снабер ввімкнення, пропонується удосконалити розглянутий вище алгоритм керування таким чином, щоб зберегти незмінним напрямком чергування фаз при перемиканнях.

Якщо прийняти, наприклад, пряме чергування фаз, то у катодній групі перемикання відбуваються тільки у прямій послідовності ..... 135135... Аналогічна пряма послідовність формується і у анодній групі. Ясно, що в межах одного структурного інтервала таке впорядкування не визиває труднощів. Однак при переході до другого структурного інтервалу може бути потрібним зворотнє перемикання, наприклад, з тиристора 1 на тиристор 5. Щоб зберегти при цьому пряме чергування фаз, пропонується короткочасно перевести струм  $i_d$  на тиристор 3, і тільки після цього переводити на тиристор 5. Щоб мінімізувати пов'язані з додатковим перемиканням скривлення форми, необхідно мінімізувати тривалість додаткового міжкомутаційного інтервала. Ця тривалість повинна бути достатньою для підготовки снаберів до чергового перемикання.

### 3. ICD-снабер вимикання

Позитивна особливість вольтододаткового перетворювача із алгоритмом керування, запропонованим у розділі 2, полягає у тому, що стрибки (перепади) напруги на ключах комутатора безпосередньо передаються на його вихід і не накладаються один на одного. Це дозволяє застосовувати загальний для шести ключів трифазного моста снабер вимикання, підключаємий на боці постійного струму.

Відомо, що дія снабера вимикання може трактуватися як передача в його конденсатор енергії комутації, яка виділяється на активному інтервалі комутаційного процесу при зміні миттєвої провідності ключа між великим і малим значеннями [6]. В традиційному RCD-снабері [5] ця енергія потім виділяється у вигляді тепла в резисторі снабера. Використання ж загального снабера вимикання дозволяє відмовитися від розсіювання енергії снаберних конденсаторів у резисторах, реалізуючи повернення енергії комутації у живлячу мережу. Для цього необхідно замінити розрядний резистор  $R$  традиційного снабера вимикання на розрядне джерело постійного струму  $I$ , роль якого виконує відносно малопотужний (1 % від потужності вольтододатка) введений інвертор струму.

Базова схема ICD-снабера наведена на рис. 4, а. Вона підключається паралельно мосту 3В на рис. 2, або рис. 4.

Кожний раз, коли запирається один з тиристорів моста, виникає негативний перепад (зниження напруги)  $u_{dB}$ , що приводить до відкриття діода VD і переходу струму  $i_d$  в коло снабера. Конденсатор  $C$  при цьому підключається паралельно зовнішнім виводам моста АБ і тим самим обмежує швидкість спаду напруги  $u_{dB}$ , отже, швидкість наростання напруги на вимикаємому ключі комутатора. При позитивному перепаді напруги діод VD запирається і відбувається відповідна зміна

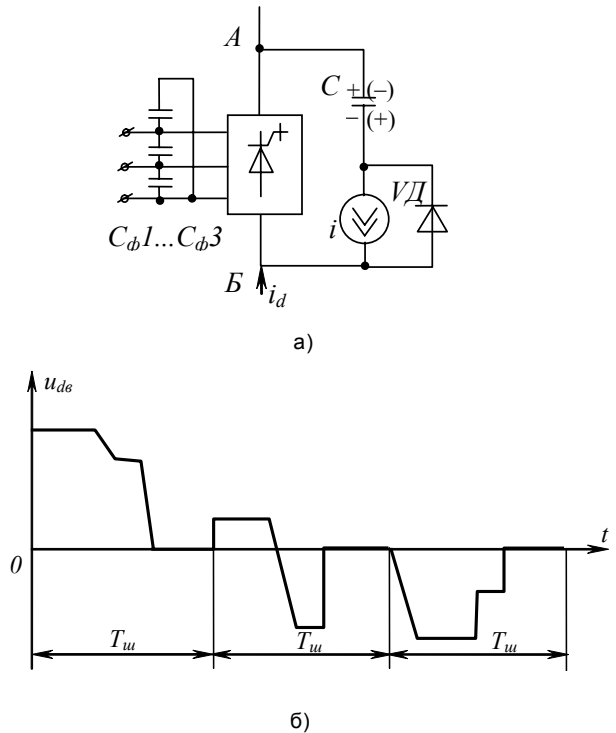


Рис. 4. Базова схема ICD-снабера (а) і характер зміни напруги  $u_{dB}$  на одному такті ШІМ  $T_{ш}$  у різних режимах роботи вольтододатка, показаних на загальній вісі часу

напруги на конденсаторі з передачею енергії комутації розрядному джерелу струму  $i$ . Конденсатор при цьому буде відрізаний від виводів комутатора і зміна напруги  $u_{dB}$  не затримується (рис. 4, б). Ці процеси відбуваються незалежно від того, у якому режимі працює вольтододаток: випрямляючому, інверторному або коли середня напруга  $u_{dB}$  рівна нулю.

Негативною особливістю ємнісних снаберів вимикання є те, що вони не можуть працювати у широкому діапазоні зміни струму навантаження  $i_d$  від нуля до максимального. При зниженні струму навантаження до нуля тривалість фронтів спаду вихідної напруги стає невизначно великою, що порушує нормальну роботу схеми. Однак при малих струмах навантаження відпадає і необхідність у роботі снабера, оскільки комутаційні втрати при  $i_d \rightarrow 0$  знижуються до нуля, тобто при зниженні струму до деякої малої величини можна відключити снабер. Для цього можна примістити ключ  $S$  з одноопераційного тиристора, провідність якого співпадає з напрямком протікання розрядного струму  $i$  (рис. 5). Якщо цей тиристор не відкривати, то конденсатор  $C$  залишається зарядженим до максимальної зворотньої напруги і снабер не діє. Крім цього, корисно поділити снабер на дві паралельні чарунки, одна з яких діє тільки в режимі п'ятихвилинного струмового перевантаження подвійним струмом, який передбачений діючими стандартами для тягових підстанцій. Після переходу до тривалого режиму ця чарунка відключається, що дозволяє швидше забезпечити за допомогою джерела струму і початкову напругу на конденсаторі перед формуванням чергового

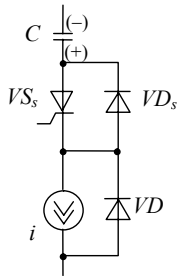


Рис. 5. Схема ICD-снабера з можливим відключенням снаберного конденсатора при малих струмах навантаження

робочого фронту вихідної напруги (фронту спаду). Тим самим стає менш жорстким обмеження по мінімальному часу ввімкненого стану силового тиристора, на протязі якого через конденсатор тече струм розрядного джерела.

Розрахунок ICD-снабера базується на наступних трьох співвідношеннях для енергії комутації, циркулюючої у схемі перетворювача:

$$A_0 = \frac{1}{2} S \cdot t_a, \quad A^* = A / A_0 = \frac{1}{12} \cdot \frac{t_a}{t'_a},$$

$$\frac{CU_k^2}{2} \cdot f_{ш} = u_0 i, \quad (2)$$

де  $S = i_d \cdot u_k$  – потужність комутації тиристорного ключа, що визначається як добуток комутуємого ключем струму  $i_d$  на комутуєму напругу  $u_k$ , яка з'являється на ключі після закінчення комутації;  $t_a$  – час знаходження ключа у активному режимі, тобто при одночасно відмінних від нуля струмі і напрузі (активний час); цей час визначається часом спаду струму при лінійзації закону його зміни у часі;  $A_0$  і  $A$  – енергія тепловиділення в тиристорі при відсутності і наявності снабера;  $t'_a$  – активний час ключа з ідеальним тиристором, який рівний часу наростання напруги на ньому при допущенні миттєвого переходу струму на конденсатор снабера;  $u_0$  – середня напруга на виводах джерела розрядного струму  $i$ ;  $f_{ш} = 1/T_{ш}$  – частота ШІМ.

Відмітимо, що під ключем у загальному випадку розуміється сукупність із вимикаючого тиристора і снабера, який при кожній комутації приєднується паралельно тиристорі.

Прокоментуємо співвідношення (2). У зв'язку з малою тривалістю комутації напруга на вимикаємому ключі при відсутності снабера може бути прийнятою постійною і рівною величині  $u_k$ . Тоді перша формула (2) витікає із того, що середній струм на активному інтервалі  $t_a$  із урахуванням припущення про лінійний закон зміни струму є рівним половині максимального струму  $i_d$ . Величина  $u_k$  в принципі змінюється від однієї комутації до іншої у залежності від конкретних значень напруги на конденсаторах вхідного фільтра вольтододатка (рис. 4, а). При використанні вище розгля-

нутого алгоритму перемикачів на періоді ШІМ  $T_{ш}$  відбувається три перемикачів, в ході яких струм  $i_d$  по чергово переходить на один із трьох тиристорів групи моста – анодної або катодної. І іншій групі при цьому проводить струм тільки один з трьох тиристорів і ніяких комутацій не відбувається. Можна показати, що величина сумарного перепаду напруги на примусово вимикаємих тиристорах є близькою до амплітуди  $U_{лм}$  лінійної напруги на вході вольтододаткового моста, яка пов'язана з найбільшою середньою напругою  $u_{d0в}$  на виході вольтододатка співвідношенням:

$$u_{d0в} = \frac{3}{2\sqrt{3}} U_{лм}. \quad (3)$$

При підстановці у (2) величини  $u_k \approx U_{лм}$  визначається повна енергія примусових вимикачів на періоді ШІМ і для переходу до сумарної потужності комутаційних втрат її треба помножити на частоту ШІМ  $f_{ш}$ .

Друга (середня) формула співвідношення (2) обґрунтована в роботі [5] при припущенні про те, що закон зміни струму вимикаємого тиристора при підключенні снабера залишається таким же.

Третя (остання) формула співвідношення (2) дозволяє визначити середню потужність  $u_0 \cdot i$ , яка приймається розрядним джерелом струму, при підстановці сумарного  $u_k \approx U_{лм}$ .

Приймаємо для прикладу наступні вхідні дані:  $U_{лм} = 1000$  В,  $i_{dN} = 2400$  А,  $i_{dm} = 2i_{dN}$  (п'ятихвилинне перевантаження), час вимикання тиристора  $t_q = 20 \cdot 10^{-6}$  сек, частота ШІМ  $f_{ш} = 1000$  Гц. З урахуванням рівня струмообмеження 125 % потрібні тиристиори на робочий струм  $1,25 i_{dm} = 6000$  А.

Максимальні втрати потужності в тиристорі на інтервалі провідності

$$P_{0n} = \Delta U \cdot I_{dcp} = \Delta U \frac{i_{dm}}{3} = 4800 \text{ Вт.}$$

Втрати потужності в тиристорі в режимі провідності у номінальному режимі:

$$P_{onN} = P_{on} \cdot \frac{i_{dm}}{i_{dN}} = 2400 \text{ Вт.}$$

Резерв на комутаційні втрати потужності у номінальним режимі:

$$\Delta P = P_{0n} - P_{onN} = 2400 \text{ Вт.}$$

Приймемо у номінальному режимі

$$t'_a = \frac{t_a}{2} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ сек,}$$

тоді  $A^* = \frac{1}{6}$ .

Базисні комутаційні втрати в тиристорі:

$$P_{k0} = \frac{1}{12} \cdot U_{\text{лм}} \cdot i_{dN} \cdot t_a \cdot f_{\text{ш}} = 4800 \text{ Вт.}$$

Фактичні комутаційні втрати в тиристорі:

$$P_{kN} = A^* \cdot P_{k0} = 800 \text{ Вт (33 \% від } P_{\text{онN}} \text{ і тільки 1/3 від резерва).}$$

Номінальна ємність снаберного конденсатора:

$$C_N = \frac{i_{dN} \cdot t_a'}{U_{\text{лм}}} = 24 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Враховуючи вище сказане, для режиму перевантаження збільшимо ємність снаберного конденсатора втричі, підключивши ще чарунку з конденсатором ємністю  $2 C_N$ . Тоді

$$t_a' = \frac{3C_N \cdot U_{\text{лм}}}{i_{dm}} = 15 \cdot 10^{-6} \text{ сек;}$$

$$P_{kom} = 2P_{k0} = 9600 \text{ Вт;}$$

$$A_m^* = \frac{1}{12} \cdot \frac{t_a}{t_a'} = 0,111;$$

$$P_{km} = A_m^* \cdot P_{kom} = 1070 \text{ Вт,}$$

тобто комутаційні втрати у режимі п'ятихвилинного перевантаження складають всього 20 % від  $P_{\text{он}}$ , що можна допустити прийнятним.

Прийmemo струм розрядного джерела снабера рівним 10 % від  $i_{dm}$ , що складає  $i \approx 500 \text{ А}$ . При цьому час встановлення початкової напруги на конденсаторі при номінальному режимі буде дорівнювати:

$$t_{yN} = \frac{C_N \cdot U_{\text{лм}}}{i} = 48 \cdot 10^{-6} \text{ сек,}$$

а це всього біля 10 % від періоду ШІМ, що є прийнятним.

Потужність і максимальна середня напруга розрядного джерела  $i$ :

$$P_i = u_0 \cdot i = \frac{3C_N \cdot U_{\text{лм}}^2}{2} \cdot f_{\text{ш}} = 43,2 \cdot 10^3 \text{ Вт.}$$

$$u_0 = \frac{P_i}{i} = 86,4 \text{ В.}$$

Як бачимо, потужність розрядного джерела  $P_i$  складає всього біля 0,5 % тривалої потужності перетворювача, що для практики є прийнятним.

Необхідно також відмітити, що на відміну від часто рекомендуємого традиційного снабера [7], розглянутий вище снабер забезпечує плавне наростання напруги на вимикаємому тиристорі від нульового значення.

#### 4. Безобмоточний індуктивний снабер ввімкнення

Індуктивний снабер ввімкнення  $L$  (рис. 2) забезпечує затримку переднього фронту імпульсу струму у вмикаємому ключі, і, отже, виконання вимог щодо фактора критичної швидкості наростання прямого струму повністю керованих тиристорів. Крім цього, таким снабером обмежуються крізні струми, обумовлені запізненням розсмоктування носіїв заряду у діодах комутатора (рис. 2). Принцип дії індуктивного снабера із насичуючимся феритовим осердям відомий і полягає у тому, що при переході струму ключа через нульове значення включений послідовно з ключем дросель виходить із стану насичення і створює рівень малого струму. Ефект дії цього рівня залежить від знака лінійної напруги, діючої на вході комутатора при перемиканні пари ключів, наприклад, 1 і 3 у схемі рис. 2. Нехай в результаті перемикання ключ 3 повинен ввімкнутися, а ключ 1 вимкнутися. Тоді при позитивному полюсі у точці «в» дросель ключа 3 повинен бути ненасиченим, що створить затримку наростання прямого струму, а дросель ключа 1 при переході його струму через нуль створить затримку наростання зворотнього струму. При негативному полюсі в точці «в» обидві ці операції стають непотрібними, так як перехід струму на ключ 3 з ключа 1 відбувається за рахунок примусового вимикання останнього по колу управління. Мало того, якщо дросель 3 при цьому ненасичений, то він створює опір процесу переходу струму і збільшує, тим самим, комутаційні втрати в ключі 1. Отже, при даній полярності лінійної напруги необхідно забезпечити насичення дроселя 3 за рахунок ланцюга зовнішнього підмагнічування. Розглянутий у розділі 2 алгоритм керування ключами моста комутатора вольтододатка дозволяє це зробити.

Принцип роботи ланцюга зовнішнього підмагнічування ілюструє вебер-амперна характеристика дроселя, наведена на рис. 6.

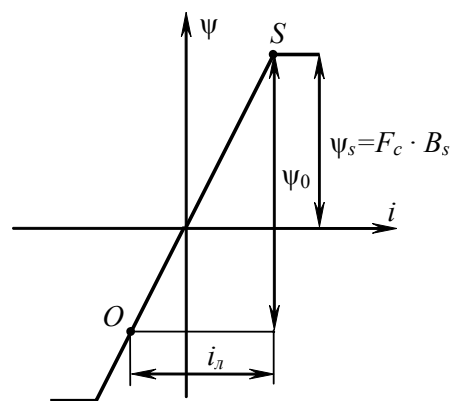


Рис. 6. Ідеалізована вебер-амперна характеристика дроселя індуктивного снабера:  $\psi_s$  – потокосцеплення насичення;  $F_c$  – поперечний зріз осердя;  $B_s$  – індукція насичення

Прийmemo безобмоточну конструкцію дроселя, при якій електричні провідники просто просунені у вікно осердя, що рівнозначно числу витків дроселя, рівному одиниці.

Щоб реалізувати характеристику виду рис. 6, введемо в осердя немагнітну щілину  $\delta$ , достатньо велику для того, щоб можна було знехтувати впливом реальних факторів петлі гістирезиса матеріалу осердя, за виключенням індукції насичення  $B_S$ . Тоді для струму насичення  $i_S$  відповідно закону повного струму маємо:

$$i_S = H_S \cdot \delta = \frac{B_S \cdot \delta}{\mu_0}, \quad (4)$$

де  $H_S$  – напруженість поля насичення;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнітне проникнення середовища в щілині  $\delta$ .

Введемо два ланцюги підмагнічення: постійним струмом  $i_S$  позитивного знаку, щоб вивести початкову точку у положення «S», і струмом  $i_{\text{л}}$  негативного знаку, пропорційним поточному значенню лінійної напруги  $u_{\text{л}}$

$$i_{\text{л}} = K \cdot u_{\text{л}}, \quad (5)$$

де  $K$  – постійний коефіцієнт.

З урахуванням обох ланцюгів початкова точка «О» при нульовому струмі ключа буде відповідати значенню потокозчеплення  $\psi_0$ , пропорційному поточному значенню лінійної напруги живлячої мережі. При позитивному полюсі у точці «в» при цьому буде забезпечена постійна тривалість затримки наростання струму

$$t_3 = \psi_0 / u_{\text{л}}, \quad (6)$$

незалежна від конкретного значення напруги. При негативному полюсі струм  $i_{\text{л}}$ , відповідно (5), змінює знак і початкова точка виводиться на верхню насичену гілку вебер-амперної характеристики, у результаті чого дросель не створює ніякої затримки наростаючому струму. Ніякої затримки не буде також при будь-якому полюсі при дуже малих струмах навантаження, однак у неї при цьому немає потреби.

З урахуванням прийнятого у розділі 2 прямого чергування фаз при перемиканнях дросель даного ключа повинен підмагнічуватися струмом, пропорційним попередній лінійній напрузі:  $u_{\text{ав}}$  для ключа 3,  $u_{\text{са}}$  для ключа 1 і т. д.

На рис. 7 показана конструкція безобмоточного індуктивного снабера, відповідаюча розглянутому вище принципу побудови.

Осердя  $F_c$  надівається на провідник із струмом силового ключа, і у його вікно просовуються ще три провідника. Струм постійного підмагнічування  $i_S$  може бути прийнятий рівним струму розрядного джерела  $i$  (див. схему снабера вимикання на рис. 4, а). Індуктивність  $L$  дроселя у ланцюгу лінійного підмагнічування приймається достатньо великою для згладжування пульсацій струму, обумовлених індукованою із робочого ланцюга напругою, а амплітуда напруги  $u_{\text{ф}}$

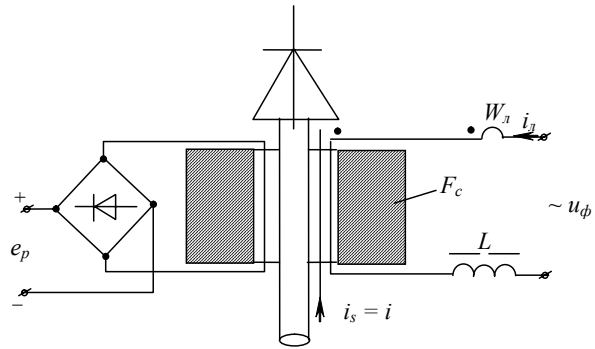


Рис. 7. Конструкція і електрична схема безобмоточного індуктивного снабера:  $F_c$  – феритове осердя із щільністю;

$u_{\text{ф}}$  джерело фазної напруги, зсунуте відносно даного  $u_{\text{л}}$  на 90 ел. град;  $L$  – дросель в ланцюгу лінійного підмагнічення;  $W_{\text{л}}$  – провідник підмагнічення протифазного снабера;  $e_p$  – джерело проти ерс розмагнічування

визначає амплітуду  $I_{\text{лм}}$  струму лінійного підмагнічення. Джерело проти ерс  $e_p$  приймається рівним або трохи більшим у порівнянні з амплітудою  $U_{\text{лм}}$  лінійної напруги, щоб обмежити напругу на робочому витку при поверненні робочої точки на вебер-амперній характеристиці у початковий стан. Деяким недоліком тут є те, що при цьому поверненні підвищується напруга на тиристорі і діоді силового ключа. Однак це підвищення із урахуванням низької вхідної напруги вольтододатка є прийнятним.

В якості  $e_p$  може бути використаний автономний інвертор напруги, тоді енергія комутації повертається у живлячу мережу, а при використанні резистора з паралельним фільтровим конденсатором ця енергія буде виділятися у вигляді тепла.

Величину затримки наростання струму достатньо приймати рівною половині тривалості допустимого лінійного фронту.

Як показує оцінка для прикладу, розглянутого у розділі 3, маса феритових осердь складає біля 15÷20 кг, що є прийнятним для практики конструювання індуктивних снаберів.

## Висновки

1. Послідовне з'єднання фазокерованого випрямляча із реверсивним широтно-керуваним вольтододатком на повністю керованих тиристорах дозволяє усунути недоліки кожного із цих двох класів перетворювачів і реалізувати джерело живлення контактної мережі, задовольняючого сучасним вимогам при використанні напівпровідникових силових приладів, що є вже сьогодні на ринку.

2. Використання удосконаленого алгоритма керування вольтододатком у сполученні із запропонованими схемними рішеннями щодо снаберів ввімкнення і вимкнення дозволяє одержати прийнятні комутаційні втрати в ключах вольтододатка при частоті ШІМ 900–1200 Гц, достатньої для виконання всіх функцій вольтододаткового перетворювача.

**Перелік посилань**

1. Хворост М. В. Підвищення ефективності дванадцятипульсних випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітенів з повздовжньою високовольтною лінією живлення постійного струму // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті.– 2004. – № 3 – С. 50–54.
2. Хворост М. В., Божко В. В. Силові схеми перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітена з повздовженою лінією живлення // Електротехніка та Електромеханіка. – 2005. – № 1 – С. 106–109.
3. Хворост М. В., Божко В. В. Демпфований вхідний фільтр вольтодобатка на двоопераційних тиристорах дванадцятипульсних випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітена // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2006. – № 3 – С. 41–45.
4. Гончаров Ю. П., Панасенко М. В., Семененко О. І., Хворост М. В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу. За ред. Гончарова Ю. П. – Харків, НТУ «ХПІ», 2007. – 192 с.
5. Гончаров Ю. П., Будоной О. В., Морозов В. Г., Панасенко М. В. та інші. Перетворювальна техніка, ч. II. За ред. Руденка В.С. – Харків, Фоліо, 2000. – 357 с.
6. Хворост М. В., Гончаров Ю. П., Панасенко М. В. та інш. Види комутації та електричні характеристики в електричних колах з ключовими елементами // Електротехніка та Електромеханіка. – 2005. – № 4 – С. 67–72.
7. Электроснабжение контактной сети постоянного тока с питанием повышенным напряжением преобразователя по усиливающему проводу / А. А. Федотов, М. П. Анхимов, М. П. Васильев и др. // Материалы Eltrans'2003, СПб, 2003. – С. 291–296.

*Поступила в редакцію 28.09.07 г.*

*После доработки 20.11.07 г.*

*Рассмотрена структура источника питания контактной сети на основе последовательного соединения фазо- и широтно регулируемого выпрямителей, которая позволяет (наряду с повышением коэффициента мощности примерно до единицы) реализовать ряд дополнительных полезных функций, касающихся преобразователя электропитания. Предложены узлы коммутационной защиты, позволяющие использовать существующие на промышленном рынке полупроводниковые приборы.*

*The structure of the contact network power supply on the basis of series connection of angle- and PWM-controlled rectifiers is considered; it allows (alongside with the capacity factor increase almost up to unit) to realize a number of the additional useful functions concerning the power supply converter. The switching protection nodes, allowing to use semi-conductor devices available in the market are offered.*

УДК 621.313.222:62–83

**П. Д. Андриенко, С. И. Шило, И. Ю. Немудрый**

**Исследование режимов торможения в системе импульсного регулирования серийного электродвигателя**

*С помощью разработанной имитационной модели исследованы электромеханические процессы тягового электропривода с серийным электродвигателем в режиме рекуперативного торможения.*

В настоящее время в электротранспорте широко применяются электроприводы постоянного тока с двигателями последовательного возбуждения (ДПВ). Это объясняется тем, что изменение момента нагрузки для данных механизмов хорошо согласуется с электромеханической характеристикой ДПВ. Недостатком существующих систем является наличие большого количества контактной аппаратуры, что ведет к снижению надежности и значительно сокращает срок безобслуживаемой работы электроподвижного состава. Важным фактором повышения рентабельности работы электротранспорта в целом может стать замена существующего тягового электропривода (ТЭП) на более современные их виды [1–3].

В работе [3] проведены результаты исследования электромеханических процессов усовершенствованной схемы импульсного регулирования двигателя постоянного тока последовательного возбуждения (показанной на рис. 1) и сравнения их с процессами в существующих схемах регулирования. Исследуемая схема отличается от классической схемы импульсного регулирования тем, что в ней дополнительно содержатся: диод D3, шунтирующий обмотку F1 возбуждения ДПВ; диод D4, включенный последовательно с обмоткой F1 возбуждения ДПВ.

Проведенное моделирование [3] позволило выполнить сравнительный анализ нескольких схем импульсного регулирования, исходя из которого установ-