

Спосіб належить до електротехніки, зокрема до перетворювальної техніки, та може бути використаний в резонансних перетворювачах на основі інвертора напруги для різноманітного технологічного обладнання, такого як системи ультразвукової очистки та індукційне нагрівальне обладнання.

Відомий спосіб керування інвертором напруги із мостовою топологією на основі модуляції щільності імпульсів (PDM – pulse-density modulation) [1, 2]. Керування перетворювачем полягає у формуванні двох інтервалів: 1) інтервалу нагнітання, коли вихідна напруга інвертора являє собою змінну напругу прямокутної форми; 2) інтервалу вільних коливань, коли вихідна напруга інвертора рівна нулю. Регулювання вихідного струму інвертора відбувається за рахунок зміни щільності імпульсів – співвідношення тривалості інтервалу нагнітання до сумарної тривалості інтервалу нагнітання із інтервалом вільних коливань. За цього способу керування, цикли (проміжки часу) інтервалу нагнітання та інтервалу вільних коливань кратні періоду вихідної напруги інвертора. А для зменшення коливань амплітуди струму на виході інвертора, цикли інтервалу нагнітання якомога рівномірно чергуються із циклами інтервалу вільних коливань – як правило таку модуляцію щільності імпульсів називають "традиційною PDM".

Недоліком такого способу є значний розмах коливання амплітуди вихідного струму, особливо за широких меж регулювання струму та зміни параметрів навантаження, зокрема за щільності імпульсів менше 0.5. Ці коливання призводять до збільшення максимального струму через транзистори інвертора та напруги на конденсаторі резонансного контуру, що може призвести до виходу їх із ладу. А також призводять до значного зменшення мінімальної амплітуди струму через транзистори інвертора, що збільшує вірогідність неправильної роботи системи автопідстроювання частоти та зумовлює необхідність перемикає транзистори інвертора за більших рівнів струму, що збільшує втрати в цих транзисторах. Загалом, згадані недоліки обумовлюють низьку надійність перетворювача на основі інвертора напруги за цього способу керування.

Відомий спосіб керування інвертором напруги із мостовою топологією на основі модуляції щільності імпульсів – покращена модуляція щільності імпульсів (EPDM – enhanced PDM [3], IPDM – improved PDM [4]). Як і за традиційної модуляції щільності імпульсів, суть покращеної модуляції щільності імпульсів полягає у формуванні двох інтервалів: інтервалу нагнітання та інтервалу вільних коливань. А його головною відмінністю є те, що цикли інтервалу нагнітання та інтервалу вільних коливань кратні півперіоду вихідної напруги інвертора, за рахунок чого досягаються менші коливання амплітуди вихідного струму інвертора.

Недоліками EPDM є те, що вихідна напруга інвертора містить постійну складову (що є суттєвою проблемою за наявності під'єданого трансформатора на виході інвертора), а в транзисторах інвертора є дисбаланс за втратами на перемикає та втратами на провідність [3]. Хоча для усунення цих недоліків пропонують включити послідовно із первинною обмоткою трансформатора блокуючий конденсатор та по чергову використовувати топологічні режими роботи інвертора за модуляції щільності імпульсів, таке рішення як правило є неефективним зважаючи на те що робоча частота інвертора може змінюватися в широких межах, а тривалість періоду модуляції (сума тривалостей інтервалу нагнітання та інтервалу вільних коливань) роблять не більше 32 для забезпечення прийнятної швидкості реакції системи керування на зміну вихідного струму інвертора. В свою чергу за IPDM [4], вихідна напруга інвертора не містить постійної складової за період модуляції, однак деякі шаблони послідовності модуляції щільності імпульсів включають підшаблони з однією полярністю напруги, що слід враховувати при проєктуванні погоджувального трансформатора (призводить до збільшення габаритів трансформатора в 2 і більше разів). Окрім наведених недоліків EPDM та IPDM, їх спільним головним недоліком є коливання вихідного струму інвертора, які залишаються на досить високому рівні, особливо за щільності імпульсів менше 0.4, що обумовлює низьку надійність перетворювача на основі інвертора напруги.

Найбільш близьким за технічною суттю аналогом до винаходу, який заявляється, є спосіб керування транзисторним резонансним перетворювачем із розширеною (комбінованою) топологією мостового та напівмостового інверторів [5]. Суть цього способу полягає в тому, що за щільності імпульсів від 0.5 до 1 регулювання вихідного струму відбувається за рахунок комбінування циклів інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування мостової частини топології інвертора, з циклами інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової частини топології інвертора, а за щільності імпульсів від 0 до 0.5 – комбінування циклів інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової топології інвертора, з циклами інтервалу вільних коливань, який отримано за функціонування мостової топології інвертора. Таке комбінування дозволяє суттєво зменшити коливання вихідного струму інвертора. За цього способу керування, цикли інтервалу нагнітання (отриманого як за функціонування напівмостової, так і замостової частин топології інвертора) та цикли інтервалу вільних коливань кратні періоду вихідної напруги інвертора.

Головним недоліком цього способу є дисбаланс напруги на конденсаторах напівмостової частини топології інвертора. Для уникнення появи дисбалансу пропонується використовувати додаткові схеми вирівнювання напруги, а саме схему Делона із резистором для обмеження струм через елементи цієї

схеми [5]. Однак, в цьому випадку збільшується кількість елементів схеми, що знижує надійність перетворювача, та суттєво збільшується його габаритні розміри та вартість.

Задачею пропонованого винаходу є запобігання появі дисбалансу напруги на конденсаторах інвертора із розширеною топологією за модуляції щільності імпульсів без використання додаткових схемних рішень, що дозволяє зменшити кількість елементів схеми, та за рахунок чого досягається технічний результат – підвищення надійності транзисторного перетворювача.

Поставлена задача вирішується завдяки тому, що в запропонованому способі керування транзисторним резонансним перетворювачем на основі інвертора напруги із розширеною топологією, за використання модуляції щільності імпульсів, кількість циклів інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової топології інвертора кратна півперіоду вихідної напруги інвертора, але не кратна періоду вихідної напруги інвертора. Тобто кількість циклів інтервалу нагнітання є числа кратні 0.5 із непарним множником (0.5, 1.5, 2.5, 3.5..., що відповідає  $0.5 \times (2k+1)$ , де  $k$  – натуральне число включно з 0). До того ж, за зміни послідовності модуляції щільності імпульсів, ця зміна відбувається лише після кожного другого періоду модуляції.

Порівняльний аналіз із найближчим аналогом показує, що спосіб, який заявляється, відрізняється наявністю нових ознак, а саме тим, що кількість циклів інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової топології інвертора кратна півперіоду вихідної напруги інвертора, але не кратна періоду вихідної напруги інвертора.

На фіг. 1 зображено транзисторний резонансний перетворювачем на основі інвертора напруги із розширеною топологією. До складу перетворювача входять: транзистори  $S_1$ - $S_4$  та транзистори  $S_5$ - $S_6$ ; трансформатор  $T_1$ , який використовуються для погодження імпедансу навантаження та гальванічної розв'язки; конденсатори  $C_1$  та  $C_2$ . Навантаженням перетворювача є послідовний резонансний контур із елементів  $R$ ,  $L$  та  $C$ . Інвертор живиться від джерела постійної напруги  $V_{dc}$ .

Фіг. 2 ілюструє форми струму та напруги на виході інвертора, а також форми напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  за використання способу керування інвертором напруги із комбінованою топологією описаного в [5] (найбільш близький за технічною суттю аналог до способу, який заявляється), за щільності імпульсів більше 0.5, без використання схеми для балансування напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ .

Фіг. 3 ілюструє форми струму та напруги на виході інвертора, а також форми напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  за використання способу, який заявляється, за щільності імпульсів більше 0.5, без використання схеми для балансування напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ .

Фіг. 4 ілюструє форми струму та напруги на виході інвертора, а також форми напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  за використання способу керування інвертором напруги із комбінованою топологією описаного в [5] (найбільш близький за технічною суттю аналог до способу, який заявляється), за щільності імпульсів менше 0.5, без використання схеми для балансування напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ .

Фіг. 5 ілюструє форми струму та напруги на виході інвертора, а також форми напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  за використання способу, який заявляється, за щільності імпульсів менше 0.5, без використання схеми для балансування напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ .

На фіг. 6 зображено структурну схему системи керування інвертором із розширеною топологією. До її складу входять: мікроконтролер 1; блок логіки 2; блок драйверів транзисторів 3; трансформатор струму 4; давач переходу струму через нуль 5; давач середнього за модулем струму 6; D-тригер 7; операційний підсилювач 8.

Опис способу та його реалізації:

Інвертор напруги із розширеною топологією в своєму складі містить чотири транзистори  $S_1$ - $S_4$  інвертора мостової топології, два конденсатори  $C_1$ - $C_2$  однакових номіналів напівмостової топології та додатковий двонаправлений ключ (фіг. 1). Конденсатори  $C_1$  та  $C_2$  з'єднані послідовно та під'єднані до джерела постійної напруги  $V_{dc}$ . Двонаправлений ключ являє собою два транзистори  $S_5$ - $S_6$ , які з'єднані послідовно-зустрічно та під'єднаний між спільною точкою з'єднання конденсаторів  $C_1$ - $C_2$  та спільною точкою з'єднання транзисторів  $S_3$ - $S_4$ . Цей ключ використовується для поєднання в одній топології режимів роботи інвертора із мостовою та напівмостовою топологіями за модуляції щільності імпульсів. Навантаженням перетворювача є послідовний резонансний контур із елементів  $R$ ,  $L$  та  $C$ . Інвертор живиться від джерела постійної напруги  $V_{dc}$ . Трансформатор  $T_1$  використовуються для погодження імпедансу навантаження та гальванічної розв'язки.

Використання модуляції щільності імпульсів для регулювання вихідного струму/напруги/потужності інвертора із резонансним контуром на виході дозволяє забезпечити перемикання транзисторів інвертора за нульової напруги (zero-voltage switching) та за струму близькому до нуля (quasi-zero-current switching), що дає змогу підвищити ККД перетворювача. А головним недоліком використання модуляції щільності імпульсів є коливання амплітуди вихідного струму інвертора.

Для зменшення коливань амплітуди вихідного струму інвертора доцільно за щільності імпульсів від 0.5 до 1 регулювати вихідний струм інвертора за рахунок комбінування циклів інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування мостової частини топології інвертора, з циклами

інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової частини топології інвертора, а за щільності імпульсів від 0 до 0.5 – комбінуванням циклів інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової топології інвертора, з циклами інтервалу вільних коливань, який отримано за функціонування мостової топології інвертора. Однак, в такому випадку на інтервалі нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової частини топології інвертора, через конденсатори протікають різні струми, що за щільності імпульсів від 0.5 до 1 призводить до збільшення напруги на одному та зменшенні на іншому, а за щільності імпульсів від 0 до 0.5 – навпаки, до зменшення на одному та збільшенні на іншому. Як результат на конденсаторах  $C_1$ - $C_2$  виникає дисбаланс напруги, який призводить до появи струму підмагнічування в трансформаторі  $T_1$ , що в свою чергу призводить до його намагнічування та подальшого виходу із ладу інвертора.

Для уникнення дисбалансу напруги доцільним є встановлювати кількість циклів інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової топології інвертора, кратну півперіоду вихідної напруги інвертора, але не кратну періоду вихідної напруги інвертора. Тобто кількість циклів інтервалу нагнітання має відповідати числу кратному 0.5 із непарним множником (0.5, 1.5, 2.5, 3.5..., що відповідає  $0.5 \times (2k+1)$ , де  $k$  – натуральне число включно з 0). До того ж, за необхідності зміни послідовності модуляції щільності імпульсів, то ця зміна відбувається лише після кожного другого періоду модуляції. За таких умов, дисбаланс який виник за один період модуляції буде скомпенсований на другому. Відповідно, транзисторний перетворювач на основі інвертора із розширеною топологією не потребує додаткових схемних рішень для вирішення проблеми дисбалансу напруги.

Для підтвердження ефективності способу, який заявляється, у вирішенні проблеми дисбалансу напруги:

1. На фіг. 2 показані форми струму  $i_o$  та напруги  $u_o$  на виході інвертора, а також форми напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  ( $u_{C1}$  та  $u_{C2}$ ) за використання способу керування інвертором напруги із комбінованою топологією описаного в [5] (найбільш близький за технічною суттю аналог до способу, який заявляється), за щільності імпульсів більше 0.5, без використання схеми для балансування напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ . Відповідно, з форм  $u_{C1}$  та  $u_{C2}$  видно наявність дисбалансу напруги, який поглиблюється в процесі роботи інвертора.

2. На фіг. 3 показані форми струму  $i_o$  та напруги  $u_o$  на виході інвертора, а також форми напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  ( $u_{C1}$  та  $u_{C2}$ ) за використання способу, який заявляється, за щільності імпульсів більше 0.5, без використання схеми для балансування напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ . Відповідно, з форм  $u_{C1}$  та  $u_{C2}$  видно, що в процесі роботи інвертора є лише невеликі коливання напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ .

3. На фіг. 3 показані форми струму  $i_o$  та напруги  $u_o$  на виході інвертора, а також форми напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  за використання способу керування інвертором напруги із комбінованою топологією описаного в [5] (найбільш близький за технічною суттю аналог до способу, який заявляється), за щільності імпульсів менше 0.5, без використання схеми для балансування напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ . Відповідно, з форм  $u_{C1}$  та  $u_{C2}$  видно наявність дисбалансу напруги, який поглиблюється в процесі роботи інвертора.

4. На фіг. 3 показані форми струму  $i_o$  та напруги  $u_o$  на виході інвертора, а також форми напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$  за використання способу, який заявляється, за щільності імпульсів менше 0.5, без використання схеми для балансування напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ . Відповідно, з форм  $u_{C1}$  та  $u_{C2}$  видно, що в процесі роботи інвертора є лише невеликі коливання напруги на конденсаторах  $C_1$  та  $C_2$ .

Спосіб, який заявляється, може бути легко реалізований багатьма засобами, зокрема за допомогою мікроконтролера. На фіг. 6 зображено структурну схему системи керування інвертором із комбінованою топологією. Ця схема реалізує необхідні послідовності керуючих імпульсів транзисторів, які формує мікроконтролер 1, а їх необхідні рівні та гальванічну розв'язку реалізують драйвери транзисторів 3 (формуються керуючі сигнали  $S_1$ - $S_6$ ). Між мікроконтролером 1 та блоком драйверів транзисторів 3 розташований блок логіки 2, який дає змогу швидко вимкнути всі транзистори незалежно від сформованих мікроконтролером 1 імпульсів керування. Сигнал з трансформатора струму 4 надходить до давача переходу струму через нуль 5 та до давача середнього за модулем струму 6. Окрім імпульсів керування транзисторів, мікроконтролер 1 формує один сигнал із певною затримкою, який разом із сигналом з давача переходу струму через нуль 5 надходять на D-тригер 7. В результаті на виході D-тригера формується рівень логічної "1" чи "0" залежно від того, фронт якого із двох його вхідних сигналів випереджає інший. Таким чином, керуючи затримкою сигналу з мікроконтролера, можна одержати певний фазовий зсув між струмом та напругою на виході інвертора. Це дає змогу забезпечити роботу інвертора на частоті дещо вище резонансної; тоді перемикання транзисторів відбувається при нульовій напрузі, що підвищує надійність інвертора. Мікроконтролер 1 залежно від вихідного сигналу завдання (який може бути заданим у аналоговому чи цифровому вигляді) формує сигнал завдання, який подається на операційний підсилювач 8. Останній порівнює сигнал завдання із сигналом з давача середнього за модулем струму 6 та формує сигнал похибки.

Залежно від цього сигналу мікроконтролер 1 формує певну послідовність керуючих імпульсів, яка відповідає щільності імпульсів, обернено пропорційній сигналу похибки. Для запуску та зупинки генерації керуючих імпульсів використовується сигнал "старт/стоп", який надходить на мікроконтролер 1.

Система керування може бути реалізована на базі мікроконтролера STM32G474RTC6, який має таймер високої роздільної здатності та здатний формувати 10 сигналів, які налаштовуються окремо. В свою чергу, для реалізації способу, який заявляється, необхідно сформувати шість керуючих сигналів та додатковий, який надходить до D-тригера. Відповідно, таймер високої роздільної здатності STM32G474RTC6 здатний сформувати всі необхідні сигнали.

Таким чином, у порівнянні із найближчим аналогом запропонований спосіб відрізняється наявністю нових ознак, а саме тим, що 1) кількість циклів інтервалу нагнітання, який отримано за функціонування напівмостової топології інвертора, кратна півперіоду вихідної напруги інвертора, але не кратна періоду вихідної напруги інвертора. Тобто кількості циклів інтервалу нагнітання відповідають числа кратні 0.5 із непарним множником (0.5, 1.5, 2.5, 3.5..., тобто числа отримані як  $0.5 \times (2k+1)$ , де  $k$  – натуральне число включно з 0); 2) за зміни послідовності модуляції щільності імпульсів, ця зміна відбувається лише після кожного другого періоду модуляції. Нові ознаки, які має запропонований спосіб керування, дозволяють усунути дисбаланс напруги на конденсаторах інвертора із розширеною топологією без використання додаткових схемних рішень, та, як результат цього, досягти підвищення надійності перетворювача.

Джерела інформації:

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. V. Esteve et al., "Enhanced Pulse-Density-Modulated Power Control for High-Frequency Induction Heating Inverters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 11, pp. 6905–6914, Nov. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2436352.

4. X. Sheng, L. Shi, and M. Fan, "An Improved Pulse Density Modulation of High-Frequency Inverter in ICPT System," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 9, pp. 8017–8027, Sept. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3013782.

5. Патент України UA128245C2 "Транзисторний перетворювач для індукційного нагрівального обладнання та спосіб керування ним", 15.05.2024.

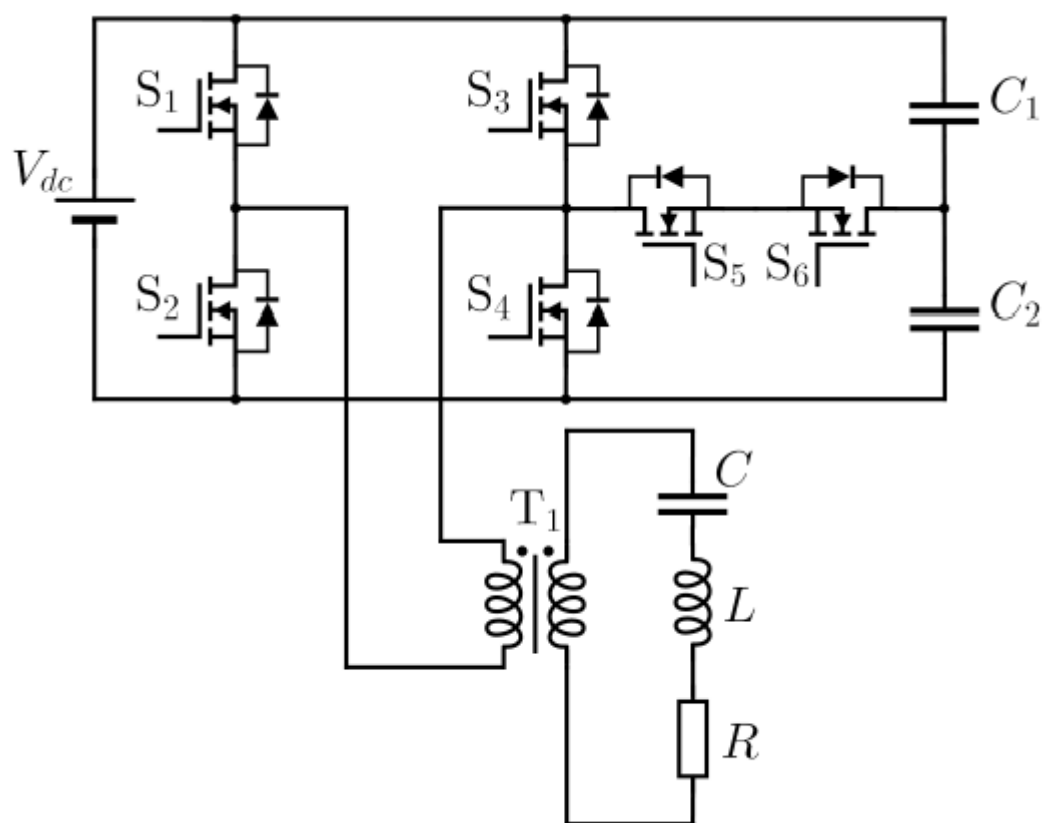


Fig. 1

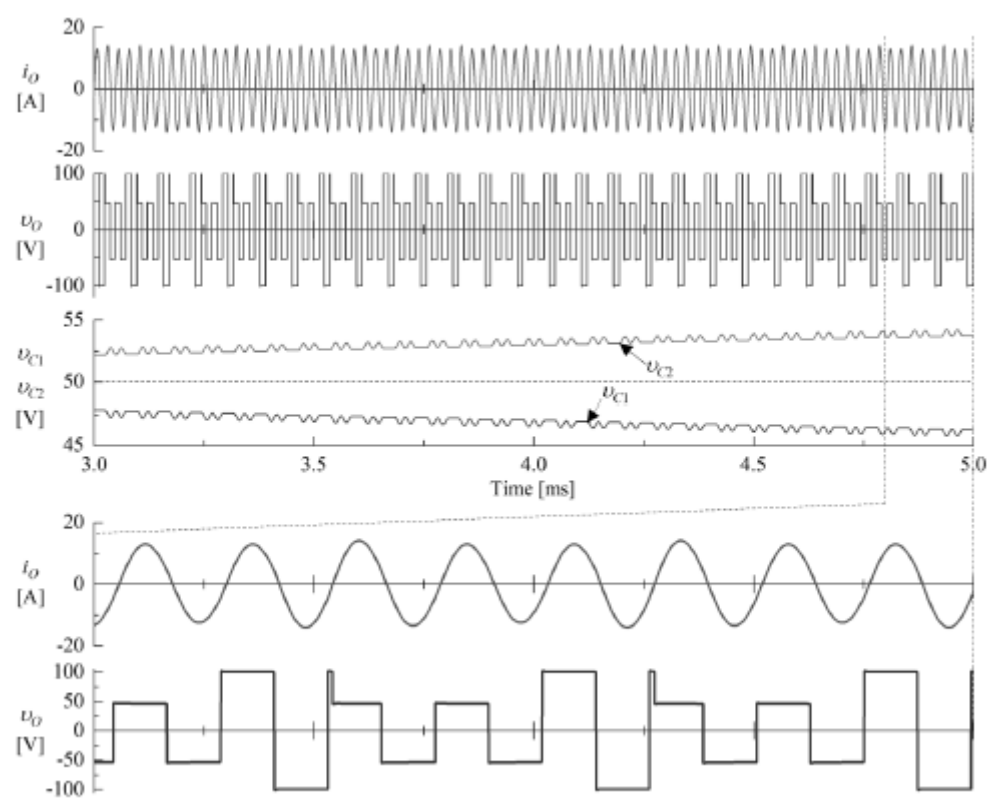


Fig. 2

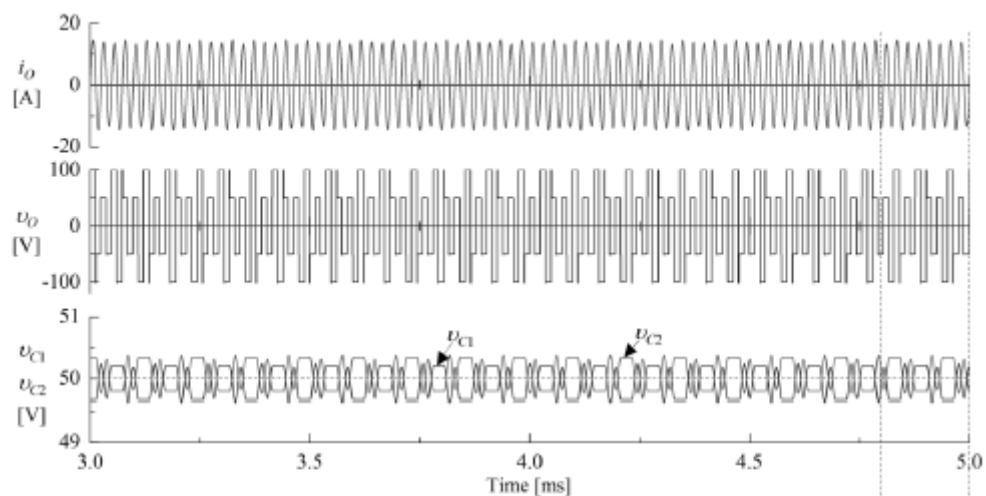


Fig. 3

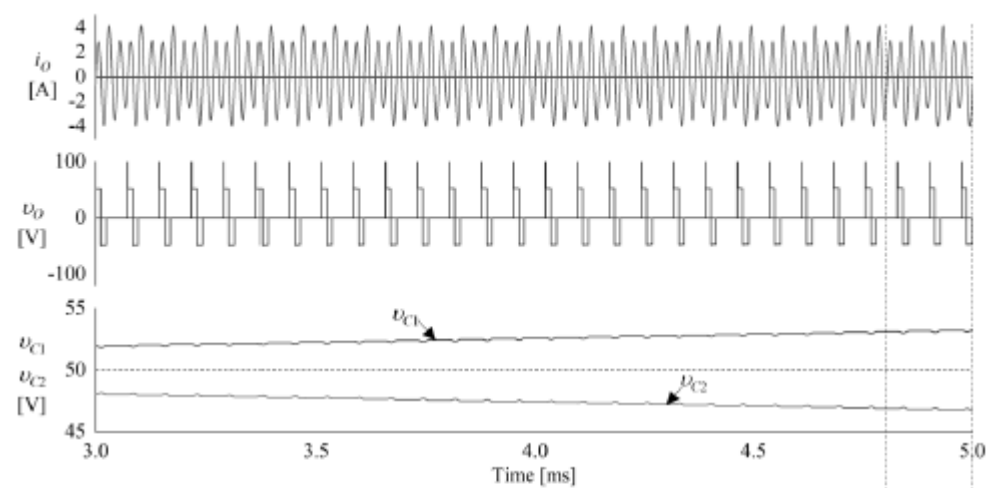


Fig. 4

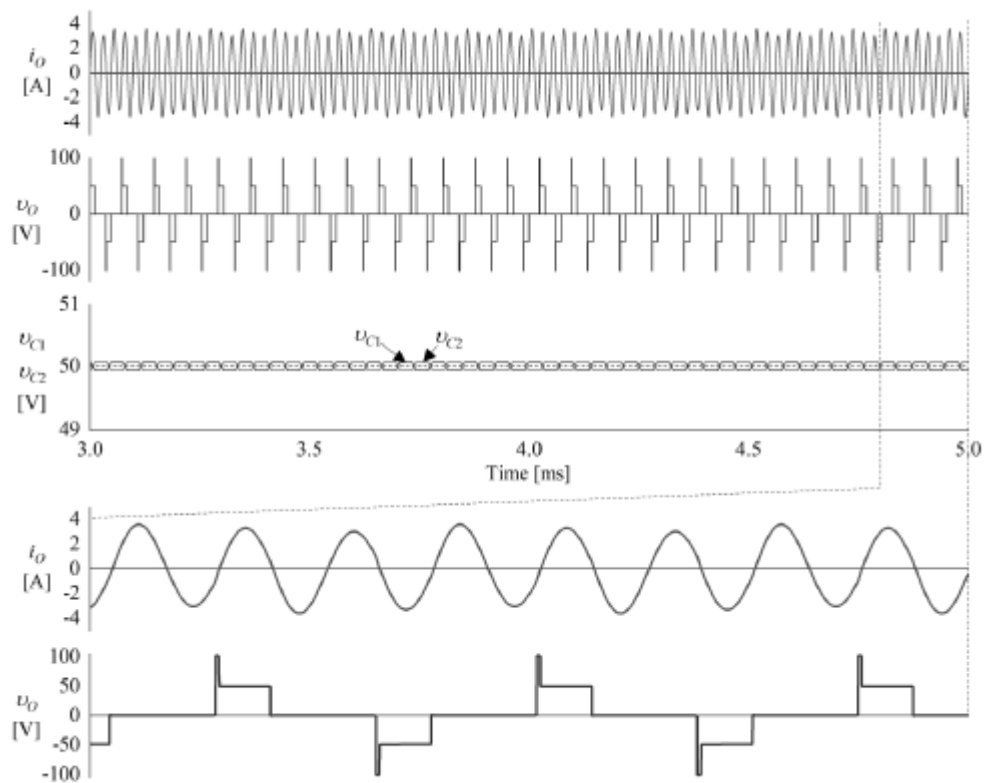


Fig. 5

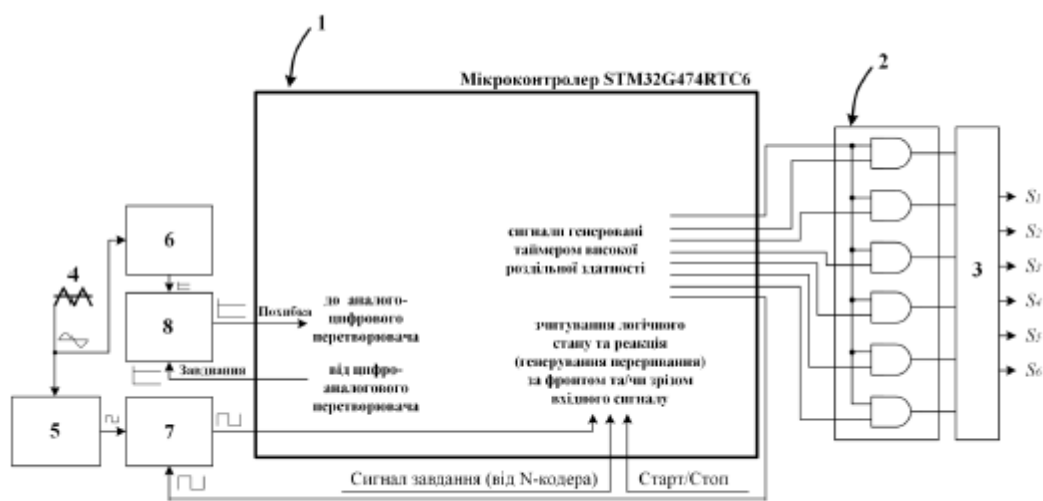


Fig. 6