

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.314.58

Терещенко Т.О.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Ямненко Ю.С.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Кузін Д.В.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Клепач Л.Є.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

ФОРМУВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ БАГАТОРІВНЕВОГО КАСКАДНОГО ІНВЕРТОРА ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ ФУНКЦІЙ У ПОЛЯХ ГАЛУА

Запропоновано спосіб формування вихідної напруги багаторівневого каскадного інвертора на базі ортогональних перетворень дискретних функцій t -ічного аргументу в полях Галуа. Проведено оцінку переваг і недоліків отриманих схем інверторів із погляду коефіцієнта нелінійних спотворень. Наведено узагальнений порядок синтезу напруги з амплітудно-імпульсною модуляцією та обґрунтовано вибір кількості інверторних модулів.

Ключові слова: багаторівневий інвертор напруги, ортогональні перетворення, дискретні функції, поле Галуа, модульна структура.

Постановка проблеми. Однією з ключових проблем сучасної електроенергетики є забезпечення високого рівня енергоефективності систем живлення та забезпечення належної якості вихідних параметрів напруги (струму). Особливе місце займають системи електропостачання з відновлювальними джерелами енергії. Вихідним параметром основних відновлювальних джерел енергії, таких як сонячні батареї і вітрогенератори, є змінювана в широкому діапазоні постійна напруга. Для забезпечення споживачів змінною напругою 220 В 50 Гц використовують інвертори напруги. Особливу складність викликає процес отримання з малими значеннями коефіцієнта нелінійних спотворень (далі – КНС) близько кількох відсотків, оскільки навіть

невеликі спотворення напруги призводять до додаткових втрат і зниження техніко-економічних показників системи в цілому. Одним зі шляхів вирішення цієї проблеми є використання багаторівневих інверторів (далі – БРІ), які дозволяють отримати високу якість вихідного параметру за рахунок формування ступінчатої форми напруги (струму). Особливістю БРІ є те, що для отримання високовольтної вихідної напруги використовуються дешеві стандартні низьковольтні IGBT модулі [1].

Серед схем БРІ [2] особливе місце займають каскадні багаторівневі інвертори, топологія яких базується на послідовному з'єднанні кількох однофазних інверторів у фазі навантаження. Кожен інвертор може розглядатися як модуль із

аналогічною топологією силових схем та керування. Перевагою цієї топології є використання уніфікованого ряду модулів; висока надійність за рахунок резервування; міжмодульний розподіл вхідної напруги, струму, потужності для забезпечення рівномірного навантаження силових ключів перетворювача. Кількість рівнів вихідної напруги БРІ цього типу визначається як $M=2s+1$, де s – кількість модулів.

Вибір кількості модулів у фазі визначається вимогами до КНС. Для зменшення КНС кількість модулів треба збільшувати, що призводить до ускладнення схеми та більших втрат, зокрема на комутацію. Отже, потрібно знаходити компроміс між кількістю модулів та допустимим граничним рівнем гармонічних спотворень у конкретних застосуваннях.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Перспективним методом синтезу перетворювачів електричної енергії є використання ортогональних базисів функцій у полях Галуа [3]. Відомий підхід до реалізації багаторівневого інвертора, що складається з декількох інверторних модулів, кожен із яких реалізує одну з функцій Уолша [4]. Коефіцієнти трансформації вихідного трансформатора кожного модуля визначаються коефіцієнтами ряду Уолша. Однак значення коефіцієнта нелінійних спотворень КНС для ступінчастої напруги за цим способом є досить високим, що в багатьох випадках неприпустимо. Так, за кількості інверторних модулів $s = 3$ значення ТНД складає 26% [4], що не відповідає сучасним вимогам стандартів якості [5].

Відомо також формування багаторівневої напруги на базі перетворення Хартлі [6]. Проліструємо цей спосіб на прикладі.

Нехай вектор-колонка вихідної напруги визначається на $\frac{1}{4}$ періоду синусоїдальної функції:

$$U_{вих} = \begin{pmatrix} 0.351 \\ 0.782 \\ 0.991 \end{pmatrix}$$

Відліки вектора $U_{вих}$ апроксимують чверть періоду синусоїдального сигналу (рис. 1а)

Кількість цих дискретних значень, як і кількість базисних функцій Хартлі, у даному разі дорівнює $m = 3$. Значення коефіцієнта трансформації K визначається за формулою:

$$K = \frac{1}{N} \cdot F_d \cdot F_r = \frac{1}{N} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{pmatrix} \cdot U_{вих} = \begin{pmatrix} 0.708 \\ -0.074 \\ -0.283 \end{pmatrix} \quad (1)$$

де $N = m$ – інтервал визначення (кількість відліків) дискретних базисних функцій Хартлі;

F_d – значення всіх базисних функцій прямого перетворення Хартлі, записані у вигляді квадратної симетричної матриці розмірністю $m \times m$ (3×3);

U – вектор-колонка вихідної напруги.

Ступінчаста напруга БРІ описується виразом:

$$U_c = F_r \cdot K = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0.708 \\ -0.074 \\ -0.283 \end{pmatrix} \quad (2)$$

де F_r – значення базисних функцій зворотного перетворення Хартлі, записані у вигляді квадратної симетричної матриці розмірністю $m \times m$ (3×3).

Ступінчаста напруга може бути записана також у вигляді поліному:

$$U_c(t) = 0,708har(0,t) - 0,074har(1,t) - 0,283har(2,t) \quad (3)$$

де $har(0,t)$, $har(1,t)$, $har(2,t)$ – три базисні функції зворотного перетворення Хартлі, що відображають відповідні рядки матриці F_r (рис. 1а). На рис. 1б наведено форму ступінчастої напруги, утвореної як сума базисних функцій Хартлі (рис. 1а) з коефіцієнтами, згідно з виразом (3).

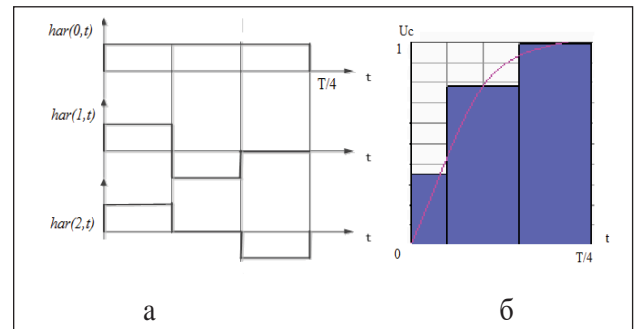


Рис. 1. Базисні функції зворотного перетворення Хартлі при $m = 3$ (а) та форма ступінчастої напруги $U_c(t)$ (б)

За тих самих умов (кількість інверторних комірок = 3), порівняно із застосуванням функцій Уолша, значення ТНД за використання функцій Хартлі знижується і становить 22%. Недоліком цього способу є неможливість збільшення числа модулів до понад трьох для подальшого зменшення ТНД. Це пояснюється тим, що перетворення Хартлі визначено на інтервалі $N = m^l$, де m – ціле позитивне число. Однак лише при $m = 3$ базисні функції перетворення Хартлі набувають значення $+1, -1, 0$ і можуть бути легко реалізовані інверторними модулями.

Перетворення Хартлі є частковим випадком перетворення в орієнтованому базисі (ОБ-перетворення) [7], яке дозволяє більш гнучко обирати базис функцій, визначених

у полях Галуа, стосовно конкретної задачі. ОБ-перетворення визначає кількість відліків дискретних функцій як $N = m^n$. Отже, при $n = 1$ та $N = m$, ОБ-перетворення збігається з перетворенням Хартлі [7].

У роботі [6] наведено приклад використання узагальненого ОБ, але не наведено схем силової частини та системи керування та не обґрунтовано обмеження з членами ряду.

Постановка завдання. Розробка способів формування керуючих сигналів каскадних багаторівневих інверторів на базі спектральних перетворень дискретних функцій у полях Галуа та визначення коефіцієнтів трансформації вихідного трансформатора з метою підвищення якості вихідного параметра (напруги або струму) – зменшення коефіцієнта нелінійних спотворень КНС вихідної напруги. Залежно від схеми БРІ, визначаються або напруга живлення модулів, або коефіцієнти вхідного трансформатора, якщо модуль містить випрямляч із трансформатором.

Виклад основного матеріалу дослідження. Дослідимо інші спектральні перетворення, базисні функції яких також набувають значення $+1, -1, 0$. Ці умови задовольняють перетворення в ОБ при $N = 3^n$ та узагальнене ОБ при $N=3^n 12^{n^2}$ [4; 7; 8]. Переваги схем інверторів на базі перетворень, що визначені на інтервалах, кратних 3, також полягають у простоті і точності формування трифазної напруги.

Узагальнений спосіб синтезу ступінчастої напруги на базі спектральних ортогональних перетворень у полях Галуа передбачає такі етапи: 1) апроксимація синусоїди одиничної амплітуди ступінчастою функцією; 2) розкладання ступінчастої напруги в ортогональний ряд обраного прямого перетворення на інтервалі $N = T/4T_0$, де T_0 – крок квантування синусоїдальної напруги; 3) синтез ступінчастої напруги за формулою зворотного перетворення та визначення КНС; 4) відкидання складових частин зворотного перетворення з малими ваговими коефіцієнтами та визначення КНС напруги за спрощеним виразом із меншою кількістю доданків ряду зворотного перетворення; 5) визначення остаточної формули зворотного перетворення, що забезпечує достатній рівень КНС; 6) визначення структурної схеми БРІ: реалізація базисних функцій зворотного перетворення інверторними модулями, а значень спектральних складових частин – амплітудою напруги живлення модулів або коефіцієнтами трансформації (рис. 2).

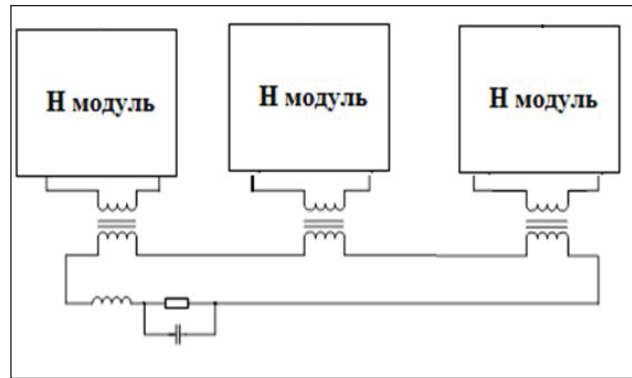


Рис. 2. Структурна схема БРІ на базі уніфікованих N-модулів

Описаний вище спосіб здійснює синтез багаторівневої напруги на інтервалі $T/4$. Для формування напруги на всьому періоді використовується схема системи керування, представлена на рис. 3.

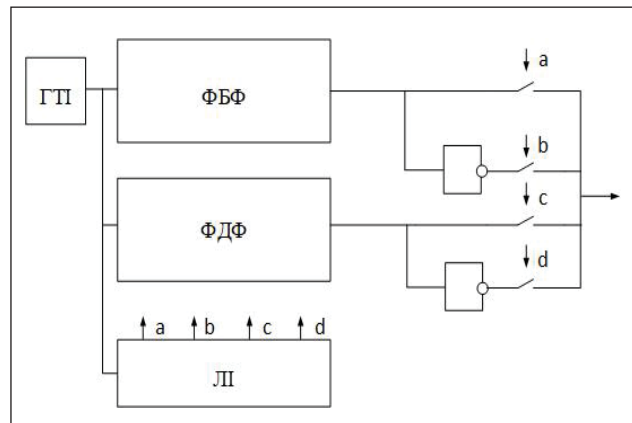


Рис. 3. Система керування: ГТІ – генератор тактових імпульсів; ФБФ – формувач i -ї базисної функції на інтервалі $T/4$; ФДФ – формувач дзеркальної i -ї функції на інтервалі $T/4$; ЛІ – лічильник інтервалів

Керуючий сигнал для i -го модуля формується згідно з виразом:

$$U_{control} = \left\{ \begin{array}{l} \varphi_r(i, t), 0 \geq t > \frac{T}{4} \\ \varphi_r(i, \frac{T}{4} - t), \frac{T}{4} \geq t > \frac{T}{2} \\ -\varphi_r(i, t - \frac{T}{2}), \frac{T}{2} \geq t > \frac{3T}{4} \\ -\varphi_r(i, \frac{3T}{4} - t), \frac{3T}{4} \geq t > T \end{array} \right\} \quad (4)$$

де $\varphi_r(i, t)$ – i -та базисна функція зворотного спектрального перетворення ОБ або Хартлі.

Реалізація керуючого сигналу здійснюється таким чином:

– на першій чверті періоду блоком ФБФ у разі замикання ключа a (див. рис. 3);

– на другій третій четверті періоду – блоком ФДФ у разі замикання ключа *c*;

– на третій чверті – блоком ФБФ і логічним елементом інвертора у разі замикання ключа *b*;

– на четвертій чверті – блоком ФДФ і логічним елементом інвертора у разі замикання ключа *d*.

Зазначимо, що аналогічно здійснюється формування ступінчатого струму інверторними модулями, але замість додавання напруг у загальному контурі (див. рис. 2) використовується додавання струмів комірок у загальному вузлі.

Застосування функцій перетворення при N = 9. За умови зберігання позитивних властивостей базисних функцій, визначених на інтервалі, кратному 3, можливо збільшувати кількість комірок інвертора шляхом зміни показника степеню *n* у виразі $N = m^n$. Так, при $n = 2$, $N = 3^2 = 9$ вектор вихідної напруги визначається як:

$$U_{вих} = \begin{pmatrix} 0.044 \\ 0.216 \\ 0.383 \\ 0.537 \\ 0.676 \\ 0.793 \\ 0.887 \\ 0.954 \\ 0.991 \end{pmatrix}$$

де значення вектора $U_{вих}$ відповідають значенням синусоїдальної функції при $t_i = \left(\frac{iT}{4N}\right) + \frac{T}{8N}$, де T – період, $0 = 1, 2, N-1$. Матриці прямого та зворотного ОБ перетворення мають вигляд:

$$F_d = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 & 1 & -2 & 1 & 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 & 1 & 1 & -2 & 1 & 1 & -2 \\ 1 & 1 & 1 & -2 & -2 & -2 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 & -2 & 1 & 1 & 1 & 1 & -2 \\ 1 & 1 & -2 & -2 & 1 & 1 & 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -2 & -2 & -2 \\ 1 & -2 & 1 & 1 & 1 & -2 & -2 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -2 & 1 & -2 & 1 & -2 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$F_r = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

Значення коефіцієнтів трансформації визначається формулою:

$$K = \frac{1}{N} \cdot F_d \cdot U = \begin{pmatrix} 0.609 \\ -0.006 \\ -0.113 \\ -0.06 \\ 0.027 \\ -0.016 \\ -0.335 \\ -0.023 \\ -0.039 \end{pmatrix} \quad (7)$$

Синтез ступінчастої напруги U_c відбувається додаванням напруг модулів, що відповідають базисним функціям зворотного перетворення, з розрахованими коефіцієнтами K .

Ступінчаста напруга описується виразом

$$U_c = F_r \cdot K \quad (8)$$

Запишемо вихідну напругу у вигляді поліному:

$$U_c(t) = 0.609\phi_r(0,t) - 0.006\phi_r(1,t) - 0.113\phi_r(2,t) - 0.06\phi_r(3,t) + 0.027\phi_r(4,t) - 0.016\phi_r(5,t) - 0.0335\phi_r(6,t) - 0.023\phi_r(7,t) - 0.039\phi_r(8,t) \quad (9)$$

де $\phi_r(i,t), i=0,1,\dots,8$ – базисні функції зворотного ОБ-перетворення, що відповідають i -м рядкам матриці F_r та реалізуються i -м інверторним модулем.

Доведемо справедливність такого представлення. Підставимо у вираз (8) значення K з виразу (7). Тоді отримаємо:

$$U_c = F_r \cdot K = \frac{1}{N} \cdot F_d \cdot F_r \cdot U_{вих}$$

З урахуванням взаємної ортогональності функцій прямого та зворотного перетворень [7]:

$$\frac{1}{N} \cdot F_d \cdot F_r = I$$

де I – одинична матриця розмірністю $N \times N$, отримаємо:

$$U_c = U \quad (10),$$

тобто синтезована таким чином напруга відповідає заданій.

Узагальнене перетворення при N = 6. Ступінчаста напруга у цьому разі описується виразом:

$$U_c = Y_r \cdot K = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0.638 \\ -0.264 \\ -0.162 \\ -0.073 \\ -0.015 \\ -0.006 \end{pmatrix} \quad (8)$$

Значення КНС для ступінчастої напруги за способом узагальненого перетворення в орієнтованому базисі, яка описується формулою (8), дорівнює 4,3%.

Вираз (8) можна спростити, щоб зменшити число інверторних модулів.

Нехтуючи найменшими трьома останніми рядками у виразі (8), отримаємо значення КНС 15,2%. При нехтуванні двома рядками це значення складе 8,6%, одним рядком – 5%. Розрахунки показують, що, з погляду стандартів якості, достатньо використовувати схему з 5 інверторними модулями.

У табл. 1 наведено значення КНС для різних перетворень при нехтуванні найменшими членами поліному. Так, значення КНС для ОБ-перетворення за кількості комірок 9 відповідає 1,215, а за кількості комірок 3 – 6,9%.

Таблиця 1

Кількість комірок	ТНД, % для різних перетворень			
	Уолша	Хартлі	ОБ	Узагальнене ОБ
3	26	22	6,9	15,2
4	10		4	8,6
5			3,9	5
6			2,6	4,3
9			1,215	

Як видно з табл. 1, найкращі показники якості забезпечують способи формування ступінчастої

напруги на основі ОБ і узагальненого ОБ перетворень.

Висновки. Формування вихідної напруги багаторівневого інвертора на базі ортогональних перетворень дискретних функцій у полях Галуа забезпечує такі переваги:

– можливість використання недорогих стандартних низьковольтних електронних компонентів, що забезпечує максимальну економічну ефективність;

– низький рівень гармонічних спотворень вихідної напруги.

Використання перетворень ОБ та узагальненого ОБ для синтезу схеми інвертора забезпечує більш низький рівень нелінійних спотворень вихідної напруги порівняно з перетвореннями Уолша і Хартлі. Найменший показник КНС отримано для функцій ОБ-перетворення для схеми з 9 модулями (1,215%) та узагальненого ОБ-перетворення з 6 модулями (4,3%), але для більшої економічної ефективності рекомендується перетворювач із 4 інверторними модулями, що реалізують базисні функції ОБ, у якому показник гармонічних спотворень (4%) відповідає стандартам якості електроенергії.

Список літератури:

1. Макаров М.Н., Хайбрахманов Р.Г. Многоуровневые инверторы напряжения. Обзор топологий и применение. Вестник технологического университета. 2016. Т. 19. № 22. С. 134–138.
2. Khomfoi S., Tolbert L.M. Multilevel Power Converters. Power Electronics Handbook. 2007. № 22. P. 451–482.
3. Журавлев Ю.И., Флеров Ю.А., Вялый М.Н. Дискретный анализ. Основы высшей алгебры. Москва, 2007. 224 с.
4. Солодовников А.И. Анализ и синтез статических преобразователей частоты с использованием ортогональных базисов: дисс. ... канд. тех. наук. Киев. 1979. 385 с.
5. IEC 61000-3-2:2014 Electromagnetic compatibility (EMC). URL: <https://webstore.iec.ch/publication/4149>.
6. Терещенко Т.А., Беженар В.А. Формирование выходного напряжения многоуровневого инвертора на базе ортогональных преобразований. Технічна електродинаміка. 2012. № 2. С. 51–52.
7. Жуйков В.Я., Терещенко Т.А., Петергеря Ю.С. Дискретные спектральные преобразования на конечных интервалах. Киев: НТУУ «КПИ», 2010. 244 с.
8. Peng F. Z., Lai J. S. Multilevel Cascade Voltage-source Inverter with Separate DC source: U.S. Patent 5 642 275. June 24, 1997.

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ МНОГОУРОВНЕВОГО КАСКАДНОГО ИНВЕРТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФУНКЦИЙ В ПОЛЯХ ГАЛУА

Предложен способ формирования выходного напряжения многоуровневого каскадного инвертора на базе ортогональных преобразований дискретных функций m -ичного аргумента в полях Галуа. Приведена оценка преимуществ и недостатков полученных схем инверторов с точки зрения коэффициента нелинейных искажений. Приведены обобщенный порядок синтеза напряжения с амплитудно-импульсной модуляцией и обоснован выбор количества инверторных модулей.

Ключевые слова: многоуровневый инвертор напряжения, ортогональные преобразования, дискретные функции, поле Галуа, модульная структура.

**FORMATION OF OUTPUT VOLTAGE OF A MULTI-LEVEL
CASCADE INVERTER WITH USE OF FUNCTIONS IN THE GALOU FIELDS**

A method for forming the output voltage of a multilevel cascade inverter based on orthogonal transformations of discrete functions of the m -th argument in Galois fields is proposed. The advantages and disadvantages of the inverter circuits obtained from the point of view of the nonlinear distortion coefficient are estimated. The generalized order of voltage synthesis with amplitude-pulse modulation is presented and the choice of the number of inverter modules is justified.

Key words: multilevel voltage inverter; orthogonal transformations, discrete functions, Galois field, modular structure.