

УДК 621.314.26

О.О. ШАВЬОЛКІН (д-р техн. наук, проф.), **Н.Л. ТЮТЮННИК**
Державний вищий навчальний заклад
«Київський національний університет технологій та дизайну»
shavelkin57@mail.ru

БАГАТОРІВНЕВИЙ ГІБРИДНИЙ ІНВЕРТОР СЕРЕДНЬОЇ НАПРУГИ

Представлені принципи реалізації багаторівневого інвертора напруги за гібридною схемою на базі тривірневого інвертора з фіксуєчими діодами і додатковими однофазними інверторами у вихідних фазах. Показано, що за кратності постійної напруги на входах базового тривірневого і додаткового інверторів 3:1 вихідну напругу можна підвищити до 10 кВ при покращенні її гармонійного складу до рівня стандарту. Подані результати моделювання за використанням широтно-імпульсної модуляції і квантування за рівнем.

Багаторівневий автономний інвертор напруги, NPC-інвертор з фіксуєчими діодами, гібридна схема, принцип асиметрії, широтно-імпульсна модуляція, коефіцієнт гармонік, квантування за рівнем.

Постановка проблеми. Питання енергозбереження для різноманітних механізмів (насоси, димососи, вентилятори та інш.) пов'язано з використанням регульованого електропривода (ЕП), особливо це є актуальним за великої потужності, де застосовуються двигуни змінного струму на напругу 6÷10 кВ. Вирішення проблеми потребує наявності енергоефективних перетворювачів енергії, вартість яких не перевищує економічно доцільну за терміном окупності.

Аналіз попередніх досліджень. Зараз для високовольтного електропривода змінного струму найбільш ефективним рішенням визнано використання перетворювачів частоти (ПЧ) з багаторівневими автономними інверторами напруги (БАІН), що забезпечують близькі до вимог стандартів МЕК показники якості вихідної напруги і вхідного струму. На ринку представлені в основному дві топології БАІН: каскадні типу «Perfect Harmonu» з послідовним з'єднанням у вихідних фазах однофазних автономних інверторів напруги (АІН) з ізольованими джерелами постійного струму (ДПС), які при напрузі 6÷6.3 кВ мають 6 АІН на фазу, при напрузі 10 кВ – 10 АІН на фазу; багаторівневі NPC - інвертори з фіксуєчими діодами, серед яких основним рішенням є використання тривірневого АІН (ТАІН).

Схема з використанням ТАІН достатньо проста і містить на фазу (рис.1,а) лише 4 напівпровідникових ключі (RC IGTC із зворотною провідністю) і 2 фіксуєчих діоди, для живлення фаз ТАІН використовується спільне ДПС (з середнім виводом N). Це робить даний клас інверторів більш привабливим з позиції зменшення вартості ПЧ і розширення діапазону їх доцільного використання у бік менших потужностей і більшої напруги. Проте, при існуючих високовольтних ключах вихідна напруга ПЧ не перевищує 4.16 кВ (без використання вихідного трансформатора). Гіршим порівняно з каскадними БАІН є і гармонійний склад вихідної напруги, що потребує використання вихідних фільтрів. Певним «проривом» у цьому напрямку є новий ПЧ типу ACS 2000 (фірма АВВ), який випускається на вихідну напругу до 6.9 кВ. Значно покращено і якість вихідної напруги, оскільки кількість рівнів напруги фази БАІН збільшена до п'яти. Досягнуто це за рахунок збільшення кількості ключів схеми – 12 на фазу. Варто зазначити, що у каскадних БАІН і класичних схемах NPC-інверторів на рівень у напівхвилі напруги використовується 4 ключі.

Схему фази БАІН у ПЧ типу ACS 2000 [1,2] на напругу 6.9 кВ подано на рис.1, б. Автори характеризують це рішення як п'ятирівневий інвертор з активною середньою точкою – скорочено ANPC-5L, у якому ТАІН через відповідні транзисторні ключі з'єднано послідовно з конденсатором С. Напруга конденсатора дорівнює половині рівня вхідної напруги БАІН – напрузі ДПС відносно нульового виводу (U). Тобто фактично маємо гібридну схему з реактивною комірною (РК) - конденсатором С. Потужність в навантаження передається базовим ТАІН, а РК використовується лише для збільшення кількості рівнів вихідної напруги БАІН до п'яти за рахунок застосування принципу асиметрії [3, 4, 5, 6, 7] при кратності напруги базового ТАІН і РК 2:1. В даному випадку вихідна напруга БАІН визначається напругою РК $0.5U$ (або як різниця напруги ДПС і РК ($U - 0.5U$)) і напругою ДПС U , тобто приймає значення $(0, \pm 0.5U, \pm U)$. На жаль, прийнята авторами схема БАІН не забезпечує додавання напруги ДПС і РК, що дозволило б збільшити кількість рівнів напруги БАІН до семи. Окрім того, введення РК нічого не дає у плані підвищення вихідної напруги ПЧ [7]. Збільшення напруги до 6.9 кВ в ACS 2000 досягнуто за рахунок послідовного з'єднання двох IGBT ключів. Заміну фіксуєчих діодів на транзисторні ключі, що необхідно для функціонування РК, можна також розглядати як уніфікацію ключів схеми – використовуються модулі з двох IGBT ключів.

Більш ефективним для покращення якості вихідної напруги є використання РК за схемою однофазного АІН [5, 6], що вмикається у вихідних фазах ТАІН (забезпечується як додавання, так і віднімання напруги конденсатора до напруги ТАІН).

© Шавьолкін О.О., Тютюнник Н.Л., 2015

Однак, з точки зору підвищення вихідної напруги БАІН, доцільним є використання додаткових ДПС замість конденсаторів, що дає можливість зниження завантаження і, відповідно, напруги базового ТАІН і напруги ключів його схеми. Це рішення прийнятне для варіанту ПЧ з вхідним трансформатором і діодними випрямлячами в якості ДПС (наприклад ACS 1000). Так, у тому ж ACS 2000 використовується дві модифікації: з інтегрованим вхідним трансформатором і 24-х пульсним випрямлячем (при чотирьох комплектах вторинних обмоток і чотирьох випрямлячах) і активним входом (активним випрямлячем) за прямого підключення до мережі.

Отже питання збільшення вихідної напруги до 10 кВ і більш повного використання ключів схеми БАІН для

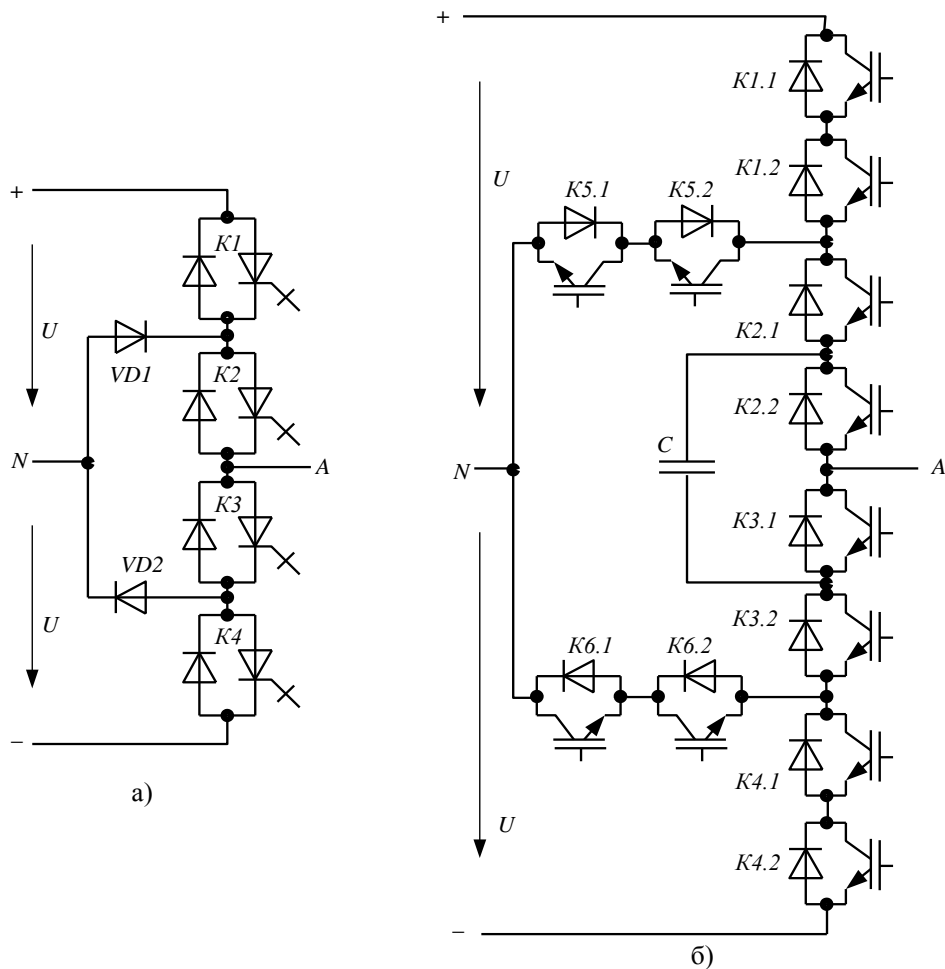


Рисунок 1 - Схема фази ТАІН (а) і ANPC-5L (б)

покращення гармонійного складу напруги вивчено недостатньо, що є предметом розгляду даної роботи.

Мета роботи. Розробка рішень стосовно схеми гібридного БАІН на базі ТАІН, які забезпечать підвищення вихідної напруги при одночасному покращенні якості вихідної напруги.

Для цього необхідно вирішити ряд завдань:

- виконати аналіз рішень при різній кратності напруги базового ТАІН і додаткового АІН;
- обґрунтувати принципи реалізації обраних рішень;
- розробити математичну модель БАІН і виконати імітаційне моделювання.

Основні матеріали дослідження.

Схема фази гібридного БАІН на базі ТАІН з додатковим АІН (ДАІН) приведена на рис.2. ДАІН можна використовувати як РК з конденсатором С1 (без ДПС) або з ДПС (випрямляч В). Базова схема ТАІН, наприклад, у перетворювача ACS 1000 (фірма АВВ) виконана на RC IGCT, які випускаються фірмою АВВ класу 5.5 кВ – допустима напруга у ланці постійного струму $U_{dc}=3.3$ кВ. У той же час IGBT випускаються класу 4.5 кВ і $U_{dc}=2.8$ кВ.

Проаналізуємо можливості схемних рішень за можливим значенням вихідної лінійної напруги навантаження $U_{\text{ЛН}}$. При використанні векторної ШІМ або перемодуляції напруги завдання третьою гармонікою в схемі ТАІН напруга ключа (напруга ДПС - U) становить $U = U_{\text{ЛН}}/\sqrt{2}$ [7]. Отже маємо:

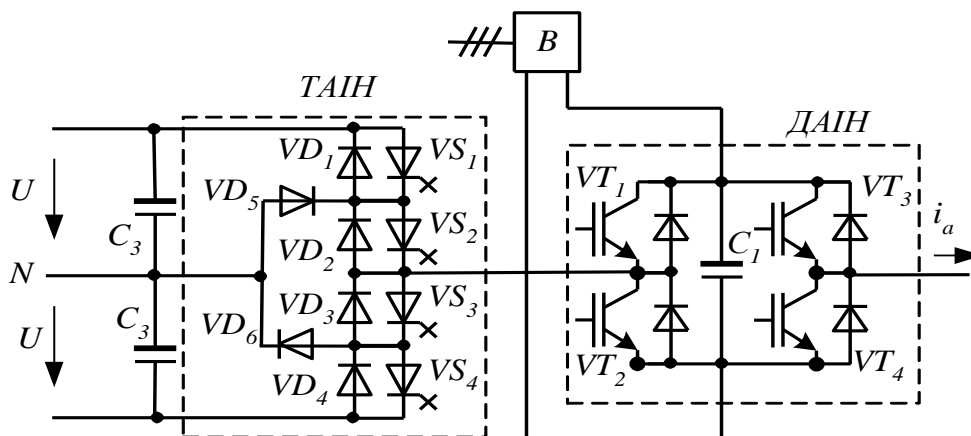


Рисунок 2 – Схема фази гібридного БАІН на базі ТАІН із додатковим однофазним інвертором

- для $U_{\text{ЛН}}=4.16$ кВ, $U=2.94$ кВ (IGBT класу 5.5 кВ);
- для $U_{\text{ЛН}}=6$ кВ, $U=4.24$ кВ (два IGBT класу 4.5 кВ з'єднані послідовно);
- для $U_{\text{ЛН}}=6.9$ кВ, $U=4.88$ кВ (два IGBT класу 4.5 кВ з'єднані послідовно);
- для $U_{\text{ЛН}}=10$ кВ, $U=7.07$ кВ (три IGBT класу 4.5 кВ з'єднані послідовно).

Це стосується також вибору ключів для схеми на рис.1, б і рис.2 (в разі використання ДАІН як РК).

В разі використання ДАІН з ДПС значення напруги джерел ТАІН (U_3) і ДАІН (U_1) розподіляються згідно кратності напруги. Можливі кратності 2:1 і 3:1, відповідно, $U_1=U/3$, $U_3=2U_1$ і $U_1=U/4$, $U_3=3U_1$.

Отже:

- для $U_{\text{ЛН}}=6$ кВ за кратності 2:1 $U_1=1.41$ кВ, $U_3=2.82$ кВ, за кратності 3:1 $U_1=1.06$ кВ, $U_3=3.18$ кВ;
- для $U_{\text{ЛН}}=6.9$ кВ за кратності 2:1 $U_1=1.63$ кВ, $U_3=3.25$ кВ, за кратності 3:1 $U_1=1.22$ кВ, $U_3=3.66$ кВ;
- для $U_{\text{ЛН}}=10$ кВ за кратності 2:1 $U_1=2.36$ кВ, $U_3=4.71$ кВ, за кратності 3:1 $U_1=1.77$ кВ, $U_3=5.3$ кВ.

Таким чином, в базовій комплектації ТАІН на IGBT класу 5.5 кВ (наприклад, типу ACS 1000) з додатковими мостами на IGBT класу 3.3 кВ ($U_{ac}=1.8$ кВ) утворюють схему БАІН, яка може бути використана як семирівнева на вихідну напругу 6.9 кВ (за кратністю 2:1) і як дев'ятирівнева (кратність 3:1) на напругу 6 кВ.

При послідовному з'єднанні в схемі ТАІН двох IGBT класу 4.5 кВ і ДАІН з IGBT класу 4.5(3.3) кВ схема БАІН може бути використана як дев'ятирівнева (кратність 3:1) на напругу 10 кВ. Кількість ключів: 8 IGBT (класу 4.5 кВ)+4 IGBT (класу 4.5 або 3.3 кВ) +4 фіксуєуючих діоди (по два послідовно) на фазу.

При використанні 24-х пульсної схеми випрямлення у ДПС для ТАІН (чотири трифазних мостових випрямлячів, що живляться від чотирьох комплектів вторинних обмоток вхідного трансформатора) з урахуванням трьох ДПС для ДАІН загальна кількість випрямлячів і комплектів вторинних обмоток вхідного трансформатора становить сім. Для порівняння, у схемі каскадного 9 - рівневого БАІН на 10 кВ потрібно 4 АІН і $4*4=16$ IGBT (класу 4.5 кВ) на фазу при загальній кількості випрямлячів і комплектів вторинних обмоток вхідного трансформатора, що становить $4*3=12$ (серійні ПЧ типу Altivar 1200 з каскадними БАІН випускаються з 8 АІН на фазу (96 IGBT класу 1.7 кВ) при загальній кількості випрямлячів і комплектів вторинних обмоток вхідного трансформатора, що становить $8*3=24$).

Структура на рис.1,б у цьому разі передбачає 18 IGBT (класу 4.5 кВ) на фазу.

Розглянемо формування вихідної напруги гібридного БАІН при кратності напруги ДПС 2:1. Вихідна напруга ТАІН приймає три значення $0, \pm 2U_1$, ДАІН $0, \pm U_1$. Загальна вихідна напруга БАІН приймає сім значень $0, \pm U_1, \pm 2U_1, \pm 3U_1$. Отже, для формування напруги доцільно використати багаторівневу ШІМ із зсувом модулюючої напруги за рівнем [7], при цьому для позитивної і негативної напівхвилі напруги завдання використовується три модулюючих напруги трикутної форми, що зсунуті за рівнем відносно нуля вгору і вниз. На другому рівні є дві можливості комбінування напруги ТАІН і ДАІН: напруга ТАІН дорівнює $2U_1$, а напруга ДАІН є від'ємною, забезпечуючи перехід на рівень U_1 ; по черговим перемиканням обох інверторів. В останньому разі без усяких додаткових заходів виключається можливість виникнення «циркуляції енергії» між ТАІН і ДАІН [5, 6], коли змінюється напрям передавання енергії ДАІН і його ДПС повинно мати двобічну провідність. Крім того, в схемі мають місце додаткові витрати енергії.

Дещо складніша ситуація за кратності напруги 3:1, оскільки для другого і третього рівнів не можна виключити від'ємність напруги ДАІН. Принцип формування напруги БАІН ілюструє рис.3, де відображені відносні значення

напруги фази БАІН $u_{БАІН}$, ТАІН u_3 , ДАІН u_1 – за одиницю обрано значення напруги ДПС ДАІН. При цьому для позитивної і негативної напівхвилі напруги завдання $u_{ЗАД} = A \sin \theta$ (A – відносне значення амплітуди вихідної напруги, $\theta = \omega t$, ω – кутова частота вихідної напруги БАІН) використовується чотири модулюючих напруги трикутної форми, що зсунуті за рівнем відносно нуля вверх і вниз. Кути $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ відповідають переходу на наступний рівень формування вихідної напруги

Вихідна напруга фази БАІН є сумою напруги ТАІН і ДАІН, які мають характер імпульсів. Згідно амплітуді першої гармоніки ТАІН $U_{3m(1)}$ можна знайти $U_{1m(1)}$ як: $U_{1m(1)} = A - U_{3m(1)}$.

Для знаходження $U_{3m(1)}$ від імпульсів перейдемо до безперервної функції $u_{ЗСР}(t)$, значення якої на кожному інтервалі модуляції дорівнює середньому значенню і визначається коефіцієнтом заповнення імпульсів.

При $2 \geq A > 1$ ТАІН працює в режимі ШІМ на інтервалі $(\theta_1, (\pi - \theta_1))$, $\theta_1 = \arcsin(1/A)$, коефіцієнт заповнення імпульсів визначається згідно з $u_{ЗАД} = (A \sin \theta - 1)$. Значення $u_{ЗСР}(t) = 3(A \sin \theta - 1)$, де 3 – відносне значення напруги ДПС. Функція симетрична відносно вісі абсцис і початку координат, її розкладання в ряд Фур'є містить тільки синусні складові. Амплітуда першої гармоніки

$$U_{3m(1)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} 3(A \sin \theta - 1) \sin \theta d\theta = \frac{2 \cdot 3}{\pi} \left[\frac{A}{2} ((\pi - 2\theta_1) + \sin 2\theta_1) - 2 \cos \theta_1 \right] \quad (1)$$

При $3 > A > 2$ на інтервалі $(\theta_1, (\pi - \theta_1))$ значення $u_{ЗСР}(t) = 3(A \sin \theta - 1)$, на інтервалі $(\theta_2, (\pi - \theta_2))$ значення $u_{ЗСР}(t) = 3$, $\theta_1 = \arcsin(1/A)$, $\theta_2 = \arcsin(2/A)$. Аналогічну картину маємо і при $4 > A > 3$. Отже

$$U_{3m(1)} = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} 3(A \sin \theta - 1) \sin \theta d\theta + \int_{\pi - \theta_2}^{\pi - \theta_1} 3(A \sin \theta - 1) \sin \theta d\theta + \int_{\theta_2}^{\pi - \theta_2} 3 \sin \theta d\theta \right] =$$

$$= \frac{2 \cdot 3}{\pi} \left[\frac{A}{2} (2(\theta_2 - \theta_1) + \sin(2\theta_1) - \sin(2\theta_2)) + 4 \cos \theta_2 - 2 \cos \theta_1 \right] \quad (2)$$

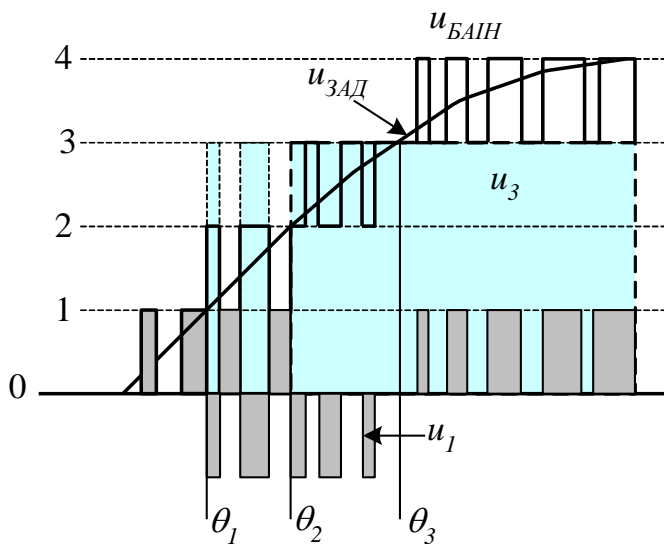


Рисунок 3 – Формування напруги БАІН

Розрахунок $U_{3m(1)} = f(A)$ згідно (1) і (2) показує, що для інтервалу $3.4 > A > 1.8$ значення $U_{3m(1)} > A$, відповідно, $U_{1m(1)} < 0$, тобто змінюється напрямок передавання енергії ДПС ДАІН, яке повинне мати двобічну провідність.

Отже необхідно забезпечити перерозподіл навантаження ТАІН і ДАІН, що достатньо просто вирішується при використанні модуляції напруги завдання третьою (до основної) гармонікою $u_{ЗАД} = A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta$. Якщо значення A_3 буде від'ємним ($A_3 < 0$) це призводить до деформації кривої напруги завдання у бік збільшення амплітуди, тобто до зменшення відносної тривалості роботи ТАІН за період вихідної напруги і відповідного зменшення значення $U_{3m(1)}$. Завдання третьої гармоніки для всіх фаз однакове і за відсутності нульового дроту у колі навантаження третя гармоніка у напрузі відсутня. У цьому разі маємо:

$$u_{ЗАД} = (A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta - 1),$$

$$u_{ЗСР}(t) = 3(A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta - 1).$$

Значення кутів θ_1, θ_2 визначається розв'язанням рівнянь $A \sin \theta_1 + A_3 \sin 3\theta_1 = 1$, $A \sin \theta_2 + A_3 \sin 3\theta_2 = 2$.

Як показав аналіз, отримати зручне для використання аналітичне рішення відносно визначення A_3 (за умови $U_{1m(1)} > 0$) складно, проте значення A_3 можна обирати за умови, що загальна амплітуда напруги завдання $(A + A_3) \leq 4$ і відпрацьовується інверторами БАІН без викривлення.

Для використань схеми, де не потребується висока швидкість відпрацьовування напруги (наприклад, у енергетиці з поновлюваними джерелами енергії), можна використовувати формування напруги з квантуванням напруги [6,7] за рівнем (без ШІМ), що дозволяє покращити гармонійний склад напруги за відсутністю модуляційних складових.

Результати моделювання. Математична модель трифазного БАІН розроблена у програмному пакеті Matlab і містить у собі силові кола інверторів з ДПС і навантаженням (активно-індуктивне), а також систему керування.

Модель силових кіл побудована з використанням стандартних блоків з бібліотеки програми. Система керування реалізує визначені вище алгоритми, значення амплітуди третьої гармоніки A_3 задається в залежності від A у табличному вигляді.

Досліджувалась робота схеми БАІН для різної кратності напруги і принципу формування вихідної напруги (з ШІМ і без ШІМ) при однаковій частоті модуляції – 2000 Гц.

Значення коефіцієнту гармонік напруги фаз навантаження (THD) за результатами моделювання наведені у табл.1 для максимального значення амплітуди напруги за вихідною частотою 50 Гц.

На рис.3 наведені відповідні осцилограми напруги фази навантаження u_ϕ , лінійної напруги u_L , $u_{БАІН}$, u_3 , u_1 (у відносних одиницях).

Варто зазначити, що використання гібридного БАІН із кратністю напруги 3:1 дозволяє майже вдвічі зменшити значення THD у порівнянні з ANPC-5L (7.2% замість 14.28%). Використання квантування за рівнем забезпечує

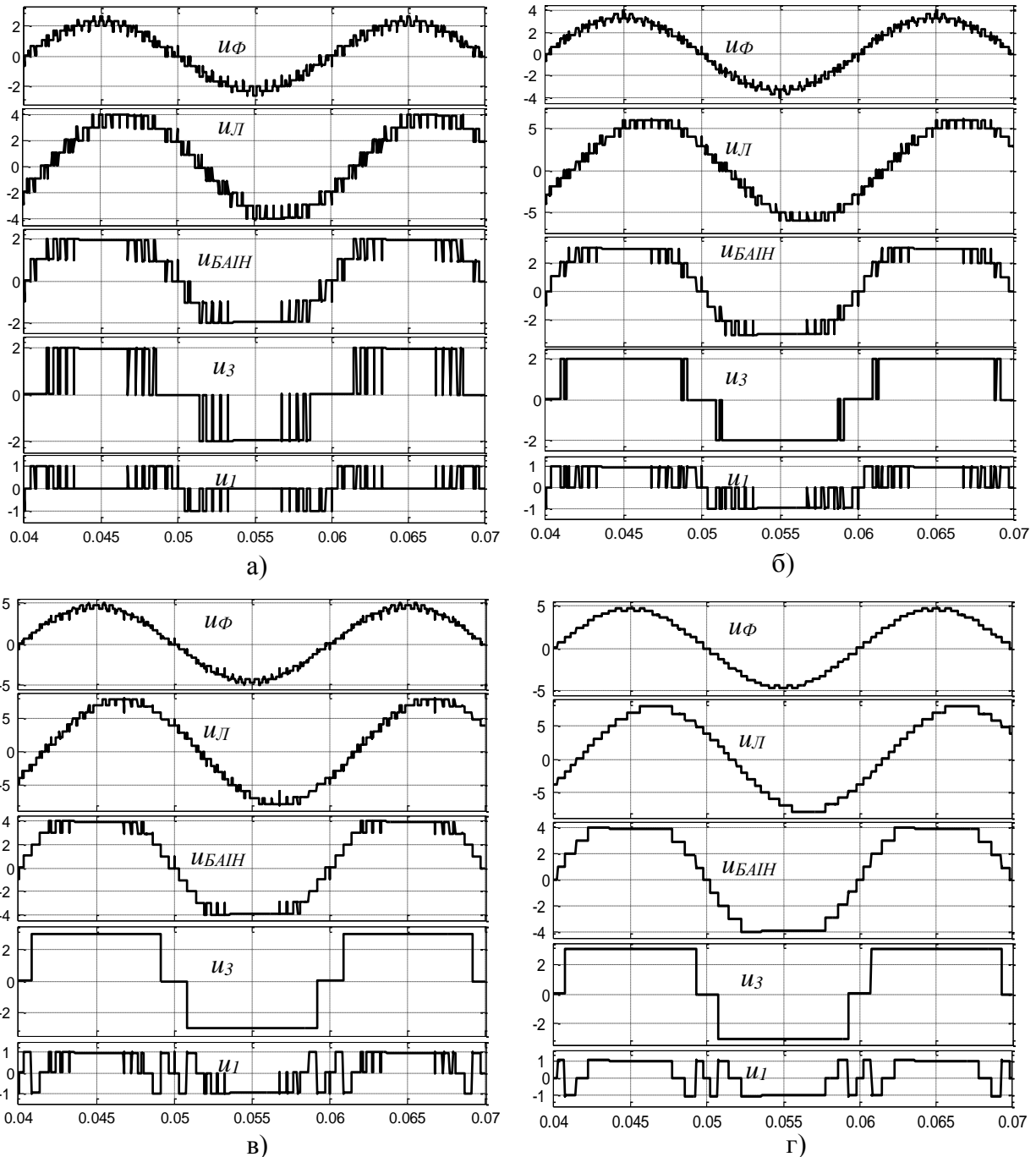


Рисунок 3 – Осцилограми напруги БАІН:
 а) - п'ятирівнева схема (ANPC-5L) з ШІМ; б) - семирівнева схема з ШІМ; в) - дев'ятирівнева схема з ШІМ; г) - дев'ятирівнева схема з квантуванням за рівнем (без ШІМ)

ще менше значення THD. При цьому досягається якість напруги у межах (5-8)% відповідно до ДСТУ 13109-97 при напрузі (6÷20) кВ.

Окрім перерозподілу завантаження інверторів у схемі гібридного БАІН значно об'єднується робота ключів з більшою напругою (рис.3, в і г), оскільки перемикання їх здійснюється з частотою 50 Гц. Відповідно зменшуються і втрати енергії на перемикання в високовольтних ключах. При використанні ШІМ забезпечення якості напруги, що формується, забезпечується перемиканням ключів, напруга на яких в 2 або 3 рази менша і, які, відповідно, мають менші втрати енергії перемикання. У той же час за використанням топології ANPC-5L у процесі формування вихідної напруги з ШІМ завантаження ключів за перемиканнями приблизно однакове.

Таблиця 1 – Коефіцієнт гармонік напруги фаз навантаження

| Параметр | З ШІМ | | | Без ШІМ |
|----------|---|--|---|---|
| | $A=2.3$, п'ять рівнів (кратність 2:1) | $A=3.45$, сім рівнів (кратність 2:1) | $A=4.6$, дев'ять рівнів (кратність 3:1) | $A=4.6$, дев'ять рівнів (кратність 3:1) |
| THD, % | 14.28 | 9.16 | 7.2 | 5.09 |

Висновки. Удосконалено метод асиметрії напруги джерел постійного струму у схемі гібридного БАІН як засіб підвищення вихідної напруги перетворювача частоти до 10 кВ за стандартного співвідношення кількості ключів на рівень вихідної напруги (4 ключі на рівень у напівхвилі вихідної напруги БАІН) одночасно з покращенням якості напруги.

Обґрунтовано принцип формування вихідної напруги гібридного БАІН за кратності напруги джерел постійного струму 3:1 з використанням модуляції напруги завдання третьою (до першої гармоніки) гармонікою, що виключає зміну режиму роботи ДПС і «циркуляцію» енергій між інверторами.

Використання гібридних схем на базі добре пророблених схем ТАІН з вхідним трансформатором і додатковим блоком з трьох IGBT мостів є перспективним у плані покращення показників ПЧ і буде сприяти зменшенню вартості ПЧ відносно існуючих рішень. Це потребує проведення подальших досліджень стосовно практичної реалізації запропонованих рішень.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Barbosa P. Active-neutral-point-clamped (ANPC) multilevel converter technology/ P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke, M. Winkelkemper, N. Celanovic // European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, 2005, CDROM.
2. Kieferndorf F. A New Medium Voltage Drive System Based on ANPC-5L Technology/ F. Kieferndorf, M. Basler, L. A. Serpa, J.-H. Fabian, A. Coccia, G. A. Scheuer// Copyright Material IEEE, Pisa, Italy, June 2010, Paper No. VF-009288. CDROM.
3. Veenstra M. Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives/ M. Veenstra, A. Rufer// IEEE Transactions on Industry Applications, volume 41. - March/April 2005. - №2.- p. 655-664.
4. Cesar Silva. Control of an Hybrid Multilevel Inverter for Current Waveform Improvement / Cesar Silva, Samir Kouro, Julio Soto, Pablo Lezana // IEEE Cambridge Symposium on Industrial Electronics. - June/July 2008. - p. 2329-2335.
5. Шавєлкін А.А. Принципы реализации «реактивной» ячейки в гибридных многоуровневых преобразователях частоты /А.А. Шавєлкін // Електроінформ. – Львів: ЕКОінформ. - Тематичний вип. – 2009. - С.325-326.
6. Шавєлкін А.А. Гибридный многоуровневый преобразователь частоты на базе трехуровневого инвертора напряжения с «реактивной ячейкой» на выходе / А.А. Шавєлкін //Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: «Електротехніка і енергетика». - Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». - вип. 9(158).- 2009. - С.242-249.
7. Шавьолкін О. О. Силові напівпровідникові перетворювачі енергії : навч. посібник / О. О. Шавьолкін ; Харків. нац. ун-т. міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2015. – 403 с.

REFERENCES

1. Barbosa, P., Steimer, S., Steinke, J., Winkelkemper, M. and Celanovic, N. (2005), "Active-neutral-point-clamped (ANPC) multilevel converter technology", European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, CDROM.
2. Kieferndorf, F., Basler, M., Serpa, L. A., Fabian, J.-H., Coccia, A. and Scheuer G. A. (2010), "A New Medium Voltage Drive System Based on ANPC-5L Technology", Copyright Material IEEE, Pisa, Italy, Paper No. VF-009288. CDROM.
3. Veenstra, M. and Rufer, A. (2005), "Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41. no. 2.- pp. 655-664.
4. Cesar Silva, Samir Kouro, Julio Soto and Pablo Lezana (2008), "Control of an Hybrid Multilevel Inverter for Current Waveform Improvement", IEEE Cambridge Symposium on Industrial Electronics, pp. 2329-2335.

5. Shavelkin A.A. (2009), "The principles of implementation of the "reactive" cells in the hybrid multilevel inverters", *Elektroinform, L'viv: EKOinform, Tematychnyy vyp.*, pp. 325-326.

6. Shavelkin A.A. (2009), "Hybrid multi-level frequency converter is based on a three-level inverter voltage with the "reactive cell" on output", *Naukovi pratsi Donetskogo natsionalnogo tekhnichnogo universitetu. Seriya: "Elektrotekhnika i energetika"*. - Donetsk: DVNZ «DonNTU», vol. 9(158), pp. 242-249.

7. Shavolkin, O. O. (2015), *Sylovi napivprovodnykovi peretvoryuvachi energii* [Power semiconductor converters of energy], Kharkivskiy natsionalnyy universitet mis'kogo gospodarstva im. O. M. Beketova, Kharkov, Ukraine.

Надійшла до редколегії 01.12.2015

Рецензент: Сивокобиленко В.Ф.

A. A. ШАВЕЛКИН, Н. Л. ТЮТЮННИК

Государственное высшее учебное заведение «Киевский национальный университет технологий и дизайна»

Многоуровневый гибридный инвертор среднего напряжения. Представлены принципы реализации гибридного многоуровневого инвертора напряжения на базе трехуровневого инвертора с фиксирующими диодами с дополнительными однофазными инверторами в выходных фазах. Показано, что при кратности постоянного напряжения на входах базового трехуровневого и дополнительного инверторов 3:1 выходное напряжение можно повысить до 10 кВ при улучшении его гармонического состава до уровня стандарта. Приведены результаты моделирования с использованием широтно-импульсной модуляции и квантования по уровню.

Многоуровневый автономный инвертор напряжения, NPC-инвертор с фиксирующими диодами, гибридная схема, принцип асимметрии, широтно-импульсная модуляция, коэффициент гармоник, квантование по уровню.

A. A. SHAVELKIN, N. L. TYUTYUNNYK

State Institution of Higher Education «Kiev National University of Technologies and Design»

Hybrid Multilevel Converter of medium voltage. For the medium-voltage frequency converters are used: a cascade connection inverters (up to 10 kV) and three-level NPC inverters (up to 4.16 kV). ABB released a converter type ACS 2000 with active-neutral-point-clamped (ANPC) multilevel converter technology. It has a hybrid circuit and contains a three-level NPC inverter with a capacitor in the output phases. With IGBT capacitor may be connected in series with the load or phase NPC inverter. The voltage of the capacitor has $0.5U_{dc}$. This increases the number of levels of the converter output voltage. Due to the series connection of two IGBT output voltage of the ACS 2000 is increased to 6.9 kV. Number IGBT per phase 16 (total 48).

The paper proposed to insert in each phase of a three-level NPC inverter an additional single-phase bridge inverter with DC source. The ratio of voltage sources of inverters 2: 1 or 3: 1. When picking the type of the ACS 1000 converter (12 IGCT + 6 clamping diodes) and the addition of three bridges (12 IGBT- class 3.3 kW) is provided by an increase in the voltage to 6.9 kV with 7 levels (2:1). The input transformer should be added three secondary windings. In a series connection of two IGBT in the basic scheme of a three-level NPC inverter (voltage ratio of 3:1) increases the output voltage up to 10 kV, with 9 levels.

There are considered the principles of formation of the output voltage using PWM and level quantization. To exclude the change in the direction of energy transfer additional inverter at relative amplitude of the output voltage of $1.8 \div 3.4$ (3:1) proposed to use the modulation reference voltage third harmonic setting a negative value of its amplitude. The total amplitude of the first and third harmonics does not exceed the corresponding 4 voltage levels.

The results of mathematical modeling show that the proposed solutions (voltage ratio 3:1) using PWM it possible to obtain for the output voltage THD=7.2%, using the quantization THD=5.1%. For the design the ACS 2000 THD=14.28%. It also reduces the number of switching of IGBT to the base NPC inverter circuit.

Thus, using the principle of voltage asymmetry for hybrid circuits increases the converter output voltage and improving the harmonic content of the voltage, without increasing the number of IGBT.

Key words: multilevel voltage source inverter, NPC- inverter with the clamping diodes, hybrid scheme, principle of asymmetry, pulse-width modulation, total harmonics distortion, quantization on a level.