

О.О. Шавьолкін, В.В. Каплун, І.О. Шведчикова

УСУНЕННЯ ПОХИБКИ КОНТУРУ РЕГУЛЮВАННЯ СТРУМУ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНОГО ОДНОФАЗНОГО МЕРЕЖЕВОГО ІНВЕРТОРА

Мета. Усування похибки контуру регулювання струму інвертора шляхом удосконалення його структури та обґрунтування параметрів, що сприятиме відповідності стандарту якості струму в точці підключення до розподільчої мережі навантаження і багатофункціонального мережевого інвертора на виході поновлювального джерела електроенергії. *Методика.* Синтез структури контуру регулювання струму на базі аналізу процесів у електричних колах з використанням комп'ютерного моделювання. *Результати.* Одержані залежності амплітуди пульсацій вихідного струму інвертора і похибки за основною гармонікою від напруги на вході інвертора, частоти ШІМ і індуктивності реактора. Співвідношення для визначення значень вхідної напруги інвертора, індуктивності реактора та частоти ШІМ згідно напрузі мережі, максимальних значень струму інвертора та амплітуди його пульсацій за суміщенням функцій силового активного фільтра. *Наукова новизна.* Удосконалено структуру регулювання струму зі сполученням пропорційної, інтегруючої та диференціуючої ланок і визначені їх параметри для забезпечення компенсації збурюючої дії за завданням і компенсації похибки струму від збурюючої дії напруги мережі незалежно від її значення. *Практичне значення.* Отримані рішення є основою для проектування перетворювачів для систем з поновлювальними джерелами електроенергії з покращеною енергоефективністю. Бібл. 10, рис. 7.

Ключові слова: багатофункціональний мережевий інвертор, нелінійне навантаження, ШІМ, контур регулювання струму, компенсація похибки струму, коефіцієнт гармонік, моделювання.

Цель. Устранение погрешности контура регулирования тока инвертора путем совершенствования его структуры и обоснования параметров, что позволит обеспечить соответствие стандарту качества тока в точке подключения к распределительной сети нагрузки и многофункционального сетевого инвертора на выходе возобновляемого источника электроэнергии. *Методика.* Синтез структуры контура регулирования тока на базе анализа процессов в электрических цепях с использованием компьютерного моделирования. *Результаты.* Получены зависимости амплитуды пульсаций выходного тока инвертора и ошибки по основной гармонике от напряжения на входе инвертора, частоты ШИМ и индуктивности реактора. Соотношения для определения значений входного напряжения инвертора, индуктивности реактора и частоты ШИМ в соответствии с напряжением сети, максимальными значениями тока инвертора и амплитуды его пульсаций при совмещении функции силового активного фильтра. *Научная новизна.* Усовершенствована структура контура регулирования тока инвертора с сочетанием пропорционального, интегрирующего и дифференцирующего звеньев и определены их параметры для обеспечения компенсации возмущающего действия по заданию и компенсации погрешности тока от возмущающего действия напряжения сети независимо от его значения. *Практическое значение.* Полученные решения являются основой для проектирования преобразователей для систем с возобновляемыми источниками электроэнергии и улучшенной энергоэффективностью. Библ. 10, рис. 7.

Ключевые слова: многофункциональный сетевой инвертор, нелинейная нагрузка, ШИМ, контур регулирования тока, компенсация ошибки тока, коэффициент гармоник, моделирование.

Вступ. Використання поновлювального джерела електроенергії (ПДЕ) передбачає наявність достатньо складного і дорогого перетворювального агрегату з вихідним мережевим автономним інвертором напруги (АІН). За природних умов ефективність використання обладнання для фотоелектричної сонячної батареї не перевищує 20% [1]. Для локальних об'єктів (мале підприємство, котедж, міні-готель тощо) з живленням навантаження від ПДЕ та розподільчої мережі (РМ) змінного струму підвищення ефективності використання перетворювального агрегату досягається застосуванням багатофункціонального мережевого АІН з суміщеною функцією силового активного фільтра (САФ) [1-9] завдяки його цілодобового використання для підтримки максимального (близького до одиниці) коефіцієнта потужності у точці підключення до РМ.

Типовими рішеннями в контурі регулювання струму (КРС) багатофункціональних АІН є використання пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора [1, 3, 4], пропорційно-резонансного регулятора [1], релейного регулятора струму [1, 2], регулятора на базі фаззи-логіки [5]. Більш розповсюджені рішення з використанням ШІМ [1, 3, 5-9]. Розбудова КРС з використанням ШІМ достатньо різноманітна. Так, в [1, 5] відхилення Δi_C струму i_C АІН відносно задано-

го значення i_C^* ($\Delta i_C = i_C^* - i_C$) подається до пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора струму. Оскільки його ефективність виявляється недостатньою, в [1] наведені варіанти, де до вихідної напруги регулятора струму додається напруга, пропорційна напрузі РМ u_1 , або до виходу регулятора струму через відповідні елементи додаються напруги, що пропорційні i_C^* , i_C та u_1 .

Дані, що наведені вище, є недостатніми для сприйняття та оцінки. Так, наводяться осцилограми струмів і показники схем, але не вказується, для якого значення (номінального, максимального, мінімального). Структури здебільшого задекларовані, методики розрахунку параметрів відсутні. За нелінійного навантаження струм i_C є несінусоїдальним, компенсуючи спотворення форми струму навантаження i_L . За цього струм i_1 РМ $i_1 = i_C - i_L$ містить першу гармоніку, а вищі (модуляційні) гармоніки придушуються фільтром. Похибка відпрацьовування i_C^* призводить до появи у струмі i_1 вищих гармонік низького порядку і погіршення гармонійного складу струму, особливо за відносно малих його значень, про що свідчать осцилограми, наведені в [3, 4]. Це ускладнює питання забезпечення відповідності гармонійного складу струму стандартам [10].

© О.О. Шавьолкін, В.В. Каплун, І.О. Шведчикова

Отже, питання щодо реалізації КРС багатофункціональних мережевих АІН вивчено недостатньо і потребує додаткового дослідження.

Мета роботи – усунення похибки контуру регулювання струму інвертора шляхом удосконалення його структури та обґрунтування параметрів, що сприятиме відповідності стандарту якості струму в точці підключення до розподільчої мережі навантаження і багатофункціонального мережевого інвертора на виході поновлювального джерела електроенергії.

Основні матеріали дослідження. Розглянемо мостову схему мережевого АІН (рис. 1) з вихідним LC- фільтром (C_f з незначним R_f) у точці підключення до мережі змінного струму з напругою $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ і навантаження. Вхідне коло АІН містить сонячну батарею (СБ) з перетворювачем напруги (ПН), що підтримує задане значення напруги U на вході АІН.

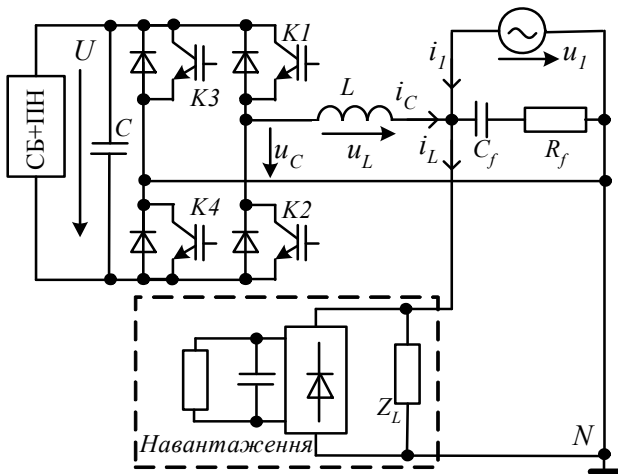


Рис. 1. Структура силових кіл АІН за підключенням до мережі і навантаження

Робота АІН паралельно з РМ в режимі джерела струму передбачає виконання умови $U = aU_{1m}$ ($a > 1$) [6, 9]. Швидкість змінювання вихідного струму АІН di_C/dt при цьому повинна перевищувати максимальне значення відносно завдання струму di_C^*/dt . У разі формування синусоїдального струму максимальне значення $(di_C^*/dt)_{max} = \omega I_{Cmax}$ ($\omega = 2\pi f$ – кутова частота, $f = 50$ Гц, I_{Cmax} – амплітуда для максимального значення I_{Cmax} струму АІН). Значення di_C/dt визначається напругою на вихідному реакторі АІН

$$u_L = u_C - u_1 = L \frac{di_C}{dt}, \quad (1)$$

де u_C – напруга АІН.

Найменше значення u_L має місце за $u_1 = U_{1m}$ і $U_L = U - U_{1m} = L\omega I_{Cmax}$. Звідси $a > 1 + L\omega I_{Cmax} / U_{1m}$.

При суміщенні функції САФ і роботи на нелінійне навантаження форма струму АІН спотворюється, і значення a визначатиме можливість відпрацювання максимального значення $(di_C^*/dt)_{max}$ без похибки. За несинусоїдального i_L додаються гармоніки з кратністю $i = 1, 3, 5, \dots$ та амплітудою $I_{m(i)} = I_{m(1)} / i$. Для наближеної оцінки врахуємо найбільшу з них 3-ю гармоніку. Приймаємо $I_{m(1)} = I_{Cmax}$, тоді

$$a = 1 + \frac{L\omega I_{Cmax}}{U_{1m}} + \frac{3L\omega I_{Cmax}}{3U_{1m}} = 1 + 2 \frac{L\omega I_{Cmax}}{U_{1m}}.$$

Індуктивність L реактора АІН згідно з відносним значенням b напруги U_L (за 1-ю гармонікою) для максимального струму АІН I_{Cmax} $b = U_L / U_1 = \omega L I_{Cmax} / U_1$ (де U_1 – діюче значення напруги РМ), визначимо як

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

Відповідно, $a > 1 + 2b$.

Спрощена структура КРС згідно з (1) наведена на рис. 2. Пунктиром показані кола компенсації. T_μ – мала некомпенсована стала часу АІН, що визначається частотою ШІМ. Коефіцієнти k, j , компенсувальні ланки ДК і К розглядаються далі.

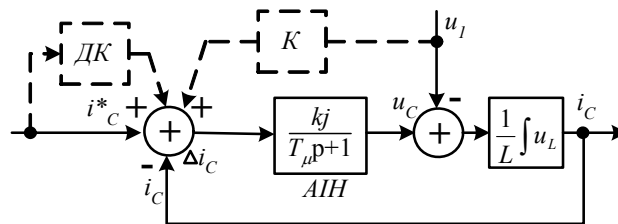


Рис. 2. Контур регулювання струму АІН

Згідно рис. 2 постійно діючим збурюючим впливом, що обумовлює «статичну» похибку відпрацювання струму, є напруга u_1 , навіть за $i_C^* = 0$.

Типовим нелінійним навантаженням локальних об'єктів є некеровані випрямлячі (зазвичай, з вихідним ємнісним фільтром) у складі оргтехніки та побутових приладів, які споживають струм i_V імпульсної форми. За цього під час перемикання діодів у завданні струму АІН, що визначається з урахуванням струму навантаження, маємо відповідну i_V зміну струму i_C (за стрибкоподібною зміни похідної струму i_C^*). За обмеженої частоти ШІМ ці зміни струму відпрацьовуються з запізненням, що призводить до появи «динамічної» похибки і спотворення форми струму РМ. Таким чином, маємо збурення за сигналом керування. Це призводить до погіршення гармонійного складу струму мережі, що ускладнює забезпечення його відповідності стандартам за значень $I_{1m} \leq 0.25I_{Cmax}$.

Розглянемо реалізацію ШІМ для випадку, коли використовуються дві опорні напруги u_{TR} і $(-u_{TR})$ трикутної форми з частотою модуляції f_m , що є симетричними відносно 0 (рис. 3). Перемикання ключів першого плеча (K1, K2) здійснюється за умови, що задана напруга $u^* \geq u_{TR}$, а другого (K3, K4) – $u^* \leq -u_{TR}$.

За відсутності регуляторів у блоці ШІМ напруга, яка пропорційна Δi_C , порівнюється з u_{TR} . У разі формування позитивної напівхвилі u_C використовується два значення напруги U і 0 (для негативної напівхвилі, відповідно, $-U$ і 0) і напруга u_L приймає значення:

- якщо $u_C = U$, то значення $u_L = U - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$ і

струм i_C зростає (початкове відхилення Δi_C відносно середнього значення Δi_{CAV} (похибки відпрацювання струму) є позитивним ($i_C^* > i_C$) і зменшується до нуля, а потім стає негативним ($i_C^* < i_C$)) (рис. 3);

- якщо $u_C = 0$, то значення $u_L = 0 - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$ і

струм убуває (Δi_C зростає до нуля, а потім стає пози-

тивним). Оскільки f_M достатньо велика, можна вважати, що на інтервалі модуляції T напруга u_1 і струм i_C^* незмінні. Отже, струм коливається відносно заданого значення і змінюється за лінійним законом, швидкість його змінювання залежить від значення u_1 і u_C .

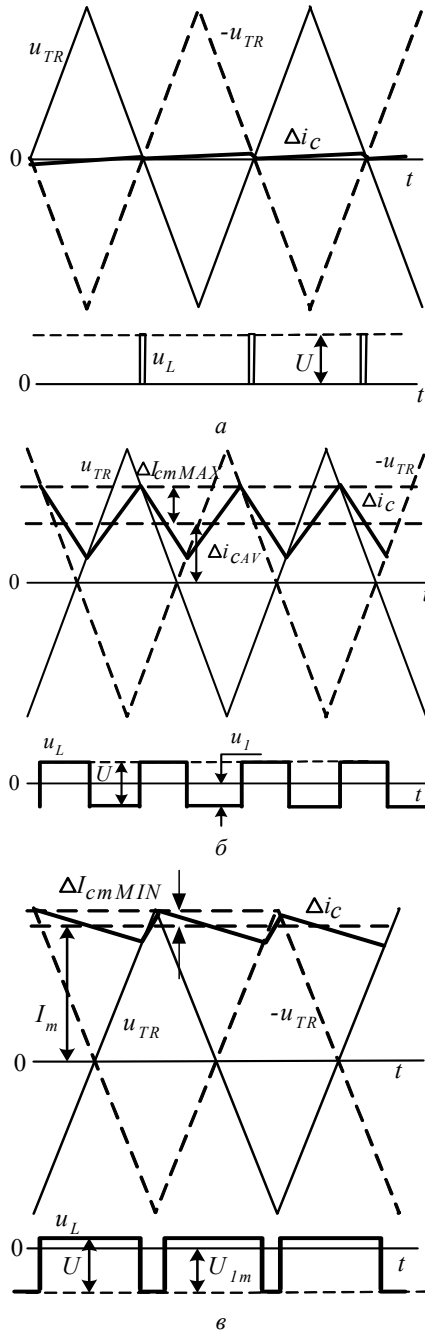


Рис. 3. Визначення амплітуди пульсацій і похибки відпрацювання струму АІН з ШІМ

Вважаємо, що струм i_C і, відповідно, di_C/dt змінюються за гармонійним законом. Амплітуда пульсацій струму ΔI_{Cm} визначається коефіцієнтом заповнення імпульсів напруги АІН $\gamma = t_{on} / T$ (t_{on} – час вмикання ключа, T – період модуляції) і не залежить від значення струму. Тому приймаємо, що задане значення струму АІН дорівнює нулю. Отже, маємо:

- при $u_1 \rightarrow 0$ значення $\gamma \rightarrow 0$, відповідно, $\Delta I_{Cm} \rightarrow 0$ (рис. 3,а). За цього середнє значення відхилення струму за період модуляції $\Delta i_{CAV}(t) = 0$. Швидкості

зростання і збування струму різні, що у разі $\gamma > 0$ призводить до збільшення $|\Delta i_{CAV}(t)| > 0$. Тобто середнє значення $|\Delta i_{CAV}(t)|$ поступово зростає;

- значенню $\gamma = 0.5$, коли ΔI_{Cm} є максимальним (рис. 3,б), відповідає умова

$$aU_{1m} - U_{1m}\sin\omega t = |-U_{1m}\sin\omega t|, \text{ за цього}$$

$$\Delta I_{Cm} = \Delta I_{Cm \max} = \frac{aU_{1m}}{16Lf_M}; \quad (3)$$

- при $u_1 = U_{1m}$ значення γ є максимальним (рис. 3,в), його можна знайти згідно умови, що $\int_0^T u_L dt = 0$, або

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

Відповідно $\gamma_{\max} = 1/a$ та

$$\Delta I_{Cm1} = \frac{\gamma(a-1)U_{1m}}{4Lf_M}. \quad (4)$$

Врахуємо обмеження щодо співвідношення швидкості змінювання i_C і опорної напруги $\frac{du_{TR}}{dt} > \frac{di_C}{dt}$. Значення $\frac{du_{TR}}{dt} = 4u_{TRm}f_M$. Максимальне значення di_C/dt має місце, коли $u_L = 0 - U_{1m} = -U_{1m}$ і становить $\frac{di_C}{dt} = \frac{U_{1m}}{L}$. Отже, $\frac{du_{TR}}{dt} = 4u_{TRm}f_M \geq \frac{U_{1m}}{L}$

(u_{TRm} – амплітуда u_{TR}), звідки

$$f_M \geq \frac{U_{1m}}{4u_{TRm}L}. \quad (5)$$

Виходячи з умови $\int_0^T u_L dt = 0$, можна визначити

залежності $\gamma(t)$ і $\Delta I_{Cm}(t)$. Так, для $u_C > 0$ маємо $U_{1m}(a - \sin\omega t)\gamma + U_{1m}(0 - \sin\omega t)(1 - \gamma) = 0$. Звідси

$$\gamma = \frac{\sin\omega t}{a}.$$

Амплітуда відхилення струму $\Delta I_{Cm} = \frac{\gamma(1-\gamma)aU_{1m}}{2Lf_M}$.

З урахуванням значення γ отримуємо

$$\Delta I_{Cm}(t) = \frac{U_{1m}}{2aLf_M}(a \sin\omega t - 0.5 + 0.5 \cos 2\omega t).$$

Для $u_C < 0$ маємо аналогічну картину. Отже,

$$\Delta I_{Cm}(t) = \frac{U_{1m}}{2aLf_M}(a |\sin\omega t| - 0.5 + 0.5 \cos 2\omega t),$$

$$\Delta i_{CAV}(t) = \frac{u_{TRm}}{a} \sin\omega t.$$

Граничним є режим, коли амплітуда похибки струму I_m наближається до u_{TRm} і $\Delta I_{Cm1} = 0$ за $a = 1$. В загальному випадку необхідно виконання умови

$$I_m + \Delta I_{Cm1} \leq u_{TR}. \quad (6)$$

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

Амплітуду u_{TRm} можна визначити згідно (5), тоді амплітуда основної гармоніки похибки струму відпо-

відно (4) і (6) $I_m \leq \frac{U_{1m}}{a4Lf_M}$, або

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

Значення ΔI_{Cm} за $\gamma = 0.5$ і γ_{\max} становлять, відповідно, $\Delta I_{Cm\max} \leq \frac{a}{4} u_{TRm}$, $\Delta I_{Cm1} = \frac{(a-1)}{a} u_{TRm}$.

Перейдемо до відносного значення $\Delta I_{Cm\max}$ (до амплітуди $I_{Cm\max}$) $c = \frac{\Delta I_{Cm\max}}{I_{Cm\max}}$, тоді згідно (2), (3)

$$f_M \geq \frac{a\omega}{16bc}. \quad (8)$$

Таким чином, наприклад, за $b = 0.15$, $c = 0.05$, $a = 1.3$ значення $I_m = 0.77u_{TRm}$, $\Delta I_{Cm\max} = 0.325u_{TRm}$, $\Delta I_{Cm1} = 0.23u_{TRm}$. Якщо $I_{C\max} = 25$ А ($I_{C\max} = 35.35$ А), частоту модуляції згідно (8) $f_M = 3400$ Гц, то $\Delta I_{Cm\max} = 1.77$ А. За цього $I_m = \frac{4}{a^2} \Delta I_{Cm\max} = 4.19$ А.

Для узгодження масштабування величин в прямий канал відхилення вводяться (рис. 2) коефіцієнти: $k = \frac{a}{4\Delta I_{Cm\max}}$ (без урахування коефіцієнтів передавання датчиків і $u_{TRm} = 1$) і $j = U/u_{TRm}$.

Без урахування модуляційних складових «гладка» складова напруги реактора згідно (1)

$u^1_L = u^1_C - u_1 = L \frac{di^1_C}{dt} = ju_K - u_1$ (u_K – напруга керування, що змінюється в межах $(-u_{TRm}, u_{TRm})$, u^1_C , i^1_C – напруга і струм без урахування модуляційних складових). Звідси $u_K = \frac{L}{j} \frac{di^1_C}{dt} + \frac{u_1}{j}$. Похибка $\Delta i_{CAV} = 0$ за

умови, що $i^*_C = i^1_C$, відповідно, $\frac{di^*_C}{dt} = \frac{di^1_C}{dt}$. Звідки

$$u_K = \frac{L}{j} \frac{di^*_C}{dt} + \frac{u_1}{j}. \quad (9)$$

У разі $i^*_C = 0$ значення $u_K = u_1/j$. Напруга u_1 є вимірюваною і статичну похибку можна компенсувати введенням відповідного зв'язку (ланка K на рис. 2).

Виключення похибки струму, обумовленої збуренням за сигналом керування, можливо з використанням диференціуючої ланки динамічної компенсації (ДК) згідно (9) в каналі завдання струму АІН.

В реальних умовах U_1 змінюється в певних межах. Із змінюванням U_1 за постійної f_M (8) $b' = b/U_1^*$ ($U_1^* = U_1/U_{1N}$, де U_{1N} – номінальна напруга),

$a' = a/U_1^*$, $c' = \frac{a'bc}{b'a}$, що потребує переналаштування КРС. Інший варіант компенсації статичної похибки – це введення інтегрувальної ланки (рис. 4) з коефіцієнтом $g = f_M/k$, що розраховує фактичне значення $\Delta i_{CAV}(t)$ і додає його до сигналу відхилення струму.

Запропонована структура КРС АІН (рис. 4) містить підсумкові пристрої, пропорційну ланку з коефіцієнтом k , інтегрувальну ланку, блоки множників, блок компараторів БК, генератор опорної напруги ГОН, блок фазового автопідстроювання частоти PLL, ланку динамічної компенсації ДК. Згідно сигналу завдання амплітуди струму мережі I^*_{1m} з виходу зовні-

шнього регулятора напруги ЗР (підтримує напругу на вході АІН на заданому рівні $U = U^*$) формується синусоїдальний сигнал завдання струму мережі i^*_{1m} , що за генерації енергії СБ у мережу зсунутий по відношенню до напруги u_1 на 180° , а у разі споживання енергії з мережі співпадає за фазою. Завдання струму АІН визначається з урахуванням i_L і ємнісної складової струму фільтра з амплітудою $I_{fm(1)} = \omega C_f U_{1m}$. PLL згідно напрузі РМ $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ і заданому значенню кутової частоти ω_0 формує сигнали $\sin \omega t$, $\cos \omega t$.

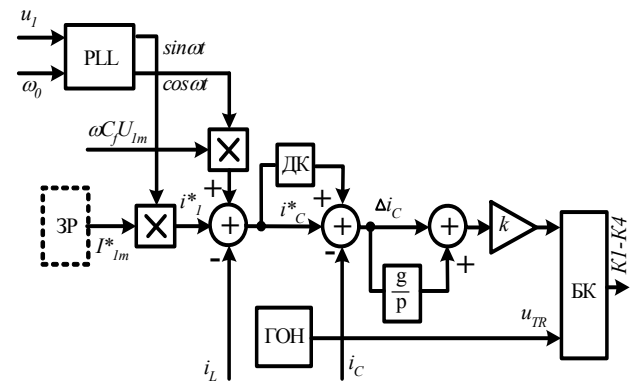


Рис. 4. Структура КРС

Імітаційне моделювання в Matlab та його результати. Здійснено з комбінуванням нелінійного навантаження (некеровані випрямлячі з вихідним ємнісним фільтром та RL навантаженням) та RL навантаження ($I_{Lm(1)} = 19.6$ А, $\varphi_{(1)} = 27^\circ$). РМ містить опори $R = 0.02$ Ом, $X_L = 0.02$ Ом. Реактор з $L = 0.0042$ Гн і $R = 0.1$ Ом, $R_f = 0.3$ Ом, $C_f = 60$ мкФ. Параметри АІН: $I_{C\max} = 25$ А, $f_M = 6800$ Гц, $U = 405$ В ($a = 1.3$).

Розглянуті три варіанти КРС: варіант 1 – з ДК та компенсуючим зв'язком за u_1 ; варіант 2 – з ДК та інтегруючою ланкою; варіант 3 – з використанням ПІ-регулятора з налаштуванням на симетричний оптимум

$$W(p) = \frac{4L}{8KT_\mu} + \frac{L}{8KT_\mu^2 p} \left(T_\mu = 1/f_M, K = k \cdot j \right).$$

Варіант 3 при нелінійному навантаженні є працездатним лише з ДК та компенсуючим зв'язком за u_1 і має найгірші показники за малих значень струму РМ.

Так, у разі $I^*_{1m} = 3$ А, значення $I_{1m(1)} = 2.973$ А, $\text{THDi}_1 = 4.79$ %. За тих же умов для варіанту 1 $I_{1m(1)} = 2.943$ А, $\text{THDi}_1 = 3.41$ %, для варіанту 2 $I_{1m(1)} = 2.966$ А, $\text{THDi}_1 = 2.68$ %. До того ж, варіант 2 має кращий спектр струму РМ (рис. 5) і забезпечує $\text{THDi}_1 \leq 5$ % в діапазоні значень I_{1m} до $0.05 I_{1m\max}$ ($I_{1m\max}$ у даному разі 35.35 А). У разі зміни u_1 варіант 2 не потребує переналаштування, так за $U^*_1 = 0.85$ для $I^*_{1m} = 3$ А, $I_{1m(1)} = 2.97$ А, $\text{THDi}_1 = 2.5$ %. У варіанті 1 за тих же умов $I_{1m(1)} = 3.3$ А, $\text{THDi}_1 = 2.83$ %, що передбачає зміну коефіцієнту в ланці K (рис. 2).

Осцилограми u_1 , u_C , i_1 , $\Delta I_{Cm}(t)$ за лінійного навантаження з ДК наведені на рис. 6. Осцилограми u_1 , u_C , i_1 , i_C , i_L для $I^*_{1m} = 3$ А за комбінованого лінійного та нелінійного навантаження (випрямлячі з ємнісним фільтром і RL – навантаженням) для варіанту 2 наведені на рис. 7 ($I^*_{1m} = 3$ А, $I_{1m(1)} = 2.97$ А, $\text{THDi}_1 = 2.97$ %).

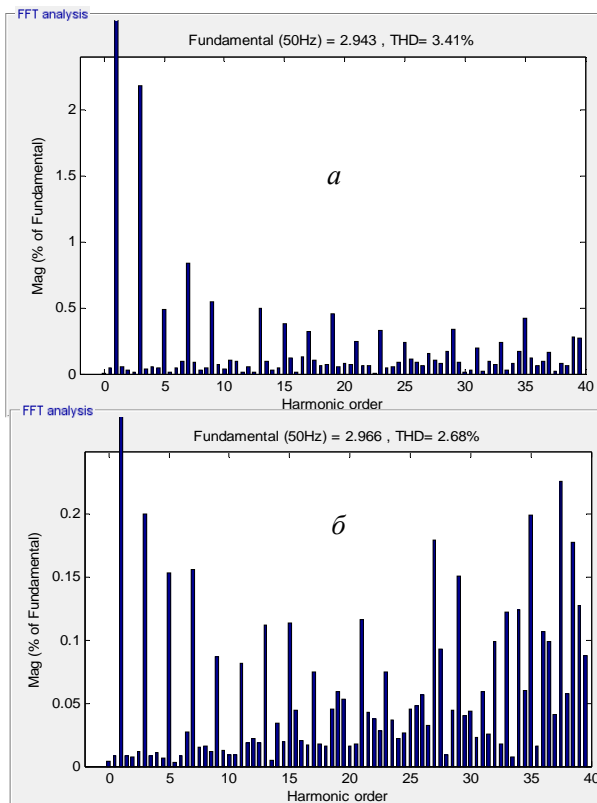


Рис. 5. Спектри струму РМ: *a* – варіант 1; *б* – варіант 2

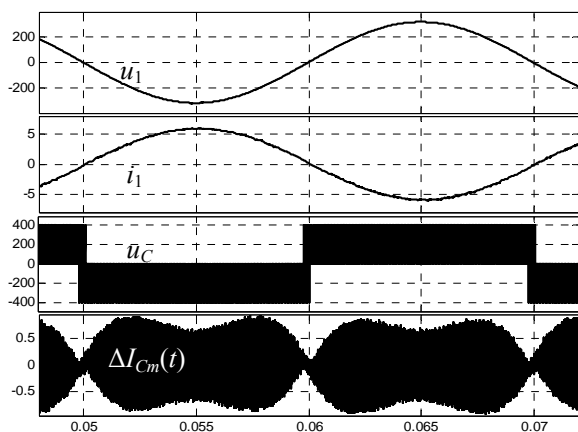


Рис. 6. Осцилограми напруги та струмів за лінійним навантаженням

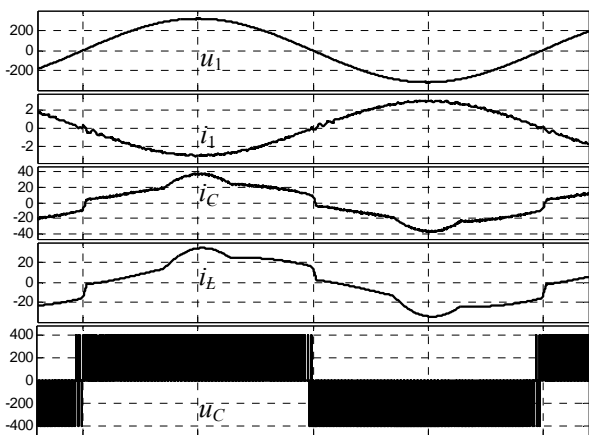


Рис. 7. Осцилограми напруги та струмів за комбінованого навантаження

Для порівняння в [3] з використанням в КРС ПІ- регулятора за $f_M = 20$ кГц, $I_{1m} = 10$ А ($I_{Cm} = 20$ А, амплітуди струму нелінійного навантаження $I_{Lm} = 9$ А) значення $THDi_1 = 4.8$ %.

Висновки.

На підставі отриманих залежностей амплітуди пульсацій вихідного струму АІН і похибки за основною гармонікою у відповідності до напруги на вході АІН, частоти ШІМ і індуктивності вихідного реактора обрнтовані параметри ланок для компенсації збурюючих впливів. Показано, що компенсація збурення напруги РМ з використанням в каналі відхилення струму інтегруючої ланки не потребує переналаштування у разі зміни напруги мережі. Запропонована структура КРС багатofункціонального АІН зі сполученням пропорційної, інтегруючої і диференціальної ланок з відповідними їх параметрами дозволяє за обмеженого значення частоти ШІМ 6800 Гц розширити діапазон значень струму i_l в точці підключення до мережі у бік менших значень до 0.05 від максимального значення струму за значення $THDi_1 \leq 5\%$. При цьому значення вхідної напруги інвертора та частоти ШІМ визначаються згідно напрузі РМ, індуктивності реактору, максимальних значень струму АІН та амплітуди його пульсацій. Результати отримані для відносних значень: амплітуди пульсацій струму $c = 0.0025$, падіння напруги на реакторі за максимального струму (для 1-ї гармоніки) $b = 0.15$ і $a = 1.3$. Подальшим напрямком роботи є розвиток моделі для дослідження роботи АІН з урахуванням дискретності роботи цифрової системи керування для уточнення вимог до її елементів і оцінки реальних показників.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Zeng Z., Yang H., Zhao R., Cheng C. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2013. – vol.24. – pp. 223-270. doi: 10.1016/j.rser.2013.03.033.
2. Vaquero J., Vázquez N., Soriano I., Vázquez J. Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filtering Functionality // International Journal of Photoenergy. – vol.2018. – pp. 1-9. doi: 10.1155/2018/2140797.
3. Da Silva S.A.O., Sampaio L.P., Campanhol L.B.G. Single-phase grid-tied photovoltaic system with boost converter and active filtering // 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). – Jun. 2014. doi: 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. – iss.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. – 2017. – vol.151. – pp. 359-368. doi: 10.1016/j.epr.2017.06.010.
6. Shavelkin A., Shvedchykova I. Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery // Technical electro-dynamics. – 2018. – no.5. – pp. 92-95. doi: 10.15407/techned2018.05.092.
7. Wu T.-F., Nien H.-S., Shen C.-L., Chen T.-M. A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration // IEEE Trans-

- actions on Industry Applications. – 2005. – vol.41. – no. 4. – pp. 1075-1083. doi: [10.1109/tia.2005.851035](https://doi.org/10.1109/tia.2005.851035).
8. Mendez I., Vazquez N., Vaquero J., Vazquez J., Hernandez C., Lopez H. Multifunctional grid-connected photovoltaic-system controlled by sliding mode // IECON 2015 – 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – Nov. 2015. doi: [10.1109/iecon.2015.7392286](https://doi.org/10.1109/iecon.2015.7392286).
9. Шавелкин А.А. Структуры однофазных преобразовательных агрегатов для комбинированных систем электропитания с фотоэлектрическими солнечными батареями // Технічна електродинаміка. – 2018 – №2. – С. 39-46. doi: [10.15407/techned2018.02.039](https://doi.org/10.15407/techned2018.02.039).
10. 1547-2018 – IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. – Date of Publ. 6 April 2018. doi: [10.1109/IEEESTD.2018.8332112](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2018.8332112).

REFERENCES

1. Zeng Z., Yang H., Zhao R., Cheng C. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2013, vol.24, pp. 223-270. doi: [10.1016/j.rser.2013.03.033](https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.03.033).
2. Vaquero J., Vázquez N., Soriano I., Vázquez J. Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filtering Functionality. *International Journal of Photoenergy*, vol. 2018, pp. 1-9. doi: [10.1155/2018/2140797](https://doi.org/10.1155/2018/2140797).
3. Da Silva S.A.O., Sampaio L.P., Campanhol L.B.G. Single-phase grid-tied photovoltaic system with boost converter and active filtering. *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Jun. 2014. doi: [10.1109/isie.2014.6865013](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, iss.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*, 2017, vol.151, pp. 359-368. doi: [10.1016/j.epsr.2017.06.010](https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.06.010).
6. Shavelkin A., Shvedchikova I. Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery. *Technical electrodynamics*, 2018, no.5, pp. 92-95. doi: [10.15407/techned2018.05.092](https://doi.org/10.15407/techned2018.05.092).
7. Wu T.-F., Nien H.-S., Shen C.-L., Chen T.-M. A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, vol.41, no. 4, pp. 1075-1083. doi: [10.1109/tia.2005.851035](https://doi.org/10.1109/tia.2005.851035).
8. Mendez I., Vazquez N., Vaquero J., Vazquez J., Hernandez C., Lopez H. Multifunctional grid-connected photovoltaic-system controlled by sliding mode. *IECON 2015 – 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2015. doi: [10.1109/iecon.2015.7392286](https://doi.org/10.1109/iecon.2015.7392286).
9. Shavelkin A.A. Structures of single-phase converters units for combined electrical supply systems with photoelectric solar panels. *Technical electrodynamics*, 2018, no.2, pp. 39-46. (Rus). doi: [10.15407/techned2018.02.039](https://doi.org/10.15407/techned2018.02.039).
10. 1547-2018 – IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. Date of Publ. 6 April 2018. doi: [10.1109/IEEESTD.2018.8332112](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2018.8332112).

Надійшла (received) 07.02.2019

Шавелкин Александр Олександрович¹, д.т.н., проф.,
 Каплун Віктор Володимирович¹, д.т.н., проф.,
 Шведчикова Ірина Олександрівна¹, д.т.н., проф.
¹Київський національний університет технологій та дизайну,
 01011, Київ, вул. Немировича-Данченка, 2,
 тел/phone +380 50 9720629,
 e-mail: shavolkin@gmail.com, ishved89@gmail.com

O.O. Shavelkin¹, V.V. Kaplun¹, I.O. Shvedchikova¹
¹ Kyiv National University of Technologies and Design,
 2, Nemirovich-Danchenko Str., Kyiv, 01011, Ukraine.

Error elimination for current control loop for multi-functional single-phase grid-connected inverter.

Purpose. Elimination of the error of the inverter current control loop by improving its structure and justifying the parameters, which will ensure compliance with the current quality standard at the common coupling to the distribution grid of the load and the multi-functional grid inverter at the output of the renewable source of electrical energy. **Methodology.** Synthesis of structure of current control loop based on analysis of processes in electrical circuits and computer simulation. **Results.** Relationships for determining the input voltage of the inverter, reactor inductance and modulation frequency in accordance with the grid voltage, the maximum values of the inverter current and the amplitude of its ripple when combining the function of the active power filter. Dependencies of the amplitude of the pulsations of the output current of the inverter and the errors in the fundamental harmonic in accordance with the voltage at the input of the inverter, the modulation frequency and inductance of the output reactor are obtained. **Originality.** The structure of the inverter current control loop has been improved with a combination of proportional, integrating and differentiating links, and their parameters have been determined to ensure compensation of the disturbing action on input of the reference and compensation of the error of current from the disturbing action of the grid voltage regardless of its value. **Practical value.** The obtained solutions are the basis for the design of converters of electric power systems with renewable sources of electricity with improved energy efficiency. References 10, figures 7.

Key words: multi-functional single-phase grid-connected inverter, nonlinear load, PWM, current control loop, current error compensation, THD, simulation.