

УДК 621.314

М.В. Путілін, Є.В. Вербицький, канд. техн. наукНаціональний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,
вул. Політехнічна, 16, корпус 12, м. Київ, 03056, Україна.

Зменшення динамічних втрат у інверторах квазісинусоїдальної напруги за допомогою регулювання кратності модуляції вихідної напруги

Проаналізовано джерела втрат в інверторах синусоїдальної напруги. Запропоновано методику зменшення динамічних втрат за допомогою зміни кратності модуляції напруги із забезпеченням необхідного значення коефіцієнту гармонік. Розраховано підвищення коефіцієнту корисної дії перетворювача за умови реалізації методики. Бібл. 4, рис. 1, табл.2.

Ключевые слова: імпульсна модуляція; динамічні втрати; подвійний ряд Фур'є.

Вступ

У сучасній силовій електроніці при перетворенні електроенергії переважно використовуються імпульсні перетворювачі енергії. Такі перетворювачі енергії мають за основу декілька методів формування імпульсного сигналу. Для формування синусоїдальної напруги найбільш популярними методами є амплітудно-імпульсна, широтно-імпульсна та частотно-імпульсна модуляція [1]. Використання цих методів дає можливість регулювати спектральний склад вихідного сигналу за допомогою відповідних параметрів модуляції.

Основними параметрами, які характеризують вихідний квазісинусоїдальний сигнал є коефіцієнт нелінійних спотворень та коефіцієнт гармонік. Коефіцієнт гармонік в загальному вигляді має наступний вигляд:

$$K_r = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (K_n C_n)^2}}{K_1 C_1}, \quad (1)$$

де U_1 – значення першої гармоніки; C_n – амплітуда гармоніки n ; K_n – коефіцієнт передачі гармоніки n .

$$\Phi(x, y) = \frac{1}{2} A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos(my) + B_{m0} \sin(my)) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} (A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)) \quad (2)$$

У загальному випадку параметри інвертора та модуляції розраховують для забезпечення необхідного коефіцієнту гармонік для найгіршого випадку. В інших режимах параметри є надмірними, наприклад система може мати значний запас по коефіцієнту гармонік для даного навантаження. Для зменшення втрат та збільшення ККД інвертора можливо забезпечити значення коефіцієнту гармонік на заданому рівні за допомогою регулювання частоти інвертора, що дасть змогу зменшити втрати енергії, основних джерелом яких є фільтр, трансформатор та силові ключі. Динамічні втрати у цих елементах залежать від частоти роботи схеми, а частота роботи визначається значенням заданого коефіцієнту гармонік. Для зменшення динамічних втрат доцільно регулювати параметри інвертора за допомогою кратності модуляції P .

Для розрахунку діючого значення та значення першої гармоніки напруги використовують ряд Фур'є однієї змінної [2]. Розрахунок коефіцієнту гармонік на кожному періоді модулюючої функції є трудомісткою операцією, що унеможливає його розрахунок у реальному масштабі часу [2]. Для зменшення обсягу розрахунків можливо отримати формули у згорнутому вигляді за допомогою подвійного ряду Фур'є.

Розрахункова частина

Для будь якого періодичного сигналу спектральний склад, змінні $x = \omega t$ та $y = \Omega t$ (ω та Ω – відповідно частота несучої та моделюючої функції), може бути представлена у вигляді суми $\Phi(x, y)$ складових подвійного ряду Фур'є:

де m – змінна індексу несучої, а n – змінна індексу бокової гармоніки.

Необхідність живлення навантаження напругою з низьким K_g також обумовлює використання вихідного фільтра, масо-габаритні характеристики якого в основному визначаються низькочастотними гармоніками квазісинусоїдальної напруги. Важливим параметром фільтра є значення коефіцієнту передачі, особливо для першої гармоніки. Використання простого L фільтру потребує значного значення індуктивності для отримання прийнятної коефіцієнту гармонік, але при цьому буде низький коефіцієнт передачі по першій гармоніці, тому на практиці використовують фільтри вищих порядків. Але збільшення порядків призводить до утворення додаткових резонансних частот. Для покращення гармонійного складу квазісинусоїдальної напруги доцільно використовувати простий Г-подібний LC фільтр.

Формула однієї складової спектральної характеристики для двосторонньої ШІМ другого роду має такий вигляд [3,5]:

$$C_{m(2n-1)} = \frac{j2H(-1)^m}{m\pi^2} J_{2n-1}(\pi\mu m), \quad (3)$$

де $J_{2n-1}(\pi\mu m)$ - функція Бесселя першого роду.

$$\sum_{n=2}^{\infty} \frac{C_n^2}{n^4} = \sum_{m=1}^{\infty} (G_{m0} + G_{m1} + G_{m2}) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{m_1=m+1}^{\infty} (G_{(m)(m_1)0} + G_{(m)(m_1)1}). \quad (7)$$

Частини цієї суми:

$$G_{m0} = \frac{(1 - J_0(2m\pi\mu))}{m^6 P^4}; \quad (8)$$

$$G_{m1} = \frac{10(\pi\mu)^2}{8m^8 P^6} (1 + J_0(2m\pi\mu) + J_2(2m\pi\mu)); \quad (9)$$

$$G_{m2} = \frac{35}{32m^{10} P^8} ((m\pi\mu)^4 (3 - J_0(2m\pi\mu) - 4J_2(2m\pi\mu) - J_4(2m\pi\mu)) + (m\pi\mu)^2 (4 + 4J_0(2m\pi\mu) + 4J_2(2m\pi\mu))); \quad (10)$$

$$G_{(m)(m_1)0} = \frac{(-1)^{m+m_1+1}}{m^5 * m_1 * P^4} (J_{(m_1-m)P}(\pi\mu(m_1+m)) - J_{(m_1-m)P}(\pi\mu(m_1-m))); \quad (11)$$

$$G_{(m)(m_1)1} = \frac{2(-1)^{m+m_1+1}}{m^6 * m_1 * P^5} (J_{(m_1-m)P+1}(\pi\mu(m_1+m)) + J_{(m_1-m)P+1}(\pi\mu(m_1-m)) + J_{(m_1-m)P-1}(\pi\mu(m_1+m)) + J_{(m_1-m)P-1}(\pi\mu(m_1-m))); \quad (12)$$

Елементи (8), (9) та (10) виражаються через функції Бесселя певного порядку, який не залежить від кратності модуляції P . Елементи (11) та (12) виражаються через функції Бесселя порядку залежного від кратності модуляції P . У табл. 1

Згідно з формулою (1) для розрахунку коефіцієнту гармонік потрібні аналітичні вирази коефіцієнту передачі для першої та вищих гармонік. Для вищих гармонік коефіцієнт передачі матиме вигляд:

$$K_n = \frac{R}{\sqrt{(CLR)^2 w^4}} \frac{1}{n^4}, \quad (4)$$

а для першої такий:

$$K_1 = \frac{R}{\sqrt{L^2 w^2 + (R - CLR w^2)^2}}. \quad (5)$$

Амплітуда першої гармоніки C_1 рівна амплітуді моделюючої функції, у випадку синусоїдального сигналу: $C_1 = \mu H$.

Сума вищих гармонік розраховується за наступною формулою:

$$\sum_{n=2}^{\infty} \frac{C_n^2}{n^4} = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\left(\sum_{m=2}^{\infty} \frac{(-1)^m 2H}{m\pi} \right)^2 J_{2k-1-mP}(\pi\mu m)^2}{(2k-1)^4}. \quad (6)$$

Використовуючи властивості функції Бесселя [3] цю суму можливо скоротити та виразити в аналітичному вигляді:

наведено кількість елементів які потрібно враховувати з сум у виразі (7), які потрібно врахувати для того, щоб максимальна похибка розрахунку коефіцієнту гармонік не перевищувала 2%.

Табл. 1.

	G_{m0}	G_{m1}	G_{m2}	$G_{(m)(m_1)0}$	$G_{(m)(m_1)1}$
P=10	3	1	1	1	0
P=20	3	0	0	0	0
P=30	2	0	0	0	0
P=40	2	0	0	0	0
P=50	2	0	0	0	0

З даних, наведених у табл. 1, можна зробити висновок, що для розрахунку суми (6) з необхідною точністю необхідно розрахувати від 2 до 6 функцій Бесселя, що можливо здійснити у реальному масштабі часу.

Для оцінки ефективності застосування методики зміни кратності модуляції інвертор з максимальною вихідною потужністю 1 кВт, вихідною напругою 220 В, несучою частотою 50 Гц, вхідною напругою 12 В та діапазоном кратностей модуляції P=10...50. Структурна схема системи живлення на основі інвертора представлена на рис.1.

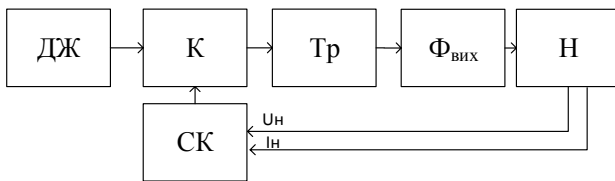


Рис. 1. Структурна схеми системи живлення на основі інвертора

Згідно з рис. 1. система керування інвертора фіксує зміни у величині опору навантаження чи значне відхилення різниці заданого значення напруги від поточного і змінює кратність модуляції чи глибину модуляції ШІМ відповідно.

У мостовому інверторі керуючий блок (К) представлений чотирма транзисторами, для керування яких розроблено два алгоритми:

- почергова робота двох діагональних пар ключів. В першому інтервалі ввімкнена одна діагональ, а на другому – протилежна діагональ;
- незалежна робота діагональних пар ключів. В першому інтервалі вихідний ключ першої діагоналі завжди відкритий, а вхідний ключ працює в режимі ШІМ. На другому інтервалі в аналогічному режимі працює друга діагональ.

Другий алгоритм характеризується вдвічі меншими динамічними втратами, але також вдвічі більшими статичними втратами. Також він дозволяє отримати однополярну ШІМ, для якої і приведена формула для розрахунку спектральної складової (3). При значних кратностях час-

тоти модуляції основними втратами у транзисторах є динамічні втрати.

Величина статичних втрат залежить від діючого значення струму, а також тривалості відкритого стану транзистора. При проектуванні систем керування використовують таблиці значень заповнення імпульсів керування транзисторами для кожного періоду несучої[6]. Регулювання вихідної напруги відбувається за рахунок зміни глибини модуляції. Таблиця коефіцієнтів заповнення будується для максимальної глибини модуляції, при зміні глибини модуляції значення коефіцієнту заповнення на кожному періоді множиться на нове значення глибини модуляції. На практиці значення глибини модуляції змінюється несуттєво, тому для розрахунку втрат можливо використовувати середнє значення коефіцієнту заповнення по всьому періоді при різних значення глибини модуляції.

Втрати на трансформаторі та індуктивності фільтра поділяються на сумарні втрати у обмотках та втрати у осерді на перемагнічення. Втрати на перемагнічення розраховуються з такої формули:

$$P_{пм} = P_1 * \left(\frac{f}{f_H}\right)^\alpha * \Delta B^\beta * m_{oc} , \quad (13)$$

де m_{oc} – маса осердя трансформатора; P_1 – питомі втрати Вт/кг; коефіцієнти α, β, P_1, k залежать від матеріалу осердя, при практичних розрахунках α, β можливо приймати рівними 2; ΔB – діапазон робочої індукції осердя за один імпульс.

З формули (14) можливо зробити висновок, що зростання частоти інвертора у 2 рази призведе до збільшення втрат у 2^α разів.

Для транзисторів формула динамічних втрат має такий вигляд [4]:

$$P_{дин} = \frac{1}{2} * I_{ex} * U_{ex} * f * (t_{on} + t_{off}) + \frac{1}{2} * C_{22} * U_{ex}^2 * f + Q_{rr} * U_{ex} * f , \quad (14)$$

де $P_{u,max}$ – максимальна потужність у процесі комутації; C_{22} – вихідна ємність; Q_{rr} – заряд діода; t_{on} – тривалість фронту імпульсу відпирання транзистора; t_{off} – тривалість фронту імпульсу запирання транзистора; f – частота роботи транзистора.

З формули (15) можливо зробити висновок що динамічні втрати зростають лінійно відносно частоти інвертора.

У табл. 2 наведено втрати у трансформаторі модуляції, для мінімального опору навантаження відносно номінальної та максимальної кратності

Таблиця 2.

R _n , Ом	Кратність для K _г <2%	Динамічні втрати								
		Трансформ., Вт		Фільтр, Вт		Транзистори, Вт		Сумарні, Вт		
		Кратн. ном	Кратн. мах.	Кратн. ном	Кратн. мах.	Кратн. ном	Кратн. мах.	Дин. ном	Дин. мах.	Зрост. ккд %
100	14	12,48	23,8	11,7	22,3	1,18	1,94	25,3	48,0	4.69
80	14	12,48	23,8	11,7	22,3	1,47	2,34	25,6	48,5	3.78
60	14	12,48	23,8	11,7	22,3	1,97	3,23	26,1	49,3	2.87
40	15	13,6	23,8	12,8	22,3	3,16	4,85	29,6	51,0	1.7
20	18	17,3	23,8	16,2	22,3	7,61	9,72	41,1	55,8	0.6
10	23	23,8	23,8	22,3	22,3	19,4	19,4	65,5	65,5	0

Зменшення кратності з максимального 23 до поточного 14 для значення активного навантаження у 100 Ом призводить до зменшення значення динамічних втрат у два рази. Це зменшення втрат зумовлює збільшення ККД інвертора на 4.7%, що є значним результатом.

Висновки

Приведені аналітичні вирази (8,9,10,11,12) дають змогу визначити оптимальну кратність модуляції для поточних параметрів інвертора.

Зменшення кратності модуляції для випадків відмінних від граничного дозволяє підвищити ККД інвертора до 4.5%, в залежності від значення опору навантаження, за рахунок зменшення динамічних втрат у ключових елементах, фільтрі та трансформаторі.

Список використаних джерел

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2000. – 482 с.

Поступила в редакцию 25 мая 2015 г.

УДК 621.314

Н.В. Путилин, Е.В. Вербицкий, канд. техн. наук

Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт”, пр. Победы, 37, Киев-56, 03056, Украина.

Уменьшение динамических потерь в инверторах квазисинусоидального напряжения с помощью регулирования кратности модуляции выходного напряжения

Повышение энергоэффективности инверторов возможно достичь путем уменьшения динамических потерь, за счет сокращения кратности модуляции относительно текущего значения

коэффициента гармоник. С полученных соотношений возможно в аналитическом виде выразить кратность модуляции для определенного значения коэффициента гармоник и параметров инвертора. Библ. 4, рис. 1, табл. 2.

Ключевые слова: импульсная модуляция; динамические потери; двойной ряд Фурье.

UDC 621.314

M. Putilin, I. Verbytskyi, Ph.D.

National technical university of Ukraine «Kyiv politechnic institute»,

Polytechnichna st., 16, building 12, Kyiv, 03056, Ukraine.

The reduction of dynamic losses in sine wave inverters by controlling modulation multiplicity of the output voltage

Improving the energy efficiency of inverters possible to achieve by reducing dynamic losses, due to the reduction of modulation multiplicity relative to the current values of the total harmonic distortion coefficient. From obtained relations possible in analytical form express modulation multiplicity for specific values of the inverter parameters and total harmonic distortion coefficient. References 4, figures 1, table 2.

Keywords: pulse modulation; dynamic losses; a double Fourier series.

References

1. *Baskakov, S. I.* (2000). Radiotechnical circuits and signals. [Radiotekhnicheskiye tsepi i signaly]. M.: Vyshaya shkola. P. 462. (Rus)
2. *Sergienko, A. B.* (2003). Digital signal processing. [Tsifrovaya obrabotka signalov]. SPb: Piter. P. 604 (Rus)
3. *Grahame Holmes, Thomas, D., Lipo, A.* (2003). Pulse width modulation for power converters. Theory and practice. IEEE Press Series on Power Engineering. P. 724.
4. *Eranosian, S. A.* (1991). Power supplies with high-frequency converters [Setevie bloki pitania s vysokochastotnimi preobrazovateliami]. M: Energoatomizdat. P. 176. (Rus)
5. *Watson, G. N.* (1949). Bessel function theory [Tepria besselevih funkciy]. M.: Izdatelstvo inostrannoy literaturi. P. 798.
6. *Mek, R. K.* (2008). Switching power supplies. Theoretical bases of designing and application guidance [Impul'snyye istochniki pitaniya. Teoreticheskiye osnovy proyektirovaniya i rukovodstvo po prakticheskomu primeneni]. M.: Izdatel'skiy dom "Dodeka-XXI". P. 272.