

Спосіб належить до електротехніки, зокрема до перетворювальної техніки і може бути використаний в перетворювачах для індукційного нагрівального обладнання, систем ультразвукової очистки, тощо.

Відомий спосіб керування транзисторним резонансним перетворювачем на основі інвертора напруги із мостовою топологією – модуляція щільності імпульсів (pulse-density modulation-PDM) [1, 2]. Суть способу полягає у формуванні двох інтервалів вихідної напруги інвертора: 1) інтервалу вимушених коливань (injection interval) – коли вихідна напруга інвертора являє собою змінну напругу прямокутної форми та 2) інтервалу вільних коливань (free-wheeling interval) – коли вихідна напруга інвертора рівна нулю. А регулювання струму/потужності відбувається через зміну тривалості цих інтервалів. Головною перевагою використання модуляції щільності імпульсів є м'які режими комутації транзисторів – перемикання транзисторів інвертора відбувається за нульової напруги (zero-voltage switching) та за струму близькому до нуля (quasi-zero-current switching).

Недоліком такого способу є значний розмах коливань амплітуди вихідного струму інвертора, який обумовлений двома чинниками: 1) шаблонами PDM послідовностей вихідної напруги перетворювача та 2) дискретністю зміни щільності імпульсів PDM послідовностей. Цей розмах впливає на максимальний струм через елементи перетворювача та на коректність роботи системи фазового автопідстроювання частоти (особливо при щільності імпульсів менше 0.5), як наслідок останнього – можлива поява жорстких режимів перемикання транзисторів перетворювача та вихід перетворювача із ладу, відповідно, його надійність знижується.

Відомий спосіб керування транзисторним резонансним перетворювачем із модульною структурою на основі інвертора напруги із мостовою топологією – почергова або несинфазна PDM (interleaved PDM) [3, 4]. Суть способу полягає в тому, що для регулювання вихідного струму/потужності використовується PDM в кожному із каналів перетворювача (інверторів із мостовою топологією), а для зменшення розмаху коливань амплітуди струму в згаданому перетворювачі усі канали перетворювача мають однакові PDM-послідовності, однак вони є зсунуті в часі. Як результат цього, можна отримати більше шаблонів PDM послідовностей вихідної напруги перетворювача, використання яких призводять до менших рівнів коливань амплітуди струму.

Недоліком такого способу є те, що дискретність зміни (приріст – різниця між щільністю імпульсів двох PDM послідовностей із найближчими значеннями щільності імпульсів) щільності імпульсів PDM послідовностей не залежить від кількості каналів перетворювача. А зміна щільності імпульсів досягається зміною щільності імпульсів одночасно всіх каналів перетворювача, відповідно приріст щільності імпульсів при interleaved PDM є такий самий як і в одноканальному перетворювачі із PDM. При високій добротності резонансного контуру, вплив дискретності зміни щільності імпульсів PDM послідовностей на коливання амплітуди струму є значно більшим ніж шаблонів PDM послідовностей вихідної напруги перетворювача. Як результат цього, коливання амплітуди струму залишаються суттєвими, що негативно впливає на надійність перетворювача.

Найбільш близьким за технічною сутністю аналогом до винаходу, який заявляється, є спосіб керування транзисторним резонансним перетворювачем із модульною структурою на основі інвертора напруги із мостовою топологією – покрокова PDM (stepped PDM) [4]. Суть способу полягає в тому, що регулювання струму/напруги/потужності здійснюється поступовою зміною щільності імпульсів в одному каналу із каналів перетворювача, що дозволяє отримати більше шаблонів PDM послідовностей вихідної напруги перетворювача та менший приріст щільності імпульсів, порівняно із описаними вище способами керування, та, відповідно, досягти менших рівнів коливань амплітуди струму. При чому, чим більше каналів має перетворювач, тим меншим є приріст щільності імпульсів PDM. За stepped PDM решта каналів перетворювача можуть працювати в одному з двох режимів: 1) бути весь час активними впродовж періоду PDM модуляції – функціонувати як джерела змінної напруги прямокутної форми; 2) бути вимкненим – формувати нульову вихідну напругу.

Недоліком такого способу є те, що втрати потужності в каналах перетворювача суттєво відрізняються. Так канали, які весь час активні впродовж періоду PDM модуляції мають найбільші втрати потужності, а канали, які формують нульову вихідну напругу мають найменші втрати потужності. В процесі роботи перетворювача нерівномірний розподіл втрат між його каналами призводить до того, що канали які мають більше втрат нагріваються сильніше, що призводить до ще більшого зростання втрат потужності в цих каналах. Окрім цього, в режимі обмеження максимального струму перетворювача, струм який протікає через канали які весь час активні впродовж періоду PDM модуляції може значно перевищувати номінальний струм цих каналів (у двоканальному перетворювачі – в два рази, в триканальному – в три, і так далі). Як результат цього – знижується надійність перетворювача.

Задачею пропонованого винаходу є забезпечення рівномірного розподілу втрат потужності між каналами транзисторного резонансного перетворювача із модульною структурою на основі інвертора напруги із мостовою топологією за PDM разом із забезпеченням таких самих рівнів коливань амплітуди струму як і за stepped PDM, за рахунок чого досягається технічний результат – підвищення надійності транзисторного перетворювача.

Поставлена задача вирішується завдяки тому, що в запропонованому способі керування транзисторним резонансним перетворювачем із модульною структурою на основі інвертора напруги зміна щільності імпульсів відбувається поступовою зміною шаблонів PDM-послідовностей в кожному із каналів перетворювача, а для повного вирівнювання втрат потужності між каналами перетворювача задіяні PDM-послідовності чергують між каналами перетворювача.

Порівняльний аналіз із найближчим аналогом показує, що спосіб, який заявляється, відрізняється наявністю нових ознак, а саме тим, що 1) зміна щільності імпульсів PDM-послідовностей відбувається не лише в одному каналі перетворювача, а послідовно в кожному із каналів перетворювача, що дозволяє майже повністю вирівняти втрати потужності в каналах перетворювача; 2) відбувається чергування PDM-послідовностей між каналами перетворювача. Крім того, в режимі обмеження максимального стуму перетворювача, струм який протікає через канали перетворювача не перевищує номінальний струм цих каналів, або це перевищення є незначним.

Фіг. 1 ілюструє зміну шаблонів PDM послідовностей напруги (u_{O1} , u_{O2} та u_{O3}) на виході каналів триканального резонансного перетворювача за зміни щільності імпульсів від $D=1$ до $D=0.9$, відповідно до способу керування який заявляється.

Фіг. 2 ілюструє чергування PDM-послідовностей між каналами триканального резонансного перетворювача за щільності імпульсів $D=1$, яка виконується з метою забезпечення рівномірного розподілу втрат потужності між каналами транзисторного резонансного перетворювача, відповідно до способу керування який заявляється.

На фіг. 3 зображено двоканальний транзисторний резонансний перетворювачем із модульною структурою на основі інвертора напруги із мостовою топологією, канали котрого з'єднані паралельно по входу та послідовно по виходу.

До складу перетворювача входять: транзистори S_1 - S_4 та транзистори S_5 - S_8 , на яких побудований перший 1 і другий 2 канали перетворювача, відповідно; трансформатор T_1 та T_2 (першого 1 та другого 2 каналів перетворювача, відповідно), які використовуються для погодження імпедансів та гальванічної розв'язки. Навантаженням інвертора є послідовний резонансний контур із елементів R , L , та C . Інвертор живиться від джерела постійної напруги V_d .

На фіг. 4 зображено структурну схему системи керування резонансним транзисторним перетворювачем на основі двох інверторів напруги.

Опис способу та його реалізації:

В способі, який заявляється, зміна щільності імпульсів PDM-послідовностей відбувається послідовно в кожному із каналів перетворювача, що дозволяє майже повністю вирівняти втрати потужності в каналах перетворювача.

Для прикладу, розглянемо сценарій, коли перетворювач починає працювати працює за щільності імпульсів D рівній 1 ($D=1$). За необхідності зменшити значення D , відповідно до способу, це зменшення досягається шляхом зміни PDM-послідовності лише в першому каналі. Отже, PDM-послідовності в каналах перетворювача почнуть розходитися. Якщо потрібне подальше зменшення значення D , це зменшення досягається шляхом зміни PDM-послідовності в наступному каналі перетворювача. В той самий час, щоб мінімізувати коливання амплітуди струму, між задіяними PDM-послідовностями вводиться часовий зсув, що певною мірою відповідає interleaved PDM. Якщо D потребує подальшого зменшення, зміна PDM-послідовності відбувається ще в наступному каналі перетворювача і так продовжується до останнього каналу перетворювача. При цьому часовий зсув між PDM-послідовностями кожен раз змінюється з метою мінімізації коливань амплітуди струму. Після змін в останньому каналі процес зміни послідовностей PDM продовжується з першого каналу перетворювача. При необхідності збільшити значення D , описаний процес виконується у зворотному порядку. Як приклад, фіг. 1 ілюструє зміну шаблонів PDM-послідовностей напруги (u_{O1} , u_{O2} та u_{O3}) на виході каналів триканального резонансного перетворювача, за зміни щільності імпульсів від $D=1$ до $D=0.9$, відповідно до описаного сценарію. Слід зауважити, що таке чергування жодним чином не впливає на шаблонів PDM-послідовностей вихідної напруги u_O перетворювача.

Для повного вирівнювання втрат потужності між каналами перетворювача, задіяні PDM-послідовності чергуються між каналами перетворювача: на кожному наступному періоді модуляції PDM-послідовність першого каналу, що діяла на попередньому періоді модуляції, починає діяти в другому каналі, другого каналу – в третьому, і так далі до останнього, чия PDM комбінація починає діяти в першому. Як приклад, фіг. 2 ілюструє чергування PDM-послідовностей між каналами триканального резонансного перетворювача за щільності імпульсів $D=28/30$, яка виконується з метою забезпечення рівномірного розподілу втрат потужності між каналами транзисторного резонансного перетворювача, відповідно до способу керування який заявляється.

Спосіб, який заявляється, може бути легко реалізований багатьма засобами, зокрема за допомогою мікроконтролера.

На фіг. 3 зображено двоканальний транзисторний резонансний перетворювачем із модульною структурою на основі інвертора напруги із мостовою топологією, канали котрого з'єднані паралельно

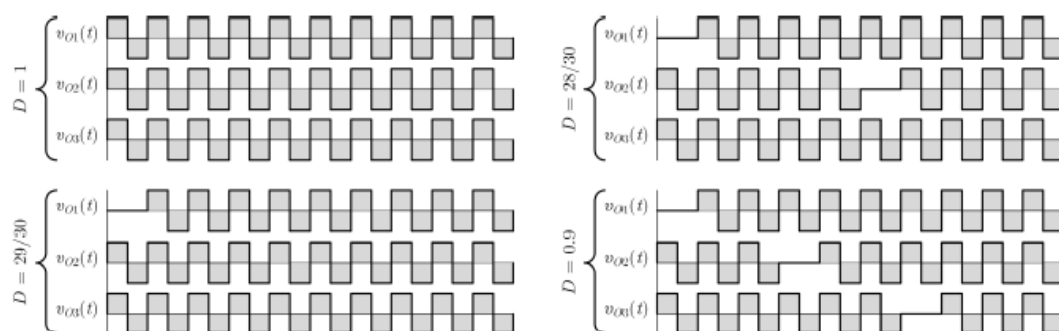
по входу та послідовно по виходу. До складу цього перетворювача входять: транзистори S_1 - S_4 та транзистори S_5 - S_8 , на яких побудований перший 1 і другий 2 канали перетворювача, відповідно; трансформатор T_1 та T_2 (першого 1 та другого 2 каналів перетворювача, відповідно), які використовуються для погодження імпедансів та гальванічної розв'язки. Навантаженням інвертора є послідовний резонансний контур із елементів R , L , та C . Інвертор живиться від джерела постійної напруги V_d .

На фіг. 4 зображено структурну схему системи керування цим транзисторним перетворювачем. Ця схема реалізує необхідні послідовності керуючих імпульсів транзисторів S_1 - S_4 та S_5 - S_8 (S_1 - S_4 для першого інвертора та S_5 - S_8 для другого інвертора), які формує мікроконтролер A1, а їх необхідні рівні та гальванічну розв'язку реалізують драйвери транзисторів A3. Між мікроконтролером A1 та блоком драйверів A3 транзисторів розташований блок логіки A2, який дає змогу швидко вимкнути всі транзистори незалежно від сформованих мікроконтролером A1 імпульсів керування.

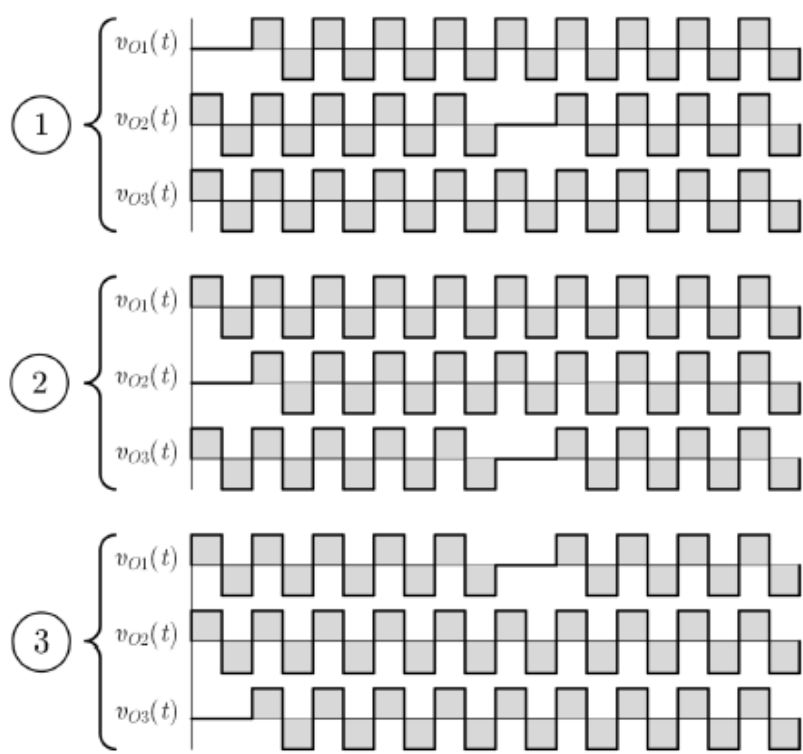
Таким чином, у порівнянні із найближчим аналогом запропонований спосіб відрізняється наявністю нових ознак, а саме тим, що 1) зміна щільності імпульсів PDM-послідовностей відбувається не лише в одному каналі перетворювача, а послідовно в кожному із каналів перетворювача, що дозволяє майже повністю вирівняти втрати потужності в каналах перетворювача; 2) відбувається чергування PDM-послідовностей між каналами перетворювача. Як результат, рівні коливань амплітуди струму за застосування способу, що заявляється, відповідають рівням коливань амплітуди струму за застосування найближчого аналогу, але на відміну від найближчого аналогу, запропонований спосіб керування забезпечує рівномірний розподіл втрат потужності між каналами транзисторного резонансного перетворювача із модульною структурою на основі інвертора напруги із мостовою топологією за PDM, за рахунок чого досягається технічний результат – підвищення надійності транзисторного перетворювача.

Посилання

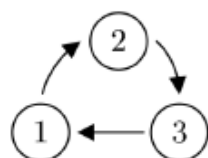
1. Патент Іспанії EP2148421A1 "Pulse density modulated high efficiency converter for induction heating" 27.01.2010р.
2. H. Fujita and H. Akagi, "Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, March-April 1996, doi: 10.1109/28.491475.
3. Патент України UA114216C2 "Спосіб керування транзисторним перетворювачем на основі інвертора напруги для установок індукційного нагріву" 10.05.2017р.
4. P. Herasymenko and V. Pavlovskiy, "Soft Start-up Strategy of Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Converter for Induction Heating Application," International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), vol. 12, no. 1, pp. 258–272, March 2021, doi: 10.11591/ijpeds.v12.i1.pp258-272.



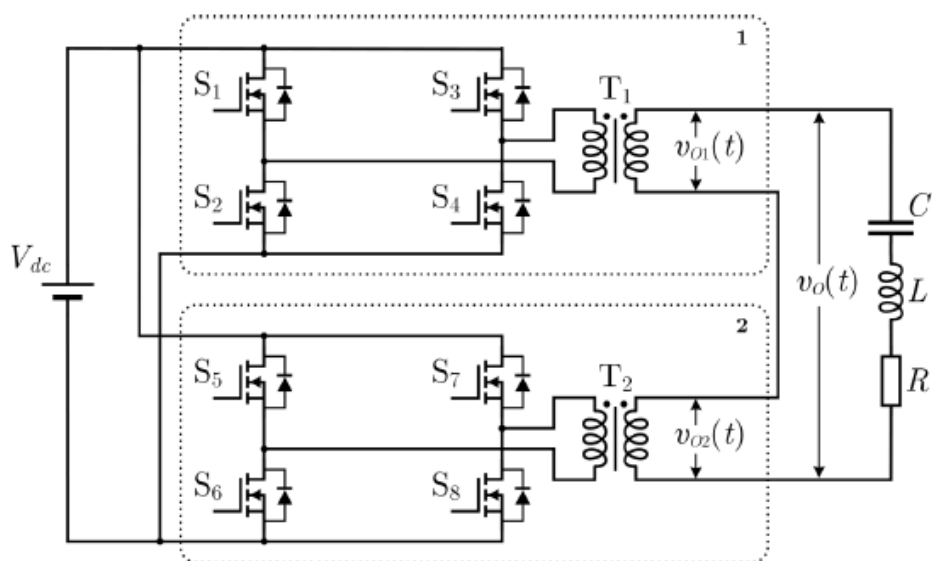
Фіг. 1



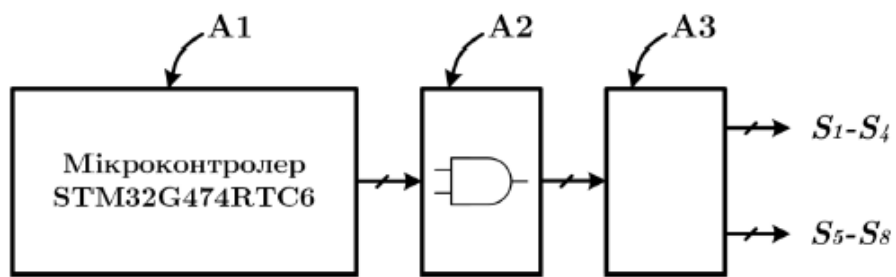
Послідовність чергування наведених PDM послідовностей в триканальному перетворювачі за $D = 28/30$:



Фиг. 2



Фиг. 3



Фиг. 4