

## СУЧАСНІ ВИПРЯМЛЯЧІ ДЛЯ МОДЕРНІЗАЦІЇ ТЯГОВИХ ПІДСТАНЦІЙ ПРИ ВПРОВАДЖЕННІ ШВИДКІСНОГО РУХУ

### Вступ

Основною ланкою нового покоління тягових підстанцій постійного струму залізниць України, яка визначає на сьогоднішній день їх електромагнітну сумісність з зовнішньою живлячою електромережею трифазного струму і тяговою мережею постійного струму є дванадцятипульсний тяговий перетворювальний агрегат на основі двох діодних трифазних мостів [1]. У порівнянні з шестипульсними діодними випрямлячами він має відносно низький рівень вищих гармонік в мережевому струмі і випрямленій напрузі та коефіцієнт потужності на стороні живлячої мережі на рівні  $0,95 \div 0,96$  [2]. Однак ці характеристики суттєво погіршуються при переході на тиристорні мости [3, 4] з метою надання перетворювальним агрегатам регулювальних властивостей для забезпечення оптимального керування живленням тягової мережі [5].

Метою роботи є аналіз сучасних випрямлячів для модернізації тягових підстанцій при впровадженні швидкісного руху. З урахуванням жорстких вимог сучасних стандартів до електромагнітної сумісності тягових перетворювальних агрегатів підстанцій постійного струму з живлячою і тяговою мережами можна стверджувати, що тиристорні випрямлячі у своєму класичному виконанні, які працюють в режимі стабілізації напруги на шинах тягової підстанції не забезпечують потрібного рівня якості перетворення електроенергії трифазного змінного струму в постійний струм. Це стосується як несинусоїдальності мережевих струмів і генерованої потужності, так і гармонічного складу випрямленої напруги і достатньо великої інерційності (до 10 мс) переходу агрегата із випрямного (тягового) в інверторний (рекуперативний) режими

або режим нульової вихідної напруги (струмообмежувальний).

Традиційним, але не оптимальним технічним вирішенням проблеми електромагнітної сумісності перетворювальних агрегатів тягових підстанцій постійного струму з живлячою енергомережею є включення на стороні мережевої обмотки тягового перетворювального трансформатора пасивних LC-фільтрів, налагоджених на резонанс на найбільші по величині гармоніки струму, генеровані дванадцятипульсним випрямлячем в мережу та паралельне підключення регулюємого джерела реактивної потужності у вигляді послідовного з'єднання реактора і тиристорного регулятора [6]. Компенсація реактивної потужності і близька до синусоїди форма мережевого струму забезпечується також в перетворювальних агрегатах побудованих на дванадцятипульсних тиристорних випрямлячів (як некомпенсованих, так і компенсованих) при використанні силового активного фільтра (САФ) на основі автономного інвертора напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), тобто при використанні засобу силової електроніки [6] (рис. 1, а, б).

Однак ці два засоби приводять до значного збільшення встановленої потужності електрообладнання тягових підстанцій і не вирішують задачу забезпечення якісною електроенергією тягової мережі. Останнє потребує для забезпечення електромагнітної сумісності перетворювального агрегату з тяговою мережею установки на виході перетворювального агрегата вельми потужних багатоланкових резонансно-аперіодичних LC-фільтрів [7].

Принципово новий рівень електромагнітної сумісності тягового перетворювального агрегата з живлячою і тяговою мережами може бути реалізований при переході на

випрямлячі напруги з широтно-імпульсним регулюванням (ШІР-випрямлячі) [8, 9].

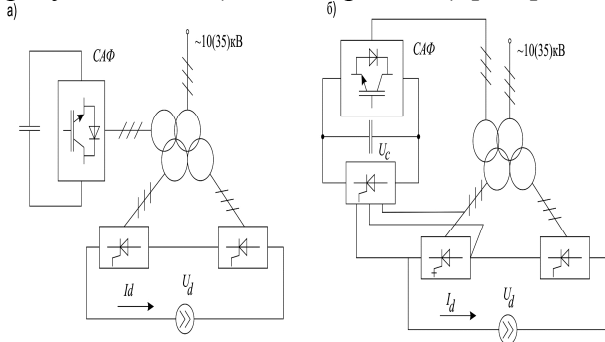


Рис. 1. Силові схеми дванадцятипульсних тиристорних випрямлячів з коефіцієнтом потужності близьким до 1 і синусоїдальною формою мережевого струму: а) некомпенсованого; б) компенсованого

Однак сьогодні цей засіб силової електроніки ще не може бути ефективно реалізованим на потужностях перетворювальних агрегатів, задіяних на підсистемах постійного струму залізниць у зв'язку з відсутністю на ринку силової електроніки достатньо потужних високовольтних повністю керованих напівпровідникових приладів з робочою частотою перемикачів 1 і більше кГц.

Запропонованим на сьогоднішній день для практики побудови тягових перетворювальних агрегатів (ТПА) підстанцій постійного струму залізниць засобом силової електроніки є використання в якості їх випрямлячів-стабілізаторів напруги дванадцятипульсних напівкерованих (діодно-тиристорних) або керованих (тиристорних) випрямлячів вольтододадового типу [4, 10] (рис. 2, а, б).

Використання в якості вольтододадка реверсивного вольтододадка з двоквадрантними ключами знакозмінної напруги на основі запираємих напівпровідникових приладів (рис. 2, б), працюючого в режимі однополярної синусоїдальної ШІМ, дає можливість на сучасній системній базі силової електроніки при збільшенні встановленої потужності перетворювача на 20-25% у порівнянні з встановленою потужністю чисто діодного (тиристорного) дванадцятипульсного випрямляча реалізувати при прийнятних величинах встановленої потужності додаткового фільтрокомпенсуючого електрообладнання практично повну елект-

ромагнітну сумісність тягової підстанції постійного струму з живлячою і тяговими мережами в робочих (сталих) і аварійних (перехідних) режимах роботи [3, 11-14].

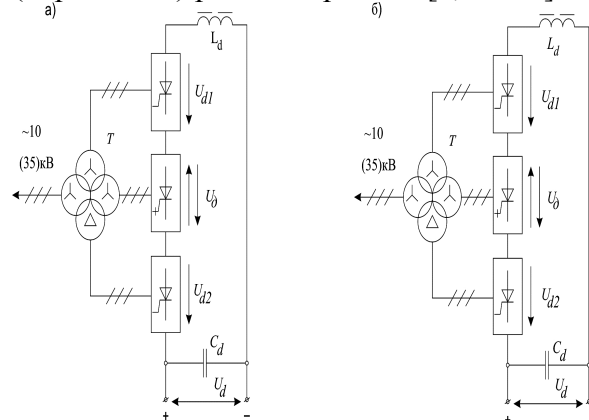


Рис. 2. Силові схеми дванадцятипульсних напівкерованих випрямлячів вольтододадового типу: а) з реверсивним вольтододатком на одноопераційних тиристорах; б) з реверсивним вольтододатком на двоопераційних тиристорах

Як показують розрахунки, за допомогою дванадцятипульсного напівкерованого випрямляча з реверсивним запираємих вольтододатком (рис. 2, б), виконаного на сучасній елементній базі силової електроніки, забезпечується необхідний рівень електромагнітної сумісності при приблизно на 30% меншій масі Г-подібного вихідного LC-фільтру та без установки додаткових фільтрів-пробок. Подальше зниження маси Г-подібного LC-фільтру при збереженні рівня електромагнітної сумісності обмежується необхідністю придушення гармонік з частотою ШІМ вольтододадка, яка може реально реалізуватися в межах 1200-1800 Гц, а також комбінаційних гармонік більш низької частоти, генерованих вольтододатком при його роботі в якості активного фільтру. Всі ці гармоніки приходяться на пік псофометричної кривої [7] і отже, повинні придушуватися. Ця перешкода на шляху подальшого зниження маси Г-подібного вихідного LC-фільтру усувається при використанні в якості вихідного фільтру гібридного фільтру на основі малопотужного активного фільтру паралельного типу [15]. Один з варіантів такого гібридного фільтру (Ф) на базі автономного інвертора струму

для використання на тягових підстанціях постійного струму з дванадцятипульсними випрямлячами вольтододаткового типу показаний на рис. 3.

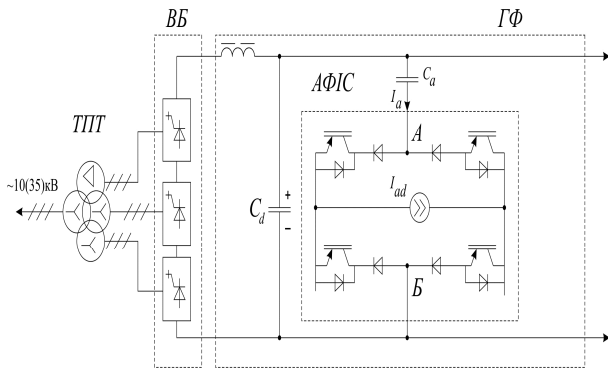


Рис. 3. Структура гібридного фільтра з активним фільтром паралельного типу на базі автономного інвертора струму (АФІС)

### Динамічна модель комутатора ВП

Вона необхідна для аналізу динамічних властивостей ВП, що працює як АФ. Можливі різні алгоритми управління комутатором випрямляча напруги [16, 17]. Проте динамічні властивості мало залежать від особливостей конкретного алгоритму і можуть бути пояснені на прикладі алгоритму, пропонуваного в [17]. При цьому керуюча дія впливає на амплітуду трифазної системи синусоїдальних струмів завдання  $i_{3(1)}-i_{3(3)}$  на вході ВП (амплітуду результуючого вектора), яку для вирішення завдань цієї роботи досить прийняти співпадаючою по фазі з напругою (рис. 4, а). Номер фази вказаний в дужках. У вихідній напрузі  $u_d$  чергуються імпульси, коли точки АБ підключені парою ключів різних фаз до однієї з трьох лінійних входних напруг і паузи, коли точки АБ з'єднані парою ключів однієї з фаз накоротко. Процеси на інтервалах імпульсів аналізуються, приймаючи допущення про малість періоду ШІМ  $T_{ш}$  порівняно з періодом мережі  $T_c = 2\pi / \omega_c$ , що дозволяє нехтувати зміною напруги і струмів завдання усередині періоду ШІМ. Тоді на періоді ШІМ в кожній фазі проводить струм  $i_d$  той з ключів, напрям провідності якого відповідає необхідному напрямку вхідного струму і відносна тривалість інтерва-

лу його провідності дорівнює відносному струму  $i_{3(m)}/i_d$ .

Розглянемо той період ШІМ, в якому знаходиться точка максимуму одного з фазної напруги ( $t_1$  на рис. 4,а). На цьому періоді ключ 1 проводить спільно з 4 і 6, а на вихід в рівній пропорції по тривалості поступає лінійна напруга  $u_{(12)}=u_{(1)}-u_{(2)}$  і  $u_{(13)}=u_{(1)}-u_{(3)}$ . З урахуванням допущення про малість періоду ШІМ вони мають однакову величину  $\sqrt{3}/2$  від амплітуди (рис. 4,б).

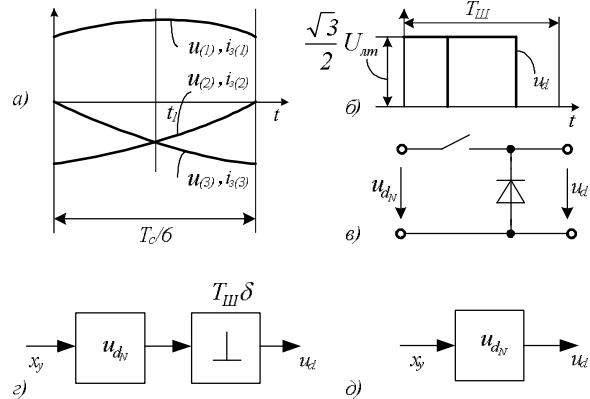


Рис. 4. Приведення перетворювача до еквівалентного понижуючого ШІП:

а – вхідна напруга і струми завдання на періоді повторюваності параметрів комутатора  $T_m/6$ ; б – еквівалентна вихідна напруга на періоді ШІМ –  $T_{ш}$ ; у – еквівалентний ШІП; г, д – імпульсна і безперервна моделі комутатора ВП

На інших періодах ШІМ, розташованих зліва і справа відносно  $t_1$ , вихідна напруга приблизно зберігає середнє значення, оскільки сумарна тривалість імпульсу, визначувана відносним струмом  $i_{3(m)}/i_d$ , майже постійна, а збільшення одне з лінійної напруги компенсується зниженням другого. Оскільки, далі, інтервал  $T_m/6$  є періодом повторюваності процесу по відношенню до вихідної напруги, то можна прийняти, що вихідна напруга має форму приведену на рис. 3, б для всіх періодів ШІМ і тоді ВП по характеру процесів не відрізняється від простого знижуючого широко-імпульсного перетворювача (ШІМ) (рис. 4, в). У тому, що вхідна напруга еквівалентного ШІМ дорівнює номінальній вихідній напрузі  $u_{dN}$  фактичного перетворювача, неважко переконатися, прирівнюючи активні потужності на вході і виході при максимальному кое-

фіцієнти заповнення  $3/2 U_m I_m = u_{dN} i_d$  звідки з урахуванням  $I_m = i_d$  маємо

$$u_{dN} = 3/2 U_m = \sqrt{3}/2 U_{лм}, \quad (1)$$

де  $U_m$  і  $I_m$  – амплітудні значення фазної напруги і струму на вході.

Отже, як і в знижуючому ШІМ, приріст вихідної напруги при нескінченно малому прирості відносного керуючого сигналу  $x_y$  має форму нескінченно короткого імпульсу з вольтсекундною площею  $u_{dN} T_{ш} \Delta x_y$ , що відповідає еквівалентній схемі рис. 3, г. Імпульсний елемент  $\delta$  має, за визначенням, одиничну площу миттєвих імпульсів, а при їх усереднюванні на періоді  $T_{ш}$  отримуємо безперервну модель комутатора рис. 4, д.

Таким чином, лінеаризований комутатор ВП є по відношенню до відносного сигналу, що управляє, пропорційною ланкою з передавальним коефіцієнтом  $u_{dN}$ . Отже, згідно з відомою теоремою Котельникова, ВП як АФ може компенсувати гармоніки ОВ при частотах до половини частоти ШІМ.

### Характеристики ВП, як активного фільтру

На рис. 5, а показана загальна структура системи при заміщенні вольтодобавочного знижуючого перетворювача ШІМ. Джерело е.р.с.  $e$  заміщає генератор пригнічуваних гармонік. Сигнал помилки активного фільтру  $\Delta u = e - u_d$  фіксується датчиком напруги і поступає на вхід каналу активної фільтрації, що має передавальну функцію  $W$  і що формує сигнал  $u_y$  керуючого ШІМ-контролера.

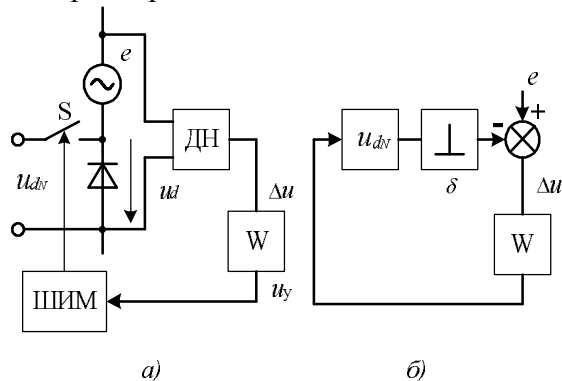


Рис. 5. Загальна структура системи:

а – структура системи активної фільтрації; б – лінеаризована модель.

Заміщаючи ШІМ разом з ШІМ-контроллером лінійною моделлю (рис. 4, з), отримуємо еквівалентну схему рис. 5, б. Переходячи до безперервної моделі рис. 4, д, отримуємо передавальну функцію замкнутої системи на низьких частотах

$$W_s \approx \Delta u / e = (1 + u_{dN} W)^{-1}. \quad (2)$$

Коефіцієнт придушення активного фільтру дорівнює відношенню модулів сигналів  $e$  и  $\Delta u$ .

$$k_n = |e / \Delta u| = |1 + u_{dN} W| \approx u_{dN} |W| \quad (3)$$

Теоретично повинні пригнічуватися всі гармоніки основної частоти  $f_0 = 50$  Гц з кроком по номеру гармоніки  $n = 1$ . Практично досить подавити всі парні гармоніки і тоді крок по відношенню до основної частоти  $n = 2$ . За винятком декількох гармонік, що найбільш виділяються (канонічних), досить мати  $k_n$  порядку 10.

Імпульсна напругу  $u_d$  містить широкий спектр високочастотних гармонік ШІМ, які не можуть бути пригнічені і грають роль високочастотної перешкоди. Тому передавальна функція  $W$  повинна володіти властивостями фільтру низьких частот (ФНЧ).

Розглянемо два крайніх по цьому чиннику випадки.

Простим ФНЧ (ширококутовим) є інтегруюча ланка.

$$W = k / p, \quad |W| = k / \omega \quad (4)$$

де  $k$  – коефіцієнт посилення інтегратора,  $\omega$  – частота пригнічуваної гармоніки.

Відомо, що чинником, що обмежує величину коефіцієнта посилення, є субгармонійні коливання, обумовлені тим, що перетворювач діє на безперервну частку системи за допомогою імпульсів («поштовхів»), що враховуються імпульсним елементом  $\delta$ . При  $W$  згідно (4) граничний по умові стійкості добуток передавальних коефіцієнтів пропорційних ланок в замкнутому контурі рис. 5, б рівний двом [17]  $u_{dN} T_{ш} k = 2$ , що дає

$$k_n = 2 / (T_{ш} \omega) = (\pi \omega^*)^{-1}, \quad (5)$$

де  $\omega^* = \omega / \omega_{ш}$  – частота пригнічуваної гармоніки у відношенні до частоти ШІМ.

Наприклад, при  $f_{ш} = 2400$  Гц, що відповідає прийнятним комутаційним втратам

при використанні IGBT і  $k_n=10$  маємо  $\omega^*=3,2 \cdot 10^{-2}$  і  $f=76$  Гц. Таким чином, при використанні широкопasmового фільтру можна задовільно подавити тільки основну частоту 50 Гц і помірно ускладнення передавальної функції фільтру в рамках широкопasmової концепції не вносить якісних змін.

Іншим крайнім випадком є використання паралельного з'єднання вузькопasmових фільтрів, електричний еквівалент кожного з яких відповідає рис. 6.

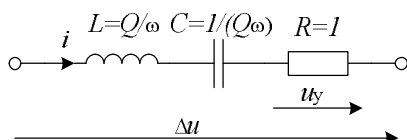


Рис. 6. Електричний еквівалент вузькопasmового фільтру

На резонансній частоті  $\omega$  результуючий опір реактивної частини фільтру дорівнює нулю і тому передавальна функція дорівнює одиниці. При відхиленні від неї за рахунок виникаючої різниці індуктивного і ємкісного опорів модуль передавальної функції при достатньо високій добротності швидко падає. Для отримання заданого коефіцієнта посилення  $k$  на резонансній частоті необхідно доповнити фільтр рис. 6 пропорційною ланкою, що згідно (3) дає

$$x_y = k u_y, \quad k_n = u_{dN} k. \quad (6)$$

На високих частотах, зокрема на частоті субгармонійних автоколивань, можна при визначенні струму  $i$  враховувати лише опір дроселя  $pL$ , що для всього ланцюга паралельно сполучених фільтрів окремих гармонік дасть

$$W = k / (Qp) \sum \omega, \quad (7)$$

де прийнято, що коефіцієнт посилення  $k$  для всіх паралельно з'єднаних фільтрів однаковий.

При достатньо великій кількості паралельних ланок дискретну суму їх резонансних частот  $\omega$  можна приблизно замінити інтегралом згідно рівності

$$\sum \omega = \frac{1}{\Delta \omega} \sum (\omega \Delta \omega) \approx \frac{1}{\Delta \omega} \int_0^{\omega_g} \omega d\omega = \frac{\omega_g^2}{2 \Delta \omega}, \quad (8)$$

де  $\omega_g$  і  $\Delta \omega$  – верхня межа частоти пригнічуваної гармоніки і крок по цій частоті.

З (7) витікає, що по відношенню до автоколивань вузькопasmовий фільтр володіє властивостями інтегруючої ланки, як і розглянутий вище широкопasmовий. Отже, можна застосувати той же критерій стійкості, що урахуванням (3) дає

$$u_{dN} T_{ш} (k/Q) \omega_b^2 / (2 \Delta \omega) = 2, \quad k_n = 2 / (\Delta \omega^* Q / \omega_b^{*2}), \quad (9)$$

де величина  $k$  знайдена з першого рівняння (9) як умови стійкості і підставлена як  $|W|$  на резонансній частоті в (3). Як базис для відносних частот, позначених зірочкою, знов прийнята частота ШПМ.

Як впливає з (9), основним чинником підвищення коефіцієнта придушення при вузькопasmових фільтрах є можливість прийняти високу добротність  $Q$ , що робить такі фільтри малопроникними для високої частоти автоколивань. Обмеженням є відхід частоти мережі  $f_m$  від номінального значення 50 Гц. Без автопідстроювання частот фільтрів, яка сильно ускладнює алгоритм управління, можна прийняти  $Q=50$ . Прийmemo також  $\omega_b^* = 0,5$  згідно теоремі Котельникова, а також допустимо, що пригнічуються всі гармоніки частоти мережі, тобто крок  $\Delta \omega_b = f_c / f_{ш}$ . Тоді при  $f_{ш} = 2400$  Гц знайдемо  $k_n = 2,65$ , що недостатньо. Якщо понизити удвічі верхню межу пригнічуваних частот (до частоти 12-ої гармоніки мережі, тобто до 600 Гц), то отримаємо прийнятний коефіцієнт придушення  $k_n \approx 10$ . Його можна підвищити ще удвічі, пригнічуючи тільки парні гармоніки мережі, що підвищує в 2 рази величину  $\Delta \omega^*$ . Для підвищення ефективності придушення як вищих частот, так і частот основної смуги можна застосувати додатковий малопотужний активний фільтр, підключений послідовно на виході за конденсатором силового фільтру. Застосовуючи в цьому фільтрі ШПМ з частотою 20...40 кГц і швидкодіючі польові транзистори при широкопasmовому ФНЧ згідно рекомендаціям роботи [17] можна отримати величину псофометричної напруги порядку 1 В, що відповідає допустимим нормам.

## Перехідні електричні режими

На рис. 7 показаний комутатор вольтодобавочного перетворювача з модулем захисту від перенапружень. Розглянемо деякі аварійні режими ВП. В разі пробою послідовного прямого діода виникає коротке замикання джерела живлення при включенні *IGBT* в одній з двох інших фаз. Тому доцільно застосувати резервування прямих діодів шляхом послідовного включення додаткового діода в кожне з плечей моста. При пробі транзистора аварійних струмів не виникає, можна виконати шунтування ВП ключем *VS* при замиканні решти транзисторів, відключаючи ВП. При пробі всіх транзисторів ВП перетворюється на некерований випрямляч з прямими діодами, який додає напругу порядку 20 % до результуючої вихідної напруги перетворювача.

При перенапруженнях можна захищати транзистори шляхом їх одночасного включення у всіх трьох плечах одночасно, що дозволяє обійтися без послідовного резервування транзисторів. За наявності деякого запасу по їх робочій напрузі ВП разом з шунтуючим ланцюгом можна використовувати як вузол короткочасного струмообмеження, вимикаючи всі транзистори і включаючи ключі [11].  $I_{SR}$  Струм навантаження  $i_d$  перекладається при цьому на шунтуючий ланцюг із струмообмежувальними резисторами *R*. Середня точка резисторів з'єднується із загальним виведенням конденсаторів вхідного фільтру, завдяки цьому, результуюча висока напруга на резисторах розподіляється приблизно порівну між верхньою і нижньою групами закритих транзисторів. Замикання шунтуючих ключів при переході в нормальний режим роботи виконується шляхом формування потрібної полярності вихідної напруги  $u_{dv}$  вольтодобавочного перетворювача.

Разом з тим, спосіб захисту транзисторів шляхом їх включення системою управління має наступні недоліки:

- потрібні датчики перенапружень;
- через транзистори після їх включення протікають значні струми.

Використання модуля захисту від (МЗП) усуває ці недоліки. МЗП приєднується до входу комутатора ВП і проводить обмеження на стороні змінного струму. Зокрема, такі виникають при пуску і досягають в межі двократної величини від сталої амплітуди вхідної лінійної напруги (рис. 8, а).

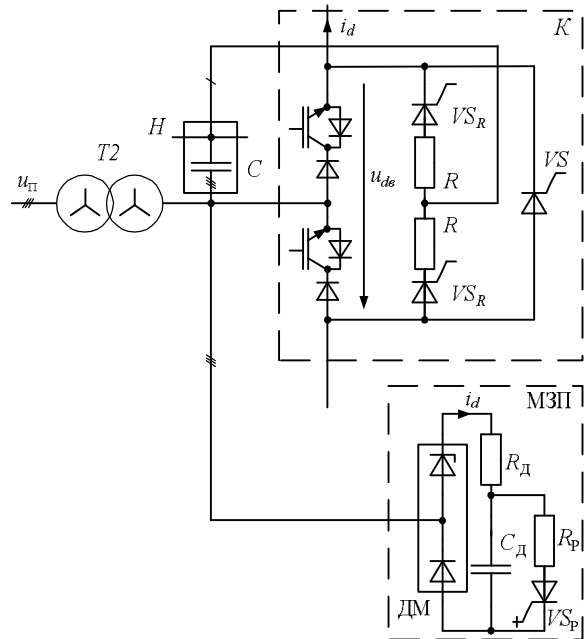


Рис. 7 – Комутатор ВП (К) з модулем захисту від (МЗП):

ип – живляча мережа; T2 – мережевий трансформатор ВП; 3 – конденсатор вхідного фільтру ВП; Н – нейтральна точка „зірки” конденсаторів; R – резистор шунтуючого ланцюга;  $I_{SR}$  – ключі шунтуючого ланцюга; VS – ключ повної шунтировки; ДМ – діодний міст;  $R_{DCD}$  – демпфуючий ланцюг;  $R_P$ ,  $I_{SP}$  – розрядний резистор з від'єднуючим ключем.

Причина перенапружень обумовлена коливальним зарядом конденсаторів 3 від живлячої мережі через індуктивність розсіяння  $L_s$  обмотки трансформатора. Для тих, що є зараз на ринку сильноточних *IGBT* такі перенапруження неприйнятні.

За наявності МЗП роль демпфера в коливальному контурі  $L_s C$  виконує резистор  $R_d$ , який через пару діодів приєднується по черзі до однієї з пар виводів вторинної обмотки трансформатора. Якість демпфування характеризується добротністю контура

$$Q = \frac{R'_d}{\rho}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L_s}{C}}, \quad (10)$$

де  $\rho$  – характеристичний опір контура;  
 $R'_д$  – опір резистора  $R$ , приведений на сторону змінного струму.

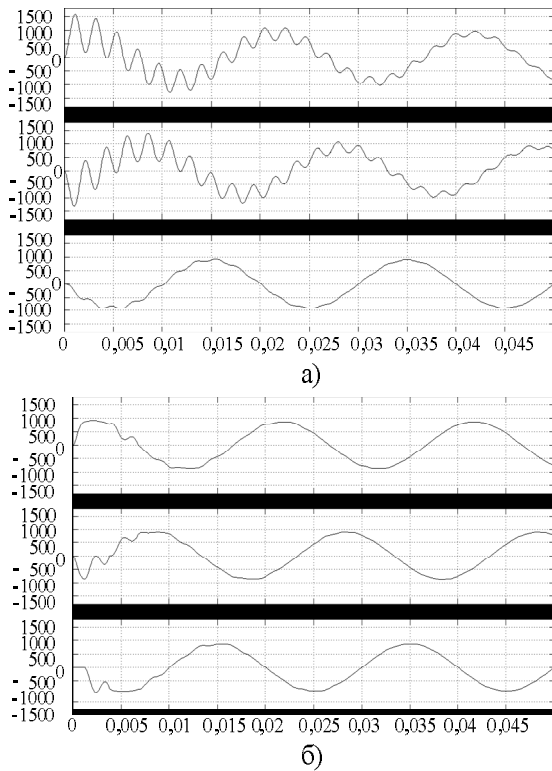


Рис. 8 – Вхідна лінійна напруга трьох фаз:  
 а - при пуску без МЗП, б) при пуску з МЗП

Щоб отримати той же опір між фазами 1 і 2, величина  $R'_д$  повинна задовольняти рівності  $R'_д=1,5 R_д$  (рис. 10), що дає з (9)

$$R_д = Q \rho / 1,5. \quad (11)$$

Відомо, що коливальний контур повністю втрачає свою коливальність при  $Q = 0,5$ , що і можна прийняти, визначаючи необхідне  $R_д$ .

Недоліком МЗП тільки з резистором  $R_д$  на стороні постійного струму ДМ було б те, що резистор необхідно відключати після пуску потужним ключем. Крім того, у момент його виключення виникає перенапруження на вході комутатора, оскільки при цьому запас енергії від протікання великого струму  $i_d$  в індуктивностях  $L_S$  переходить в конденсатори  $C$ . Це перенапруження не виникає, якщо струм  $i_d$  після пуску плавно спадає до нуля, що забезпечує конденсатор  $C_д$ , що поступово заряджається.

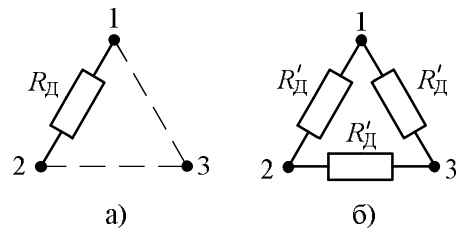


Рис. 9 – Розподіл фактичного  $R_д$ , що підключається діодами до двох фаз (а), на три фази вхідної напруги (б)

Необхідну ємкість зручно знайти, включаючи індуктивність  $L'_s = 2L_s$  двох фаз трансформатора в еквівалентну схему ланцюга постійного струму і визначаючи добротність коливального контура  $Q_д$ , що виходить

$$Q_д = \frac{\sqrt{L'_s / C_д}}{R_д}. \quad (12)$$

Оскільки при цьому ігнорується вплив ємності  $C$ , то, визначаючи з (11) ємність  $C_д$ , слід прийняти добротність  $Q_д$  з деяким запасом проти граничного по тій, що коливає режиму  $Q_д=0,5$ . На рис. 8, б показаний той же процес пуску за наявності МЗП з параметрами  $R_д$  і  $C_д$ , визначуваними з (11) і (12) при граничному значенні добротності. Амплітуда лінійної напруги за наявності МЗП збільшується всього на 7% проти сталого значення.

Щоб забезпечити повторну дію МЗП, наприклад, при пуску після короточасної перерви живлення, доцільно виконувати прискорений розряд конденсаторів  $C_д$  і  $C$  через ключ VSP. Ефективність захисту від перенапружень можна істотно підвищити, якщо використовувати в одній з груп ДМ (рис. 7) лавинні діоди. Резервування діодів моста можна виконати шляхом їх паралельного з'єднання в кожному з плечей з введенням послідовного індивідуального запобіжника. При пробі одного діода він від'єднується, а решта діодів продовжує нормальну роботу.

Схема рис. 7 може використовуватися також як резервний пристрій для демпфування можливих вимушених коливань з частотою  $f_p^*$  в режимі холостого ходу перет-

ворювача, коли демпфування по управлінню не діє.

### Висновки

1. При використанні вольтодотаткового перетворювача на напівпровідникових приладах, що замикаються, як активний фільтр можливо повністю виключити дросель вихідного фільтру, поклавши його функції на індуктивність розсіяння двох фаз мережевого трансформатора в основному випрямлячі.

2. При частоті перемикачів напівпровідникових приладів вольтодобавки порядку 1200 Гц можна отримати гармонійний склад вихідної напруги без додаткових засобів, а при меншій частоті доцільно застосувати додатковий малопотужний активний фільтр, який вводиться послідовно у вихідний ланцюг після конденсатора пасивного фільтру.

3. Резонансна частота вхідного фільтру знаходиться в зоні частот вищих гармонік живлячої мережі, що створює можливість аварійних режимів збудження вимушених коливань. Для зниження резонансу доцільно резонансну частоту фільтру з частотою однією з гармонік з номерами, кратними трьом.

4. Для придушення можливого резонансу засобами управління пропонується використовувати зворотний зв'язок, що створює еквівалентну активну провідність, пропорційну струму навітаження, паралельно конденсатору фільтру.

5. Для демпфування резонансних автоколивань у вхідному фільтрі при перехідних процесах і обмеження пов'язаних з цим перенапружень пропонується використовувати демпфуючу RC-ланку, що підключається через діодний міст паралельно конденсатору фільтру і керований ланцюг формованого розряду конденсаторів, що містить.

### Бібліографічний список

1. Андриенко, П. Д. Диодные выпрямители нового поколения на ток 3150 А напряжение 3300В для магистральных желез-

ных дорог. [Текст] / П. Д. Андриенко, А. Г. Ильин, В. Ф. Наконечный // Тезисы I Международной научно-практической конф. «Трансэлектро-2007», – 2007. – №1. – С. 2.

2. Барковский, Б. С. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. [Текст] / Барковский Б. С., Магай Г. С., Маценко В. П. – М.: Транспорт, 1990. – 127с.

3. Гончаров, Ю. П. Полупроводниковый преобразователь с вольтадобавкой в качестве активного фильтра [Текст] / Ю. П. Гончаров, Н. В. Панасенко, В. В. Замаруев // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність», част.2, 2007. – С. 112-117.

4. Хворост, М. В. Підвищення ефективності дванадцятипульсових випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітенів з повздовжньою високовольтною лінією живлення постійного струму [Текст] / М. В. Хворост // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, –2004. –№ 3. – С.50-54.

5. Андреев, В. Н. Современные схемотехнические, конструктивные и технологические решения устройств тягового электро-снабжения. Обеспечение их наладки и эксплуатации [Текст] / В. Н. Андреев, А. В. Мизинцев, А. Д. Крндаков // Материалы Международного симпозиума «Eltrans'2001», – 2002. – С.106-107.

6. Жемеров, Г. Г. Новый класс преобразователей переменного напряжения в постоянное, электромагнитно совместимых с питающей сетью [Текст] / Г. Г. Жемеров, Е. И. Сокол, Д.С. Крылов // Технічна електродинаміка. Тем.вип. «Силовая електроніка та енергоефективність», част.1, – 2001. – С. 3 – 8.

7. Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи [Текст] / А. Т. Бурков. – М.: Транспорт, 2001. – 464 с.

8. Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники [Текст] / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск, – 2004. – 672 с.

9. Гончаров, М. В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу [Текст] / М. В. Гончаров, Н. В. Панасенко, О. І. Семене-



- нко, М. В. Хворост. – Харків, 2007. – 192с.
10. Хворост, М. В. Силові схеми перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітену з повздовжньою лінією живлення [Текст] / М. В. Хворост, В. В. Божко // Електротехніка і електро-механіка. – 2005, – № 1. – С. 106–109.
  11. Панасенко, Н. В. Обратимый преобразователь вольтодобавочного типа для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог [Текст] / Н. В. Панасенко, В. В. Божко, Ю. П. Гончаров // Залізничний транспорт України. – 2007. – № 4. – С. 76 – 80.
  12. Гончаров, Ю. П. Перетворювач з вольто-додатком на повністю керованих напівпровідникових приладах для тягових підстанцій постійного струму [Текст] / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко // Електротехніка і енергетика. – 2007. – № 2. – С. 23 – 34.
  13. Самсонкін, В. М. Энергоэффективный преобразовательный агрегат с функциями фильтрации выходного напряжения тяговой подстанции системы электроснабжения постоянного тока напряжением 3 кВ [Текст] / В. М. Самсонкін, Н. В. Панасенко, Ю. П. Гончаров // Тезиси докладов I Международной научно-практической конференции «Трансэлектро-2007». – 2007. – С. 57.
  14. Гончаров, Ю. П. Тяговый выпрямляч з реверсивним вольтододатком на запираємих напівпровідникових приладах [Текст] / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко // Технічна електродинаміка, – 2008. – № 2. – С.16 – 21.
  15. Сыченко, В. Г., Зубенко В. А. Силовой активный фильтр для тяговой подстанции постоянного тока [Текст] / В. Г. Сыченко, В. А. Зубенко // 7-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Материалы симпозиума. – 2007, – С. 66 – 69.
  16. Гончаров, Ю. П. Тяговый выпрямляч з реверсивним вольтододатком на двоохопераційних напівпровідникових приладах [Текст] / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко // Технічна електродинаміка. Тем. вип «Проблеми сучасної електротехніки» част. 2, Київ. – 2008. – С. 16 – 21.
  17. Гончаров Ю. П. Перетворювальна техніка [Текст] / Ю. П. Гончаров, С. В. Будьонний, В. Г. Морозов. – Х.: Фоліо. – 2000. – 357 с.
  18. Хворост, М. В. Параметры вольтододаткового входного фильтра, демпфованого по управлінню, дванадцятипульсного випрямляча - стабілізатора напруги [Текст] / М. В. Хворост, В. В. Божко // Вестник национального технического университета «ХПИ». – Харьков. – 2006. - № 42. - С. 14 - 20.

**Ключові слова:** випрямляч, вольтододаток, постійний струм, контактна мережа

**Ключевые слова:** выпрямитель, вольтододаток, постоянный ток, контактная сеть

**Key words:** rectifier, add voltage, direct current, contact net

Надійшла до редколегії 7.12.2010.

Прийнята до друку 10.12.2010.