

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].

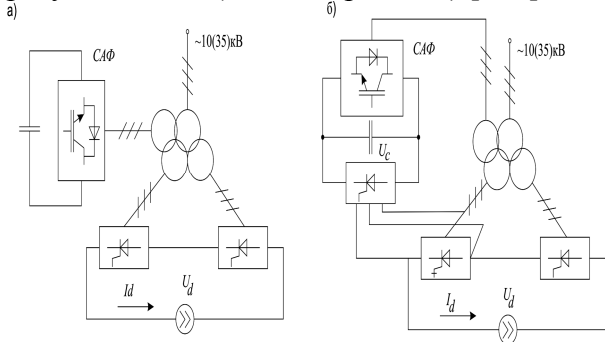


Рис. 1. Силові схеми дванадцятипульсних тиристорних випрямлячів з коефіцієнтом потужності близьким до 1 і синусоїдальною формою мережевого струму: а) некомпенсованого; б) компенсованого

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 вольтододачкового типу [4, 10] (рис. 2, а, б).

Використання в якості вольтододачка реверсивного вольтододачка з двоквADRантними 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].

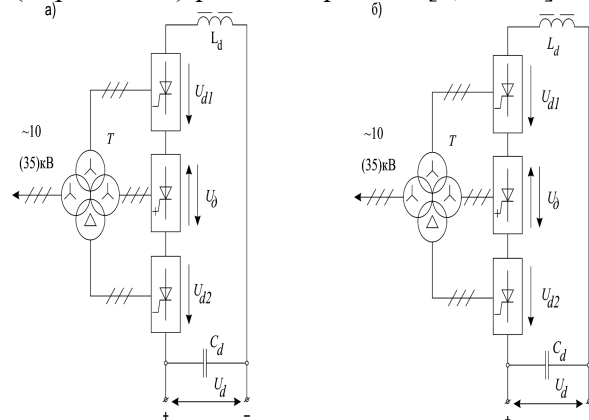


Рис. 2. Силові схеми дванадцятипульсних напівкерованих випрямлячів вольтододачкового типу: а) з реверсивним вольтододачком на одноопераційних тиристорах; б) з реверсивним вольтододачком на двоопераційних тиристорах

Як показують розрахунки, за допомогою дванадцятипульсного напівкерованого випрямляча з реверсивним запираємих вольтододачком (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 вольтододачка, яка може реально реалізуватися в межах 1200-1800 Гц, а також комбінаційних гармонік більш низької частоти, генерованих вольтододачком 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 вольтододаatkового типу показаний на рис. 3.

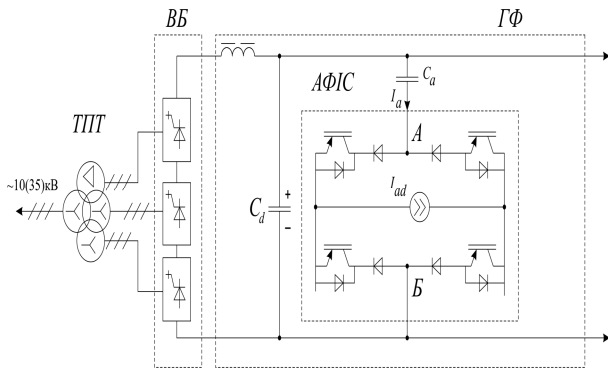


Рис. 3. Структура гібридного фільтра з активним фільтром паралельного типу на базі автономного інвертора струму (АФІС)

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).

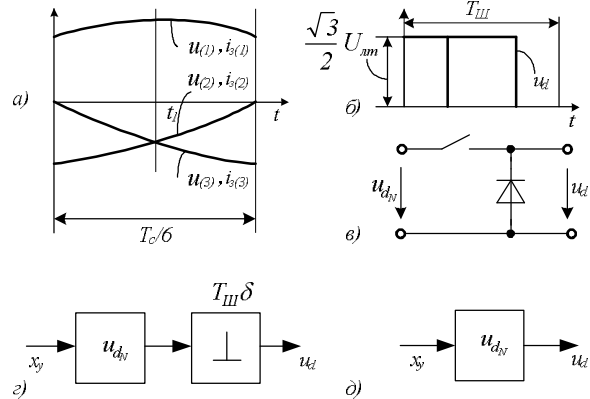


Рис. 4. Приведення перетворювача до еквівалентного понижуючого ШІП:

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

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

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 $u_{dN} T_{\text{ш}} \Delta x_y$, що відповідає еквівалентній схемі рис. 3, г. Імпульсний елемент δ має, за визначенням, одиничну площу миттєвих імпульсів, а при їх усереднюванні на періоді $T_{\text{ш}}$ 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.

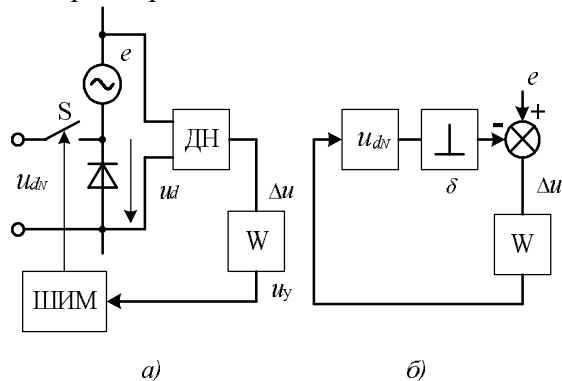


Рис. 5. Загальна структура системи:

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 Δu .

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

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, ω – 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 δ . При W згідно (4) граничний по умові стійкості добуток передавальних коефіцієнтів пропорційних ланок в замкнутому контурі рис. 5, б рівний двом [17] $u_{dN} T_{\text{ш}} k = 2$, що дає

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

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

Наприклад, при $f_{\text{ш}} = 2400$ 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.

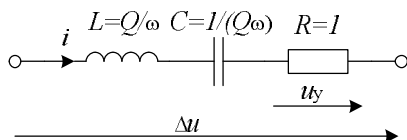


Рис. 6. Електричний еквівалент вузькопasmового фільтру

На резонансній частоті ω результуючий опір реактивної частини фільтру дорівнює нулю і тому передавальна функція дорівнює одиниці. При відхиленні від неї за рахунок виникаючої різниці індуктивного і ємнісного 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 ω 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 ω_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 $Q=50$. Приймемо 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).

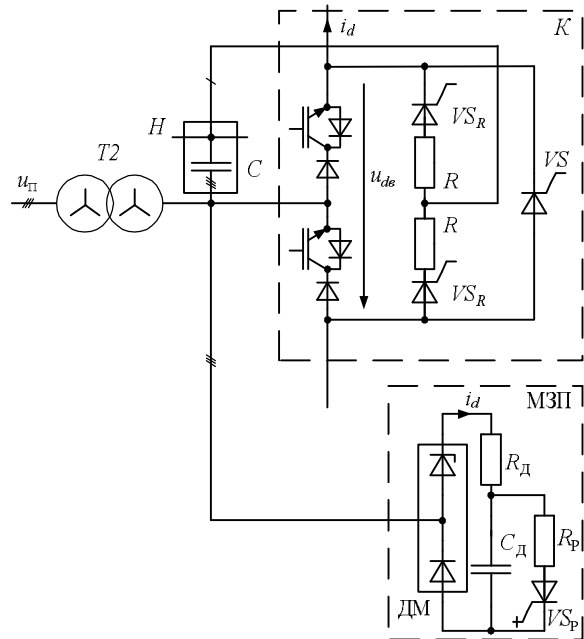


Рис. 7. Комутатор ВП (К) з модулем захисту від (МЗП):

уп – живляча мережа; *T2* – мережевий трансформатор ВП; *З* – конденсатор вхідного фільтру ВП; *Н* – нейтральна точка „зірки” конденсаторів; *R* – резистор шунтуючого ланцюга; *VS_R* – ключі шунтуючого ланцюга; *VS* – ключ повної шунтировки; *ДМ* – діодний міст; *RDСД* – демпфуючий ланцюг; *RP*, *VS_P* – розрядний резистор з від’єднуючим ключем.

Причина перенапружень обумовлена коливальним зарядом конденсаторів *З* 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_sC* 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 ρ – характеристичний опір контура;
 $R'_д$ – опір резистора R , приведений на сторону змінного струму.

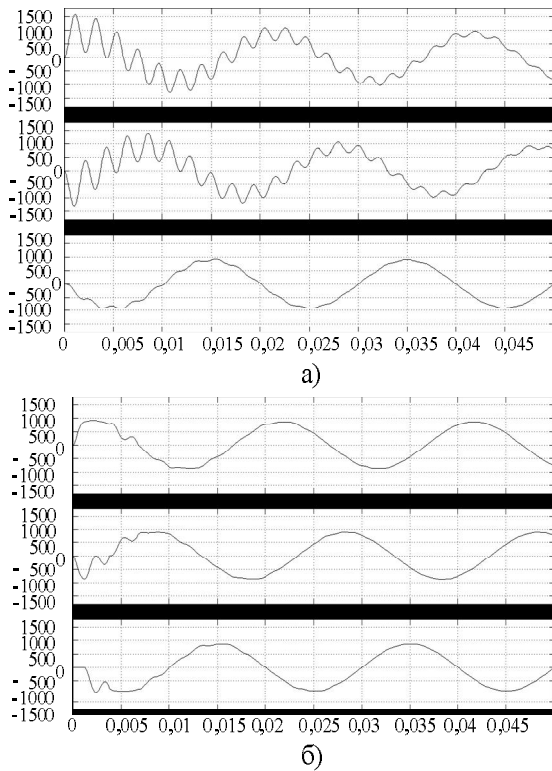


Рис. 8. Вхідна лінійна напруга трьох фаз:
 а - при пуску без МЗП, б) при пуску з МЗП

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.

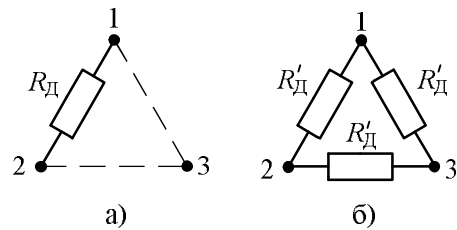


Рис. 9. Розподіл фактичного $R_д$, що підключається діодами до двох фаз (а), на три фази вхідної напруги (б)

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 пере-

творювача, 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 застосовувати 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

14. Андриенко, П. Д. Диодные выпрямители нового поколения на ток 3150 А напряжение 3300В для магистральных железных дорог. [Текст] / П. Д. Андриенко, А. Г. Ильин, В. Ф. Наконечный // Тезисы I Международной научно-практической конф. «Трансэлектро-2007», – 2007. – №1. – С. 2.
15. Барковский, Б. С. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. [Текст] / Барковский Б. С., Магай Г. С., Маценко В. П. – М.: Транспорт, 1990. – 127с.
16. Гончаров, Ю. П. Полупроводниковый преобразователь с вольтодобавкой 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.
17. 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.
18. Андреев, В. Н. Современные схемотехнические, конструктивные и технологические решения устройств тягового электрооборудования. Обеспечение их наладки и эксплуатации [Текст] / В. Н. Андреев, А. В. Мизинцев, А. Д. Крндаков // Материалы Международного симпозиума «Eltrans'2001», – 2002. – С.106-107.
19. 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.
20. Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи [Текст] / А. Т. Бурков. – М.: Транспорт, 2001. – 464 с.
21. Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники [Текст] / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск, – 2004. – 672 с.
22. Гончаров, М. В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу [Текст] / М. В. Гончаров, Н. В. Панасенко, О. І. Семененко

- нко, М. В. Хворост. – Харків, 2007. – 192с.
23. Хворост, М. В. Силові схеми перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітену з повздовжньою лінією живлення [Текст] / М. В. Хворост, В. В. Божко // Електротехніка і електромеханіка. – 2005, – № 1. – С. 106–109.
24. 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.
25. Гончаров, Ю. П. Перетворювач з вольтододатком 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.
26. 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.
27. 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.
28. 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.
29. Гончаров, Ю. П. Тяговый выпрямляч з реверсивним вольтододатком на двохоперацийних 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.
30. Гончаров Ю. П. Перетворювальна техніка [Текст] / Ю. П. Гончаров, С. В. Будьонний, В. Г. Морозов. – Х.: Фоліо. – 2000. – 357 с.
31. Хворост, М. В. Параметры вольтодобавочного 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.