

УДК 621.331 : 621.311.4 : 621.314.632

Ю.П.Гончаров, докт.техн.наук, М.В.Панасенко, докт.техн.наук, В.В.Божко (НТУ "Харківський політехнічний інститут", Харків)

Тяговий випрямляч з реверсивним вольтододатком на двоопераційних напівпровідникових приладах

Розглянуто корисну властивість керованого вольтододатку в системі тягового перетворювача постійного струму, яка полягає у можливості релейного струмообмеження при раптових коротких замиканнях і аналогічних режимах контактної мережі. Показано, що можливо приблизно вдвічі зменшити установлену потужність дроселя вихідного фільтра при високому коефіцієнті потужності живлячої мережі.

Рассмотрено полезное свойство управляемой вольтодобавки в системе тягового преобразователя постоянного тока, которое состоит в возможности релейного токоограничения при случайных коротких замыканиях и аналогичных режимах контактной сети. Показано, что возможно приблизительно в два раза уменьшить установленную мощность дроселя выходного фильтра при высоком коэффициенте мощности питающей сети.

Аналіз стану проблеми і постановка задачі. Для живлення контактних мереж постійного струму на електричному транспорті доцільно використовувати послідовне з'єднання багатопульсного основного випрямляча, який працює в сталому режимі з нульовим кутом управління, і реверсивного керованого перетворювача вольтододаткового типу, що забезпечує компенсацію коливань напруги в живлячій зовнішній енергомережі, а також падіння напруги на елементах системи передачі енергії при протіканнях струму навантаження [4,5,9].

Така структура тягового перетворювача (ТП) дозволяє одержати малі пульсації вихідної напруги і високий коефіцієнт потужності живлячої мережі, причому, найбільш ефективною є структура ТП з основним випрямлячем на базі послідовної дванадцятипульсної схеми і реверсивного трифазного мостового вольтододатка на двоопераційних напівпровідникових приладах [7]. Використання такого вольтододатка дозволяє генерувати в живлячу мережу реактивну потужність смісного знаку і одержати коефіцієнт потужності не нижчий 0,98. Не менш важливим є також те, що цей вольтододаток дозволяє реалізувати в схемі обмеження ударних струмів в аварійних режимах роботи і, отже, суттєво знизити установлену потужність дроселя вихідного фільтра. При цьому важливо те, що установленна потужність самого вольтододатка є в декілька разів меншою у порівнянні з потужністю основного випрямляча. Енергетичні показники ТП

з таким вольтододатком детально розглянуто в роботі [7], де вирішуються питання управління повністю керованим вольтододатком в контексті реалізації вказаної вище додаткової функції аварійного струмообмеження.

Структура силової схеми тягового перетворювача і принципи його управління. На рис. 1 показано спрощену схему тягового перетворювача з реверсивним вольтододатком на двоопераційних тиристорах. Тут: ОВ — основний випрямляч; L_d, C_d — силовий вихідний фільтр; 1—6 — ключі комутатора вольтододатка (*GTO* або *GCT*); W_2, C_ϕ — вторинні обмотки трансформатора і конденсатори

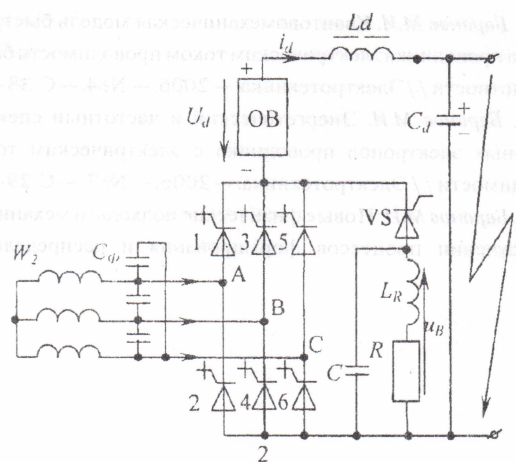


Рис. 1

вхідного фільтра вольтододатка; $V/S, R, C$ — шунтуючий (баластний) ланцюг для обмеження ударних струмів; L_R — паразитна індуктивність баластного резистора R .

Комутатор вольтододатка працює в режимі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), формуючи огинаючу вхідного струму необхідної форми, у нашому випадку, синусоїдальної. Гармоніки частоти ШІМ придушуються резонансним фільтром, створеним конденсаторами C_Φ і індуктивностями розсіювання трансформатора. На резонансній частоті фільтр демпфований за рахунок дії зворотного зв'язку [8].

Шунтуюче коло у сталому режимі вмикається одноопераційним тиристором V/S і вмикається лише в аварійних і перехідних режимах роботи. При раптовому короткому замиканні у тяговій мережі в системі можуть виникати великі ударні струми, спричинені запізненням у зміні кута управління в основному випрямлячі. Ці струми змушують збільшити величину індуктивності дроселя вихідного фільтра і запас по робочій індукції в його осерді по відношенню до індукції насичення.

Щоб не допустити проходження ударного струму, тиристири вольтододаткового випрямляча запираються (вольтододаток переходить у режим холостого ходу), а тиристор V/S шунтуючого кола вмикається, що призводить до появи струму i_d у цьому колі.

Швидкість зростання напруги на резисторі R обмежується конденсатором C , після чого встановлюється напруга

$$u_B = R i_a, \quad (1)$$

де i_a — поріг аварійного струмообмеження.

Якщо ця напруга більша за напругу U_d на виході основного випрямляча, то струм i_d починає спадати.

Керування схемою вольтододатка в цьому режимі доцільно організувати таким чином, щоб вона діяла як релейний обмежувач струму. Для цього повинні бути задані два пороги струмообмеження: робочий i_p , більший за нього — аварійний i_a , а також гістерезис аварійного порога Δi_a , який приймається меншим за різницю $(i_a - i_p)$. Якщо аварійний поріг не досягається, то обмеження струму виконується системою керування основного випрямляча. У випадку досягнення аварійного порога струм i_d переходить на шунтуюче коло описаним вище способом і починає спадати внаслідок того, що в його коло введено великий активний опір R . Коли струм знизиться нижче величини $(i_a - \Delta i_a)$, вольтододатковий випрямляч переходить у режим короткого замикання, при якому замкнено два ключі однієї і тієї ж фази. При цьому шунтуюче коло замикається цими ключами накоротко, що призводить до вимикання тиристора V/S . Струм i_d знову починає зростати і т.п. Коли він досягне вели-

чини i_a , вольтододаток повертається в нормальний режим ШІМ. Використання КЗ-стану замість ШІМ в режимі аварійного струмообмеження дозволяє усунути збудження резонансних коливань у вхідному фільтрі вольтододатка.

Якщо не розраховувати схему на тривалі навантаження струмом i_d , то можна зовсім відмовитися від робочого струмообмеження, використовуючи як ОВ випрямляч на діодах. Аварійне струмообмеження діє при цьому до того моменту, доки не спрацює струмовий захист на аварійному об'єкті, після чого відновлюється нормальний режим роботи контактної мережі. Якщо ж коротке замикання не усувається, то по закінченні заданого часу перетворювач відключається автоматичним вимикачем.

Після зниження температури резистора R можливе повторне автоматичне відключення перетворювача і т.п. Цей алгоритм застосовується також у випадку відмови системи робочого струмообмеження. Оскільки шунтуюче коло вступає в дію лише короткочасно, то встановлена потужність його елементів невелика. Конденсатор C шунтуючого кола запобігає виникненню перенапруг на баластному резисторі R , обумовлених його паразитною індуктивністю L_R .

Також треба відзначити, що функція аварійного струмообмеження потребує підвищення робочої напруги ключів комутатора вольтододатка. Кратність цього підвищення зменшується за рахунок двох факторів. По-перше, напруга u_B розподіляється в кожній фазі комутатора між двома закритими тиристорами. По-друге, ключі комутатора вольтододатка знаходяться під високою напругою u_B лише короткочасно і захищені від перенапруг з боку контактної і живлячої мережі фільтрами C_d, L_d та C_Φ , що і дозволяє знизити запас по напрузі пробиття проти робочої. Наприклад, при робочій напрузі 3,3 кВ в контактній мережі і відносній напрузі вольтододатка 20% його номінальна вихідна напруга дорівнює 0,66 кВ. В режимі аварійного струмообмеження на кожному ключі діє напруга $(3,3 + 0,66)/2 = 1,98$ кВ при трикратному запасі по відношенню до тривалої напруги 0,66 кВ.

Вольтододаток з шунтуючим колом може використовуватися також і для обмеження комутаційних перенапруг, обумовлених коливальними процесами в $L_d C_d$ -фільтрі. Кратність цих перенапруг, що може досягати подвійної величини у порівнянні з максимальною напругою в контактній мережі, може бути знижена за рахунок підключення в контур демпфуючого резистора R .

Врепті репгт, повністю керований вольтодода-ток може використовуватися як активний фільтр для компенсації низькочастотних неканонічних гармонік, що генеруються основним випрямлячем, дія яких потребує збільшення встановленої потужності вихідного фільтра. Наприклад, при дванадцятипульсному основному випрямлячі це стосується шостої гармоніки на виході, яка з'явля-

ється внаслідок несиметрії розміщення обмоток зірки і трикутника на вторинній стороні перетворювального трансформатора, що спричинює різницю у величинах індуктивностей розсіювання. Керований вольтододаток за рахунок дещо підвищеної частоти ШІМ дозволяє генерувати низькочастотні гармоніки зустрічного знаку. Для реалізації цієї функції достатньою є частота 900 Гц, що відповідає середній частоті комутації в 2 рази меншій (450 Гц). Таку частоту перемикачів вже можна реалізувати за допомогою сучасних потужних приладів типу GTO або GCT.

ШІМ-контролер повністю керованого вольтододатка. Розглядаючи схему рис. 1, бачимо, що при відсутності аварійного струмообмеження в комутаторі вольтододатка можливі два стани ключів: робочий, коли ввімкнені і проводять струм i_d два тиристори різних фаз, і стан з короткозамкнутим виходом (КЗ-стан), в якому проводять струм два тиристора однієї і тієї ж фази. Чергування робочих і КЗ-станів дозволяє реалізувати на кожному півперіоді вихідного струму однополярну ШІМ. Позитивною особливістю однополярної ШІМ є те, що фактична частота перемикачів напівпровідникових приладів є вдвічі меншою частоти ШІМ. Крім цього, в схемі рис. 1 лише половина перемикачів потребує запирання приладу, а інша відбувається при природному спаді струму під дією напруги живлення.

В роботі [3] був запропонований такий алгоритм керування трифазним випрямлячем струму, що використовується в схемі рис. 1 як вольтододаток:

- у трифазній системі струмів завданням визначається номер фази, в якій протікає найбільший за модулем струм i_m ;

- черговий період ШІМ T_{Π} поділяється на два інтервала: t_m і $(T_{\Pi} - t_m)$ в пропорції, що дорівнює відносному струму i_m

$$t_m / T_{\Pi} = |i_m| / i_d, \quad (2)$$

при цьому на інтервалі $(T_{\Pi} - t_m)$ обидва ключі проводять фази з максимальним струмом, а на інтервалі t_m тільки один, і саме той, який забезпечує необхідний знак струму i_m ;

- інтервал t_m , в свою чергу, поділяється на два підінтервала у пропорції, що дорівнює відносним струмам двох інших фаз

$$t_{m1} / T_{\Pi} = i_1 / i_d, \quad t_{m2} / T_{\Pi} = i_2 / i_d, \quad (3)$$

і де проводять ті ключі, які формують струм іншого знаку у порівнянні з i_m .

Все вищезазначене конкретизується діаграмами, показаними на рис. 2: (а) — трифазна система струмів завдання; б — з) — функції знаку системи струмів; д) — комутаційна функція для перемикачів груп тиристорів; е) — функція виборки найбільшого значення струму фази).

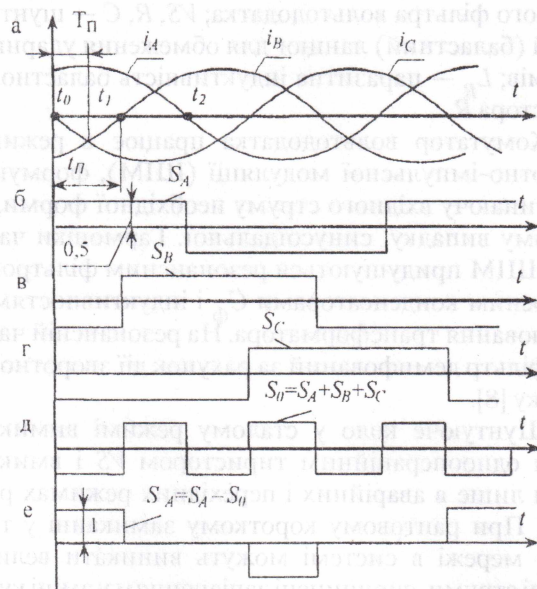


Рис. 2

На інтервалі пульсацій $(t_0 - t_1)$ найбільшим є струм фази А. З урахуванням його позитивного знаку він формується ключем 1 катодної групи (рис. 1), який і проводить струм весь період ШІМ T_{Π} , а два інших ключі групи не проводять струм. Комутація на всьому інтервалі $(t_0 - t_1)$ виконується тільки в анодній групі ключів у послідовності 1—4, 1—6, 1—2. Оскільки струми фаз безперервно змінюються, то виникає питання, які саме значення струмів необхідно використовувати в (2) і (3) для визначення моментів перемикачів. Можливі різні вирішення цього питання. Найбільш просте рішення полягає у використанні поточних значень відносних струмів при їх порівнянні з пилкоподібним опорним сигналом i^* , який показує відносний час від початку періоду ШІМ (рис. 3).

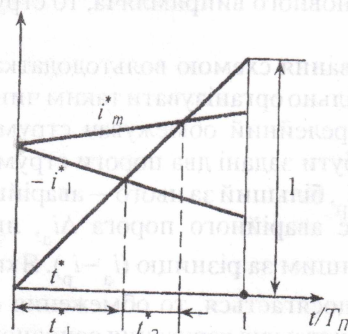


Рис. 3

Відносні струми i/i_d та відносний час t/T_{Π} позначено на рис. 3 зіркою. На періоді $t_1 - t_2$ відповідно до рис. 2, а найбільшим є струм третьої фази i_C , з урахуванням його від'ємного знаку весь період ШІМ проводить ключ 6 та реалізується послідовність 1—6, 3—6, 5—6. В граничній точці t_1 , як видно, ніяких додаткових перемикачів не відбувається: при переході від комбінації 1—2 до комбінації 1—6 комутують лише ключі 2 і 6. Доцільно мати період

ШІМ T_{II} в ціле число разів менший у порівнянні з інтервалом пульсності t_{II} . Якщо керований вольтододаток не використовується як активний фільтр, то достатньо, як це показано на рис. 2, прийняти частоту ШІМ, рівною 600 Гц. Амплітудні і фазові викривлення при репродукуванні синусоїдальних струмів, обумовлені недосконалістю способу визначення відносних інтервалів часу (рис. 3), є при цьому прийнятні.

На рис. 4 показано у символах Matlab-6 структурну схему, в якій реалізується описаний вище алгоритм управління. Якщо взяти функцію знака (Sign) від струмів завдання, то одержимо логічні сигнали (комутаційні функції), показані на рис. 2, ∂ -г. При їх складанні одержуємо функцію S_0 (рис. 2, ∂), яка може використовуватися як комутаційна двох груп тиристорів (катодної і анодної). При їх відніманні з похідних функцій маємо комутаційні функції S'_A (рис. 2, e), S'_B , S'_C , виділяючи інтервали найбільшого значення струмів фаз. Використовуючи функції S' , виділяємо ці інтервали в струмі даної фази, а також одержуємо відрізок діаграми струму наступної фази, необхідний для порівняння з опорним сигналом відповідно до рис. 3.

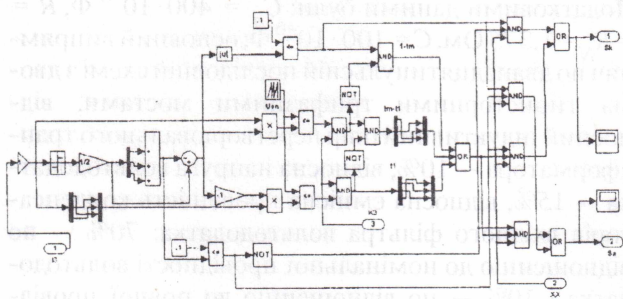


Рис. 4

Далі шляхом переходу в булевський базис результат порівняння розподіляється по каналах управління за допомогою комутаційних функцій S' і S_0 . При цьому враховується те, що час $1-t_m^*$, протягом якого замкненим є ключ даної фази, дорівнює різниці між відносним періодом ШІМ і часом t_m^* , час t_1^* замкненого стану ключа наступної фази є безпосереднім результатом порівняння відповідно до рис. 3, а час t_2^* замкненого стану ключа попередньої фази, що дорівнює різниці часів t_m^* і t_1^* . В результаті формуються дві трифазні системи імпульсів S_k і S_a для управління тиристорами катодної та анодної груп комутатора вольтододатка. По нульових значеннях сигналів ХХ і КЗ вольтододаток переходить у стан холостого ходу і короткого замикання відповідно. При цьому в КЗ-стані струм i_d почергово протікає у кожній із трьох фаз комутатора, завдяки чому забезпечується рівномірне завантаження тиристорів.

Зв'язок між розмірами дроселя фільтра і величиною ударного струму при раптовому короткому

замиканні. На рис. 5 показано діаграму напруги і струму для найбільш небезпечного випадку, коли коротке замикання починається безпосередньо після чергової комутації в основному випрямлячі.

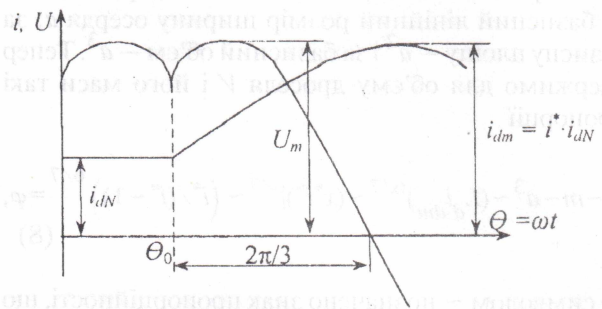


Рис. 5

Якщо знехтувати напругою вольтододатка, то до дроселя L_d в цьому режимі буде прикладатися лінійна напруга основного випрямляча і струм i_d зростає в інтервалі $2\pi/3$ до моменту, коли лінійна напруга перейде через нульове значення. Нехтуючи також пульсаціями струму i_d в попередньому режимі, одержуємо

$$i_{dm} = i_{dN} + \frac{1}{\omega L_d} \int_0^{2\pi/3} U_m \sin \Theta d\Theta = i_{dN} + \frac{\pi U_{dN}}{2\omega L_d}, \quad (4)$$

де ω — частота пульсацій мережі; $U_{dN} = (3/\pi)U_m$ — середнє значення випрямленої напруги у попередньому режимі, коли основний випрямляч працює при величині кута керування $\alpha = 0$.

Поділивши обидві частини (4) на i_{dN} , переходимо до відносних одиниць

$$i^* = 1 + \pi/2x^*, \quad (5)$$

де $x^* = \omega L_d (i_{dN}/U_{dN})$ — індуктивний опір, нормований по опорі $R_N = U_{dN}/i_{dN}$ номінального навантаження випрямляча; $i^* = i_{dm}/i_{dN}$ — відносний ударний струм короткого замикання.

Розміри дроселя визначають за методикою роботи [1] з двох рівнянь, що пов'язують поперечний переріз осердя F_C і площу вікна F_{OK} із амплітудою індукції B_m і густиною струму j

$$L_d i_d = W F_C B_m, \quad F_{OK} = i_{dN} W / j K_k, \quad (6)$$

де W і K_k — кількість витків котушки і коефіцієнт заповнення.

Припустима ж густина струму j визначається із рівняння теплової рівноваги, прирівнюючого тепловиділення і теплознімання з частини Π_k поверхні котушки, що обдувається

$$\rho j^2 V_k K_k = \alpha \tau_{II} \Pi_k, \quad (7)$$

де ρ — дольовий електричний опір провідникового

матеріалу котушки; V_k , τ_{II} — об'єм котушки і допустимий перегрів її поверхні; α — коефіцієнт тепловіддачі.

Перейдемо до відносних одиниць, приймаючи за базисний лінійний розмір ширину осердя a , за базисну площу — a^2 і за базисний об'єм — a^3 . Тепер одержимо для об'єму дроселя V і його маси такі пропорції

$$V \sim m \sim a^3 \sim (L_d i_{dm})^{6/7} \sim (x^* i^*)^{6/7} \sim (i^*/(i^*-1))^{6/7} = \varphi, \quad (8)$$

де символом \sim позначено знак пропорційності, що дозволяє виключити несуттєві для нас коефіцієнти.

У передостанню формулу співвідношення (8) введемо величину x^* із (5). Функція $\varphi(i^*)$ показана на рис. 6.

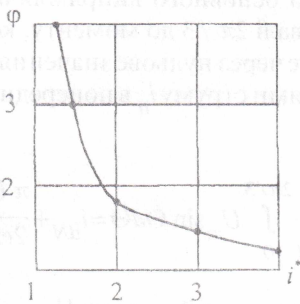


Рис. 6

Як видно з рис. 6, об'єм і маса фільтрового дроселя суттєво зменшуються при збільшенні i^* . Отже, при відсутності аварійного струмообмеження доцільно збільшувати величину i^* , зберігаючи ту саму величину x^* (за умови згладжування пульсацій в сталому режимі).

Із (8) знайдемо співвідношення між об'ємами дроселя при відсутності і наявності аварійного струмообмеження

$$K_V = K_m = (i^*/i_a^*)^{6/7}, \quad (9)$$

де $i_a^* = i_{da}/i_{dN}$ — відносна амплітуда струму при використанні аварійного струмообмеження за допомогою вольтододатка (схема рис. 1).

Відповідно до рекомендацій роботи [2], величину L_d при $U_{dN} = 3000$ В, $i_{dN} = 2400$ А доцільно прийняти рівною $4,6 \cdot 10^{-3}$ Гн, що визначає: $R_N = 1,375$ Ом, $x^* = \omega L_d / R_N$, $i^* = 2,26$. Величину i^* можна приймати достатньо близькою до одиниці. Деяким недоліком при цьому є підвищення частоти перемикачів в режимі струмообмеження. Максимальна частота перемикачів буде при $U_d = 0,5 U_{dN}$

$$f_a = R_N / (4L_d \Delta i_a^*). \quad (10)$$

Наприклад, при $\Delta i_a^* = 0,1$ одержуємо $f_a = 700$ Гц, що з урахуванням короткотривалості режиму аварійного струмообмеження є допустимим. Із (9) знаходимо, що $K_V = K_m \approx 1,75$, тобто розміри фільтрового дроселя при використанні аварійного струмообмеження за допомогою запропонованого вольтододатку зменшуються майже вдвічі. Це відбувається завдяки зменшенню запасу по робочій індукції в осерді дроселя, який необхідно створювати, щоб осердя не насичувалося при відсутності аварійного струмообмеження за допомогою вольтододатка. Якщо ж насичення осердя відбувається раніше, ніж струм досягне амплітудного значення, то спостерігається швидке і неконтрольоване зростання струму i_d .

Результати комп'ютерного моделювання.

Комп'ютерне моделювання проводиться в середовищі Matlab-6 з метою перевірки працездатності і характеристик регульованого вольтододатка в номінальному режимі і режимі аварійного струмообмеження. Вихідні дані приймалися для перетворювального агрегату тягової підстанції залізниці, електрифікованої на постійному струмі, з урахуванням раніше наведених основних параметрів. Додатковими даними були: $C_d = 400 \cdot 10^{-6}$ Ф, $R = R_N = 1,375$ Ом, $C = 100 \cdot 10^{-6}$ Ф; основний випрямляч по дванадцятипульсній послідовній схемі з двома тиристорними трифазними мостами, відносний індуктивний опір перетворювального трансформатора — 10%, відносна напруга вольтододатка — 15%, відносна ємнісна провідність конденсаторів вхідного фільтра вольтододатка: 70% — по відношенню до номінальної провідності вольтододатка і 10% — по відношенню до повної провідності перетворювача. В моделі використовувався інтегральний регулятор вихідної напруги з коректуючим зворотним зв'язком по струму. При допущенні щодо одиничних коефіцієнтів передачі датчиків напруги і струму передаточні функції регулятора визначалися

$$W_u = 0,2p^{-1}, \quad W_k = 0,001(0,006p + 1)^{-1}. \quad (11)$$

Поріг робочого струмообмеження — 2500 А, порог аварійного — 2900 А, гістерезис — 200 А, затримка переходу з КЗ-стану вольтододатка в нормальний режим ШІМ — $5 \cdot 10^{-3}$ с. Регулятор в системі робочого струмообмеження ПІ-типу з передаточною функцією

$$W = 0,002(0,002p + 1)^{-1} + 0,2p^{-1} \quad (12)$$

і обмеженнями по куту керування основного випрямляча — на рівнях $0,05$ і $3\pi/4$.

Передаточна функція демпфуючого зворотного зв'язку

$$W_0 = (430 + 0,36p + 5 \cdot 10^5 p^{-1})^{-1}. \quad (13)$$

Схема ШІМ-контролера відповідала рис. 4.

На рис. 7–9 показано машинограми перехідних процесів при пуску перетворювача на номінальне навантаження (рис. 7) і на коротке замикання (рис. 8). При цьому рис. 9 відповідає режиму при відсутності аварійного струмообмеження.

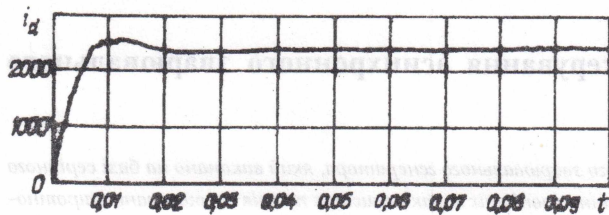


Рис. 7

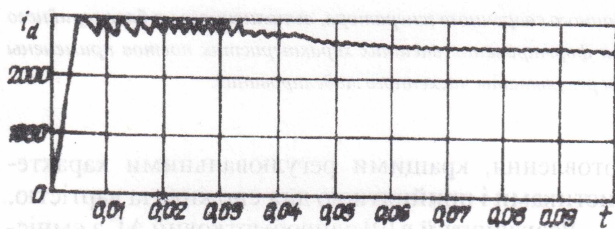


Рис. 8

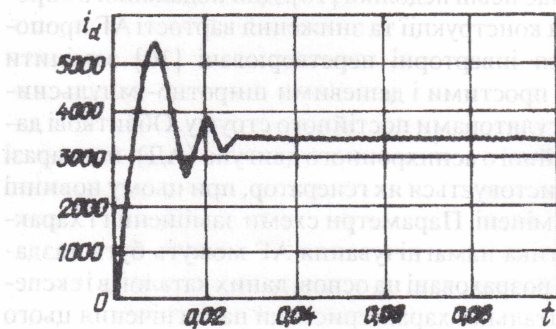


Рис. 9

Як видно з наведених машинограм, результати моделювання підтверджують наведені вище теоретичні співвідношення.

В номінальному режимі розроблений алгоритм ШІМ-контролера забезпечує достатньо високу якість синусоїди вхідного струму вольтододатка. В цілому коефіцієнт потужності перетворювача з вольтододатком зростає з 0,95 до 0,98, що дозволяє задовільнити вимоги нових стандартів щодо якості електроенергії, що споживається.

Висновки. 1. Використання в дванадцятипульсних випрямлячах, які працюють з кутом управління $\alpha = 0$, реверсивного вольтододатка на двоопераційних тиристорах дозволяє реалізувати крім основної функції стабілізації випрямленої напруги при високому коефіцієнті потужності на вході, малому рівні пульсацій на виході також релейне струмообмеження в аварійних режимах роботи.

2. Миттєве значення струму при раптовому ко-

роткому замиканні у тяговій мережі і аналогічних режимах можна обмежити на рівні 1,2–1,3 від номінального без збільшення встановленої потужності вольтододаткового трансформатора і при помірному збільшенні робочої напруги двоопераційних тиристорів. Останнє досягається за рахунок поділення напруги між двома послідовними тиристорами комутатора вольтододатка, а також за рахунок короткочасності режиму аварійного струмообмеження.

3. Використання релейного струмообмеження керованим вольтододатком дозволяє використати один або два некерованих моста в схемі дванадцятипульсного основного випрямляча, а також приблизно вдвічі знизити розміри дроселя вихідного фільтра за рахунок скорочення запасу по робочій індукції в осерді проти індукції насичення.

4. Запропонований алгоритм реалізації ШІМ-контролера дозволяє реалізувати вказані в п. 1 додаткові функції при зниженні середньої частоти перемикаць двоопераційних тиристорів вольтододатка в 2 рази по відношенню до частоти ШІМ.

1. Бальян Р.Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. — М.: Сов. радио, 1971. — 720 с.

2. Барковский Б.С., Магай Г.С., Мащенко В.П. и др. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. — М.: Транспорт, 1990. — 127 с.

3. Гончаров Ю.П., Будьоний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В. та ін. Перетворювальна техніка, част. II. / За ред. В.С. Руденка. — Харків. Фолю, 2000. — 360 с.

4. Соколов С.Д., Бей Ю.М., Гуралийник Я.Д., Чаусов О.Г. Полупроводниковые преобразовательные агрегаты тяговых подстанций. — М.: Транспорт, 1979. — 264 с.

5. Хворост М.В., Божко В.В. Силовые схемы перетворювальних головних тягових підстанцій метрополітена з повздожньою лінією живлення. // Електротехніка і електромеханіка. — 2005. — №1. — С. 106 — 109.

6. Хворост М.В. Базові положення теорії випрямлячів-стабілізаторів напруги для перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітенів з повздожньою лінією постійного струму // Научн.-техн. сборник "Коммунальное хозяйство городов". — 2004. — № 60. — С. 326 — 247.

7. Хворост М.В. Підвищення ефективності дванадцятипульсних випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітенів з повздожньою високовольтною лінією живлення постійного струму // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. — 2004. — № 3. — С. 50 — 54.

8. Хворост М.В., Божко В.В. Демпфованій вхідний фільтр вольтододатка на двоопераційних тиристорах дванадцятипульсних випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітена // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. — 2006. — № 3. — С. 41 — 45.

9. Щербак Я.В., Ягун Е.В. Подавление гармоник сетевого тока тяговой подстанции с помощью вольтодобавочного управляемого выпрямителя. // Восточно-европейский журнал передовых технологий. — 2006. — 6/3(24). — С. 78 — 80.

Надійшла 16.05.07