

ПОЛІПШЕННЯ ЯКІСНИХ ПОКАЗНИКІВ ІНВЕРТОРА НАПРУГИ ЗА ДОПОМОГОЮ АІМ

Ступін К., студент, Трубіцин К.В., ст. викл., Зіменков Д.К., ст. викл.
КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра теоретичної електротехніки

Вступ. Створення напівпровідникових приладів великої потужності, які працюють в ключових режимах, мають повну керованість і високу швидкодію, дозволило дискретно керувати потоками електричної енергії великої потужності на підвищених частотах за потрібними законами. Розвиток силової електроніки весь час націлений на зменшення габаритів і маси пристроїв, на підвищення надійності та ефективності.

Мета роботи: зменшення вищих гармонік струму та напруги, резервування та мінімізація часу та виробничих витрат на створення одноступінних перетворювачів.

Матеріали і результати досліджень. Східчасте модулювання (амплітудно-імпульсне — АІМ) вихідної напруги може бути здійснено підсумовуванням визначеного числа, кратного числу фаз ($N = km$, якщо інвертор багатofазний), синхронізованих однофазних інверторних блоків (модулів). Під модулем розуміється конструктивно та функціонально закінчений пристрій силової електроніки (випрямляч, інвертор, перетворювач постійної напруги).

Основною метою модульного та чарункового конструювання є мінімізація часу та виробничих витрат на створення одноступінних перетворювачів. У той же час цей підхід є найбільш раціональним при вирішенні конкретних задач зменшення вищих гармонік струму та напруги, резервування та ін. Він дозволяє вирішувати наступні задачі: нарощувати потужність виробів при обмежених параметрах елементної бази; скорочувати терміни розробки нових виробів силової електроніки; резервувати вироби та їх складові частини без переривання вихідних параметрів; зменшувати рівень вищих гармонік вхідних і вихідних значень струму та напруги; узгоджувати вхідні та вихідні значення струму та напруги; уніфікувати елементну базу.

Найбільш розповсюдженими способами модульного та чарункового проектування є: послідовне або паралельне з'єднання перетворювачів змінного або постійного струму в постійній; паралельне з'єднання автономних інверторів; багаточарункове з'єднання у випрямлячах з помноженням або діленням вихідної напруги; багаторівневі перетворювачі; каскадне з'єднання перетворювачів.

На рис. 1 наведені структурна схема однофазного перетворювача (а), вихідну напругу якого одержують шляхом підсумовування напруг N інверторних блоків, а також часові діаграми напруг перетворювачів, у яких $N = 3$ (б) і $N = 4$ (в).

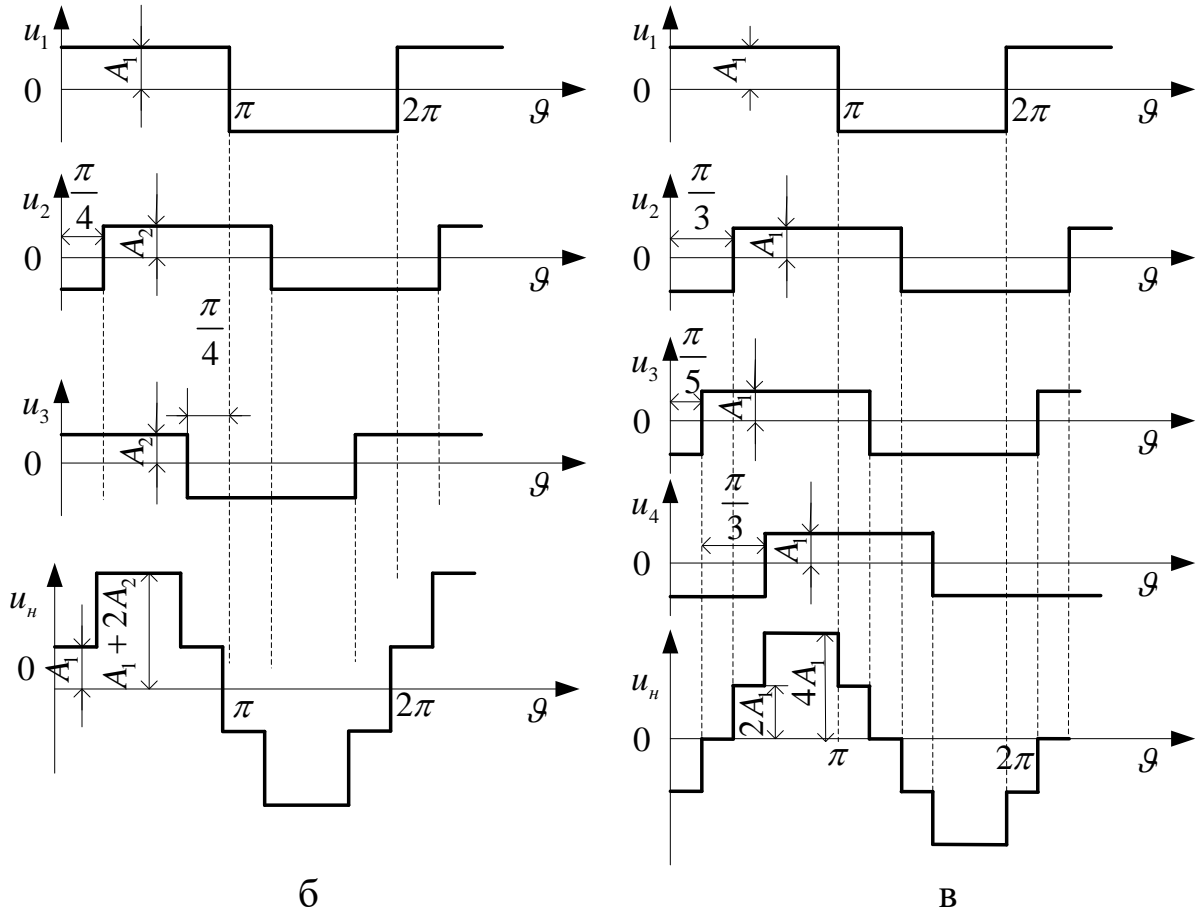
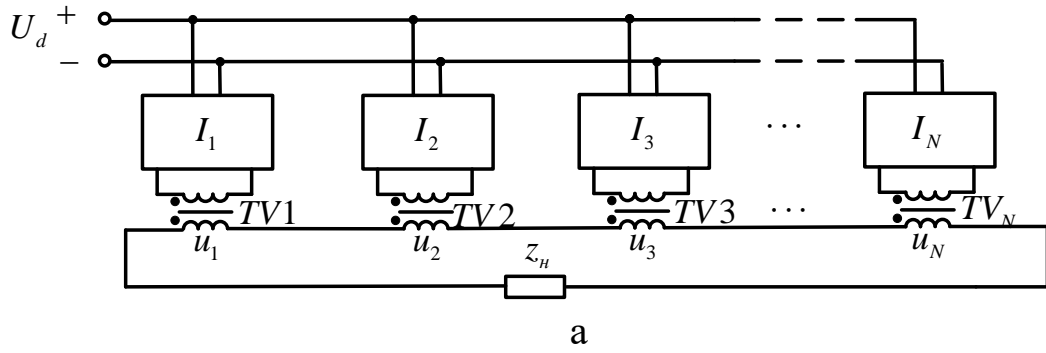


Рисунок 1– Структурна схема однофазного перетворювача (а); часові діаграми напруг перетворювачів, у яких $N=3$ (б) і $N=4$ (в)

Гармонічний склад кривих рис. 1,б може бути зображений у вигляді

$$\begin{aligned}
 u_n(\vartheta) &= u_1(\vartheta) + u_2(\vartheta) + u_3(\vartheta) = \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\vartheta + \\
 &+ \frac{4A_2}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\left(\vartheta - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{4A_2}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\left(\vartheta + \frac{\pi}{4}\right) = \\
 &= \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \left[A_1 + 2A_2 \cos q\frac{\pi}{4} \right] \cos q\vartheta,
 \end{aligned} \tag{1}$$

де A_1 і A_2 — амплітуди прямокутного імпульсу напруги на вторинній обмотці трансформаторів інверторів I_1, I_2, I_3 .

Якщо поставити вимогу, щоб коефіцієнти гармонічного ряду для 3-ї та 5-ї гармонік дорівнювали нулю, то можна знайти співвідношення між A_1 і A_2 : $A_1 = \sqrt{2}A_2$.

Після підставлення значення A_1 у вираз (2), одержуємо остаточний вираз для вихідної напруги

$$\begin{aligned} u_H(\vartheta) &= \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} A_1 \left(1 + \sqrt{2} \cos q \frac{\pi}{4} \right) \cos q\vartheta = \\ &= \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} A_1 k_{(q)} \cos q\vartheta, \end{aligned} \quad (2)$$

де $k_{(q)} = 1 + \sqrt{2} \cos q \frac{\pi}{4}$.

З виразу (2) видно, що якщо $q=8k-5$ або $q=8k-3$, де $k=1,2,3,\dots$, то у кривій напруги будуть відсутні 3-, 5-, 11-, 13-а і т. д. гармоніки. У кривій напруги будуть присутні основна гармоніка та гармоніки $q=8k \pm 1$, тобто 7-, 9-, 15-, 17-а і т. д.

Гармонічний склад кривих рис. 1.в може бути зображений у вигляді

$$\begin{aligned} u_H(\vartheta) &= u_1(\vartheta) + u_2(\vartheta) + u_3(\vartheta) + u_4(\vartheta) = \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\vartheta + \\ &+ \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q \left(\vartheta - \frac{\pi}{5} \right) + \\ &+ \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q \left(\vartheta - \frac{8\pi}{15} \right) = \\ &= \frac{16A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos \frac{q\pi}{6} \cos \frac{q\pi}{10} \cos q \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{10} \right), \end{aligned} \quad (3)$$

де A_1 — амплітуда прямокутного імпульсу напруги на вторинній обмотці трансформаторів I_1, I_2, I_2, I_4 .

З виразу (3) видно, що якщо $q=3(2k-1)$ і $q=5(2k-1)$, де $k=1,2,3,\dots$, у кривій вихідної напруги будуть відсутні гармоніки кратні трьом і п'яти, тому що $\cos(q\pi/6)=0$ і $\cos(q\pi/10)=0$ відповідно для гармонік кратних трьом і п'яти. У кривій вихідної напруги будуть присутні основна гармоніка і гармоніки 7-, 11-, 13-, 17-, 19-а і т. д.

Східчасту модульовану (АІМ) вихідну напругу можна одержати підсумовуванням прямокутних напруг різних частот. Для цього інвертор напруги основної частоти на боці змінного струму з'єднують послідовно з інверторами,

що працюють на частотах $3f, 5f \dots$ і мають відповідну фазу та амплітуду вихідної напруги такими, щоб результуюча напруга була близькою до синусоїдальної.

При нульовому зсуві фаз між напругами інверторів вихідну напругу одержують складанням всіх кривих

$$\begin{aligned}
 u_H(\vartheta) = u_1(\vartheta) - u_3(\vartheta) - u_5(\vartheta) = U & \left[\sin \vartheta + \frac{\sin 3\vartheta}{3} + \frac{\sin 5\vartheta}{5} + \frac{\sin 7\vartheta}{7} + \right. \\
 & + \frac{\sin 9\vartheta}{9} + \frac{\sin 11\vartheta}{11} + \frac{\sin 13\vartheta}{13} + \frac{\sin 15\vartheta}{15} + \frac{\sin 17\vartheta}{17} + \frac{\sin 19\vartheta}{19} + \\
 & \left. + \frac{\sin 21\vartheta}{21} + \frac{\sin 23\vartheta}{23} + \dots \right] - \frac{U}{3} \left[\sin 3\vartheta + \frac{\sin 9\vartheta}{3} + \frac{\sin 15\vartheta}{5} + \frac{\sin 21\vartheta}{7} + \dots \right] - \\
 & - \frac{U}{5} \left[\sin 5\vartheta + \frac{\sin 15\vartheta}{3} + \dots \right] = \\
 & = U \left[\sin \vartheta + \frac{\sin 7\vartheta}{7} + \frac{\sin 11\vartheta}{11} + \frac{\sin 13\vartheta}{13} + \frac{\sin 23\vartheta}{23} + \dots \right],
 \end{aligned}$$

де $U = (4U_d)/\pi$.

Таким чином, при використанні трьох інверторів у вихідній напрузі зникають 3-я, 5-а гармоніки і самою низькою є 7-а гармоніка.

Якщо підсумувати напруги чотирьох інверторів, що працюють на частотах $f, 3f, 5f, 7f$ і мають відповідно амплітуди прямокутних напруг $U_d, U_d/3, U_d/5, U_d/7$, то самою низькою буде 11-а гармоніка.

Багатосхідчасту криву вихідної напруги однофазного мостового інвертора можна одержати перемиканням відводів вихідного трансформатора за допомогою ключів змінного струму (рис. 2) (підсумовування у спільному вузлі), а також використанням декількох джерел постійної напруги.

Найпростіший перетворювач з перемиканням секцій (відводів) первинної обмотки трансформатора наведений на рис. 2, а. Первинна обмотка трансформатора має відводи, розташовані симетрично відносно середньої точки. Форма вихідної напруги, а також алгоритм відкриття ключів з двосторонньою провідністю $S_1 \dots S_4$ і транзисторів $VT1, VT2$ наведені на рис. 2, б.

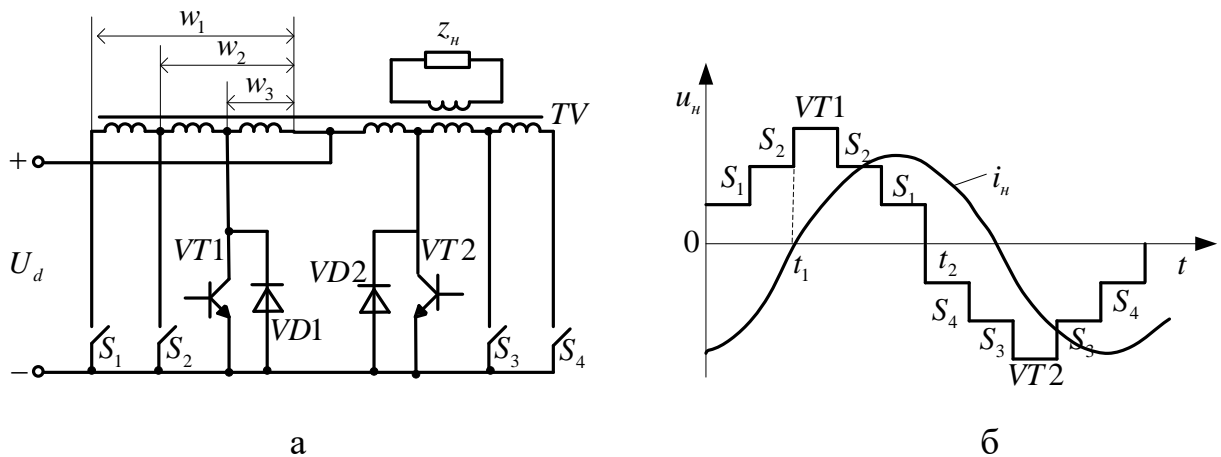


Рисунок 2 – Перетворювач з перемиканням секцій первинної обмотки трансформатора (а); форма вихідної напруги, а також алгоритм відкриття ключів (б)

При роботі на активне навантаження ключі з двосторонньою провідністю можуть бути замінені на транзистори. При активно-індуктивному навантаженні така заміна не допустима, тому що на інтервалі $0 \dots t_1$ (повернення енергії з навантаження до джерела живлення) струм навантаження буде замикатись через той зворотний діод, на якому раніше виникне напруга, необхідна для його відкриття. Таким чином, у даному випадку струм буде замикатися через діод, паралельний транзистору, встановлений замість ключа S_1 . Це призведе до продовження тривалості східця, яка визначається обмоткою w_1 впритул до того моменту, поки струм навантаження не спаде до нуля.

Висновки. Східчасте модулювання дозволяє вирішувати наступні задачі: нарощувати потужність виробів при обмежених параметрах елементної бази; скорочувати терміни розробки нових виробів силової електроніки; резервувати вироби та їх складові частини без переривання вихідних параметрів; зменшувати рівень вищих гармонік вхідних і вихідних значень струму та напруги.

Перелік посилань

1. Інвертори і перетворювачі частоти: монографія/ В.І. Сенько, К.В. Трубіцин, В.І. Чибеліс. – Київ: Видавництво Ліра-К, 2020. – 300 с.
2. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками "Електромеханіка" та "Електротехніка": У 4-х т. / Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. – Харків: Фоліо, 2013. Т.4. Кн.1,2. – 315с.