

Схема предусматривает также принудительное возбуждение тягового двигателя при переходе ТЭП в тормозной режим.

Здесь конденсатор CD кроме функций фильтрации и защиты предназначен также для накопления энергии, необходимой для предварительного возбуждения тяговых двигателей в начале резисторного торможения, когда обмотки возбуждения двигателей подпитываются от конденсатора CD. Таким образом, должно быть:

$$W_B = K_B \cdot P_H \cdot t_B \approx 10^{-3} \cdot 110000 \cdot 1 = 110 \text{ ВА}\cdot\text{с}; W_C = \frac{U_{дн}^2 \cdot C_D}{2};$$

$W_B = W_C$, тогда

$$C_D = \frac{2 \cdot 110}{750^2} = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ Ф} = 400 \text{ мкФ}.$$

При этом необходимо иметь ввиду, что использование энергии конденсатора CD для предвозбуждения является избыточным – служит для подстраховки и надежного торможения, поскольку для самовозбуждения двигателей достаточно остаточного намагничивания полюсов двигателей.

Таким образом, защита электрооборудования вагона от перенапряжений обеспечивается Г-образным LC-фильтром, но требует дальнейшего усовершенствования.

1. Анхимюк В.Л., Опейко О.Ф. Проектирование систем автоматического управления электроприводом. – Минск: Вышэйша школа, 1986. – 142 с.

2. Гончаров Ю.П., Будьоний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Ч.2. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.

3. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода. – СПб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.

Получено 05.12.2005

УДК 629.423.3 : 621.314

Ю.П.ГОНЧАРОВ, М.В.ПАНАСЕНКО, доктори техн. наук,
В.А.ЧУМАК, Н.М.ПАНАСЕНКО

Національний технічний університет „Харківський політехнічний інститут”

М.В.ХВОРОСТ, канд. техн. наук

Державне підприємство „Харківський метрополітен”

ТЯГОВИЙ ТРИФАЗНИЙ МОСТОВИЙ ІНВЕРТОР НАПРУГИ НА ОСНОВІ ВУЗЛА ОДНОРІДНОЇ КОМУТАЦІЇ З ЛІНІЙНИМ ДРОСЕЛЕМ

Розглядається схема трифазного мостового інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією на основі вузла однорідної комутації з лінійним комутуючим дроселем щодо її використання в тягових асинхронних електропередачах рухомого скла-

ду. Показано, що використання вузла однорідної комутації не потребує створення штучної середньої точки джерела живлення.

Трифазні мостові інвертори напруги з широтно-імпульсною модуляцією на основі модульних напівпровідникових ключових елементів мають переважне розповсюдження в системах тягового частотно-регульованого електроприводу рухомого складу з асинхронними двигунами.

Комутаційні процеси, пов'язані з переключенням напівпровідникових ключових елементів інверторних комутаторів є основними чинниками, які визначають функціональну працездатність, енергетичні та масо-габаритні характеристики інверторів з широтно-імпульсною модуляцією.

Вплив комутаційних процесів на вищевказані показники зростає з підвищенням швидкодії напівпровідникових ключових елементів, що є необхідною умовою для реалізації високої частоти широтно-імпульсної модуляції. З одного боку, при підвищенні частоти широтно-імпульсної модуляції можна одержати радикальне скорочення маси силових електромагнітних елементів схеми тягового електроприводу, а з другого – підсилюються негативні фактори при зростанні швидкодії ключів і частоти широтно-імпульсної модуляції, а саме, комутаційні втрати стають основною складовою загальних втрат у комутаторі інвертора напруги, виникає електромагнітне забруднення навколишнього середовища, хвильові процеси в ізоляції проводів та обмоток двигунів, вихрові струми у провідниках.

Значно зменшити ці негативні чинники дозволяють схеми інверторів напруги з однорідною (одноопераційною) комутацією [1-4]. Але ці нові схеми потребують деякого ускладнення джерела живлення силової схеми інвертора та введення допоміжних нелінійних дроселів насичення.

Нижче розглядається схема інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією з вузлами однорідної комутації на основі лінійного дроселя, яка представляється досить перспективною для використання у тягових інверторах електрорухомого складу, оскільки не потребує створення штучної середньої точки джерела живлення та використання достатньо технологічно складних дроселів насичення.

Аналізована схема фази інвертора, яка не потребує створення штучної середньої точки фільтрового конденсатора та спеціальної конструкції комутуючого дроселя, наведена на рис.1.

Вузол однорідної комутації (ВОК) схеми (рис.1) містить лінійний комутуючий дросель L_k , снаберний конденсатор C , чотирикувдрат-

ний тиристорний ключ VS та буферний фільтр L_{δ} , C_{δ} . Ключі 1, 2 комутатора фази інвертора напруги комутують з частотою широтно-імпульсної модуляції $f_{ШИМ}$, тобто в схемі на інтервалі півперіоду вихідної частоти інвертора $f_{вих}$ чергуються інтервали провідності транзистора та діода у протилежному ключі. Параметри елементів вузла однорідної комутації вибирають такими, щоб забезпечувалася умова [4]

$$t_k \ll t_k \ll T_{II} = \frac{1}{f_{ШИМ}}, \quad (1)$$

де t_k – комутаційний інтервал, тобто інтервал часу на який підключається до роботи силової схеми ВОК.

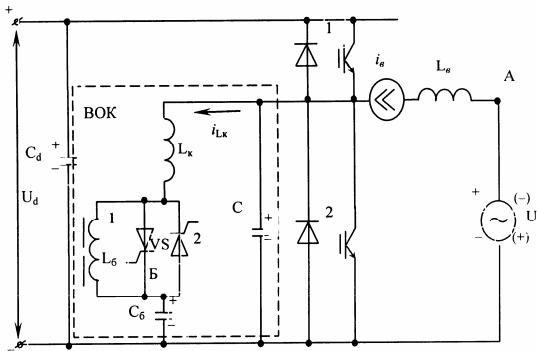


Рис.1 – Фаза мостового комутатора інвертора напруги з вузлом однорідної комутації без середньої точки фільтрового конденсатора

У сталому режимі напруга $U_{c\delta}$ на конденсаторі буферного фільтра C_{δ} приблизно дорівнює огибаючій напрузі C_{δ} ($U_{c\delta} \cong U_{\delta}$), тобто потенціал точки Б наближається до потенціалу точки А, а це означає, що ВОК схеми (рис.1) працює як класичний вузол двоступінчастої дросельної однорідної комутації [3], і для схеми повинна виконуватися умова

$$U_{c\delta} < U_d. \quad (2)$$

Дію ВОК цієї схеми розглянемо спочатку для випадку, коли відсутній конденсатор снабера C і напруга на буферному конденсаторі C_{δ} постійна, тобто $U_{c\delta} = const$. Останнє означає, що схема по відношенню до C_{δ} працює як підвищуючий імпульсний перетворювач

постійної напруги [1].

Нехай до деякого початкового моменту часу t_0 буде ввімкнений діод ключа 1, а струм i_{θ} тече у контурі „ U_{θ}, L_{θ} , діод ключа 1, U_d ”. У момент часу t_0 , незадовго до ввімкнення транзистора ключа 2, вмикається тиристор ключа 1 VS. Оскільки $U_{\theta} \cong U_{c\theta}$, а $U_d > U_{c\theta}$, то починає протікати струм i_{L_k} у контурі „ U_d , діод ключа 1, L_k , VS, C_{θ} ”. Цей струм тече під впливом різниці напруг $U_d - U_{c\theta}$, яку можна прийняти постійною і яка прикладається до лінійного дроселя L_k , починаючи з моменту t_0 (рис.2, а). Постійність напруги $\Delta U = U_d - U_{c\theta}$ і лінійність комутуючого дроселя L_k обумовлюють лінійний характер зростання струму i_{L_k} (рис.2, б).

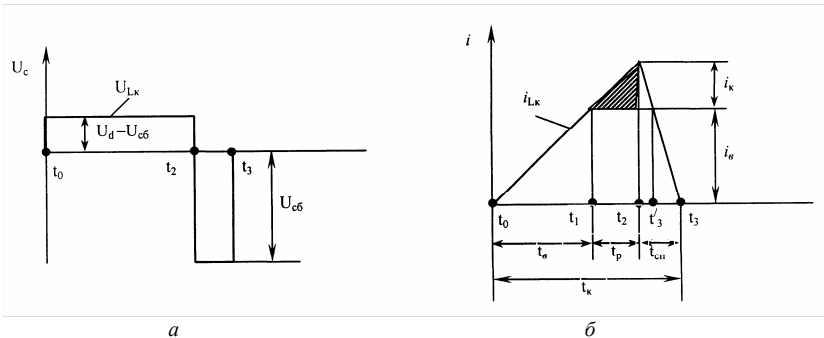


Рис.2 – Комутуючий процес переходу струму з діода ключа 1 на ключ 2 в схемі, наведений на рис.1

Комутаційний процес t_k може бути підрозділений на три етапи: витискування t_{θ} , розсмоктування t_p і спаду струму в комутуючому дроселі t_{cn} . На інтервалі витискування струм i_{L_k} у діоді ключа 1 тече проти напрямку його провідності, що веде до витискування прямого струму діода у вузол однорідної комутації. У момент часу t_1 , коли $i_{L_k} = i_{\theta}$, струм діода ключа 1 починає змінювати напрямок і в діоді відбувається розсмоктування носіїв заряду, тобто в момент t_1 починається етап розсмоктування t_p . Заряд відновлення блокуючих власти-

востей діода ключа 1 показано на рис.2, б штриховкою.

У момент часу t_2 процес відновлення блокуючих властивостей діода ключа 1 закінчується і цей діод вимикається. Величина струму $i_k = i_{L_k} - i_e$ у діоді ключа 1 на момент часу t_2 є максимумом зворотнього струму у цьому діоді.

Різниця струмів $i_{L_k} - i_e$ після моменту часу t_2 потече у діоді ключа 2, який відкривається у цей момент та накоротко замикає транзистор цього ключа. Тепер транзистор ключа 2 може бути ввімкнений без напруги, а отже, і без комутаційних втрат. Одночасно з початком провідності ключа 2 до комутуючого дроселя L_k у контурі „ C_6 , VS, L_k , діод ключа 2” прикладається напруга U_{c6} і струм i_{L_k} починає спадати. У момент t_3 струм діода ключа 2 стає рівним нулю, оскільки струм i_{L_k} досягає величини струму навантаження i_e , і цей діод закривається. Починаючи з цього моменту, струм буде проводити транзистор ключа 2, який вже, як говорилося раніше, є ввімкненим.

Коли спадаючий струм i_{L_k} досягне нульового значення (момент t_3 на рис.2, б) тиристор ключа 2 VS закривається, і комутація у ВОК закінчується.

Якщо знехтувати інтервалом розсмоктування t_p , який для швидкодіючих діодів на роботу напругу 2-6 кВ є не більшим за 2 мкс [5], то маємо

$$(U_d - U_{c6}) t_e = U_{c6} \cdot t_{cII} = L_k \cdot i_e. \quad (3)$$

Вводячи відносну напругу

$$E = \frac{U_{c6}}{U_d} \cong \frac{U_e}{U_d}, \quad (4)$$

із співвідношення (3) маємо

$$t_k \cong t_e + t_{c_k} = \frac{L_k \cdot i_e}{U_d (1 - E) E}. \quad (5)$$

При $E = 0,5$ тривалість комутації є мінімальною

$$t_{k_{\min}} = \frac{4L_k \cdot i_e}{U_d}. \quad (6)$$

З урахуванням (6) співвідношення (5) набуває вигляд:

$$t_k = \frac{t_{k_{\min}}}{4E(1-E)}. \quad (7)$$

Співвідношення (7) визначає тривалість комутаційного інтервалу ВОК, який при малих величинах індуктивності дроселя L_k складає малу долю періоду широтно-імпульсної модуляції T_{II} , тобто виконується раніше прийнята умова (1). На практиці, для розрахунків параметрів елементів ВОК, величина t_k повинна прийматися на порядок більшою від часу розсмоктування носіїв у діодах ключів комутатора інвертора. Наприклад, при $t_p = 10^{-6}$ с інтервал t_k має бути не меншим $10 \cdot 10^{-6}$ с. При частоті широтно-імпульсної модуляції $f_{ШИМ} = 3$ Гц, яка прийнята фірмою *Bombardier* для тягових інверторів метровагонів з асинхронними двигунами [6], тривалість інтервалу комутації t_k буде складати менше 3% періоду T_{II} , що є цілком прийнятною величиною з точки зору впливу на діапазон регулювання вихідної напруги інвертора.

Якщо U_e – постійна напруга, то, як уже говорилося, постійна і напруга $U_{c\delta}$ на буферному конденсаторі C_δ і через дросель L_k може протикати тільки змінна складова струму. Постійна складова струму, яка не може протікати через буферний конденсатор C_δ , але існує у струмі тиристора ключа VS, замикається у внутрішньому контурі „ключ VS – буферний дросель L_δ ”. Якщо нехтувати коротким комутаційним інтервалом t_k , коли дросель L_δ замкнений накоротко, то до дроселя L_δ прикладена приблизно та ж сама напруга, що і до індуктивності L_e навантаження, а це:

$$U_{L_\delta} = U_d - U_{c\delta} \cong U_d - U_e. \quad (8)$$

Але струм i_{L_δ} у буферному дроселі L_δ набагато разів менший порівняно з i_e , оскільки це є середнє значення струму i_{Lk} з урахуванням, що $t_k \ll T_{II}$. З цієї ж причини невеликі розміри має також і конденсатор C_δ .

Якщо ж напруга U_e є низькочастотна огибаюча вихідної напруги інвертора з широтно-імпульсною модуляцією, то у вузлі однорідної

комутації через буферний фільтр тече невеликий додатковий струм, обумовлений низькочастотною складовою напруги на конденсаторі C_{δ} .

Таким чином, оскільки у вузлі однорідної комутації струм практично протікає тільки в інтервалі комутації t_K , то й установлена потужність тиристорів чотириквadrантного ключа VS буде суттєво меншою установленної потужності двохквadrантних ключів основного комутатора інвертора напруги. Однак досить високі вимоги ставляться до швидкодії тиристорів ключа VS. Оскільки після чергового ввімкнення діода комутатора інвертора до тиристора ключа VS, який проводив раніше струм, прикладається пряма напруга $U_d - U_{c\delta}$, то він може ввімкнутися повторно, якщо не закінчиться процес розсмоктування носіїв заряду в базах його напівпровідникової структури [7]. Це і є обмежувальним чинником щодо мінімальної тривалості часу, коли діод вимкнений.

З причини невеликої тривалості комутаційного інтервалу t_K струм в транзисторах ключів комутатора інвертора мало відрізняється від огинаючої вихідної струму i_g , тобто комутаційні втрати при їх вимиканні практично не збільшуються порівняно зі схемою інвертора без ВОК. Однак треба мати на увазі ще одну перевагу розглянутої вище ємнісної однорідної комутації, яка дозволяє позбутися також комутаційних втрат при вимиканні транзисторів комутатора інвертора. Принципово, для цього достатньо ввести в схему ВОК невеликий снаберний конденсатор C , який може підключатися паралельно будь-якому з силових ключів фази комутатора інвертора, та декілька змінити алгоритм керування схемою.

При вимиканні силових транзисторів ключів 1, 2 конденсатор C , який в схемі (рис.1) підключений паралельно до комутатора інвертора, затримує наростання напруги на ключах, що дозволяє їхнім напівпровідниковим керованим приладам вимикатися практично при нулю напруги, тобто без комутаційних втрат. Тепер у схемі на рис.1 перед черговим ввімкненням транзистора потрібно зробити напругу на снаберному конденсаторі нульовою, і тоді на транзисторі, що вимикається, напруга буде нульовою. Для цього достатньо підвищити струм комутації i_{L_k} шляхом ввімкнення транзистора у протилежному плечі фази комутатора. Якщо транзистор ключа 1 ввімкнений, то процес наростання струму i_{L_k} не закінчується після вимикання діода цього

ключа у момент часу t_2 (рис.2, б), тому що струм i_{L_k} продовжує наростати у контурі „ U_d , транзистор ключа 1, L_k , тиристор ключа 1 VS, конденсатор C_6 ”. Після вимикання транзистора ключа 1 різнице-вий струм $i_k = i_{L_k} - i_e$ потече спочатку у конденсатор снабера C , розряджаючи його. Діод ключа 2 при цьому буде ще запертим напругою на снаберному конденсаторі C . Як тільки ця напруга сягає нуля, відкривається діод ключа 2 і транзистор цього ключа може бути ввімкне-ним у нулі напруги. Із сказаного вище видно, що снаберний конденса-тор C згладжує обидва фронти напруги на виході комутатора інверто-ра, поліпшуючи цим умови роботи ізоляції тягових асинхронних дви-гунів і знижуючи електромагнітні наведення в навколишнє середови-ще.

Розглянута схема ВОК з лінійним комутуючим дроселем дозволяє реалізувати режим однорідної комутації напівпровідникових керованих приладів комутатора інвертора без створення штучної середньої точки вхідного фільтрового конденсатора, що знімає проблему відходу потенціалу штучної середньої точки в зв'язку з асиметрією двох кому-таційних імпульсів струму на періоді широтно-імпульсної модуляції.

Введення в схему ВОК снаберного конденсатора дозволяє не тільки зменшити комутаційні втрати в напівпровідникових керованих приладах комутатора інвертора при їх вимиканні, але й згладити фрон-ти імпульсів вихідної напруги інвертора при широтно-імпульсній мо-дуляції. Останнє дозволяє покращити умови роботи ізоляції тягових двигунів і з'єднувальних кабелів, а також знизити електромагнітні на-вантаження в навколишньому середовищі.

1. Гончаров Ю.П., Будьоний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Ч.2. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.

2. Ho J.G., Back J.W., Yoo D.W., Lee H.S. Reduced conduction loss zero-voltages-transition power factor correction converter with low cost. – IEEE Trans. on industrial electronics, V. 45, №3, 1998. – pp. 395-399.

3. Чумак В.В., Хворост Н.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В., Никулин В.С. Двух-тактные инверторы напряжения с однородной коммутацией на основе дроселей насыщения // Технічна електродинаміка. Тем. випуск „Силова електроніка та енергоефектив-ність”. Ч.2. – К., 2003. – С.66-71.

4. Гончаров Ю.П., Панасенко М.В., Хворост М.В., Чумак В.В., Никулин В.С. Тягові інвертори з одноопераційною комутацією // Збірник наукових праць УкрДАЗТ. Вип.55. – Харків, 2003. – С.31-40.

5. Краткий каталог ABB Semiconductors AG 1998 г. „Мощные полупроводниковые приборы”. – М.: АББ Индустри и Стройтехника, 1998. – 24 с.

6. Тяговые преобразователи серии TS 750 // Железные дороги мира. – 1999. – №8. – С.32-33.

7.Тиристоры. Технический справочник: Пер. с англ. / Под ред. В.А.Лабунцова, С.Г.Обухова, А.Ф.Свиридова. – М.: Энергия, 1971. – 560 с.

Отримано 30.11.2005

УДК 656.256

В.С.ВИНИЧЕНКО, канд. техн. наук, В.В.ВИНИЧЕНКО

Харьковская национальная академия городского хозяйства

РАЗРАБОТКА КРИТЕРИЯ ОПТИМАЛЬНОСТИ ТРАНСПОРТНОЙ СИСТЕМЫ

Предлагается многоцелевой критерий оптимальности функционирования транспортной системы (ТС) городских пассажирских перевозок.

Изменения в структуре пассажирских перевозок в крупных городах Украины свидетельствуют, что городская транспортная система представляет собой сложную динамическую систему, функционирование которой зависит от действия факторов самой различной природы. Постоянно происходящее во времени и по направлениям на плане городов изменение величины пассажиропотоков и их перераспределение между видами транспорта вызывает необходимость планового и оперативного управления транспортной системой. Это порождает актуальные проблемы для городских транспортных систем, заключающиеся в решении некоторого набора задач оптимизации, например, нахождения оптимальных трасс маршрутов, выбора оптимального типа подвижного состава, определения оптимального количества подвижных единиц на маршрутах видов транспорта, составления оптимальных расписаний движения, минимизации нулевых пробегов и др. Для решения такого рода задач необходимо формулировать соответствующие критерии оптимальности.

Кроме того, важной задачей, имеющей научное и практическое значение для развития городских транспортных систем и повышения качества транспортного обслуживания населения, имеет построение эффективной системы управления городскими пассажирскими перевозками [1].

В научной литературе приведены примеры использования критериев оптимальности для решения частных оптимизационных задач нижних уровней управления транспортной системой [2-4]. Однако, такой подход не гарантирует успешного решения задачи оптимизации функционирования транспортной системы в целом на верхних уровнях управления в связи с риском использования частных критериев, взаимно несогласованных, некорректных и/или неадекватных.

Целью данной работы является разработка многоцелевого крите-