

Покращення гармонічного складу вихідної напруги в багаторівневих інверторах напруги в режимі оптимуму амплітудної модуляції

О. А. Плахтій, В. П. Нерубацький, Д. Л. Сушко, Д. А. Гордієнко,
Г. А. Хоружевський

Одним із найважливіших параметрів багаторівневих інверторів є синусоїдальність вихідної напруги. Існує досить багато різних алгоритмів модуляції, які дозволяють отримати різні показники синусоїдальності вихідної напруги та різний вміст вищих гармонік. Представлено універсальний алгоритм модуляції, який дозволяє отримати форму вихідної напруги багаторівневого інвертора з будь-якою кількістю ступенів, оптимізовану за вмістом вищих гармонік, а саме за мінімумом коефіцієнта гармонічних спотворень. Запропонований алгоритм дозволяє отримати мінімально можливий THD для будь-якої рівневої напруги. Перевагою запропонованого алгоритму у порівнянні з аналогічними алгоритмами оптимізації є забезпечення менших гармонічних спотворень та його відносна простота. Представлений алгоритм базується на амплітудній модуляції синусоїдального сигналу з 25 % перемодуляцією відносно найвищої дискретності. Представлено аналітичні вирази, що дозволяють визначити час (кут) вмикання кожного ступеня вихідної напруги для формування мінімуму середньоквадратичного значення вищих гармонік. Для підтвердження аналітичної точки оптимуму в програмному середовищі Matlab / Simulink було розроблено ряд багаторівневих інверторів напруги, які формують п'яти-, семи-, дев'яти та одинадцятирівневу форми вихідної напруги. Проведені дослідження показали, що точки оптимуму для всіх форм багаторівневих напруг досягаються при одному й тому ж коефіцієнті амплітудної модуляції. Показано, що запропонований алгоритм модуляції можливо також застосовувати для регулювання вихідної напруги в багаторівневому інверторі. Представлено регульовальну характеристику вихідної напруги багаторівневого інвертора при амплітудно-імпульсній модуляції

Ключові слова: амплітудна модуляція, коефіцієнт гармонічних спотворень, оптимум синусоїдальності вихідної напруги інвертора

1. Вступ

У багатьох галузях промисловості, такі альтернативні джерела живлення, електроприводи нафтовидобувальної промисловості та інші, активно використовуються однофазні, трифазні та багатофазні багаторівневі інвертори напруги (БІН) [1, 2]. Одними з найбільш поширених видів БІН є каскадні (рис. 1) [3, 4].

Кожна фаза каскадного БІН складається з n -ої кількості послідовно з'єднаних однофазних мостів (комірок). У каскадних БАІН кожен міст має своє індивідуальне джерело живлення постійної напруги [5, 6].

При цьому в каскадних БІН можливе використання як дворівневих, так і трирівневих однофазних мостів. При цьому перевагою використання трирівне-

вих мостів є те, що при тій же кількості незалежних джерел живлення можливе отримання більшої кількості ступенів вихідної напруги і, як наслідок, більш високу синусоїдальність [7, 8].

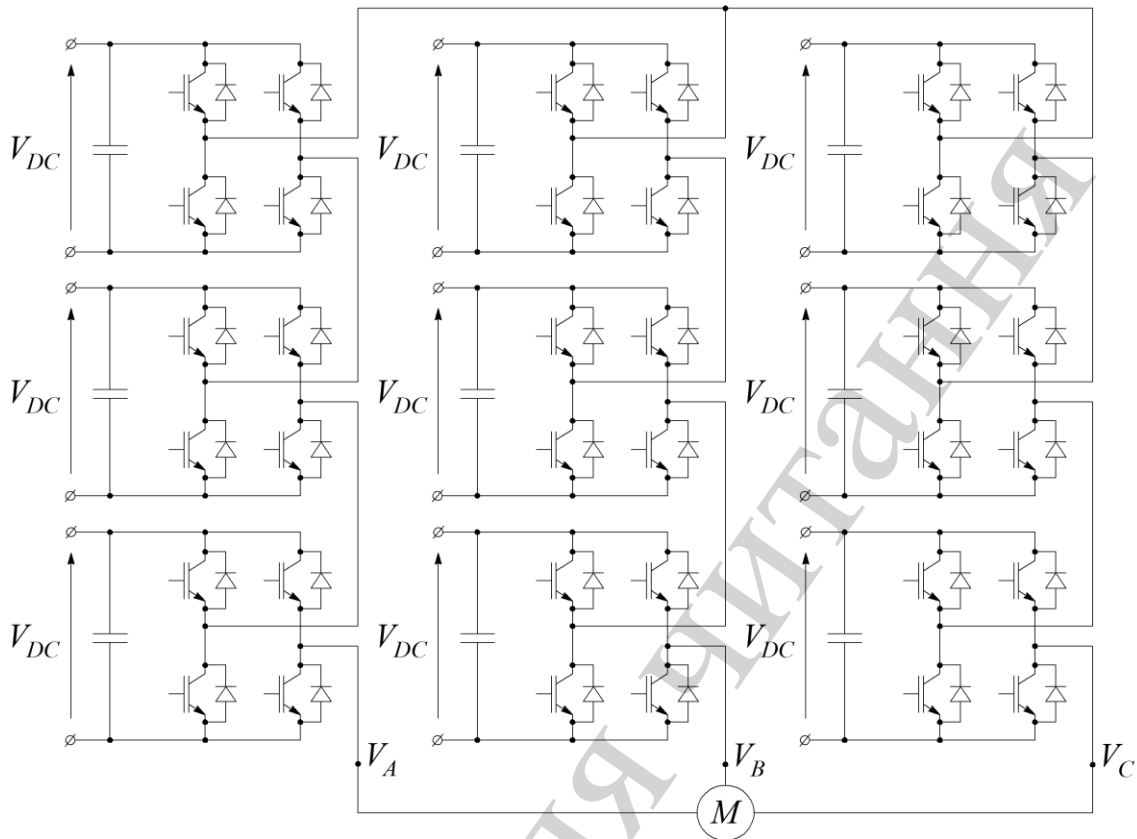


Рис. 1. Схема каскадного багаторівневого інвертора

Однією з базових вимог до БІН є забезпечення високої синусоїдальності вихідної напруги та вихідного струму. Особливо актуальні вимоги по формі вихідної напруги для перетворювачів, які працюють в якості джерела живлення власної електромережі [9, 10].

Синусоїдальність вихідної напруги в багаторівневих інверторах прийнято оцінювати за коефіцієнтом гармонічних спотворень (*THD*), який є інтегральним показником синусоїдальності, що визначає середньоквадратичний вміст вищих гармонік [11, 12]:

$$THD_u = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1}, \quad (1)$$

де U_1 – середньоквадратичне значення першої гармоніки; U_h – середньоквадратичне значення h -ої гармоніки.

Параметр *THD* відображає процентний склад вищих гармонік відносно першої гармоніки сигналу напруги. В свою чергу вищі гармоніки викликають

цілий ряд негативних ефектів в системах електропостачання та різних навантаженнях, серед яких: більш швидке старіння ізоляції, електромагнітні наводки на системи зв'язку, а також додаткові втрати потужності в активному опорі систем електропостачання та обмотках асинхронних двигунів [13].

Згідно [13, 14], залежність відносного значення додаткових втрат потужності від значення коефіцієнта гармонічних спотворень наведено на рис. 2, на якому за 100 % прийнято втрати, викликані основною гармонікою, або для DC мережі постійної складової струму.

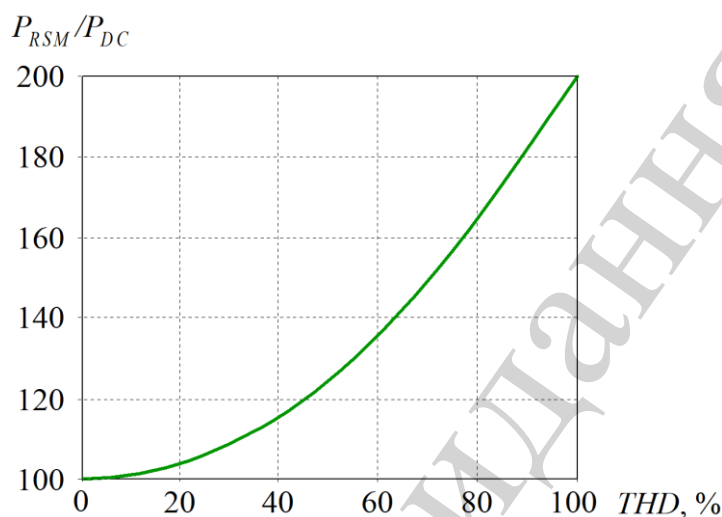


Рис. 2. Залежність значення відносних додаткових втрат потужності в активному опорі систем електропостачання від коефіцієнта гармонічних спотворень струму мережі

Крім фізичних явищ збільшення додаткових втрат потужності в активному опорі, вищі гармоніки живлячої напруги в електричних мережах мають бути знижені до рівнів, вказаних в міжнародних стандартах IEEE-519, IEC 61000-3-2, IEC 61000-4-3.

2. Аналіз літературних даних та постановка проблеми

Реалізовані показники синусоїдальності вихідної напруги напряму залежать від реалізованого типу модуляції. Існує безліч різних алгоритмів модуляції для формування вихідної напруги в багаторівневих інверторах. Найбільш поширені з них: синусоїдальна ШІМ, рівне-зсунута ШІМ, рівне-фазо-зсунута ШІМ, просторово-векторна ШІМ, одноразова модуляція і т. п. При цьому всі ці алгоритми обумовлюють різні показники синусоїдальності вихідної напруги та струму, а також різні показники втрат потужності в перетворювачі. Це пов'язано з тим, що вищі гармоніки напруги викликають наявність вищих гармонік струму, що обумовлюють додаткові втрати потужності в лініях електропередач і навантаженні [15]. Серед описаних алгоритмів кращі показниками синусоїдальності вихідної напруги мають алгоритми побудовані на базі одноразової модуляції. Проте навіть в режимі одноразової модуляції у БІН можливо отримати досить різні показники синусоїдальності вихідної напруги (рис. 3) [16, 17].

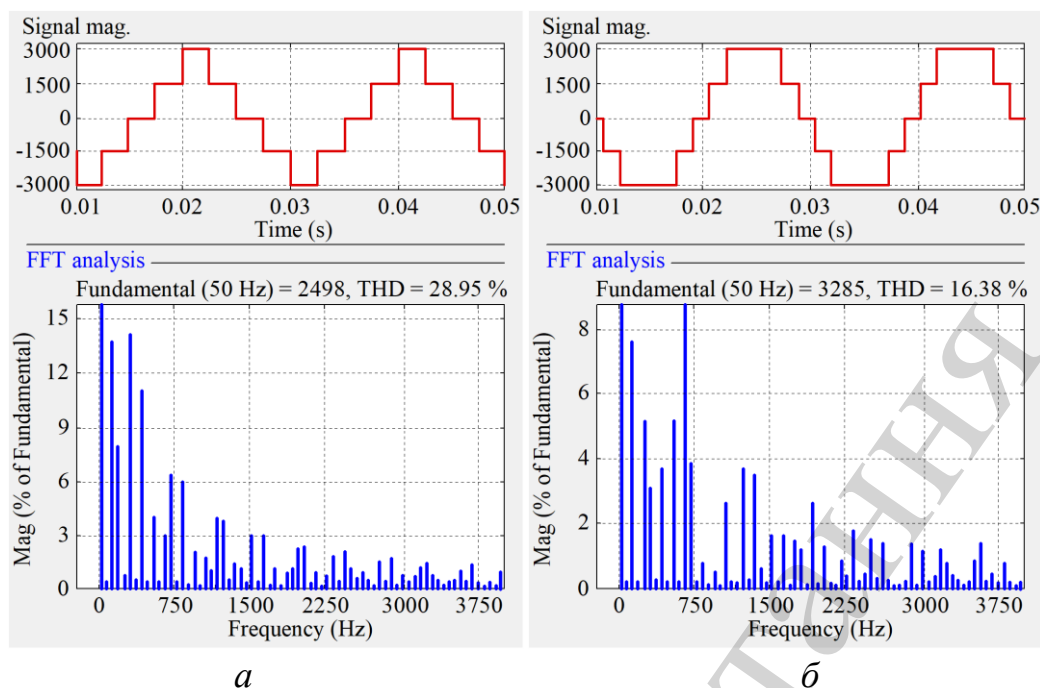


Рис. 3. Можливі форми вихідної напруги багаторівневого інвертора: *a* – *THD* форми 28,95 %; *б* – *THD* форми 16,38 %

Проведені різні дослідження щодо покращення гармонійного складу в багаторівневих інверторах. Так у роботі [18] представлено результати дослідження генетичного алгоритму оптимізації форми вихідної напруги багаторівневих інверторів. Однак недоліком даної роботи є те, що в повному обсязі відсутні чисельні дані та порівняння синусоїдальності форми вихідної напруги багаторівневих інверторів до та після оптимізації генетичним алгоритмом.

У роботі [19] представлено дослідження методу оптимізації форми вихідної напруги в дворівневих інверторах напруги. Недоліком публікації є те, що не розписано сам алгоритм оптимізації форми напруги, а просто приведено результуючу форму. Крім цього, автори в дев'ятирівневій формі вихідної напруги каскадного інвертора отримали $THD_{U_{out}}=9,46\%$.

У роботі [20] представлено дослідження, спрямоване на оптимізацію форми вихідної напруги каскадного багаторівневого інвертора при наявності різних рівнів напруги живлення кожної комірці. Недоліком є те, що в повному обсязі відсутні чисельні дані.

У роботі [21] представлено метод оптимізації форми вихідної напруги в багаторівневих каскадних інверторах. Метод засновано на такому підході. Тривалість кожного ступеня у формі вихідної напруги задається постійною, а регулюється амплітуда ступеня напруги. Таким чином, недоліком даного методу є те, що він вимагає додаткового регулювання рівнів напруги в кожній комірці, тобто необхідні додаткові DC-DC перетворювачі, що значно збільшує вартість системи. Набагато простіше та дешевше для оптимізації форми регулювати час ввімкнення рівнів, а не величину ступенів напруги [22, 23].

Таким чином, з проведено огляду можна стверджувати, що існуючі алгоритми модуляції в системах керування багаторівневими інверторами не забезпечу-

ють оптимуму синусоїдальності вихідної напруги за параметром THD . Цей факт ставить завдання доцільності створення алгоритму модуляції, який зможе реалізувати форму вихідної напруги в багаторівневих інверторах з мінімальним параметром THD за умовою тієї ж кількості рівнів напруги.

3. Мета і завдання дослідження

Метою роботи є покращення гармонічного складу вихідної напруги в багаторівневому інверторі з максимально можливою синусоїдальністю форми (мінімум THD).

Для досягнення мети було поставлено такі завдання:

- провести розробку та дослідження запропонованого алгоритму модуляції, що забезпечує формування форми вихідної напруги багаторівневих інверторів напруги з мінімальним показником THD ;
- визначити аналітичні вирази для розрахунку часу перемикання ступенів при формуванні оптимальної форми вихідної напруги;
- провести дослідження THD вихідної напруги багаторівневих інверторів напруги з запропонованим алгоритмом модуляції шляхом моделювання в програмному середовищі Matlab / Simulink.

4. Запропонований алгоритм модуляції для формування оптимуму синусоїдальності ступеневої вихідної напруги багаторівневого інвертора

Принцип формування оптимуму синусоїдальності ступеневої вихідної напруги багаторівневого інвертора може бути отримано шляхом амплітудної дискретизації двополярного синусоїдального сигналу [24, 25].

Ефект амплітудної дискретизації полягає в амплітудному квантуванні синусоїдального сигналу в ступінчастий вид [26, 27]. Вихідні дані обчислюються з використанням методу округлення до найближчого значення, що створює вихідний сигнал, симетричне відносно нуля [28, 29]:

$$y = q \cdot \text{round}\left(\frac{A_{\sin}}{q}\right), \quad (2)$$

де y – вихідний дискретний сигнал; A_{\sin} – вхідний синусоїдальний сигнал з амплітудою $A_{\sin,m}$; q – параметр амплітудного квантування, $q=1$.

При цьому час перемикання кожного рівня визначається під час перетину синусом амплітуд $0,5$; $-0,5$; $1,5$; $-1,5$; $2,5$; $-2,5$ і т. п.

Кількість ступенів квантування зумовлюється фізичною кількістю можливих ступенів при формуванні вихідної напруги у багаторівневому інверторі. Оптимізація форми досягається за рахунок визначення значення амплітуди $A_{\sin,m}$, при якому середньоквадратичний вміст вищих гармонік буде мінімальним [17].

Приклад такої дискретизації для формування семірівневої вихідної напруги наведено на рис. 4. При цьому для формування п'яти рівнів форми вихідної напруги амплітуда синуса повинна лежати в діапазоні від $2,5$ до $3,5$ [30, 31].

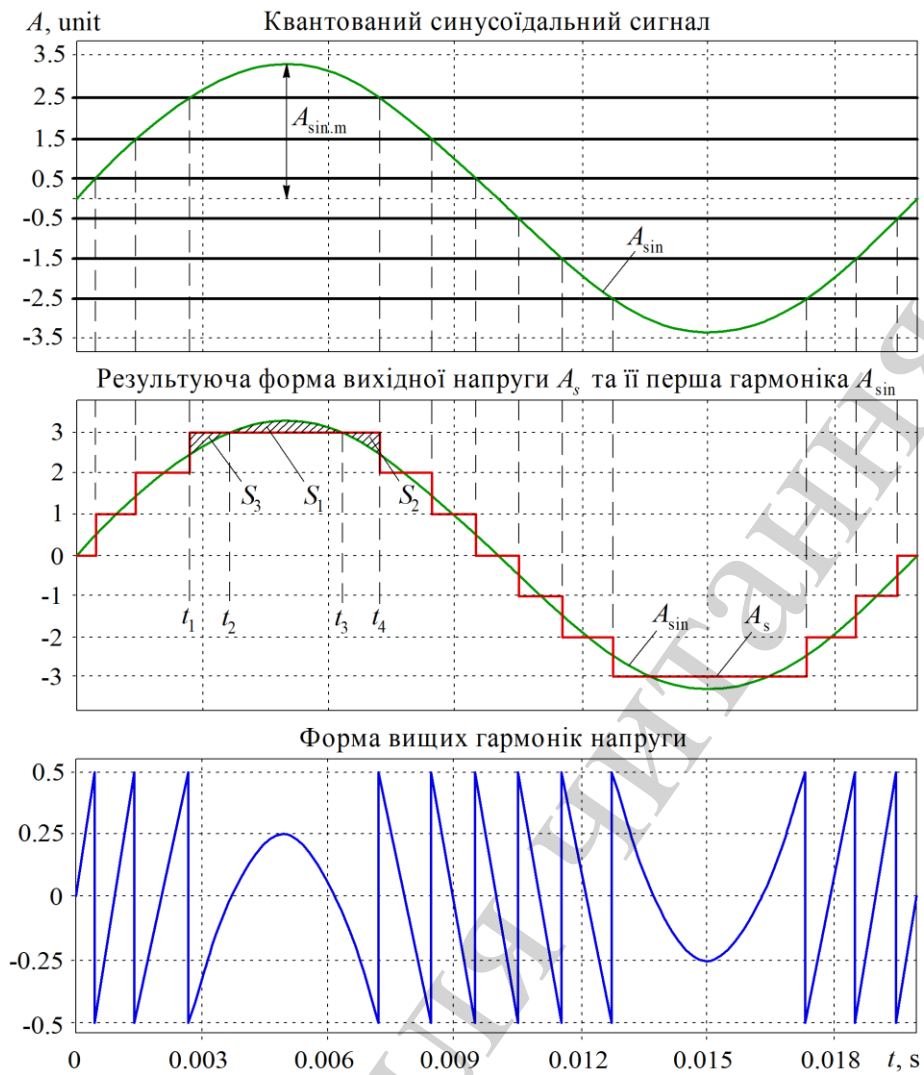


Рис. 4. Амплітудно-рівнева дискретизація для формування семирівневої вихідної напруги

Концепція отримання оптимальної форми поступово-дискретної напруги зводиться до мінімізації та симетрування площі вищих гармонік відносно чверті періоду форми вихідної напруги [32, 33].

Таким чином, дана задача зводиться до вимоги рівності площ:

$$S_1 = S_2 + S_3. \quad (3)$$

Площі S_1 , S_2 , S_3 , що наведено на рис. 3, визначаються за виразами [34, 35]:

$$S_1 = \int_{t_2}^{t_3} (A_{\sin} \cdot \sin(\omega t) - A_s) \cdot dt; \quad (4)$$

$$S_2 = \int_{t_1}^{t_2} (A_s - A_{\sin} \cdot \sin(\omega t)) \cdot dt; \quad (5)$$

$$S_3 = \int_{t_3}^{t_4} (A_s - A_{\sin} \cdot \sin(\omega t)) \cdot dt, \quad (6)$$

де A_s – константа, амплітуда максимального ступеня квазісинусоїдальної форми при дискретизації, $A_s=2$; A_{\sin} – амплітуда синусоїдального модульованого сигналу.

Підставляючи площі у вираз (2), отримуємо:

$$\int_{t_2}^{t_3} (A_{\sin} \cdot \sin(\omega t) - A_s) \cdot dt = \int_{t_1}^{t_2} (A_s - A_{\sin} \cdot \sin(\omega t)) \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} (A_s - A_{\sin} \cdot \sin(\omega t)) \cdot dt. \quad (7)$$

Особливістю вирішення даного завдання є те, що для будь-якої кількості ступенів вихідної напруги рівність вирішується при значенні амплітуди синусоїдального модульованого сигналу [36, 37]:

$$A_{\sin.m} = A_s + 0,25. \quad (8)$$

Таким чином, максимальна синусоїдальність (мінімальний THD) досягається при значенні на рівневу дискретизацію заданням синусоїдального сигналу з амплітудою:

$$A_{\sin.m} = \frac{N_L - 1}{2} + 0,25, \quad (9)$$

де N_L – число рівнів (ступенів) в формі вихідної напруги багаторівневого інвертора.

5. Аналітичні вирази для визначення часу перемикання рівнів для формування оптимальної форми вихідної напруги

Визначення часу перемикання рівнів для формування оптимальної форми вихідної напруги для реалізації мікропроцесорної системи керування [38, 39] визначається за виразом:

$$t_i = \frac{\arcsin\left(\frac{i - 0,5}{\frac{N_L}{2} - 0,25}\right)}{360} \cdot T_{Uout}, \quad (10)$$

де i – порядковий номер перемикання в чверть періоді вихідної напруги; T_{Uout} – частота вихідної напруги; 0,5 – перший етап комутації.

Інші моменти перемикань формуються симетрично відносно чверть періода ступеневої напруги [40, 41].

Для дев'ятирівневої форми вихідної напруги час перемикання на першій чверті періода з урахуванням оптимального значення амплітуди синусоїдального модульованого сигналу $A_{\sin,m}=4,25$ дорівнює:

$$t_i = \frac{\arcsin\left(\frac{i-0,5}{4,25}\right)}{360} \cdot T_{U_{out}}. \quad (11)$$

Для дев'ятирівневої форми часи перемикання складуть: $T_1=3,754 \cdot 10^{-4}$ с, $T_2=1,148 \cdot 10^{-3}$ с, $T_3=2,002 \cdot 10^{-3}$ с, $T_4=3,08 \cdot 10^{-3}$ с.

6. Імітаційне моделювання каскадних багаторівневих інверторів з запропонованим алгоритмом модуляції

Для підтвердження проведених теоретичних досліджень у програмному середовищі Matlab / Simulink було побудовано моделі каскадних багаторівневих інверторів, які формують 5, 7, 9 і 11 ступенів у формі вихідної напруги (рис. 5).

Спектр вищих гармонік вихідної напруги багаторівневого інвертора при запропонованому алгоритмі модуляції наведено на рис. 6.

Залежності THD і RMS форм вихідної напруги багаторівневих інверторів від значення амплітуди модульованого сигналу $A_{\sin,m}$ наведено в табл. 1.

Як видно з табл. 1, оптимум форми вихідної напруги багаторівневого інвертора досягається при амплітуді модуляції $A_{\sin,m}$ з виразу (8). Крім цього видно, що, регулюючи амплітуду модульованого синусоїдального сигналу $A_{\sin,m}$, можна досить ефективно регулювати величину вихідної напруги в багаторівневому інверторі.

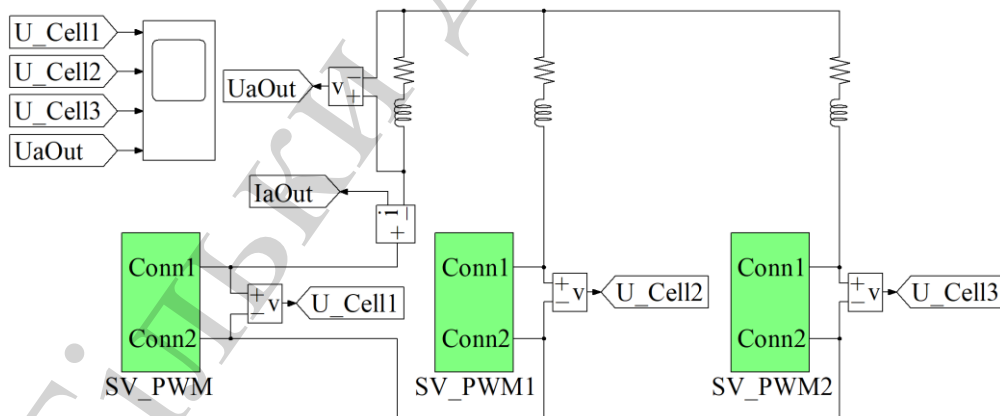


Рис. 5. Модель каскадного багаторівневого інвертора, що формує п'ять ступенів вихідної напруги

Таким чином, амплітудну модуляцію можна ефективно використовувати для регулювання амплітуди вихідної напруги.

Запропонований алгоритм можна застосовувати й для інших топологій багаторівневих інверторів напруги: БІН з фіксованими діодами; БІН з плаваючими конденсаторами; каскадні БІН; модульні БІН.

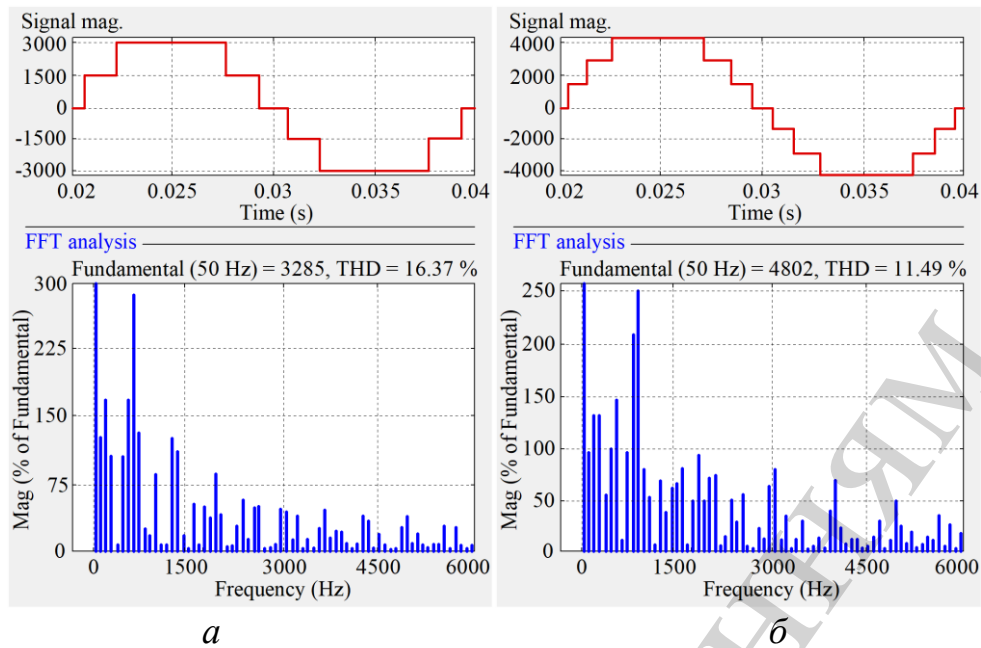


Рис. 6. Спектр вищих гармонік вихідної напруги багаторівневого інвертора при запропонованому алгоритмі модуляції: *a* – для п’ятиступеневої напруги; *б* – для семиступеневої напруги

Таблиця 1

Залежності *THD* і *RMS* форм вихідної напруги багаторівневих інверторів від значення амплітуди модульованого сигналу $A_{sin.m}$

5 рівнів у напрузі			7 рівнів у напрузі			9 рівнів у напрузі			11 рівнів у напрузі		
$A_{sin.m}$	<i>THD</i>	U_{rms} , кВ	$A_{sin.m}$	<i>THD</i>	U_{rms} , кВ	$A_{sin.m}$	<i>THD</i>	U_{rms} , кВ	$A_{sin.m}$	<i>THD</i>	U_{rms} , кВ
1,5	31,2	0,92	2,50	17,71	1,65	3,50	12,41	2,37	4,50	9,57	3,09
1,6	28,5	1,21	2,6	17,37	1,89	3,6	12,45	2,59	4,6	9,66	3,28
1,7	24,2	1,32	2,7	15,62	1,99	3,7	11,47	2,69	4,7	9,04	3,38
1,8	21,1	1,39	2,8	14,12	2,07	3,8	10,59	2,76	4,8	8,45	3,46
1,9	18,9	1,44	2,9	13	2,13	3,9	9,88	2,82	4,9	7,94	3,52
2	17,6	1,49	3	12,24	2,18	4	9,37	2,88	5	7,57	3,58
2,1	16,8	1,52	3,1	11,73	2,22	4,1	9,05	2,92	5,1	7,34	3,63
2,2	16,4	1,55	3,2	11,53	2,26	4,2	8,88	2,97	5,2	7,25	3,66
2,25	16,37	1,56	3,25	11,49	2,27	4,25	8,88	2,99	5,25	7,25	3,69
2,3	16,45	1,58	3,3	11,56	2,29	4,3	8,92	3,01	5,3	7,27	3,72
2,4	16,7	1,60	3,4	11,7	2,32	4,4	9,08	3,04	5,4	7,43	3,75
2,49	17,1	1,62	3,49	12,1	2,35	4,49	9,33	3,07	5,49	7,65	3,79

Залежність середньоквадратичного значення вихідної напруги від амплітуди синусоїдального модульованого сигналу $A_{sin.m}$ в одинадцятирівневій формі напруги наведено на рис. 7.

Запропонований алгоритм оптимізації форми вихідної напруги можливо реалізувати для будь-якої топології однофазних багаторівневих інверторів напруги.

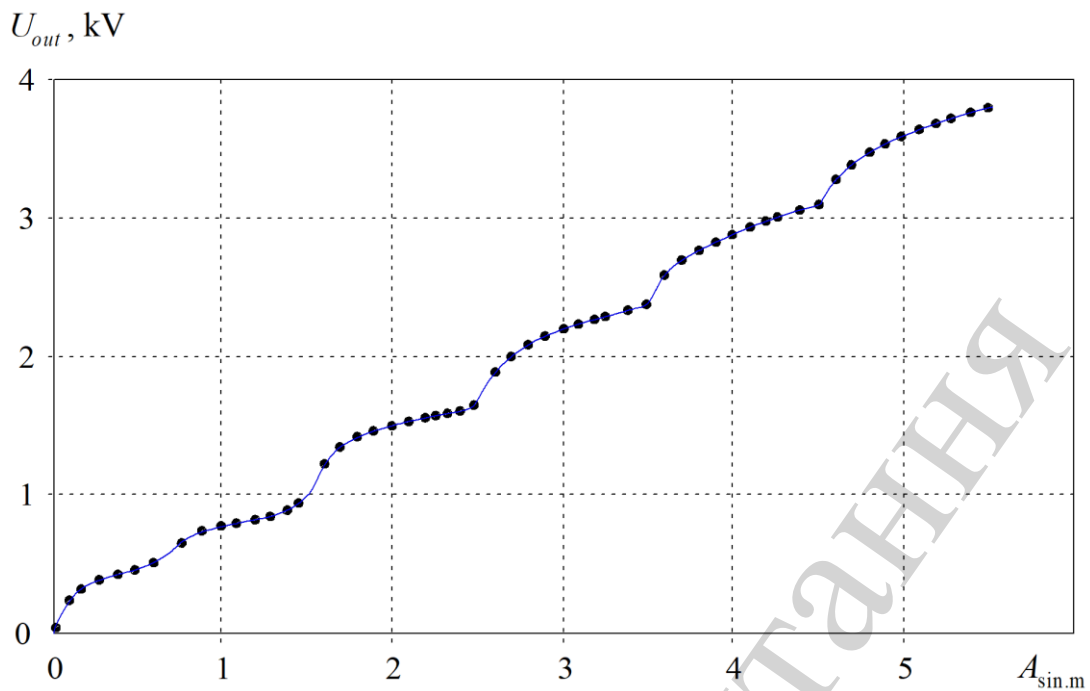


Рис. 7. Залежність середньоквадратичного значення вихідної напруги від амплітуди синусоїдального модульованого сигналу $A_{\sin.m}$ в одинадцятирівневій формі напруги

7. Обговорення результатів дослідження методу формування оптимального синусоїдальності ступеневої вихідної напруги

В роботі приведено дослідження запропонованого алгоритму модуляції, що забезпечує формування форми вихідної напруги багаторівневих інверторів напруги з мінімально можливим показником THD . Запропонований алгоритм базується на амплітудно-рівневій модуляції з заданим рівнем синусоїдального модульованого сигналу. Отримані результати пояснюються тим, що досягнена мінімізація середньоквадратичного значення сигналу вищих гармонік, що в свою чергу досягається шляхом симетрування та мінімізації площі сигналу шуму за умовою $S_1=S_2+S_3$. Особливістю даного методу формування форми вихідної напруги є те, що тривалість кожного ступеня виходить різною. Таким чином, спектр вищих гармонік такої форми вихідної напруги буде мати свої особливості відносно просторово-векторної ШПМ, коли тривалість кожного ступеня однакова.

Приведені аналітичні вирази, що дозволяють визначити часи перемикання рівнів для формування оптимальної форми вихідної напруги. Формули враховують кількість рівнів вихідної напруги та необхідну вихідну частоту. Отримані формули є корисними при реалізації мікропроцесорної системи керування багаторівневими інверторами.

Запропоновані теоретичні положення щодо мінімізації THD вихідної напруги в багаторівневих інверторів при застосуванні запропонованого алгоритму модуляції були підтверджені шляхом моделювання у програмному середовищі Matlab / Simulink. Запропонований алгоритм у порівнянні з відомими алгоритмами дозволяє отримати покращені показники форми THD вихідної напруги, наприклад, у порівнянні з роботою [19], в якій представлено метод покращення

форми вихідної напруги в напівпровідникових інверторах напруги. В роботі при 9-ти рівневій формі вихідної напруги каскадного інвертора отримано $THD_{U_{out}}=9,46\%$. У порівнянні, запропонований в даній статті алгоритм дозволяє отримати при тій же кількості рівнів вихідної напруги $THD_{U_{out}}=8,88\%$.

Обмеженням і недоліком даного дослідження є те, що запропонований метод застосовується за умови, коли амплітуди кожного ступеня напруги рівні між собою. Тобто в разі, коли кожен комірку живлять різні рівні напруги, запропонований метод не дасть оптимальної форми.

Подальші дослідження будуть спрямовані на те, щоб сформувавши метод оптимізації форми вихідної напруги багаторівневих інверторів при різних амплітудах живлення окремих мостів. Крім того, необхідними є подальші дослідження особливості спектра вищих гармонік, а також дослідження можливості застосування даного алгоритму для інших топологій багаторівневих інверторів.

8. Висновки

1. Для багаторівневих інверторів напруги запропоновано алгоритм модуляції, який дозволяє досить просто реалізувати режим мінімуму вмісту вищих гармонік вихідної напруги при формуванні вихідної напруги з будь-якою кількістю рівнів. Запропонований алгоритм базується на амплітудно-рівневій модуляції при заданому рівні синусоїдального модульованого сигналу.

2. Представлено математичні вирази, що дозволяють визначити часи ввімкнення транзисторів для формування оптимальної форми вихідної напруги. Їх використання може значно спростити мікропроцесорну реалізацію запропонованого алгоритму. Математичні вирази базуються на арксинусоїдальних функціях, які дозволяють визначити, в який момент часу модулююча синусоїдальна функція за потрібною амплітудою досягне зазначених порогів перемикачів 0,5, 1,5, 2,5 ... Відмінністю запропонованих математичних виразів від існуючих виразів розрахунку часу перемикачів в просторово-векторній ШІМ для багаторівневих інверторів [42–44] є те, що існуючі вирази потребують попереднього просторово-векторного перетворення координат abc в $\alpha\beta$, а далі будуються на відношенні двох синусоїдальних функцій, і, таким чином, є більш складними і потребують більше ресурсів мікропроцесора.

3. У програмі Matlab / Simulink проведено імітаційне комп'ютерне моделювання роботи п'яти-, семи-, дев'яти- та одинадцятирівневих інверторів при реалізації запропонованого алгоритму модуляції. Отримані результати моделювання підтвердили реалізацію мінімуму коефіцієнта гармонічних спотворень в формі вихідної напруги багаторівневих інверторів. При реалізації запропонованого алгоритму модуляції п'ять рівнів в формі вихідної напруги багаторівневого інвертора формують $THD=16,37\%$; сім рівнів формують $THD=11,49\%$; дев'ять рівнів формують $THD=8,88\%$; одинадцять рівнів формують $THD=7,25\%$.

Література

1. Chen, F., Qiao, W. (2016). A general space vector PWM scheme for multilevel inverters. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). doi: <https://doi.org/10.1109/ecce.2016.7854687>

2. Dai, P., Guo, G., Gong, Z. (2016). A Selection Precharge Method for Modular Multilevel Converter. *International Journal of Control and Automation*, 9 (4), 161–170. doi: <https://doi.org/10.14257/ijca.2016.9.4.16>
3. Adapa, A. K., John, V. (2019). An Auxiliary-Capacitor-Based Active Phase Converter With Reduced Device Current Stress. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66 (9), 6925–6935. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2018.2877087>
4. Bharadwaj, P., John, V. (2019). Subcell Modeling of Partially Shaded Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55 (3), 3046–3054. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2019.2899813>
5. Nerubatskyi, V., Plakhtii, O., Ananieva, O., Zinchenko, O. (2019). Analysis of the Smart Grid concept for DC power supply systems. *International scientific journal «INDUSTRY 4.0»*, 4 (4), 179–182.
6. Vamanan, N., John, V. (2018). Dual-Comparison One-Cycle Control for Single-Phase Bidirectional Power Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54 (5), 4621–4631. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2018.2836359>
7. Du, S., Dekka, A., Wu, B., Zargari, N. (2017). *Modular Multilevel Converters: Analysis, Control, and Applications*. John Wiley & Sons. doi: <https://doi.org/10.1002/9781119367291>
8. Helmers, E., Weiss, M. (2017). Advances and critical aspects in the life-cycle assessment of battery electric cars. *Energy and Emission Control Technologies*, 5, 1–18. doi: <https://doi.org/10.2147/eect.s60408>
9. Deng, F., Chen, Z. (2015). Voltage-Balancing Method for Modular Multilevel Converters Switched at Grid Frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62 (5), 2835–2847. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2014.2362881>
10. Plakhtii, O., Nerubatskyi, V., Sushko, D., Ryshchenko, I., Tsybulnyk, V., Hordiienko, D. (2019). Improving energy characteristics of ac electric rolling stock by using the three-level active four-quadrant rectifiers. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 4 (8 (100)), 6–14. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.174112>
11. Shruti, K. K., Valsalan, T., Poorani, S. (2017). Single phase active front end rectifier system employed in three phase variable frequency drive. *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*, 121–129. URL: <https://ijireeice.com/wp-content/uploads/2017/05/IJIREEICE-nCORETech-16.pdf>
12. Kumari, B., Sankar, M. (2014). Modeling and individual voltage balancing control of modular multilevel cascade converter. *International Journal of Emerging Engineering Research and Technology*, 2 (1), 42–48.
13. Plakhtii, O., Nerubatskyi, V., Ryshchenko, I., Zinchenko, O., Tykhonravov, S., Hordiienko, D. (2019). Determining additional power losses in the electricity supply systems due to current's higher harmonics. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 1 (8 (97)), 6–13. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.155672>
14. Venkatramanan, D., Bharadwaj, P., Adapa, A. K., John, V. (2019). Power Conversion Technologies for High-Performance AC Micro-grid. *INAE Letters*, 4 (1), 27–35. doi: <https://doi.org/10.1007/s41403-018-00062-6>

15. Martinez-Rodrigo, F., Ramirez, D., Rey-Boue, A., de Pablo, S., Herrero-de Lucas, L. (2017). Modular Multilevel Converters: Control and Applications. *Energies*, 10 (11), 1709. doi: <https://doi.org/10.3390/en10111709>
16. Нерубацький, В. П., Плахтій, О. А., Карпенко, Н. П., Гордієнко, Д. А., Цибульник, В. Р. (2019). Аналіз енергетичних процесів у семирівневому автономному інверторі напруги при різних алгоритмах модуляції. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, 5, 8–18. doi: <https://doi.org/10.18664/ikszt.v24i5.181286>
17. Плахтій, А. А., Нерубацький, В. П., Цибульник, В. Р. (2019). Стабілізація напружень на конденсаторах ячеек в модульних багатоуровневих інверторах путём применения улучшенной пространственно-векторной ШИМ. Вісник НТУ «ХП». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії, 20 (1345), 42–52. doi: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.06>
18. Mali, S. M., Patil, B. G. (2018). THD Minimization in Multilevel Inverter Using Optimization Approach. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, 7 (6), 97–100.
19. Sonia, K., Seshadri, G. (2015). Analysis and modelling of a multilevel inverter in distribution system with FACTS capability. *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, 4 (5), 3015–3021.
20. Aghdam, M., Fathi, S., Gharehpetian, G. B. (2008). Harmonic Optimization Techniques in Multi-Level Voltage-Source Inverter with Unequal DC Sources. *Journal of Power Electronics*, 8 (2), 171–180.
21. Kurwale, M. V., Sharma, P. G., Bacher, G. (2014). Performance analysis of modular multilevel converter (MMC) with continuous and discontinuous pulse width modulation (PWM). *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 3 (2), 7463–7474. URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/d351/b7b2b80426065468fd39c8d746f70fee1296.pdf>
22. Plakhtii, O., Nerubatskyi, V., Karpenko, N., Hordiienko, D., Butova, O., Khoruzhevskiy, H. (2019). Research into energy characteristics of single-phase active four-quadrant rectifiers with the improved hysteresis modulation. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 5 (8 (101)), 36–44. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.179205>
23. Zhou J., Suand J., Wang X. (2014). Pre-charging control of modular multilevel converter. *High Voltage Apparatus*, 50 (4), 103–107.
24. Solas, E., Abad, G., Barrena, J. A., Aurtenetxea, S., Carcar, A., Zajac, L. (2013). Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts – Part I: Capacitor Voltage Balancing Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (10), 4525–4535. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2012.2210378>
25. Plakhtii, O. A., Nerubatskyi, V. P., Hordiienko, D. A., Tsybulnyk, V. R. (2019). Analysis of the energy efficiency of a two-level voltage source inverter in the overmodulation mode. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 4 (172), 68–72. doi: <https://doi.org/10.29202/nvngu/2019-4/9>
26. Yang, H., Saeedifard, M. (2017). A Capacitor Voltage Balancing Strategy With Minimized AC Circulating Current for the DC–DC Modular Multilevel

Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64 (2), 956–965. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2016.2613059>

27. Kelrykh, M., Fomin, O. (2014). Perspective directions of planning carrying systems of gondolas. *Metallurgical and Mining Industry*, 6, 64–67.

28. Fomin, O. (2015). Improvement of upper bundling of side wall of gondola cars of 12-9745 model. *Metallurgical and Mining Industry*, 1, 45–48.

29. Nerubatskyi, V., Plakhtii, O., Hordiienko, D., Khoruzhevskyi, H. (2019). Simulation of surge protection according IEC 61000-4-5. *International scientific journal «Industry 4.0»*, 4 (6), 293–296.

30. Korneliuk, S., Dmitriev, P., Tugay, D. (2019). Empirical support of the mathematical model of the wind turbine WPI. *Lighting Engineering & Power Engineering*, 2 (55), 68–72. doi: <https://doi.org/10.33042/2079-424x-2019-2-55-68-72>

31. Bashir, S. B., Beig, A. R. (2018). An improved voltage balancing algorithm for grid connected MMC for medium voltage energy conversion. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 95, 550–560. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.09.002>

32. Plakhtii, O. A., Nerubatskyi, V. P., Kavun, V. Y., Hordiienko, D. A. (2019). Active single-phase four-quadrant rectifier with improved hysteresis modulation algorithm. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, (5), 93–98. doi: <https://doi.org/10.29202/nvngu/2019-5/16>

33. Щербак, Я. В., Плахтій, О. А., Нерубацький, В. П. (2017). Регулювальні характеристики активного чотириквadrантного перетворювача в режимах випрямлення і рекуперації. *Технічна електродинаміка*, 6, 26–31. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.026>

34. Zhemerov, G. G., Krylov, D. S. (2018). Concept of construction of power circuits of a multilevel modular converter and its transistor modules. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 6, 26–32. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2018.6.03>

35. Fomin, O. V., Burlutsky, O. V., Fomina, Yu. V. (2015). Development and application of cataloging in structural design of freight car building. *Metallurgical and Mining Industry*, 2, 250–256.

36. Franco, V., Zacharopoulou, T., Hammer, J., Schmidt, H., Mock, P., Weiss, M., Samaras, Z. (2016). Evaluation of Exhaust Emissions from Three Diesel-Hybrid Cars and Simulation of After-Treatment Systems for Ultralow Real-World NOx Emissions. *Environmental Science & Technology*, 50 (23), 13151–13159. doi: <https://doi.org/10.1021/acs.est.6b03585>

37. Nerubatskyi, V., Plakhtii, O., Kotlyarov, V. (2019). Analysis of topologies of active four-quadrant rectifiers for implementing the INDUSTRY 4.0 principles in traffic power supply systems. *International scientific journal «Industry 4.0»*, 4 (3), 106–109.

38. Plakhtii, O., Nerubatskyi, V., Philipjeva, M., Mashura, A. (2019). Research of mathematical models of lithium-ion storages. *International scientific journal «Mathematical modeling»*, 3 (4), 127–130.

39. Gevorkyan, E. S., Rucki, M., Kagramanyan, A. A., Nerubatskiy, V. P. (2019). Composite material for instrumental applications based on micro powder

Al₂O₃ with additives nano-powder SiC. International Journal of Refractory Metals and Hard Materials, 82, 336–339. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijrmhm.2019.05.010>

40. Meshram, P. M., Borghate, V. B. (2015). A Simplified Nearest Level Control (NLC) Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter (MMC). IEEE Transactions on Power Electronics, 30 (1), 450–462. doi: <https://doi.org/10.1109/tpel.2014.2317705>

41. Tugay, D., Sayenko, Y., Kolontaevsky, Y., Shkurpela, A. (2019). Distributed solar photovoltaic power station conversion system with power filtration function. International Ukraine-Poland Seminar «Power quality in distribution networks with distributed generation», 131–138. doi: <http://doi.org/10.32073/iepl.2019.15>

42. Емельянов, А. А., Пестеров, Д. И., Вотяков, А. С., Гусев, В. М., Бесклеткин, В. В., Быстрых, Д. А., Габзалилов, Э. Ф. (2017). К пониманию векторной системы широтно-импульсной модуляции инвертора напряжения. Молодой учёный, 52 (186), 1–14.

43. Ramadan, S. Gh., Sarhan, G. M., Yousef, A. Y. (2015). Microcontroller Based Space Vector PWM Control of Three Phase Voltage Source Inverter. HCTL Open International Journal of Technology Innovations and Research (IJTIR), 17, 1–13.

44. Gaballah, M. M. (2012). Design and Implementation of Space Vector PWM Inverter Based on a Low Cost Microcontroller. Arabian Journal for Science and Engineering, 38 (11), 3059–3070. doi: <https://doi.org/10.1007/s13369-012-0464-2>

Не с переводим