

УДК 621.314.26

ШАВЬОЛКІН О. О., СТАНОВСЬКИЙ Є. Ю., ГОМОН Б. В.

Київський національний університет технологій та дизайну

ОДНОФАЗНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИЙ АГРЕГАТ КОМБІНОВАНОЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З ТРИРІВНЕВИМ ІНВЕРТОРОМ

Мета. Удосконалення принципу формування вихідного струму перетворювального агрегату з трирівневим мережевим інвертором, що за рахунок зменшення похибки сприятиме підвищенню якості струму в точці підключення до мережі.

Методика. Синтез структури системи керування перетворювача на базі аналізу процесів у електричних колах та використання комп'ютерного моделювання.

Результати. Обґрунтовано залежності для визначення амплітуди пульсацій струму, похибки відпрацьовування струму; визначені шляхи забезпечення близького до нуля значення відхилення струму за період модуляції з уніполярною ШІМ; залежність заданого значення відхилення для релейного регулятора струму за постійної частоти перемикання ключів; структура і відповідні параметри контуру регулювання струму з комбінуванням ШІМ та релейного регулювання; здійснено оцінку щодо можливостей схеми з урахуванням втрат енергії в ключах; розроблено комп'ютерну модель системи: «перетворювальний агрегат з сонячною батареєю, мережа і навантаження».

Наукова новизна. Удосконалено метод формування струму однофазного трирівневого мережевого інвертора за відхиленням струму від заданого значення із забезпеченням близького до нуля середнього значення відхилення струму за період модуляції, встановлено відповідні залежності для його реалізації за уніполярною ШІМ та в комбінації з використанням релейного регулятора струму. Запропонована структура системи керування мережевим інвертором з комбінованим формуванням струму.

Практична значимість. Отримані рішення є основою для проектування перетворювачів комбінованих систем електроживлення з поновлювальними джерелами електроенергії.

Ключові слова: напівмостовий трирівневий мережевий інвертор, ШІМ, релейний регулятор струму, втрати енергії в ключах, фазове автопідстроювання частоти, коефіцієнт гармонік, моделювання.

Вступ. Останнім часом широкого розповсюдження набувають рішення щодо перетворювальних агрегатів (ПА) систем електроживлення з поновлювальними джерелами електроенергії (ПДЕ), які працюють паралельно з централізованою мережею змінного струму (ЦМ) [1÷8]. Це стосується і комбінованих систем електроживлення (КСЕ) локальних об'єктів (котеджів, міні-готелів, малих підприємств та інш.), де за незначної потужності власного споживання використовують однофазні перетворювальні агрегати (ПА). В якості базової схеми для мережевого автономного інвертора напруги (АІН), зазвичай, розглядається дворівнева мостова схема [1, 7, 8]. Разом з тим, певні вади має напівмостова схема трирівневого (NPC) АІН [6] з фіксувальними діодами, що дозволяє використовувати дві фотоелектричні сонячні батареї (СБ) із заземленням їхньої спільної точки. Це спростує систему захисту ПА порівняно з мостовою схемою, коли кола СБ повинні бути ізольовані від землі. Типовим рішенням є підключення СБ до входу АІН через перетворювач постійної напруги (ПН), що узгоджує значення напруги СБ, яка змінюється в широких межах [8], із значенням, потрібним на вході АІН.

Підвищення ефективності використання ПА останнім часом пов'язують з їхнім цілодобовим використанням [1÷8] для підтримання близького до одиниці коефіцієнта потужності у точці підключення до ЦМ. За цього маємо багатofункціональний 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'єкту. Реалізація функції САФ, зазвичай, передбачає використання мережевого АІН в режимі джерела струму, що досягається в системі керування струмом, яка замкнена за відхиленням вихідного струму АІН i_C від заданого значення i_C^* . За цього зовнішній регулятор згідно потужності, що генерується ПДЕ і потужності навантаження визначає завдання струму мережі I_{Im}^* (активної складової). Надалі з урахуванням струму навантаження i_H формується завдання миттєвого значення струму АІН. Основними рішеннями при реалізації контуру регулювання струму (КРС) є використання релейного регулювання струму (PPC) [1, 2, 6] з близькою до нуля похибкою відпрацьовування струму або ШІМ з постійною частотою модуляції [1, 3, 5÷8].

Розбудова КРС з використанням ШІМ достатньо різноманітна, спільним є блок ШІМ модуляції. Так в [5] у прямому каналі відхилення струму ($\Delta i = i_C^* - i_C$) подається до блоку ШІМ через пропорційно-інтегральний (ПІ) регулятор струму, в [1] до вихідної напруги регулятора струму додається напруга пропорційна вихідній напрузі АІН, в [1] до виходу регулятора струму через відповідні елементи додаються напруги, що пропорційні i_C^* , i_C та напрузі мережі u_1 . В [1] також наведено рішення, де Δi подається на вхід блок ШІМ безпосередньо. В [8] показана можливість компенсації похибки струму за основною гармонікою без використання регуляторів у прямому каналі КРС. За цього розглядається ШІМ з модулюючою напругою трикутної форми симетричної відносно нуля, що ускладнює залежність похибки струму і характер компенсуючої напруги, яка формується згідно напрузі мережі. Не враховується значення напруги на вході АІН, наявність зсуву фаз напруги і першої гармоніки вихідної напруги АІН знижує ефективність компенсації похибки. За цього принципи реалізації здебільшого декларуються та відсутні залежності необхідні для його реалізації. В [1] розглянуто рішення, де формується струм мережі і використовується КРС мережі з ПІ регулятором. Порівняно з генерувальними АІН, в яких формується синусоїдальний струм і похибка за основною гармонікою компенсується зовнішнім регулятором, в КРС з нелінійним навантаженням струм мережевого АІН несинусоїдальний, а наявність похибки призводить до спотворення струму, що формується в мережі, про що свідчать осцилограми наведені в [3, 4]. Це ускладнює питання забезпечення відповідності гармонійного складу струму стандартам МЕК.

Отже, питання щодо реалізації КРС згідно відхиленню струму взагалі та відносно схеми трирівневого АІН вивчено недостатньо і потребує додаткового дослідження. Перспективним за цього виглядає комбінування ШІМ з релейним регулятором струму (PPC) для зменшення похибки і покращення гармонійного складу струму мережі.

Мета роботи. Удосконалення принципу формування струму однофазного трирівневого інвертора з забезпеченням близького до нуля значення відхилення струму за період модуляції.

Задачі, що підлягають вирішенню:

- на підставі аналізу механізму формування відхилення струму за використанням ШІМ встановити залежності для визначення амплітуди пульсацій струму, похибки відпрацьовування струму та визначити шляхи забезпечення близького до нуля значення відхилення струму за період модуляції для напівмостової схеми трирівневого АІН;

- розробити структуру системи керування для реалізації запропонованих рішень;
- розробити математичну модель і здійснити дослідження запропонованих рішень.

Результати роботи. Розглянемо загальні принципи формування струму відносно напівмостової схеми трирівневого мережевого АІН (рис.1) з вихідним реактором L і ємнісним фільтром (C_ϕ з незначним R_ϕ) у точці підключення до мережі змінного струму з напругою $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ і навантаженням (Load). У вхідному колі ПА використовується два блоки сонячних батарей БС з перетворювачами напруги.

Вихідна напруга АІН приймає значення $u_C = +U, 0, -U$ ($U = aU_{1m}$ – напруга на вході

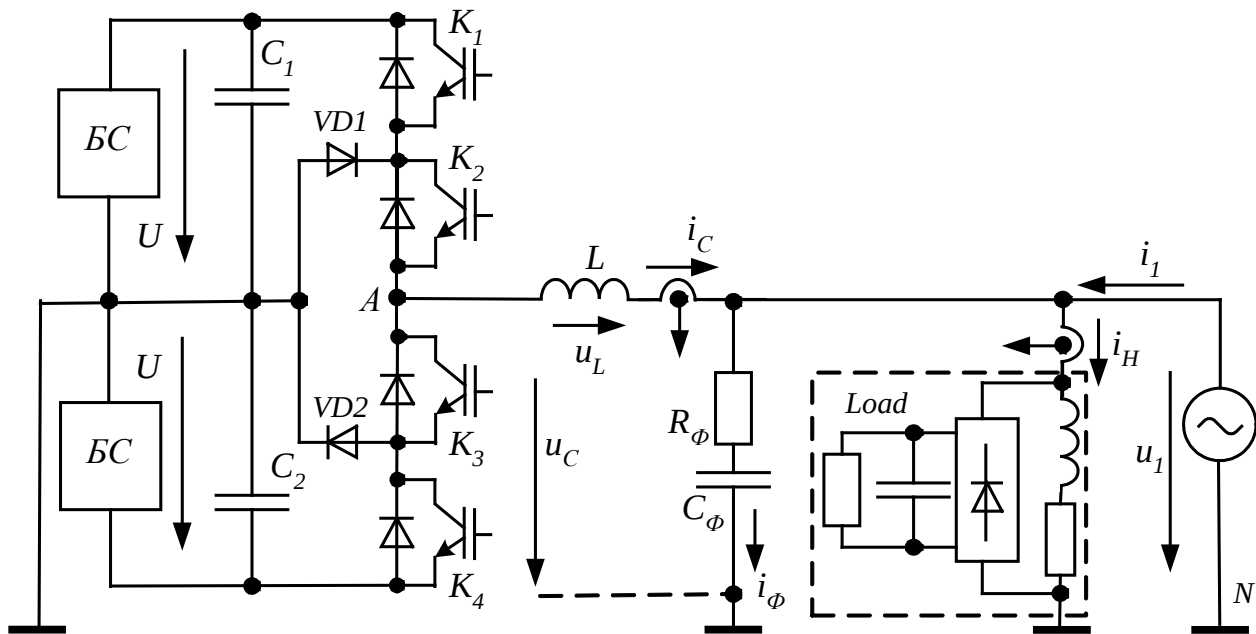


Рис. 1. Структурна схема силових кіл ПА з підключенням до ЦМ і навантаження

АІН, $a > 1$). Розглянемо реалізацію ШІМ із зсувом за рівнем відносно нуля двох модулюючих напруг u_{TP1} і u_{TP2} , що мають одиничну загальну амплітуду відносно нуля (рис.2).

За відсутності будь-яких регуляторів у блоці ШІМ відхилення Δi_C безпосередньо порівнюється за рівнем з модулюючими напругами. За цього позитивне значення відхилення струму Δi_C порівнюється з u_{TP1} , а негативне з u_{TP2} (рис.2). Якщо $\Delta i_C \geq u_{TP1}$, то вмикаються ключі $K1, K2$ і вихідна напруга АІН $u_C = U$, якщо ні, то $K1$ вмикається, вмикається $K2$ або $K3$ і відповідний фіксувальний діод $VD1$ або $VD2$ (залежно від напрямку струму) і $u_C = 0$. Отже, у разі формування позитивної напівхвилі напруги АІН використовується два значення напруги U і 0 (для негативної напівхвилі, відповідно, $-U$ (вмикаються $K3, K4$) і 0 (вмикаються $K2, K3$)) і напруга на реакторі з індуктивністю L приймає два значення:

- для інтервалу, коли вихідна напруга АІН дорівнює $+U$ значення $u_L = U - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$ і

струм i_C зростає (початкове відхилення Δi_C відносно певного середнього значення Δi_{CCP} (похибки відпрацювання струму) є позитивним ($i_C^* > i_C$) і зменшується до нуля, а потім стає негативним ($i_C^* < i_C$)) (рис.2);

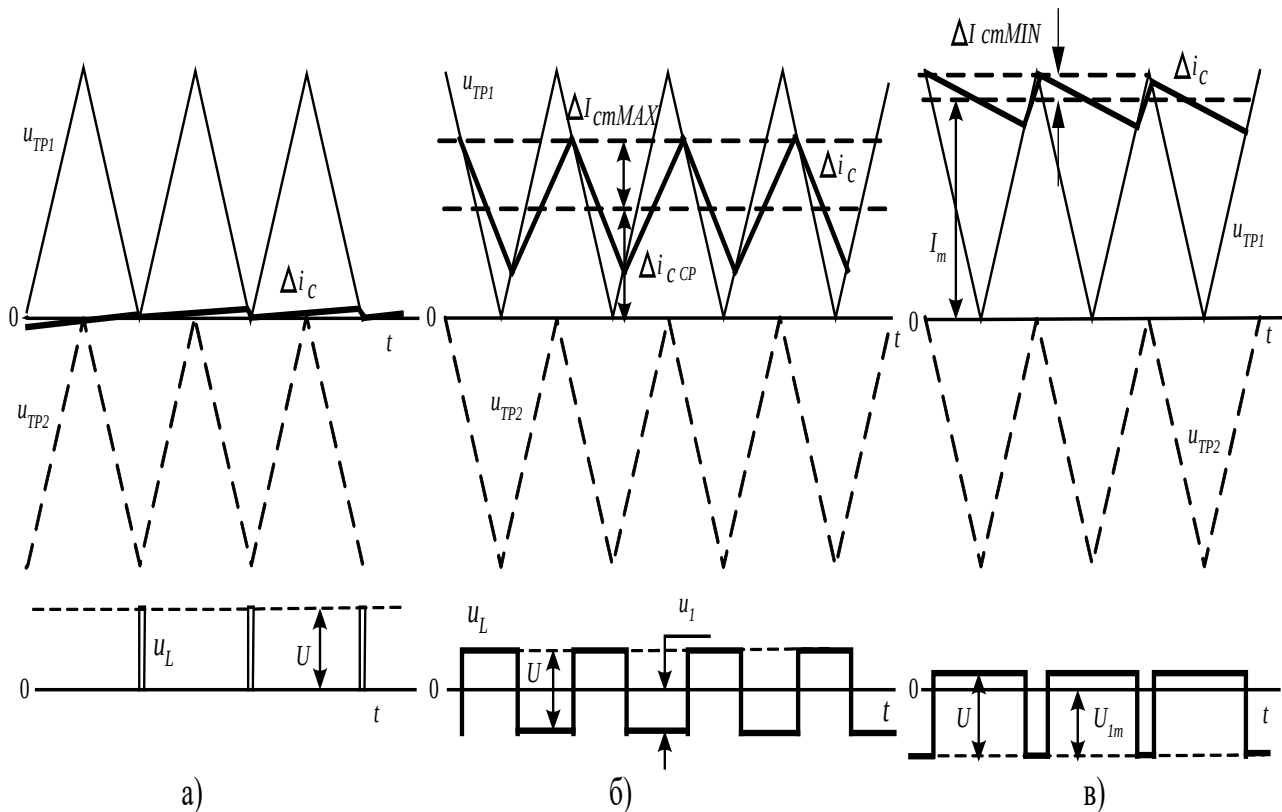


Рис. 2. Визначення пульсацій струму АІН з ШІМ

- для інтервалу, коли вихідна напруга АІН дорівнює 0 значення $u_L = 0 - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$ і

струм убиває (відхилення Δi зростає до нуля, а потім стає позитивним). Оскільки частота модуляції достатньо велика, можна вважати, що на інтервалі модуляції напруга мережі і 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 . Вважаємо, що струм АІН і, відповідно, швидкість змінювання струму змінюються за гармонійним законом. Амплітуда пульсацій струму ΔI_{Cm} визначається коефіцієнтом заповнення імпульсів напруги АІН $\gamma = t_{BМК}/T$ ($t_{BМК}$ – час вмикання ключа, T – період модуляції) і не залежить від значення струму.

У разі $u_1 \rightarrow 0$ значення $\gamma \rightarrow 0$, відповідно, амплітуда пульсацій струму $\Delta I_{Cm} \rightarrow 0$ (рис.2, а). За цього середнє значення відхилення струму за період модуляції $\Delta i_{CCP}(t) \rightarrow 0$. Із зростанням напруги u_1 швидкість зростання Δi_C збільшується, а убивання зменшується, що у разі

збільшення γ призводить до збільшення $|di_{CCP}(t)| > 0$. Тобто середнє значення $|di_{CCP}(t)|$ поступово зростає.

Значенню $\gamma=0.5$ (рис.2, б), коли амплітуда пульсацій струму є максимальною, відповідає умова $aU_{1m} - U_{1m} \sin \omega t = |-U_{1m} \sin \omega t|$ або $\sin \omega t = \frac{a}{2}$, інакше $\frac{a}{2}U_{1m} = |- \frac{a}{2}U_{1m}|$, за цього

$$\Delta I_{Cm} = \Delta I_{CmMAX} = \frac{aU_{1m}}{8Lf_M}; \quad (1)$$

За напруги $u_L = U_{1m}$ значення γ є максимальним (рис.2, в), його можна знайти згідно умови, що $\int_0^T u_L dt = 0$ (T - період модуляції), або

$$U_{1m}(a-1)\gamma + U_{1m}(0-1)(1-\gamma) = 0.$$

Відповідно

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

Разом з тим слід враховувати наступне обмеження стосовно співвідношення швидкості змінювання струму і трикутної напруги $\frac{du_{TP}}{dt} \geq \frac{di_C}{dt}$. Значення $\frac{du_{TP}}{dt} = 2u_{TPm} \cdot f_M$, максимальне значення $\frac{di_C}{dt}$ має місце, коли $u_L = 0 - U_{1m} = -U_{1m}$ і становить $\frac{di_C}{dt} = \frac{U_{1m}}{L}$. Отже $\frac{du_{TP}}{dt} = 2u_{TPm} \cdot f_M \geq \frac{U_{1m}}{L}$, звідки значення частоти модуляції

$$f_M \geq \frac{U_{1m}}{2u_{TPm} \cdot L}. \quad (3)$$

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

$$I_m + \Delta I_{CmMIN} \leq u_{TPm}. \quad (4)$$

У протилежному випадку виникають додаткові (зайві) перемикання ключів інвертора.

Амплітуду модулюючої напруги можна визначити згідно (3), тоді амплітуда основної гармоніки похибки струму відповідно (2) і (4)

$$I_m \leq \frac{U_{1m}}{a2Lf_M}. \quad (5)$$

Або

$$I_m \leq \frac{u_{TPm}}{a}. \quad (6)$$

Максимальна амплітуда пульсацій струму

$$\Delta I_{CmMAX} \leq \frac{a}{4} u_{TPm}. \quad (7)$$

Мінімальне значення амплітуди пульсацій

$$\Delta I_{CmMIN} = \frac{(a-1)}{a} u_{TPm} \cdot \quad (8)$$

Доцільним є перехід до відносного значення амплітуди пульсацій струму до амплітуди I_{MAX} , як $c = \frac{\Delta I_{CmMAX}}{I_{mMAX}}$.

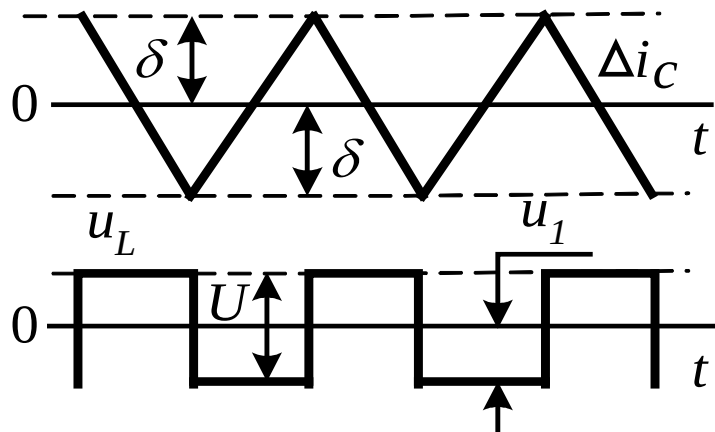


Рис. 3. Пульсації струму за використанням РРС

Аналогічні процеси мають місце за використанням релейного регулятора струму (РРС), що спрацьовує за умовою $|\Delta i_C| \geq \delta$ (рис.3) і в цьому разі $\Delta i_{CCP}(t)=0$. Інша річ, що за постійного значення δ із змінюванням u_1 змінюється di_C / dt і, відповідно, у широких межах змінюється частота перемикачів ключів АІН.

Індуктивність реактора АІН виходячи з відносного значення падіння напруги (за 1-ою гармонікою) для максимального струму АІН I_{MAX} (діюче значення) $b = \frac{U_L}{U_1} = \frac{\omega L \cdot I_{MAX}}{U_1}$ (U_1 - діюче значення напруги мережі) визначимо як

$$L = \frac{b U_{1m}}{\omega \sqrt{2} I_{MAX}} \cdot \quad (9)$$

Згідно (1), (9) отримуємо

$$f_M \geq \frac{a\omega}{8bc} \cdot \quad (10)$$

Отже, розглянутий принцип формування миттєвого струму АІН з ШІМ має суттєвий недолік – похибку за основною гармонікою струму. Так, наприклад, за $a=1.3$ значення $I_m=0.77u_{TPm}$, $\Delta I_{CmMAX}=0.325u_{TPm}$, $\Delta I_{CmMIN}=0.23u_{TPm}$. 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

(10) $f_M=6800$ Гц, то $\Delta I_{CmMAX}=1.77$ А. За цього амплітуда похибки $I_m = \frac{4}{a^2} \Delta I_{CmMAX} = 4.19$ А і зменшити її можна відповідним збільшенням f_M (зменшенням ΔI_{CmMAX}), значення якої

обмежується внаслідок зростання втрат перемикання ключів АІН. У разі синусоїдального струму АІН цю похибку можна компенсувати на вході КРС (що не завжди можливо) або використанням корекції модулюючої напруги згідно виразу

$$u_{TP}^1 = u_{TP} - k u_C^*,$$

де $u_C^* = \sin(\omega t + \theta)$ – відповідає першій гармоніці вихідної напруги АІН, $k = \frac{1}{a}$, θ – кут зсуву u_C^* відносно напруги мережі u_1 .

Проте за суміщенням мережевим АІН функції САФ у разі нелінійного навантаження його струм i_C є несинусоїдальним. Типовим нелінійним навантаженням для локальних об'єктів є некеровані випрямлячі з вихідним ємнісним фільтром у складі оргтехніки та побутових приладів, які споживають струм i_B імпульсної форми. За цього di_B/dt змінюється стрибком і на інтервалах часу, що відповідають провідності діодів, у вихідному струмі АІН з'являються складові похибки струму, що не можуть бути компенсовані розглянутим вище методом. Наявність цієї похибки в струмі АІН призводить до погіршення гармонійного складу струму мережі, що унеможливає забезпечення його відповідності стандартам за малих значень, коли $I_{1m} \leq 0.25 I_{mMAX}$.

З позиції виключення похибки ефективним рішенням є використання РРС. Близьке до постійного значення частоти перемикання ключів f_M (що відповідає (10)) можна отримати, якщо змінювати задане значення відхилення струму РРС згідно залежності

$$\delta_i = \Delta I_{Cmi} = \frac{\gamma_i U_{1m} (a - \sin \omega t_i)}{2L f_M},$$

де δ_i , ΔI_{Cmi} , $\sin \omega t_i$ – значення, що відповідають заданим значенням $\gamma_i = 0 \div \gamma_{MAX}$.

Значення $\sin \omega t_i$ знайти згідно умови, що $\int_0^T u_L dt = 0$ (T - період модуляції), або

$$U_{1m} (a - \sin \omega t) \gamma - U_{1m} \sin \omega t (1 - \gamma) = 0.$$

Звідки $\sin \omega t_i = a \gamma_i$. Природно, що на інтервалах вмикання діодів навантаження частота модуляції буде змінюватись. Також виникає питання щодо спотворення струму мережі за зменшенням частоти перемикання ключів, тому слід вводити обмеження за максимального значення заданого відхилення.

Разом з тим, за наявності зсуву напруги АІН відносно напруги мережі за уніполярної модуляції проблемним є питання щодо формування струму на інтервалах, де полярності напруги і струму є протилежними. Як компромісний варіант, за малих амплітуд струму мережі можна розглядати використання комбінованої структури КРС з перемиканням з ШІМ на РРС. За цього в зоні $\pm 20^\circ$ відносно моменту змінювання полярності завдання струму мережі використовується ШІМ, у подальшому РРС.

Запропонована структура системи керування (рис.4) містить блоки множення БМ1, БМ2, підсумкові пристрої ПП1÷ППЗ, підсилювачі П1 і П2 з коефіцієнтами K і k , компаратор С, розподільувач імпульсів керування РІ, генератор модулюючих напруг ГМН, блок фазового автопідстроювання частоти ФАПЧ, перетворювач Фур'є ПФ, формувач сигналів ФС, блок визначення зон роботи БВЗ, релейний регулятор струму РРС, комутатор К.

Згідно сигналу завдання амплітуди струму мережі I_{1m}^* з виходу зовнішнього регулятора напруги РН (підтримує напругу на вході АІН на заданому рівні $U=U^*$) БВЗ визначає метод модуляції. За $I_{1m}^* \geq 0.25I_{1mCMAX}$ використовується ШІМ, за менших значень комбіноване керування з визначенням зон ШІМ і РРС. БМ1 формує синусоїдальний сигнал завдання струму мережі i_1^* , що за генерації енергії ПДЕ у мережу зсунутий по відношенню до напруги u_1 на 180° , а у разі споживання енергії з мережі співпадає за фазою.

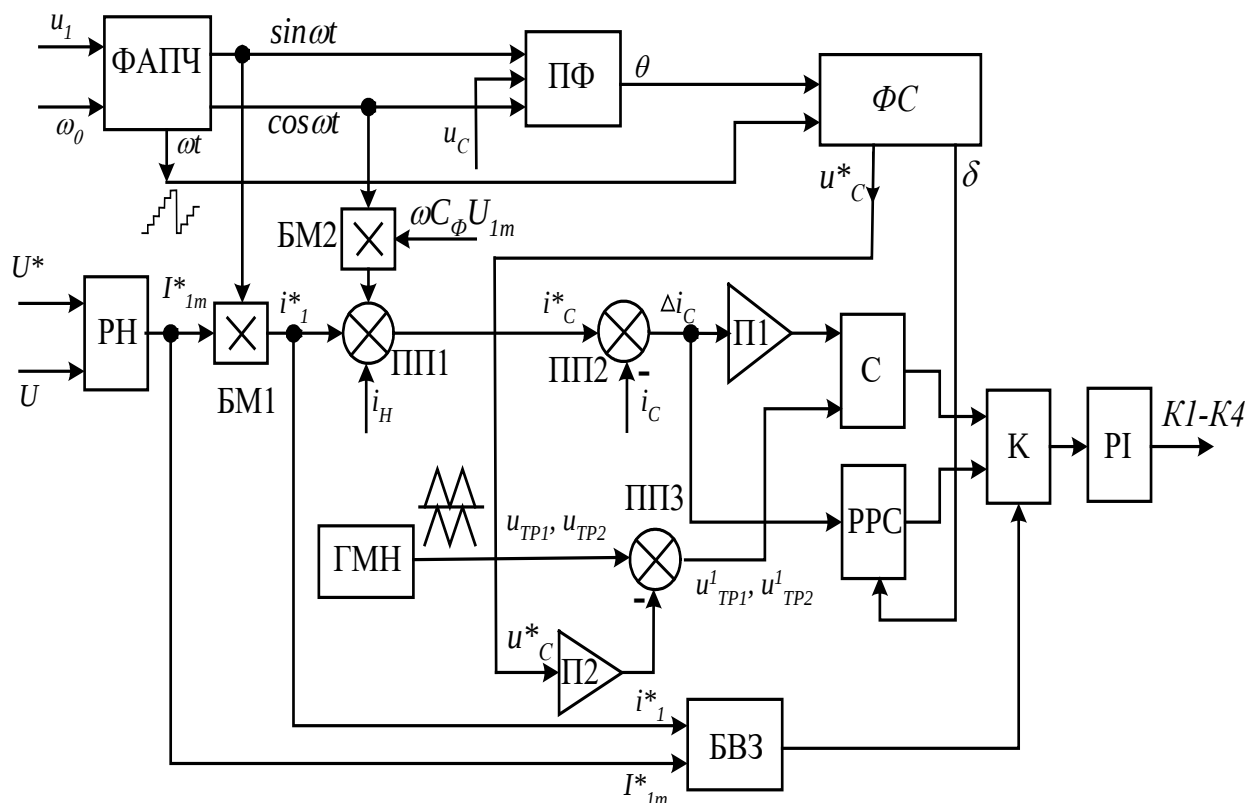


Рис. 4. Структура контуру регулювання струму

Завдання струму мережевого АІН визначається ПП1 з урахуванням струму навантаження i_H і ємнісної складової струму фільтра з амплітудою $I_{Cfm} = \omega C_\phi U_1$. ПП2 визначає відхилення струму АІН Δi , значення $K\Delta i$ надходить до компаратора С, який здійснює порівняння його за рівнем з модулюючою напругою з виходу ПП3. Також Δi подається на вхід РРС з регульованим відхиленням струму. Вихідні напруги РРС і С подаються на РІ через комутатор К згідно сигналу БВЗ. Блок ФАПЧ згідно напрузі $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ і заданому значенню кутової частоти ω_0 формує сигнали ωt , $\sin \omega t$, $\cos \omega t$. Блок ПФ визначає кут θ зсуву першої гармоніки напруги АІН u_C , згідно якому в ФС формується значення $u_C^* = \sin(\omega t + \theta)$ і $\delta = f(\omega t)$.

ПІ здійснює узгодження масштабу для відхилення струму на вході блока ШІМ і має коефіцієнт, який для струму у абсолютних величинах з урахуванням того, що $u_{TPm} = 1$ становить

$$K = \frac{a}{4 \cdot \Delta I_{CmMAX}}. \quad (10)$$

Це значення K можна підвищити до значення $K^1 \leq (1.1 \div 1.2)K$, що сприятиме зменшенню похибки струму. За більших значень K в межах періоду модуляції виникають додаткові перемикання ключів, що призводить до збільшення втрат енергії.

Для попередньої оцінки можливостей схеми визначимо значення частоти модуляції, за якої ККД АІН за максимальної потужності не гірше 0.97. Розрахунок втрат потужності в ключах виконано згідно методики [10] за умови, що максимальний вихідний струм мережевого АІН $I_{MAX}=25$ А (амплітуда $I_{mMAX}=35.35$ А), що при одиничному коефіцієнті потужності $\cos\varphi=1$ та $U_1=220$ В відповідає вихідній потужності ПА $P=5.5$ кВт. За цього можна використати IGBT модуль (плече мосту) типа SK70MLI12T4Tr [9] (фірма Semikron). Згідно розрахунку за синусоїдальної форми струму АІН максимальне значення $f_M=12000$ Гц.

Результати моделювання. Для імітаційного моделювання використовувався програмний пакет Matlab. Моделювання здійснено згідно структур на рис.1, рис.4 за нелінійного навантаження (випрямляч з вихідним ємнісним фільтром з потужністю навантаження 900 Вт і RL навантаження) з загальною активною потужністю навантаження $P_H=2.7$ кВт та $\cos\varphi_{(1)}=0.89$. Модель ЦМ містить опір мережі $R=0.02$ Ом, $X_L=0.02$ Ом, параметри фільтра на вході $R_\phi=0.3$ Ом, $C=60$ мкФ. Для визначення втрат енергії в ключах ПА загальна модель доповнена обчислювальним блоком. За цього використовуються каталожні дані обраних приладів та миттєві значення струмів ключів (визначаються в загальній моделі ПА). Значення втрат отримані шляхом моделювання близькі до розрахункових (розходження $\leq 2\%$).

За максимальної потужності 5.5 кВт амплітуда струму мережі $I_{1m}=18.3$ А (з THD=1.7%) і у разі частоти $f_M=12000$ Гц загальні втрати потужності в ключах АІН становлять 167 Вт, що відповідає ККД $\eta=0.97$. Із зменшенням струму при використанні ШІМ припустиме значення THD=3.68% має місце при $I_{1m}=8$ А. За подальшого зниження струму використовувалось комбіноване керування. За цього припустиме значення THD=3.36% досягається для $I_{1m}=3$ А із зменшенням частоти f_M (для ШІМ) до 9000 Гц.

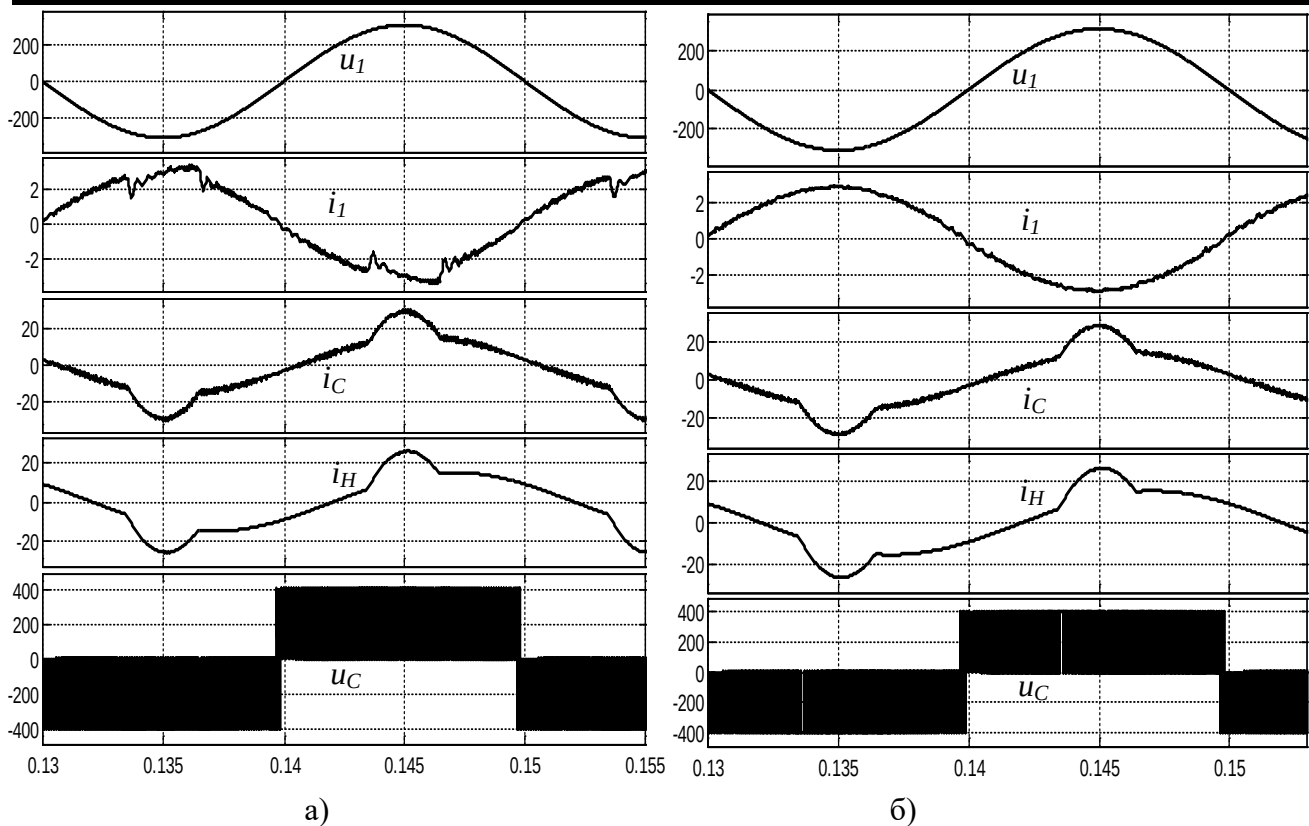


Рис. 5. Осцилограми напруги та струмів:
а) за використанням ШІМ; б) за комбінуванням ШІМ з РРС

Осцилограми напруги мережі u_1 та АПН u_C , струмів мережі i_1 , АПН i_C і навантаження i_H наведені на рис.5 при $I_{lm}=3$ А за використанням ШІМ (THD=12.6%) та за комбінуванням ШІМ з РРС (THD=3.36%). Результати моделювання підтвердили коректність всіх налаштувань для реалізації контуру регулювання струму АПН.

Висновки. Запропонований варіант структури контуру регулювання з комбінованим формуванням струму мережевого трирівневого АПН забезпечує відповідні стандартам показники струму мережі в широкому діапазоні змінювання його амплітуди $(1:0.085)I_{lmMAX}$ з підтриманням близького до одиниці коефіцієнта потужності в точці підключення локального об'єкта до мережі. Результати моделювання системи з використанням програмного пакету Matlab підтверджують працездатність запропонованих рішень. Подальшим напрямком роботи є оптимізація залежності для завдання відхилення для РРС на інтервалах вмикання діодів навантаження.

Література

1. Zheng Zeng. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement / Zheng Zeng, Huan Yang, Rongxiang Zhao, Chong Cheng// A comprehensive review. Renewable and Sustainable Energy Reviews 24, 2013, - pp.223–270. <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2013.03.033>.
2. Joaquín Vaquero. Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filtering Functionality /

References

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. <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2013.03.033>.
2. Joaquín Vaquero, Nimrod Vázquez, Ivan Soriano, Jeziel Vázquez. Grid-Connected Photovoltaic System

Joaquín Vaquero, Nimrod Vázquez, Ivan Soriano, Jeziel Vázquez // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Photoenergy. Volume 2018, Article ID 2140797, 9 pages. <https://doi.org/10.1155/2018/2140797>.

3. Chih-Lung Shen. Grid-Connection Half-Bridge PV Inverter System for Power Flow Controlling and Active Power Filtering / Chih-Lung Shen, Jye-Chau Su // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Photoenergy. Volume 2012, Article ID 760791, 8 pages. doi:10.1155/2012/760791.

4. Denizar C. Martins. A Single-Phase Grid-Connected PV System With Active Power Filter / Denizar C. Martins, Kleber C. A. de Souza // INTERNATIONAL JOURNAL of CIRCUITS, SYSTEMS and SIGNAL PROCESSING. Issue 1, Volume 2, 2008.- pp.50-55.

5. Vigneysh T. Grid interconnection of renewable energy sources using multifunctional grid-interactive converters: A fuzzy logic based approach. /T. Vigneysh, N. Kumarappan// Electric Power Systems Research 151.- 2017.- P.359–368. <http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2017.06.010>.

6. Huifeng Mao. A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters / Huifeng Mao, Xu Yang, Zenglu Chen, Zhaoan Wang// IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 7, JULY 2012. – pp.3330-3339. DOI 10.1109/TPEL.2011.2181419.

7. Shavelkin A. Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery /A. Shavelkin, I. Shvedchykova// «Технічна електродинаміка» ІЕД НАН України №5. - 2018. - pp.92–95, DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.092>.

8. . Шавёлкин А. А. Структуры однофазных преобразовательных агрегатов для комбинированных систем электроснабжения с фотоэлектрическими солнечными батареями / А.А. Шавёлкин // «Технічна електродинаміка» ІЕД НАН України № 2. – 2018. - pp. 39 – 46. DOI:<https://doi.org/10.15407/techned2018.02.039>.

9. SEMIKRON IGBT modules. <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbtmodules.html>.

10. Шавьолкін О. О. Енергетична електроніка: навч. посібник / О. О. Шавьолкін.- К.: КНУТД, 2017. – 396 с.

with Active Power Filtering Functionality. Hindawi Publishing Corporation International Journal of Photoenergy. Volume 2018, Article ID 2140797, 9 pages. <https://doi.org/10.1155/2018/2140797>

3. Chih-LungShen andJye-Chau Su. Grid-Connection Half-Bridge PV Inverter System for Power Flow Controlling and Active Power Filtering. Hindawi Publishing Corporation International Journal of Photoenergy. Volume 2012, Article ID 760791, 8 pages. doi:10.1155/2012/760791.

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. Issue 1, Volume 2, 2008.- 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. <http://dx.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, VOL. 27, NO. 7, JULY 2012. – p.3330-3339. DOI 10.1109/TPEL.2011.2181419.

7. Shavelkin A., Shvedchykova I. (2018) Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery. «Tekhnichna elektrodinamika» IED NAN Ukrayiny -"Technical electrodynamics" IED of NAS of Ukraine, 5, pp.92–95, DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.092>.

8. Shavelkin A. A. (2018) Struktury odnofaznykh peretvoryuval'nykh ahrehativ dlya kombinovanykh system elektropostachannya z fotoelektrychnymy sonyachnymy batareyamy [Structures of single-phase converter units for combined power supply systems with photovoltaic solar batteries] «Tekhnichna elektrodinamika» IED NAN Ukrayiny -"Technical electrodynamics" IED of NAS of Ukraine, 2, 39 – 46 [in Russian].

9. SEMIKRON IGBT modules. [https://www. Semi kron.com/products/product-classes/igbtmodules.html](https://www.Semikron.com/products/product-classes/igbtmodules.html).

10. Shav'olkin O. (2017) Enerhetychna elektronika [Power Electronics]. K.: KNUTD [in Ukrainian].

SHAVELKIN ALEXANDER

shavolkin@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3914-0812>

[Researcher ID: T-2652-2018](https://orcid.org/0000-0003-3914-0812)

Kyiv National University of Technologies & Design

STANOVSKY E.YU

Kyiv National University of Technologies & Design

HOMON B.V.

Kyiv National University of Technologies & Design

ОДНОФАЗНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ АГРЕГАТ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ТРЕХУРОВНЕВЫМ ИНВЕРТОРОМ ШАВЁЛКИН А. А., СТАНОВСКИЙ Е. Ю., ГОМОН Б. В.

Киевский национальный университет технологий и дизайна

Цель. Совершенствование принципа формирования выходного тока преобразовательного агрегата с трехуровневым сетевым инвертором, что за счет уменьшения погрешности способствует повышению качества тока в точке подключения к сети.

Методика. Синтез структуры системы управления преобразователя на основе анализа процессов в электрических цепях и использование компьютерного моделирования.

Результаты. Обосновано зависимости для определения амплитуды пульсаций тока, погрешности обработки тока; определены пути обеспечения близкого к нулю значения отклонения тока за период модуляции при унipoлярной ШИМ; зависимость заданного значения отклонения для релейного регулятора тока с постоянной частотой переключения ключей; структура и соответствующие параметры контура регулирования тока с комбинированием ШИМ и релейного регулирования; осуществлена оценка возможностей схемы с учетом потерь энергии в ключах; разработана компьютерная модель системы «преобразовательный агрегат, сеть и нагрузка».

Научная новизна. Усовершенствован метод формирования тока однофазного трехуровневого сетевого инвертора по отклонению тока от заданного значения с обеспечением близкого к нулю среднего значения отклонения тока за период модуляции, установлены соответствующие зависимости для его реализации при унipoлярной ШИМ и в комбинации с использованием релейного регулятора тока. Предложена структура системы управления сетевым инвертором с комбинированным формированием тока.

Практическая значимость. Полученные решения являются основой для проектирования преобразователей комбинированных систем электропитания с возобновляемыми источниками электроэнергии.

Ключевые слова: полумостовой трехуровневый сетевой инвертор, ШИМ, релейный регулятор тока, потери энергии в ключах, фазовая автоподстройка частоты, коэффициент гармоник, моделирование.

SINGLE-PHASE CONVERTER UNIT OF A COMBINED POWER SUPPLY SYSTEM WITH A THREE-LEVEL INVERTER

SHAVOLKIN A. A., STANOVSKY E. YU., HOMON B. V.

Kyiv National University of Technologies and Design

Purpose. Improvement of the principle of formation of the output current of the converter unit with a three-level a grid inverter, which by reducing the error contributes to improving the quality of the current at the point of connection to the grid.

Methodology. Synthesis of the converter control system structure based on the analysis of processes in electrical circuits and use of computer simulation.

Findings. The dependencies for determining the amplitude of current pulsations, the error of the formation of current; is defined ways to achieve close to zero, the current deviation for the modulation period with unipolar PWM; the dependence of the specified deviation value for a relay current regulator with a constant key switching frequency; structure and corresponding parameters of the current control loop with a combination of PWM and of relay control of current; evaluation of the circuit capabilities taking into account energy losses in the keys, developed a computer model of the “converter, network and load” system.

Originality. The method of forming a current of a single-phase three-level grids inverter based on current deviation from a reference value has been improved, providing an average current deviation over the modulation period close to zero, corresponding dependencies have been established for its implementation for unipolar PWM and in combination with a relay current controller. The structure of control system of a grid inverter with a combined current formation is proposed.

Practical value. Solutions that are obtained are the basis for the development for converters of combined power supply systems with renewable sources of electricity.

Keywords: half-bridge three-level a grid inverter, PWM, relay current controller, energy losses in keys, phase locked loop, total harmonic distortion, modeling.