**ПОРІВНЯННЯ МЕТОДІВ КОМПЕНСАЦІЇ ПОШКОДЖЕННЯ Н-МОДУЛІВ
У ВИСОКОВОЛЬТНИХ КАСКАДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ЧАСТОТИ****В. В. Бушер, О. В. Глазева**

Національний університет "Одеська морська академія"

вул. Дідріхсона, 8, м. Одеса, 65029, Україна. E-mail: victor.v.bousher@gmail.com, o.glazeva@gmail.com

Ду Сінь (Китайська Народна Республіка)

Державний університет "Одеська політехніка"

просп. Шевченка, 1, м. Одеса, 65044, Україна. E-mail: 838146903@qq.com

В роботі виконано порівняння методів керування силовими ключами багаторівневого каскадного перетворювача в штатних та аварійних режимах, коли один або декілька Н-модулів виходять з ладу. Показано, що серед методів, заснованих на порівнянні несучої з багаторівневим опорним трикутним сигналом метод балансування лінійної напруги мінімізує ударні навантаження під час переходу від стандартного до аварійного режимів роботи через такі повороти векторів напруги фаз, при яких амплітуда лінійної напруги зменшується на мінімально можливе значення, а просторове положення векторів лінійної напруги залишається незмінним. Знайдені умови додавання третьої гармоніки забезпечують найбільш ефективне використання джерел живлення при пошкодженні двох і більше модулів, підвищують напругу першої гармоніки на 10...30 % порівняно із синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією. Метод балансування базових векторів забезпечує однакові умови та збільшення коефіцієнта використання джерел живлення на 15,6 %, незалежно від кількості пошкоджених модулів, що збільшує амплітуду 1-ї гармоніки у разі аварій на 10...26 % порівняно із синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією. Метод є найкращим при пошкодженні одного або двох модулів та під час нормальної роботи перетворювача, тобто в найпоширеніших випадках.

Ключові слова: багаторівневий каскадний перетворювач частоти, широтно-імпульсна модуляція, синусоїдальна широтно-імпульсна модуляція, широтно-імпульсна модуляція з додаванням третьої гармоніки, метод збалансованої просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції.

**СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ КОМПЕНСАЦИИ ПОВРЕЖДЕНИЯ Н-МОДУЛЕЙ
В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ КАСКАДНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ****В. В. Бушер, О. В. Глазева**

Национальный университет "Одесская морская академия"

ул. Дидрихсона, 8, г. Одесса, 65029, Украина. E-mail: victor.v.bousher@gmail.com, o.glazeva@gmail.com

Ду Синь (Китайская Народная Республика)

Государственный университет "Одесская политехника"

просп. Шевченка, 1, г. Одеса, 65044, Украина. E-mail: 838146903@qq.com

В работе выполнено сравнение методов управления силовыми ключами многоуровневого каскадного преобразователя в штатных и аварийных режимах, когда один или несколько Н-модулей выходят из строя. Показано, что среди методов, основанных на сравнении несущей с многоуровневым опорным треугольным сигналом метод балансирования линейного напряжения минимизирует ударные нагрузки при переходе от стандартного к аварийным режимам работы благодаря такому повороту векторов фазных напряжений, при которых амплитуда векторов линейных напряжений уменьшается на минимально возможное значение, а их пространственное положение остается неизменным. Найдены условия дополнения несущего синусоидального сигнала третьей гармоникой, которые обеспечивают наиболее эффективное использование источников питания при повреждении двух и более модулей, повышают напряжение первой гармонической на 10...30 % по сравнению с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией. Метод балансировки базовых векторов обеспечивает увеличение коэффициента использования источников питания на 15,6 % независимо от количества поврежденных ячеек, увеличивает напряжение в случае аварий на 10...26 % по сравнению с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией. Метод является наилучшим при повреждении одной или двух ячеек и во время нормальной работы преобразователя, то есть в наиболее распространенных случаях.

Ключевые слова: многоуровневый каскадный преобразователь частоты, широтно-импульсная модуляция, синусоидальная широтно-импульсная модуляция, широтно-импульсная модуляция с добавлением третьей гармонической, метод сбалансированной пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Для постановки задачі дослідження необхідно охарактеризувати сучасні тенденції в топології та методах управління силовими ключами у високовольтних багаторівневих перетворювачах частоти. Розвиток перетворювачів великої потужності та приводів середньої напруги розпочався в середині 1980-х років, коли тиристори з робочою напругою 4500 В (GTO) стали комерційно доступними [1]. Побудова

перетворювачів на базі GTO була стандартом для приводів середньої потужності до появи наприкінці 1990-х років потужних біполярних транзисторів із ізольованими затворами (IGBT) та тиристорів із комутованими затворами (GCT) [2, 3]. Ці комутаційні пристрої швидко просунулися в основні області потужної електроніки завдяки своїм неперевершеним характеристикам перемикачів, зменшенню втрат потужності, простоті управління

затворами та безшумній роботі. Зараз за даними Rockwell Automation та ABB приводи згаданого класу покривають номінальні потужності від 400 кВт до 40 МВт при рівні середньої напруги від 2,3 кВ до 13,8 кВ. Номінальну потужність можна збільшити і до 200 МВт. Однак більшість встановлених приводів знаходяться в діапазоні від 1 до 4 МВт з номіналами напруги від 3,3 кВ до 6,6 кВ [4].

Паралельно з розвитком силових електронних пристроїв змінювалась і структура силової секції перетворювачів. Перетворювач з нейтральними точками, запропонований Набае, Такахаші та Акагі в 1981 році, був по суті 3-рівневим інвертором із фіксуючими діодами [5]. У 1990-х роках кілька дослідників опублікували статті, в яких повідомлялося про експериментальні результати для 4-, 5- та 6-рівневих перетворювачів такого типу для статичної компенсації реактивної потужності, регулювання швидкості двигунів, високовольтних системних з'єднань [6–10]. Трифазний 6-рівневий інвертор із фіксуючими діодами показаний на рис. 1,а. Кожна з трьох фаз інвертора має спільну шину постійного струму, яка поділена п'ятьма конденсаторами на шість рівнів.

Переваги: усі фази мають спільну шину постійного струму, що мінімізує вимоги ємності перетворювача; конденсатори можна попередньо заряджати однією групою.

Недоліки: потік активної потужності важко контролювати, оскільки проміжні рівні постійного струму мають тенденцію змінюватися через заряд/розряд; кількість затискних діодів квадратично залежить від кількості рівнів.

Мейнард і Фош представили інвертор на основі плаваючих конденсаторів у 1992 році, де замість фіксуючих діодів використовуються конденсатори (рис. 1,б) [11].

Переваги: можливе балансування рівнів напруги конденсаторів і контроль потоків активної та реактивної потужності; велика кількість конденсаторів дозволяє інвертору компенсувати короточасні відключення та глибокі спади напруги.

Однак, конденсатори обумовлюють і основні

недоліки такого перетворювача: складно відстежувати рівні напруги для всіх конденсаторів та виконувати попереднє заряджання всіх конденсаторів до однакового рівня; конденсатори дорожче і значно перевищують габарити затискних діодів [12].

Саме тому, як тільки почалось масове виробництво силових ключів і вони стали дешевше, промислові багаторівневі перетворювачі почали будувати за каскадною структурою з так званими Н-мостами [10, 12]. Однофазна структура каскадного m -рівневого інвертора показана на рис. 1,в.

Переваги: кількість можливих рівнів вихідної напруги більше ніж удвічі перевищує кількість джерел постійного струму ($m = 2s + 1$); кожний Н-міст є окремим модулем, що забезпечує прискорення і здешевлення як виробництва, так і обслуговування, ремонт перетворювача.

Недоліки: збільшена кількість силових ключів та необхідність окремого джерела постійного струму для кожного Н-моста.

Але найважливішою перевагою каскадних багаторівневих перетворювачів з Н-мостами є можливість продовження роботи перетворювача у випадку виходу одного або декількох модулів з ладу. Короткі замикання пошкодженого модуля призводять до дисбалансу лінійної напруги у фазах та відповідного дисбалансу струмів, що в свою чергу призводить до електричних та електромеханічних ударних навантажень та загрози безпеці роботи механізму та персоналу. В каскадних перетворювачах є можливість перемиканням виходів дефектного модуля з одночасною зміною алгоритмів керування іншими модулями, які базуються на балансуванні лінійної напруги в фазах.

Стратегії широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що використовуються у звичайному інверторі, можна модифікувати для використання у багаторівневих перетворювачах. Рис. 2 ілюструє три основних методи на основі несучих: синусоїдальна ШІМ (SPWM), ШІМ із додаванням третьої гармоніки (THPWM) та просторово-векторна ШІМ (SVPWM) [12, 13].

Рисунок 1 – Топологія високовольтних багаторівневих перетворювачів частоти: а) з фіксуючими затискними діодами, б) з плаваючими конденсаторами, в) з каскадними з'єднаннями Н-мостів

Рисунок 2 – Порівняння типових методів ШІМ в багаторівневих перетворювачах частоти: синусоїдальна ШІМ (а); ШІМ із додаванням третьої гармоніки (б); просторово-векторна ШІМ (зліва – несучі та багаторівневі трикутні сигнали, справа – вихідна фазна напруга) (в)

У промисловому застосуванні саме синусоїдальна ШІМ є основним методом, який характеризується найпростішими алгоритмами керування як у штатних, так і в аварійних режимах при пошкодженні окремих модулів [12].

Але ТНРWM та SVPWM забезпечують підвищення ефективності використання джерела живлення постійного струму за рахунок того, що амплітуда першої гармоніки стає вище амплітуди сумарного сигналу майже на 16 %.

Метою роботи є пошук такого методу управління високовольтними багаторівневими перетворювачами частоти, який би забезпечував найменше падіння напруги на двигуні з найменшими коливаннями електромагнітного моменту у разі пошкодження одного або кількох Н-модулів у фазах інвертора та оцінка ефективності використання ШІМ з третьою гармонічною складовою і просторово-векторної ШІМ в аварійних режимах.

МАТЕРІАЛІ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ.

1. Метод балансування лінійної напруги з SPWM та THPWM

Балансування лінійної напруги при виході з ладу окремого Н-модуля може здійснюватися різними способами. Наприклад, в перетворювачах частоти Allen Bradley HV FC 6000, коли дефект виявляється в модулі однієї з фаз, “подібні” модулі у двох інших фазах закриваються [14]. Тоді напруга падає в $(N-1)/N$ разів, що відображає менший пунктирний трикутник на рис. 3.

У деяких випадках метод балансування лінійної напруги застосовується шляхом зміни міжфазних кутів, як в FC SIEMENS серії Robicon PERFECT HARMONY [15] (вектори фазної напруги зображено лініями з крапками на рис. 3), але лише для синусоїдальної ШІМ.

Рисунок 3 – Балансування лінійної напруги симетруванням кількості модулів (пунктир) і поворотом фазних векторів (лінії з крапками)

Для визначення міжфазних кутів у аварійному режимі необхідно забезпечити рівність кожного з векторів лінійної напруги до якогось невідомого значення L відповідно до системи рівнянь:

$$\begin{cases} N_A^2 + N_B^2 - 2N_A N_B \cos(\alpha) = L^2; \\ N_B^2 + N_C^2 - 2N_B N_C \cos(\beta) = L^2; \\ N_C^2 + N_A^2 - 2N_C N_A \cos(\gamma) = L^2; \\ \alpha + \beta + \gamma = 2\pi, \end{cases} \quad (1)$$

де $N_A, N_B, N_C, \alpha, \beta, \gamma$ – кількість робочих Н-модулів в фазах та кути між фазними векторами (рис. 3).

У загальному випадку, якщо $N_A \neq N_B \neq N_C$, система рівнянь може бути вирішена лише методами ітерації або пошуком можливих рішень у допустимих діапазонах змін значень. Останній метод простіше реалізувати в мікропроцесорних системах управління. Як показав аналіз, метод розрахунку, заснований на виборі кута, виявляється досить повільним, оскільки необхідно використовувати два вкладених цикли для двох із трьох кутів з пошуком всіх можливих комбінацій.

Значно швидше рішення може бути знайдене завдяки методу, заснованому на теоремі Герона [16]:

$$\begin{cases} S_{\Delta ABC} = S_{\Delta AOB} + S_{\Delta BOC} + S_{\Delta COA}; \\ S_{\Delta AOB}^2 = \frac{2(N_A^2 N_B^2 + N_A^2 L^2 + N_B^2 L^2) - N_A^4 - N_B^4 - L^4}{16}; \\ S_{\Delta BOC}^2 = \frac{2(N_B^2 N_C^2 + N_B^2 L^2 + N_C^2 L^2) - N_B^4 - N_C^4 - L^4}{16}; \\ S_{\Delta COA}^2 = \frac{2(N_C^2 N_A^2 + N_C^2 L^2 + N_A^2 L^2) - N_C^4 - N_A^4 - L^4}{16}; \\ S_{\Delta ABC} = \sqrt{3}L^2 / 4. \end{cases} \quad (2)$$

На основі розробленого алгоритму знайдено рішення для перетворювачів з 3–6 Н-модулями у фазах. Метод балансування напруги забезпечує збільшення напруги першої гармоніки на 7–17 % порівняно з симетричним відключенням модулів у фазах.

В штатному режимі додавання третьої гармоніки з амплітудою $1/6$ від основної гармоніки зі зсувом 0° підвищує ефективність використання джерел живлення – амплітуда першої гармоніки може стати більше амплітуди напруги джерела живлення на 16 %. Але в аварійному режимі при балансуванні лінійної напруги з поворотом фазних векторів і несиметричному розташуванні третьої гармоніки відносно першої сумарна амплітуда може сягати 116 % від амплітуди першої гармоніки, що не тільки не збільшує, а й потребує зменшення сигналу завдання.

Умовою, за якою найбільш повне використання джерел постійного струму забезпечується при додаванні третьої гармоніки є такий її зсув, який збігається з кутом непошкодженої фази [16]. Тоді асиметрія і перевищення напруги у фазах мінімальне, не більше 3–5 % (рис. 4). В такому разі при використанні THPWM ефективність джерела живлення зростає на 11–12 %.

На рис. 4 наведено графіки перехідних процесів, на яких видно, що у разі пошкодження 5А-4В-3С (тобто залишається у фазі А – 5, в фазі В – 4, в фазі С – 3 робочих модуля) коливання електромагнітних моментів найменші з можливих завдяки як мінімізованим змінам напруги, так і збереженню просторового положення лінійних векторів напруги.

2. Метод балансування з просторово-векторною ШІМ

Просторові вектори формуються шляхом одночасного підключення всіх фаз двигуна через ключі перетворювача до постійної напруги однакової за величиною, але з різної полярністю. У разі аварії в загальному випадку через різні амплітуди напруги у фазах базові вектори виявляються паралельними парами, але різної довжини (рис. 5).

Якщо провести вектори $v_1...v_6$ з початку координат, то їх кінці утворюють шестикутник, координати верхів якого для розташування, як на рис. 5, обчислюються за наведеними формулами [17]:

$$\begin{aligned} x_i &= \mp N_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \mp N_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right); \\ y_i &= \pm N_a \pm N_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \pm N_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (3)$$

Рисунок 4 – Графіки напруги в фазах (а) та перехідних процесів струму, швидкості та моменту в двигуні (б) при аварії 5А-4В-3С (t=0,75 s)

Рисунок 5 – Базові вектори при пошкодженні модулів 6А-5В-4С

А в утворений шестикутник можемо вписати коло з радіусом $v_{\max}$, що визначається як найменша відстань від початку координат до сторін шестикутника:

$$a_i = (y_{i+1} - y_i) / (x_{i+1} - x_i);$$

$$R_i = \text{abs}((y_i - a_i x_i) \sqrt{1 + a_i^2}); \quad (4)$$

$$v_{\max} = \min(R_i), \quad i = 1 \dots 3.$$

Тоді, розглядаючи сектор між двома базовими векторами з амплітудами v_1, v_2 і кутами повороту φ_1, φ_2 , щоб отримати шуканий вектор v з амплітудою не більше $v_{\max}$, розташований між базовими векторами з кутом φ , за теоремою синусів можна визначити правила широтно-імпульсної модуляції цих векторів γ_1, γ_2 і, відповідно, напруги у фазах (рис. 6):

$$\gamma_1 = \frac{v}{v_1} \frac{\sin(\varphi_2 - \varphi)}{\sin(\pi - (\varphi_2 - \varphi_1))};$$

$$\gamma_2 = \frac{v}{v_2} \frac{\sin(\varphi - \varphi_1)}{\sin(\pi - (\varphi_2 - \varphi_1))}. \quad (5)$$

Рисунок 6 – Шестикутник базових векторів (а), напруга в фазах (б) та лінійна напруга (в) при аварії Н-модулів 6-5-4

З рис. 6 можна бачити, що лінійна напруга синусоїдальна, з однаковою амплітудою і необхідними зсувами між U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} , незважаючи на нелінійність та асиметрію напруги у фазах. Крім того, розклад у ряди Фур'є показав, що в симетричному і несиметричному режимах амплітуда 1-ї гармоніки перевищує амплітуду сигналу на 15,6 %, тобто джерело живлення використовується з найбільшою ефективністю.

3. Порівняння методів балансування напруги при пошкодженні Н-модулів

Результати розрахунків для проаналізованих методів балансування наведено в табл. 1. В якості

базового методу обрано метод симетричного вимикання Н-модулів із синусоїдальною ШІМ (SPWM). Для оцінки ефективності методів за базову величину прийнято амплітуду лінійної напруги непошкодженого перетворювача з SPWM (тому у станах 6-6-6, 5-5-5, 4-4-4, 3-3-3 $v_{0\sin}^* = 1$) та показано різницю $\Delta U^* = U_{p-p}^* - v_{0\sin}^*$ для трьох інших методів – балансування лінійної напруги з синусоїдальною ШІМ (BSPWM), балансування лінійної напруги з додаванням 3-ї гармоніки (THPWM), збалансованої просторово-векторної ШІМ (SVPWM).

Таблиця 1 – Порівняльні характеристики методів балансування

Стан ПЧ			Симетрична синусоїдальна ШІМ – SPWM	Балансування лінійної напруги					Просторово-векторна ШІМ			Опти- мальний метод
				BSPWM			THPWM		SVPWM			
N_A	N_B	N_C	$v_{0\sin}^*$	L	U_{p-p}^*	ΔU^*	U_{p-p}^*	ΔU^*	$v_{\max}$	U_{p-p}^*	ΔU^*	
6	6	6	1	10,392	1	0,000	1,156	0,156	10,392	1,156	0,156	SVPWM
6	6	5	0,833	9,78	0,94	0,107	1,030	0,197	9,526	1,060	0,226	SVPWM
6	5	5	0,833	9,2	0,88	0,047	0,951	0,118	8,666	0,963	0,130	SVPWM
6	5	4	0,667	8,54	0,82	0,153	0,856	0,189	7,794	0,867	0,200	SVPWM
6	4	4	0,667	7,84	0,75	0,083	0,738	0,071	6,928	0,771	0,104	SVPWM
5	5	5	1	8,666	1	0,000	1,156	0,156	8,666	1,156	0,156	SVPWM
5	5	4	0,8	8,05	0,93	0,130	1,009	0,209	7,794	1,040	0,240	SVPWM
5	4	4	0,8	7,45	0,86	0,060	0,915	0,115	6,928	0,925	0,125	SVPWM
5	4	3	0,6	6,77	0,78	0,180	0,795	0,195	6,062	0,809	0,209	SVPWM
4	4	4	1	6,928	1	0,000	1,156	0,156	6,928	1,156	0,156	SVPWM
4	4	3	0,75	6,31	0,91	0,160	0,976	0,226	6,062	1,012	0,262	SVPWM
4	3	3	0,75	5,7	0,82	0,070	0,850	0,100	5,196	0,867	0,117	SVPWM
4	3	2	0,5	4,96	0,72	0,220	0,703	0,203	4,333	0,723	0,223	SVPWM
3	3	3	1	5,196	1	0,000	1,156	0,156	5,196	1,156	0,156	SVPWM
3	3	2	0,667	4,56	0,88	0,213	0,928	0,313	4,333	0,963	0,297	THPWM
3	2	2	0,667	3,92	0,75	0,083	0,738	0,071	3,464	0,771	0,104	SVPWM

Наведені дані вказують на те, що найкращим методом з точки зору ефективності використання джерел живлення в непошкоджених перетворювачах або з одним/двома пошкодженими Н-модулями є метод просторово-векторної ШІМ. Лише в одному випадку (3-3-2) балансування з додаванням 3-ї гармоніки забезпечує кращий результат.

ВИСНОВКИ. В роботі проаналізовано методи управління багаторівневим каскадним перетворювачем частоти в штатному режимі і при аварії, коли один або декілька Н-модулів в різних фазах виходять з ладу.

1. Метод балансування лінійної напруги мінімізує ударні навантаження під час переходу від штатного режиму до аварійного через таке зміщення нульової точки та поворот фазних векторів, при якому амплітуда лінійної напруги зменшується на мінімально можливе значення, просторове

положення лінійних векторів залишається незмінним.

2. Знайдено умови оптимального додавання 3-ї гармоніки, що підвищує ефективність використання джерел живлення на 7...30 % порівняно з симетричною синусоїдальною ШІМ. Але при деяких аваріях (6-4-4, 4-3-2, 3-2-2) додавання 3-ї гармоніки виявляється не ефективним.

3. Метод балансування базових векторів забезпечує однакові умови та збільшення коефіцієнта використання джерел живлення на 15,6 %, незалежно від кількості пошкоджених модулів, що збільшує амплітуду 1-ї гармоніки у разі аварій на 10...26 % порівняно з синусоїдальною ШІМ.

4. Порівняння методів просторово-векторної ШІМ (SVPWM), балансування лінійної напруги з додаванням 3-ї гармоніки (THPWM) із синусоїдальною ШІМ показує, що SVPWM є

найкращим методом при пошкодженні одного або двох модулів та під час нормальної роботи перетворювача (тільки за винятком конфігурації 3-3-2), тобто в найпоширеніших випадках.

ЛІТЕРАТУРА

1. S. Rizzo, N. Zargari. Medium Voltage Drives: What Does the Future Hold? *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*. 2004. P. 82–89.
2. H. Brunner, M. Hieholzer, et al. Progress in Development of the 3.5 kV High Voltage IGBT/Diode Chipset and 1200A Module Applications. *IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's*. 1997. P. 225–228.
3. P. K. Steimer, H. E. Gruning, et al. IGCT–A New Emerging Technology for High Power Low Cost Inverters. *IEEE Industry Application Magazine*. 1999. P. 12–18.
4. R. Bhatia, H. U. Krattiger, A. Bonanini, et al. Adjustable Speed Drive with a Single 100-MW Synchronous Motor. *ABB Review*. 1998. No. 6. P. 14–20.
5. A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi. A New Neutral-point Clamped PWM inverter. *IEEE Trans. Ind. Applicat.* 1981. Vol. IA-17. P. 518–523.
6. Krishnapriya S., Unnikrishnan L. Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drives. *International Journal of Research in Engineering and Technology (IJRET)*. 2015. P. 60–64.
7. L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler. Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications. *IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation*, Oct 22-23, Dearborn, Michigan. 1998. P. 1424–1431.
8. F. Z. Peng, J. S. Lai, J. W. McKeever, J. Van Coevering. A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1996. Vol. 32. No. 5. P. 1130–1138.
9. Leon M. Tolbert, Fang Z. Peng, Tim Cunningham, John N. Chiasson. Charge Balance Control Schemes for Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2002. Vol. 49. No. 5. P. 1058–1065.
10. K. Corzine, Y. Familant. A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2002. Vol. 17. No. 1. P. 125–131.
11. T. A. Meynard, H. Foch. Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1992. P. 397–403.
12. Malinowski M., Gopakumar K., Rodriguez J., Pérez M. A. A Survey on Cascaded Multilevel Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010. 57. 7. P. 2197–2206.
13. Manimala V., Geetha N., Renuga P. Design and simulation of five level cascaded inverter using multilevel sinusoidal pulse width modulation strategies. *IEEE 3rd International Conference on Electronics Computer Technology*. 2011. 2. P. 280–283. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5941701>
14. PowerFlex 6000 Medium Voltage Variable Frequency Drive Firmware, Parameters, and Troubleshooting Manual Catalog Number 6000G. Publication 6000-TD004E-EN-P. 2019. URL: <http://www.rockwellautomation.com/support>
15. High voltage frequency converters Robicon PERFECT HARMONY 225 kW–120 MW. URL: www.siemens.com/robicon-perfect-harmony
16. Busher V., Chornyi O., Glazeva O., Tytiuk V., Kuznetsov V. G., Tryputen N. Optimal Control Method of High-Voltage Frequency Converters with Damaged Cells. *15th International Scientific and Technical Conference "Problems of the railway transport mechanics PRTM2020"*, (DIIT), Sci. Eng. 985 012021. 2020. P. 1–10. URL: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/985/1/012021>
17. V. Busher, O. Glazeva, A. Shestaka, L. Melnikova, O. Chornyi, V. Tytiuk. Method of Space Vector Pulse Width Modulation in High Voltage Cascaded Frequency Converter with Damaged H-cells. *20th IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenichuk, Ukraine. 2021. URL: <https://cmt3.research.microsoft.com/api/MEES2021/Files/713>

COMPARISON OF METHODS FOR COMPENSATION FOR DAMAGE TO H-CELLS IN HIGH-VOLTAGE CASCADE FREQUENCY CONVERTERS

V. Busher, O. Glazeva

National University "Odessa Maritime Academy"

vul. Didrikhsona, 8, Odessa, 65029, Ukraine. E-mail: victor.v.bousher@gmail.com, o.glazeva@gmail.com

Du Xin (People's Republic of China)

Odessa Polytechnic State University

prosp. Shevchenko, 1, Odessa, 65044, Ukraine. E-mail: 838146903@qq.com

Purpose. The aim of this work is to find a method of controlling high-voltage frequency converters that would provide the smallest voltage drop on the motor, the least loads and oscillation of electromagnetic torque in an accident modes, and evaluate the effectiveness of pulse width modulation (PWM) methods with the injection of third harmonic and space-vector PWM in emergency modes. **Methodology.** We have applied the mathematical simulation of the electric drive "High voltage frequency converter with cascaded H-bridges – High power asynchronous machine" in Matlab/SimPowerSystem software for comparison of four PWM types – Sinusoidal PWM (SPWM), Balanced sinusoidal PWM (BSPWM), Balanced PWM with injected third harmonic (THPWM) and Space Vector PWM (SVPWM). **Results.** The method of balancing the line voltage minimizes shock loads during the transition from normal to emergency mode due to such a shift of the zero point and rotation of the phase vectors, in which the amplitude of the line voltage decreases to the minimum possible value, the spatial position of linear vectors remains unchanged. The

conditions of optimal injection of the 3rd harmonic are found, which increases the efficiency of power supply use by 7... 30 % in comparison with symmetric sinusoidal PWM. But in some accidents (6-4-4, 4-3-2, 3-2-2) the 3rd harmonic is not effective. The method of balancing the space vectors provides the same conditions and increases the utilization of power supplies by 15.6 %, regardless of the number of damaged modules, which increases the amplitude of the 1st harmonic in case of accidents by 10 ... 26 % compared with sinusoidal PWM. Comparison of methods of space vector PWM (SVPWM), balancing of phase-to-phase voltage with the injection of the 3rd harmonic (THPWM) with sinusoidal PWM shows that SVPWM is the best method at damage of one or two modules and during normal work of the converter (except for the 3-3-2 configuration), ie in the most common cases. **Originality.** For the first time, a comparison of all methods of pulse-width modulation in emergency modes and the optimal method for each type of accident for 3-6-stage frequency converters is indicated. **Practical value** of the work is to provide the necessary mathematical apparatus for calculating signals using BSPWM, THPWM and SVPWM in emergency modes. References 17, table 1, figures 6.

Key words: High Voltage Multilevel H-bridge Cascaded Frequency Converter, Pulse-Width Modulation, Sinusoidal PWM, Third Harmonic injection PWM, The Method of Balanced Space Vector PWM.

REFERENCES

1. Rizzo, S., & Zargari, N. (2004). Medium Voltage Drives: What Does the Future Hold? *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, 82–89.
2. Brunner, H., Hieholzer, M., & et al. (1997). Progress in Development of the 3.5 kV High Voltage IGBT/Diode Chipset and 1200A Module Applications. *IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's*, 225–228.
3. Steimer, P. K., Gruning, H. E., & et al. (1999). IGCT—A New Emerging Technology for High Power Low Cost Inverters. *IEEE Industry Application Magazine*, 12–18.
4. Bhatia, R., Krattiger, H. U., Bonanini, A., & et al. (1998). Adjustable Speed Drive with a Single 100-MW Synchronous Motor. *ABB Review*, 6, 14–20.
5. Nabae, A., Takahashi, I., & Akagi, H. (1981). A New Neutral-point Clamped PWM inverter. *IEEE Trans. Ind. Applicat*, IA-17, 518–523.
6. Krishnapriya, S. & Unnikrishnan, L. (2015). Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drives. *International Journal of Research in Engineering and Technology (IJRET)*, 60–64.
7. Tolbert, L. M., Peng, F. Z., & Habetler, T. G. (1998). Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications. *IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation*, Oct 22-23, Dearborn, Michigan, 1424–1431.
8. Peng, F. Z., Lai, J. S., McKeever, J. W., & VanCoevering, J. (1996). A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32, 5, 1130–1138.
9. Leon, M. Tolbert, Fang, Z. Peng, Tim Cunyngham, & John, N. Chiasson (2002). Charge Balance Control Schemes for Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49, 5, 1058–1065.
10. Corzine, K., & Familiant, Y. (2002). A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17, 1, 125–131.
11. Meynard, T. A., & Foch, H. (1992). Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 397–403.
12. Malinowski, M., Gopakumar, K., Rodriguez, J., & Pérez, M. A. (2010). A Survey on Cascaded Multilevel Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57, 7, 2197–2206.
13. Manimala, V., Geetha, N., & Renuga, P. (2011). Design and simulation of five level cascaded inverter using multilevel sinusoidal pulse width modulation strategies. *IEEE 3rd International Conference on Electronics Computer Technology*, 2, 280–283. Retrieved from <https://ieeexplore.ieee.org/document/5941701>
14. PowerFlex 6000 Medium Voltage Variable Frequency Drive Firmware, Parameters, and Troubleshooting Manual Catalog Number 6000G. Publication 6000-TD004E-EN-P. September 2019. Retrieved from <http://www.rockwellautomation.com/support>
15. High voltage frequency converters Robicon PERFECT HARMONY 225 kW–120 MW. Retrieved from www.siemens.com/robicon-perfect-harmony
16. Busher, V., Chornyi, O., Glazeva, O., Tytiuk, V., Kuznetsov, V. G., & Tryputen, N. (2020). Optimal Control Method of High-Voltage Frequency Converters with Damaged Cells. *15th International Scientific and Technical Conference "Problems of the railway transport mechanics PRTM2020"*, (DIIT), Sci. Eng. 985 012021, 1–10. Retrieved from <https://doi.org/10.1088/1757-899X/985/1/012021>
17. Busher, V., Glazeva, O., Shestaka, A., Melnikova, L., Chornyi, O., & Tytiuk, V. (2021). Method of Space Vector Pulse Width Modulation in High Voltage Cascaded Frequency Converter with Damaged H-cells. *20th IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine. Retrieved from <https://cmt3.research.microsoft.com/api/MEES2021/Files/713>

Стаття надійшла 28.07.2021.