

УДОСКОНАЛЕННЯ СТРУКТУРИ КОНТУРА РЕГУЛЮВАННЯ СТРУМУ  
З ВИКОРИСТАННЯМ ШІМ ДЛЯ МЕРЕЖЕВОГО ІНВЕРТОРА  
КОМБІНОВАНОЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

О.О. Шавьолкін, докт.техн.наук

Київський національний університет технологій та дизайну,

вул. Немировича-Данченко, 2, Київ, 01011, Україна.

E-mail: [shavolkin@gmail.com](mailto:shavolkin@gmail.com)

На основі аналізу принципу формування струму однофазного мостового мережевого інвертора комбінованої системи електроживлення з суміщенням функції активного фільтра визначено можливості удосконалення структури контура регулювання вихідного струму з ШІМ шляхом зменшення похибки при формуванні вихідного струму для поліпшення гармонійного складу струму мережі за наявності нелінійного навантаження. Отримано залежності для амплітуди пульсацій струму і похибки відпрацювання задання за основною гармонікою відповідно до напруги на вході інвертора, частоти модуляції та індуктивності реактора. Встановлено, що похибка за гармонійного характеру зміни похідної задання струму постійна і визначається першою гармонікою напруги мережі. Обґрунтовано необхідність статичної компенсації похибки за основною гармонікою струму і динамічну компенсацію спотворення форми струму у разі нелінійного навантаження. Удосконалено структуру системи керування шляхом введення компенсуючих ланок. Наведено результати моделювання системи «мережа–інвертор–навантаження». Бібл. 11, рис. 6.

**Ключові слова:** комбінована система електроживлення, однофазний мостовий мережевий інвертор, ШІМ, контур регулювання струму, компенсація похибки струму, коефіцієнт гармонік, моделювання.

**Постановка проблеми.** Останнім часом підвищення ефективності використання перетворювальних агрегатів (ПА) комбінованих систем електроживлення (КСЕ) локальних об'єктів із поновлювальними джерелами електроенергії (ПДЕ), які працюють паралельно з централізованою мережею змінного струму (ЦМ), пов'язують з їхнім цілодобовим використанням [1–8] для підтримання близького до одиниці коефіцієнта потужності у точці підключення до ЦМ. За цього маємо багатфункціональний мережевий інвертор, що суміщає функцію силового активного фільтра (САФ), а у разі відсутності генерації енергії ПДЕ використовується як САФ, компенсуючи вплив на ЦМ власного навантаження локального об'єкта. Це дає змогу зменшити втрати енергії та покращити якість напруги в ЦМ. У разі нелінійного навантаження локального об'єкта струм мережевого автономного інвертора напруги (АІН) є несинусоїдальним. При цьому навіть незначні похибки відпрацювання струму АІН призводять до суттєвого спотворення форми струму  $i_l$ , що формується у точці підключення ПА до ЦМ. Це за відносно малих значень струму  $i_l$  ускладнює забезпечення його гармонійного складу на рівні стандартів МЕК для розподілених джерел [10] і генерувальних установок [9], де значення THD (TDD) обмежується значенням 5%.

**Аналіз попередніх досліджень.** Реалізація функції САФ, зазвичай, передбачає використання мережевого АІН у режимі джерела струму, що досягається в системі керування струмом, яка замкнена за відхиленням вихідного струму АІН  $i_C$  від заданого значення  $i_C^*$ . У даному випадку зовнішній регулятор згідно з потужністю, що генерується, ПДЕ і потужністю навантаження визначає завдання струму мережі  $I_{lm}^*$  (активної складової). Надалі з урахуванням струму навантаження  $i_H$  формується задання миттєвого значення струму АІН. У разі реалізації контура регулювання струму (КРС) використовують релейне регулювання струму (РРС) [1, 2, 6], більш розповсюджені рішення з використанням ШІМ [1, 3, 5–8], за якої частота модуляції є постійною. Розбудова КРС з використанням ШІМ достатньо різноманітна, спільним лише є блок ШІМ модуляції. Так, у [5] відхилення струму ( $\Delta i_C = i_C^* - i_C$ ) подається до блока ШІМ через пропорційно-інтегральний (ПІ) регулятор струму; в [1] наведені варіанти, де до вихідної напруги регулятора струму додається напруга, пропорційна вихідній напрузі АІН, або до виходу регулятора струму через відповідні елементи додаються напруги, пропорційні  $i_C^*$ ,  $i_C$  та напрузі мережі  $u_l$ . У [1] також наведено рішення, де  $\Delta i_C$  подається на вхід блока ШІМ безпосередньо. У [8] показана можливість компенсації похибки струму за основною гармонікою без використання регуляторів у прямому каналі КРС, але не враховується значення постійної напруги на вході АІН, принципи реалізації здебільшого декларуються та відсутні залежності, необхідні для його реалізації. Порівняно з генерувальними АІН [11], в яких формується синусоїдальний струм з THD < 3.5% і

похибка за основною гармонікою компенсується зовнішнім регулятором, у КСЕ з нелінійним навантаженням струм мережевого АІН несинусоїдальний. Наявність похибки відпрацювання задання струму КРС призводить до спотворення струму, що формується в мережі, про що свідчать осцилограми, наведені в [4]. Похибка обумовлює наявність у струмі вищих гармонік низького порядку (3-ї, 5-ї, ...). Це ускладнює питання забезпечення відповідності гармонійного складу струму стандартам МЕК [9, 10]. Певного покращення показників можна досягнути підвищенням частоти модуляції. Так, у [3] з використанням у КРС ПІ-регулятора за частоти ШІМ 20 кГц значення TDH для струму мережі становить 4.8% за амплітуди струму  $I_{1m}=10$  А (амплітуда струму АІН 20 А, нелінійного навантаження 9 А). Проте можливості підвищення частоти модуляції обмежені, оскільки це призведе до збільшення втрат потужності в ключах АІН і зниження його ККД. Отже, питання щодо реалізації КРС мережевих АІН згідно з відхиленням струму вивчено недостатньо і потребує додаткового дослідження. У такому разі перспективним є удосконалення принципів компенсації похибки.

**Мета роботи.** Удосконалення структури контура регулювання струму мережевого інвертора з ШІМ шляхом зменшення похибки у разі формування вихідного струму для поліпшення гармонійного складу струму мережі у всьому діапазоні його значень за наявності нелінійного навантаження.

Завдання, що мають бути вирішеними:

- дослідження механізму реалізації ШІМ у системі регулювання вихідного струму за відхиленням його миттєвого значення від заданого значення при паралельній роботі з мережею і нелінійним навантаженням;
- вдосконалення принципів компенсації похибки формування струму і розробка відповідної структури системи керування;
- розробка математичної моделі для перевірки отриманих рішень.

**Основні матеріали досліджень.** Як типовий варіант розглянемо однофазний мостовий мережевий АІН (рис. 1) із вихідним реактором і ємнісним фільтром ( $C_\phi$  з незначним  $R_\phi$ ) у точці підключення до мережі змінного струму з

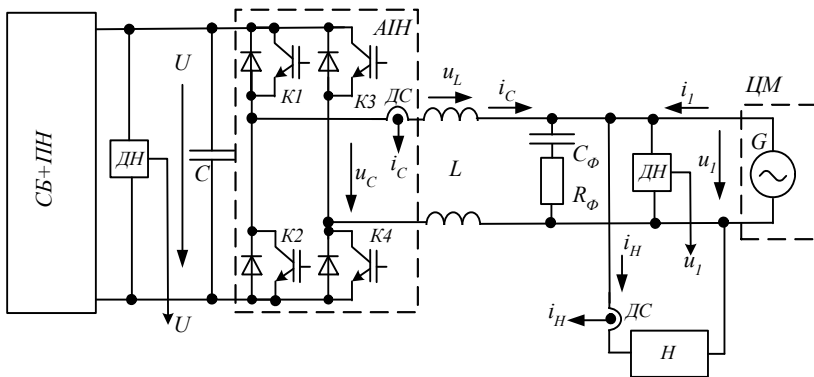


Рис. 1

напругою  $u_l=U_{1m}\sin\omega t$  і навантаженням (Н). У вхідному колі ПА використовується блок сонячної батареї СБ із перетворювачем напруги (ПН). Для вимірювання напруги і струмів передбачаються датчики напруги (ДН) і струму (ДС). Робота АІН паралельно з мережею в режимі джерела струму передбачає підвищення напруги в ланці постійного струму  $U=aU_{1m}$  ( $a>1$ ) [8]. Швидкість змінювання вихідного струму АІН  $i_c$  повинна перевищувати максимальне значення відносно задання струму  $di^*/dt$ .

У разі синусоїдального струму максимальне значення  $(di^*/dt)_{MAX}=\omega I_{CmMAX}$  ( $\omega=2\pi f$  – кутова частота,  $f=50$  Гц,  $I_{CmMAX}$  – амплітуда для максимального значення струму АІН). Виходячи зі значення напруги на вихідному реакторі  $u_L = u_c - u_l$  ( $u_c$  – напруга АІН), яке визначає  $di_c/dt$ . Найменше значення  $u_L$  відповідає випадку, коли  $u_l=U_{1m}$ , тоді  $U_L = U - U_{1m} = L\omega I_{CmMAX}$ . Звідси

$$a = 1 + \frac{L \cdot \omega \cdot I_{CmMAX}}{U_{1m}}.$$

При суміщенні АІН функції САФ і роботі на нелінійне навантаження форма його струму спотворюється за стрибкоподібної зміни  $di_c/dt$ , і значення  $a$  визначатиме можливість відпрацювання максимального значення  $(di_c/dt)_{MAX}$  без похибки.

Розглянемо загальні принципи формування миттєвого значення вихідного струму мережевого інвертора  $i_c$  у системі, замкненій за відхиленням струму  $\Delta i_c$ , з використанням біполярної ШІМ, коли вихідна напруга АІН може набувати значення  $u_c = +U, -U$ . За цього  $\Delta i_c$  порівнюється за рівнем із модулюючою напругою  $u_{TP}$  трикутної форми, яка симетрична відносно нуля (рис. 2 – формування струму у разі біполярної ШІМ за  $u_l=0$  (а), за  $u_l=-U_{1m}$  (б)). Біполярна ШІМ використовується у випадку з'єднання корпусів сонячних панелей із землею і передбачає наявність реакторів в обох виводах АІН.

Якщо  $\Delta i_C \geq u_{TP}$ , то вмикаються ключі К1, К4 і  $u_C = U$ , якщо ні, – то ключі К2, К3 і  $u_C = -U$ . Напряга на реакторі для інтервалу, коли вихідна напряга АІН дорівнює  $+U$  і струм  $i_C$  зростає (початкове відхилення  $\Delta i_C$  є позитивним ( $i^*_C > i_C$ ) і зменшується до нуля, а потім стає негативним ( $i^*_C < i_C$ )) (рис. 2, а):

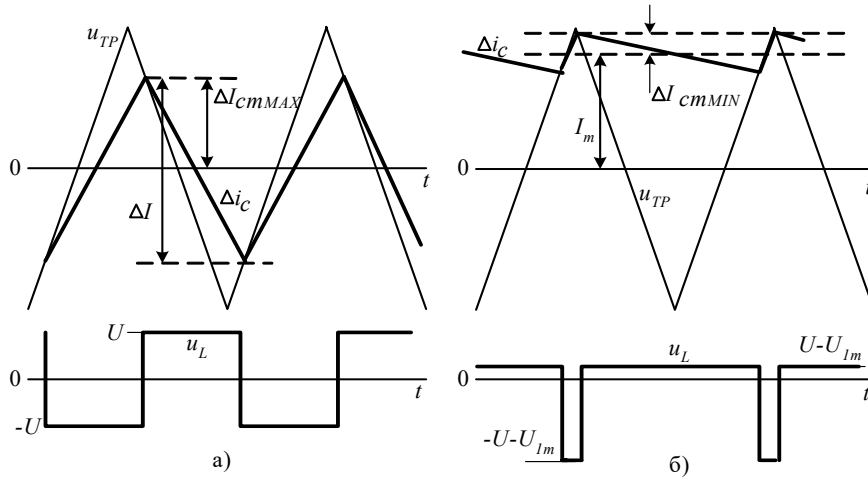


Рис. 2

$u_L = U - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$ . Для інтервалу, коли вихідна напряга дорівнює  $-U$  і струм спадає (відхилення  $\Delta i_C$  зростає до нуля, а потім стає позитивним),  $u_L = -U - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$ . Оскільки частота модуляції достатньо велика, можна вважати, що на інтервалі модуляції напряга мережі та завдання струму незмінні.

Отже, струм коливається відносно заданого значення і змінюється за лінійним законом, швидкість його змінювання залежить від значення напруги мережі  $u_1$  і  $u_C$ . Амплітуда пульсацій струму  $\Delta I_{Cm}$  визначається коефіцієнтом заповнення імпульсів напруги АІН  $\gamma = t_{вмк}/T$  ( $t_{вмк}$  – час вмикання ключа,  $T = 1/f_M$  – період модуляції,  $f_M$  – частота модуляції) і не залежить від значення струму. У разі  $u_1 = 0$  швидкість зростання та спадання струму однакова і за  $\gamma = 0.5$ , коли середнє значення вихідної напруги АІН  $u_C$  дорівнює нулю, амплітуда пульсацій струму є максимальною  $\Delta I_{CmMAX}$  (рис. 2, а). При цьому середнє значення відхилення струму за період модуляції  $\Delta i_{CCP}(t) = 0$ . Із зростанням напруги  $u_1$  швидкості зростання і спадання струму різні, що у разі  $\gamma > 0.5$  призводить до зменшення амплітуди пульсацій струму і збільшенню  $|\Delta i_{CCP}(t)| > 0$ . Тобто середнє значення  $|\Delta i_{CCP}(t)|$  поступово зростає. На рис. 2, б показано випадок, коли  $u_1 \rightarrow -U_{1m}$  і  $\gamma \rightarrow 1$ , аналогічно маємо для  $u_1 \rightarrow U_{1m}$  і  $\gamma \rightarrow 0$ . Значення  $\gamma$ , що відповідає точці максимуму  $|\Delta i_{CCP}(t)|$ , знайдемо за умови, коли  $\int_0^T u_L dt = 0$  ( $T$  – період модуляції) або

$$U_{1m}(a-1)\gamma + U_{1m}(-a-1)(1-\gamma) = 0. \text{ Звідки максимальне значення } \gamma \quad (1)$$

$$\gamma_{MAX} = (a+1)/2a.$$

Таким чином, маємо похибку струму  $\Delta i_{CCP}(t)$  з амплітудою  $I_m$  за основною гармонікою струму і значення амплітуди вихідного струму інвертора є меншим заданого значення. Фаза похибки визначається фазою напруги мережі.

Значення частоти модуляції  $f_M$  визначимо відповідно до випадку на рис. 2, а. Період модуляції  $T = \frac{1}{f_M} = 2\Delta I \cdot L \frac{1}{U} = 4\Delta I_{CmMAX} \cdot L \frac{1}{U}$ . Звідки

$$\Delta I_{CmMAX} \geq \frac{aU_{1m}}{4 \cdot f_M \cdot L}. \quad (2)$$

Мінімальне значення амплітуди пульсацій (рис. 2, б)

$$\Delta I_{CmMIN} = \frac{\gamma(a-1)U_{1m}}{2Lf_M}. \quad (3)$$

Разом із тим слід враховувати наступне обмеження стосовно співвідношення швидкості змі-

нювання струму і трикутної напруги  $\frac{du_{TP}}{dt} \geq \frac{di_C}{dt}$ . Значення  $\frac{du_{TP}}{dt} = 4u_{TPm} \cdot f_M$ , максимальне значення  $\frac{di_C}{dt}$  має місце, коли  $u_L = -U - U_{1m} = -U_{1m}(a+1)$  і становить  $\frac{di_C}{dt} = \frac{U_{1m}(a+1)}{L}$ . Отже  $\frac{du_{TP}}{dt} = 4u_{TPm} \cdot f_M \geq \frac{U_{1m}(a+1)}{L}$ , звідки значення частоти модуляції

$$f_M \geq \frac{U_{1m}(a+1)}{4u_{TPm} \cdot L}. \quad (4)$$

Граничним є режим, коли амплітуда похибки струму  $I_m$  наближається до амплітуди модулюючої напруги  $u_{TPm}$  і  $\Delta I_{CmMIN}=0$  за  $a=1$ . У загальному випадку необхідно виконання умови

$$I_m + \Delta I_{CmMIN} \leq u_{TPm}, \quad (5)$$

інакше виникають додаткові (зайві) перемикання ключів інвертора.

Амплітуду модулюючої напруги можна визначити згідно з (4), тоді амплітуда основної гармоніки похибки струму – відповідно (3) і (5)

$$I_m \leq \frac{(a+1)U_{1m}}{a4Lf_M} \quad (6)$$

або

$$I_m \leq \frac{u_{TPm}}{a}. \quad (7)$$

Максимальне і мінімальне значення амплітуди пульсацій струму

$$\Delta I_{CmMAX} \leq \frac{a}{(a+1)}u_{TPm}, \quad \Delta I_{CmMIN} = \frac{(a-1)}{a}u_{TPm}. \quad (8)$$

Відносне значення амплітуди пульсацій струму до амплітуди  $I_{CmMAX}$

$$c = \frac{\Delta I_{CmMAX}}{I_{CmMAX}}. \quad (9)$$

Індуктивність реактора АІН, виходячи з відносного значення падіння напруги (за першою гармонікою) для максимального струму АІН  $I_{CmMAX}$  (діюче значення)  $b = \frac{U_L}{U_1} = \frac{\omega L \cdot I_{CmMAX}}{U_1}$  ( $U_1$  – діюче значення напруги мережі), визначимо як

$$L = \frac{bU_{1m}}{\omega\sqrt{2}I_{CmMAX}}. \quad (10)$$

Відповідно до (2), (9), (10) частота модуляції

$$f_M \geq \frac{a\omega}{4bc}. \quad (11)$$

Отже, наприклад, за  $a=1.3$  значення  $I_m=0.77u_{TPm}$ ,  $\Delta I_{CmMAX}=0.565u_{TPm}$ ,  $\Delta I_{CmMIN}=0.23u_{TPm}$ . Якщо прийняти максимальне значення вихідного струму АІН  $I_{CmMAX}=25$  А ( $I_{CmMAX}=35.35$  А),  $b=0.15$ ,  $c=0.05$ , частоту модуляції згідно з (11)  $f_M=13600$  Гц, то  $\Delta I_{CmMAX}=1.77$  А. За цього амплітуда похибки

$I_m = \frac{(a+1)}{a^2} \Delta I_{CmMAX} = 2.41$  А. Отримані значення щодо пульсацій і похибки струму мають місце за

будь-яких значень вихідного струму АІН, якщо його похідна змінюється за гармонійним законом.

При однополярній модуляції «класичним» є принцип керування з використанням порівняння за рівнем напруги задання  $u_{3\Delta L}$  із модулюючою напругою трикутної форми, що є симетричною відносно нуля. Якщо  $u_{3\Delta L} \geq u_{TP}$ , то вмикається ключ К1 першого плеча АІН, якщо  $u_{3\Delta L} < u_{TP}$ , вмикається ключ К2. Для другого плеча моста (ключі К3, К4) використовується інверсія напруги задання ( $-u_{3\Delta L}$ ). Це забезпечує формування імпульсів вихідної напруги з подвоєнням еквівалентної частоти відносно частоти модулюючої напруги і зменшенням частоти перемикання ключів схеми АІН. Той самий результат можна отримати за однакового задання, якщо для другого плеча АІН використовувати інверсню модулюючу напругу (зсув за фазою на  $180^\circ$ ). Тоді перемикання ключів першого плеча здійснюється за умовою  $u_{3\Delta L} \geq u_{TP}$ , а другого – за умовою  $u_{3\Delta L} \leq u_{TP}$ . Цей підхід розглядається надалі (рис. 3 – формування струму у разі однополярної ШІМ: за  $u_I=0$ ,  $\gamma \rightarrow 0$  (а); за  $\gamma=0.5$  (б);  $\gamma_{MAX}$ ,  $u_I=U_{1m}$  (в)).

За таких умов у разі формування позитивної напівхвилі напруги АІН використовується два значення напруги  $U$  і  $0$  (для негативної напівхвилі  $-U$  і  $0$ ), відповідно напруга на реакторі набуває зна-

чень  $u_L = U - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$  та  $u_L = 0 - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$ . У результаті маємо:

- за напруги  $u_1 \rightarrow 0$  значення  $\gamma \rightarrow 0$ , відповідно амплітуда пульсацій струму  $\Delta I_{Cm} \rightarrow 0$  (рис. 3, а);
- значенню  $\gamma = 0.5$ , коли амплітуда пульсацій струму є максимальною, відповідає умова

$$aU_{1m} - U_{1m} \sin \omega t = |-U_{1m} \sin \omega t| \text{ або } \sin \omega t = \frac{a}{2}, \text{ інакше } \frac{a}{2}U_{1m} = |- \frac{a}{2}U_{1m}|. \text{ Звідси}$$

$$\Delta I_{Cm} = \Delta I_{CmMAX} = \frac{aU_{1m}}{16Lf_M};$$

- за напруги  $u_1 = U_{1m}$  значення  $\gamma$  є максимальним, його можна знайти згідно з умовою, що

$$\int_0^T u_L dt = 0 \text{ (} T \text{— період модуляції)} \text{ або } U_{1m}(a-1)\gamma + U_{1m}(0-1)(1-\gamma) = 0.$$

$$\text{Відповідно } \gamma_{MAX} = \frac{1}{a} \text{ та } \Delta I_{CmMIN} = \frac{\gamma(a-1)U_{1m}}{4Lf_M}.$$

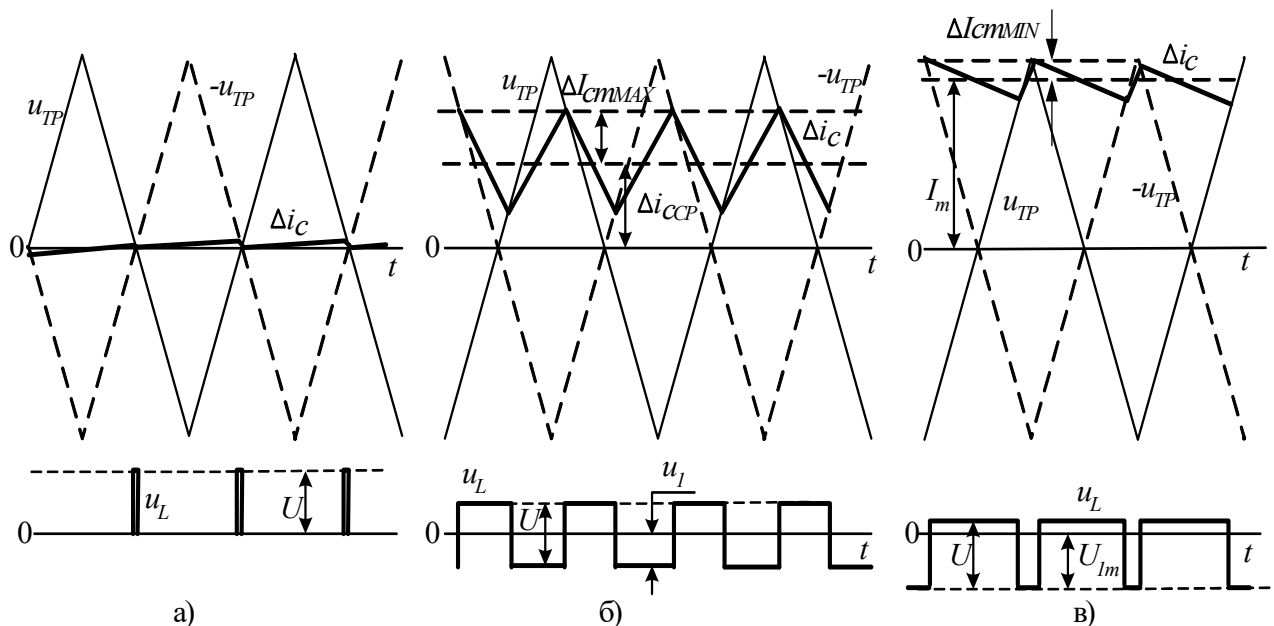


Рис. 3

З урахуванням обмеження стосовно співвідношення швидкості змінювання струму і трикутної напруги  $\frac{du_{TP}}{dt} \geq \frac{di_C}{dt}$  значення частоти модуляції  $f_M \geq \frac{U_{1m}}{4u_{TPm} \cdot L}$ .

Амплітуда основної гармоніки похибки струму  $I_m \leq \frac{U_{1m}}{a4Lf_M}$  або  $I_m \leq \frac{u_{TPm}}{a}$ . Максимальна та

мінімальна амплітуди пульсацій струму  $\Delta I_{CmMAX} \leq \frac{a}{4}u_{TPm}$ ,  $\Delta I_{CmMIN} = \frac{(a-1)}{a}u_{TPm}$ . Частота модуляції

$f_M \geq \frac{a\omega}{16bc}$ . При  $a=1.3$  значення  $I_m=0.77u_{TPm}$ ,  $\Delta I_{CmMAX}=0.325u_{TPm}$ ,  $\Delta I_{CmMIN}=0.23u_{TPm}$ . Для  $I_{CmMAX}=25$  А

( $I_{CmMAX}=35.35$  А),  $b=0.15$ ,  $c=0.05$ ,  $f_M=3400$  Гц,  $\Delta I_{CmMAX}=1.77$  А,  $I_m = \frac{4}{a^2} \Delta I_{CmMAX} = 4.19$  А.

Отже, при відпрацьовуванні мережевим АІН (у режимі роботи паралельно з мережею) гармонійного сигналу задання струму однієї частоти або суми гармонік маємо статичну похибку з частотою напруги мережі, фаза якої визначається фазою напруги  $u_1$ , а амплітуда  $I_m$ . З цих умов коефіцієнт



АІН:  $I_{C_{MAX}}=25$  А, реактор з  $R=0.01$  Ом та  $L=0.0042$  Гн,  $f_M=6800$  Гц,  $U=405$  В ( $a=1.3$ ). Динамічна компенсація здійснювалася за умови  $di_{C3AD}/dt=3\omega I_{C_{MAX}}$ .

За максимальної потужності 5.5 кВт у разі комбінованого  $RL$  навантаження з випрямлячем (з вихідним ємнісним фільтром і навантаженням  $P_H=900$  Вт) із загальною активною потужністю навантаження  $P_H=2.7$  кВт з  $\cos\varphi_{(1)}=0.89$  та генерації енергії в ЦМ при амплітуді струму мережі  $I_{Im}=18$  А за відсутності ДК значення  $THDi_1=1.51\%$ . Із зменшенням потужності, що генерується, і того самого навантаження припустиме значення  $THDi_1=3.8\%$  має місце за значення струму  $I_{Im}=7$  А. У разі використання ДК за тих самих умов при  $I_{Im}=18$  А значення  $THDi_1=0.48\%$ , при  $I_{Im}=3$  А значення  $THDi_1=3.2\%$ .

Осцилограми напруги мережі  $u_1$  та АІН  $u_C$ , струмів мережі  $i_1$ , АІН  $i_C$  і навантаження  $i_H$  при  $I_{Im}=3$  А за відсутності та наявності ДК наведені відповідно на рис. 5, а ( $THDi_1=9.15\%$ ) і рис. 5, б ( $THDi_1=3.2\%$ ). Аналогічні осцилограми за комбінованого  $RL$  навантаження з двома випрямлячами, один з яких працює на  $RL$  навантаження, а другий з ємнісним фільтром, показані на рис. 6. а. За таких умов  $I_{Im}=3$  А,  $THDi_1=3.26\%$ . На рис. 6, б представлено осцилограми для випадку лише з нелінійним навантаженням, у даному випадку  $I_{H(1)}=19.6$  А,  $I_{Im}=3$  А,  $THDi_1=3.06\%$ . У разі використання ДК за всіх значень струму ЦМ значення  $THD$  для напруги мережі  $u_1$  не перевищує 1%.

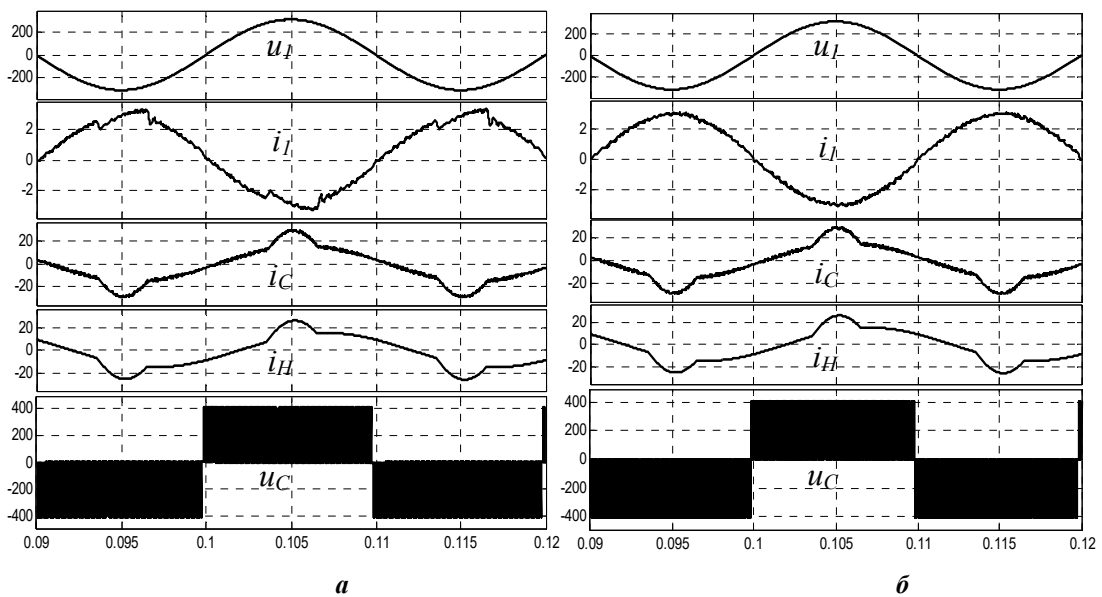


Рис. 5

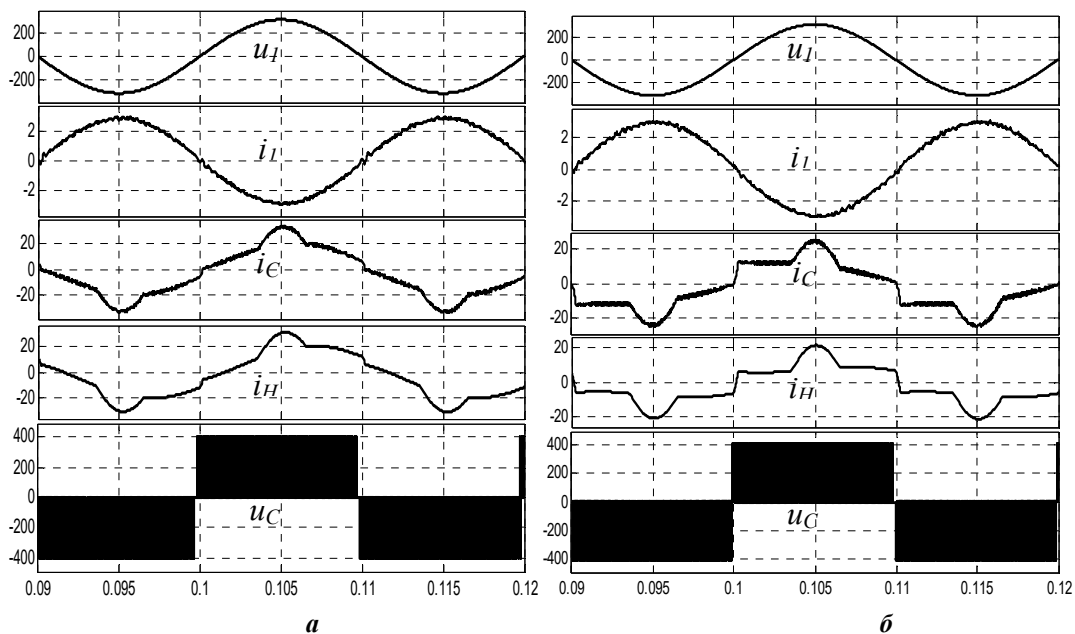


Рис. 6



## Висновки.

Отримано залежності для визначення амплітуди пульсацій вихідного струму інвертора і похибки за основною гармонікою відповідно до напруги в ланці постійного струму інвертора, частоти модуляції та індуктивності вихідного реактора. Отримано співвідношення між напругою в ланці постійного струму АІН, індуктивністю реактора, напругою мережі, максимальним значенням струму і частотою ШІМ за паралельної роботи з мережею та нелінійним навантаженням у разі забезпечення близького до одиниці коефіцієнта потужності в точці підключення до мережі. Встановлено, що похибка відпрацьовування завдання струму за умови гармонійного характеру його похідної не залежить від значення струму, її фаза і частота визначається напругою мережі. Це дало змогу обґрунтувати статичну компенсацію похибки за основною гармонікою струму з використанням у каналі відхилення струму на вході блока ШІМ пропорційної ланки для узгодження масштабів при зсуві за рівнем модулюючої напруги згідно з першою гармонікою напруги мережі. Запропоновано динамічну компенсацію спотворення форми струму за нелінійного навантаження, яка здійснюється у каналі задання струму АІН. Удосконалено структуру системи керування з контуром регулювання миттєвого значення струму АІН через введення компенсуючих ланок, що дає змогу за однополярної ШІМ із частотою модуляції 6800 Гц забезпечити похибку за першою гармонікою струму  $i_1$  у точці підключення до мережі до 2% та  $\text{THD}i_1 \leq 4\%$  у діапазоні значень (1–0.085) від максимального струму АІН. Подальшим напрямком роботи є удосконалення математичної моделі для дослідження роботи ПА з урахуванням дискретності роботи цифрової системи керування для уточнення вимог щодо її елементів і оцінки реальних показників, а на цій підставі – виготовлення експериментального зразка.

1. Zheng Zeng, Huan Yang, Rongxiang Zhao, Chong Cheng. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 24 (2013). Pp. 223–270. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.03.033>.
2. Joaquín Vaquero, Nimrod Vázquez, Ivan Soriano, Jeziel Vázquez. Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filtering Functionality. *Hindawi Publishing Corporation International Journal of Photoenergy*. Vol. 2018. Article ID 2140797. 9 p. DOI: <https://doi.org/10.1155/2018/2140797>
3. S.A.O. da Silva, L.P. Sampaio, and L.B.G. Campanhol. Single-phase grid-tied photovoltaic system with boost converter and active filtering. 2014 IEEE 23rd International Symposium on *Industrial Electronics (ISIE)*. Istanbul, Turkey, June 2014. Pp. 2502–2507. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2014.6865013>
4. Denizar C. Martins, Kleber C.A. de Souza. A Single-Phase Grid-Connected PV System With Active Power Filter. *International journal of circuits, systems and signal processing*. 2008. Issue 1. Vol. 2. Pp. 50–55.
5. Vigneysh T., Kumarappan N. Grid interconnection of renewable energy sources using multifunctional grid-interactive converters: A fuzzy logic based approach. *Electric Power Systems Research* 151. 2017. Pp. 359–368. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.06.010>.
6. Huifeng Mao, Xu Yang, Zenglu Chen, Zhaoan Wang. A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters. *IEEE transactions on power electronics*. 2012. Vol. 27. No 7. Pp. 3330–3339. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2181419>.
7. Shavelkin A., Shvedchikova I. Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 92–95. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2018.05.092>.
8. Shavelkin A.A. Structures of single-phase converter units for combined power supply systems with photovoltaic solar batteries. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 2. Pp. 39–46 (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2018.02.039>.
9. IEEE Std 519-1992 Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. URL: <http://www.ieee.org> (accessed 15.11.2018)
10. 1547-2018. IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. Date of Publication: 6 April 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2018.8332112>.
11. Brochure. ABB solar inverters. URL: [www.abb.com/solarinverters](http://www.abb.com/solarinverters) (accessed 15.11.2018).



## СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СТРУКТУРЫ КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИМ ДЛЯ СЕТЕВОГО ИНВЕРТОРА КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

А.А. Шавёлкин, докт.техн.наук

Киевский национальный университет технологий и дизайна,

ул. Немировича-Данченко, 2, Киев, 01011, Украина.

E-mail: [shavolkin@gmail.com](mailto:shavolkin@gmail.com)

*На основе анализа принципа формирования тока однофазного мостового сетевого инвертора комбинированной системы электроснабжения с совмещением функции активного фильтра определены возможности совершенствования структуры контура регулирования выходного тока с ШИМ путем уменьшения погрешности при формировании выходного тока для улучшения гармонического состава тока сети при наличии нелинейной нагрузки. Получены зависимости для амплитуды пульсаций тока и погрешности отработки задания по основной гармонике в соответствии с напряжением на входе инвертора, частотой модуляции и индуктивностью реактора. Установлено, что при гармоническом характере изменения производной задания погрешность тока постоянная и определяется первой гармоникой напряжения сети. Обоснована необходимость статической компенсации погрешности по основной гармонике тока и динамической компенсации искажения формы тока при нелинейной нагрузке. Усовершенствована структура системы управления с введением компенсирующих звеньев. Приведены результаты моделирования системы «сеть–инвертор–нагрузка». Библ.11, рис. 6.*

**Ключевые слова:** комбинированная система электроснабжения, однофазный мостовой сетевой инвертор, ШИМ, контур регулирования тока, компенсация погрешности тока, коэффициент гармоник, моделирование.

## IMPROVEMENT OF THE STRUCTURE FOR THE CURRENT CONTROL LOOP WITH THE USE OF PWM FOR THE GRID INVERTER OF THE COMBINED POWER SUPPLY SYSTEM

A.A. Shavelkin

Kiev National University of Technology and Design,

str. Nemirovich-Danchenko, 2, Kyiv, 01011, Ukraine.

E-mail: [shavolkin@gmail.com](mailto:shavolkin@gmail.com)

*Based on the analysis of the principle of current formation of a single-phase a grid bridge inverter for combined power system with combining the function of the active filter, there are opportunities to improve the structure of the output current control loop with PWM by reducing of the error in forming the output current to improve the harmonic composition of the grid current in the presence of non-linear load. The dependences for the amplitude of current pulsations and error for the main current harmonic are obtained in accordance with the inverter input voltage, modulation frequency and reactor inductance. It was found that for the harmonically law of variation of the derivative of the reference of current, the error in the formation of current is constant and is determined by the first harmonic of the grid voltage. The static compensation of the error according to the main harmonic of the current and the dynamic compensation of the current waveform distortion for nonlinear load are substantiated. The structure of the control system has been improved with the introduction of compensating circuits. The results of modeling the system “a grid - inverter - load” are given. References 11, figures 6.*

**Keywords:** combined power system, single-phase bridge grid inverter, PWM, current control loop, current error compensation, THD, modeling.

Надійшла 06.12.2018  
Остаточний варіант 13.02.2019