

Kỹ thuật điều chế sóng mang để điều khiển biến tần 5 bậc cascade với nguồn điện một chiều không cân bằng

Carrier pulse width modulation to control of 5-level cascade inverter with the unbalanced direct current voltages

Phạm Ngọc Hiệp
Trường Đại học Bà Rịa - Vũng Tàu
Email của tác giả liên hệ: [hieppn@bvu.edu.vn]

THÔNG TIN

Ngày nhận: 06/08/2021
Ngày nhận lại: 20/08/2021
Duyệt đăng: 19/08/2021

Từ khóa:

Kỹ thuật sóng mang, chỉ số sóng hài THD, biến tần lai Cascade, nguồn DC không cân bằng.

Keywords:

Carrier PWM, Harmonic THD, cascade multilevel inverters, unbalanced DC voltages

TÓM TẮT

Biến tần đa bậc được ứng dụng rộng rãi trong thực tế. Một mô hình biến tần đa bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng được trình bày dưới dạng ghép nối tiếp hai bộ biến tần hai bậc. Kỹ thuật điều chế sóng mang được sử dụng các tín hiệu từ bộ điều chế độ rộng xung. Bài báo này sẽ giới thiệu về kỹ thuật điều chế sóng mang để điều khiển điện áp ngõ ra của biến tần 5 bậc cascade và cải thiện chất lượng điện áp ngõ ra bằng cách giảm chỉ số sóng hài. Ngoài ra, bài báo còn xây dựng mô hình toán học và được mô hình hóa mô phỏng trên phần mềm matlab simulink cho biến tần 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng.

ABSTRACT

Cascade multilevel inverters are known as perspective converters for applications. A model of cascade inverter with unbalanced direct current voltages will be presented as series connected two-leg with two-level inverters. The carrier modulation technique uses signals from a pulse width modulator. The paper introduces a new carrier technique to control the 5-level cascade inverter voltages output and improving electrical power quality by reducing harmonic. Besides, the paper will be construct a mathematically formulated and simulated will be simulated by matlab simulink software for 5-level cascade inverter with unbalanced direct current voltages.

1. Giới thiệu

Theo nghiên cứu, có ba loại biến tần đa bậc như biến tần đa bậc dạng diode kẹp, tụ kẹp và Cascade (Nguyen.V.N, Hong-Hee Lee, (2006). Biến tần đa bậc dạng diode kẹp và tụ kẹp thì thuận lợi với mô hình đơn giản. Tuy nhiên, việc kết nối các tụ kẹp về một phía tăng liên tục, làm cho điện áp tải không cân bằng, dao động. Hiệu suất của biến tần giảm nếu tăng dao động điện áp trên các linh kiện điện tử công suất, tạo ra sự mất cân bằng điện áp tải và dòng điện tải.

Khác với hai biến tần đa bậc trên, biến tần đa bậc cascade không ảnh hưởng mất cân bằng nguồn một chiều. Nó được cung cấp từ các nguồn một chiều riêng lẻ không ảnh hưởng lẫn nhau. Ngoài ra, biến tần đa bậc cascade còn tăng số bậc điện áp nếu tăng giá trị nguồn

một chiều mà không cần tăng số linh kiện điện tử công suất, hiệu suất của biến tần được cải thiện đáng kể và tỉ lệ sóng hài giảm.

Kỹ thuật điều chế độ rộng xung được nghiên cứu để điều khiển biến tần 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng nhằm:

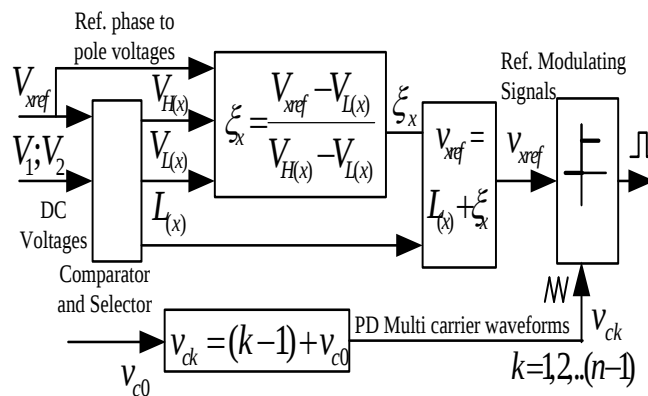
- Tối ưu hóa số lần đóng ngắt các linh kiện điện tử công suất cho sự chuyển mạch giữa hai trạng thái gần nhau.
- Sự chuyển mạch giữa hai trạng thái gần nhau làm cho điện áp ngõ ra tăng đều và giảm đều.
- Để giảm tỉ lệ sóng hài và tiết tiêu điện áp common mode thì phạm vi điều chế độ rộng xung là tuyến tính.

Bài báo này sẽ nghiên cứu kỹ thuật điều chế độ rộng xung cho biến tần 5 bậc cascade với điện áp một chiều không cân bằng và ứng dụng phần mềm matlab simulink để xây dựng mô hình mô phỏng về số bậc, dòng điện tải ba pha, điện áp tải ba pha và tỉ lệ sóng hài (%).

2. Phân tích giải thuật sóng mang điều khiển biến tần 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng.

2.1. Mô tả giải thuật điều chế độ rộng xung cho biến tần 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng.

Nguyên lý giải thuật điều chế độ rộng xung cho bộ nghịch lưu 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng được mô tả như sau.



Hình 1. Sơ đồ giải thuật điều chế sóng mang.

Từ sơ đồ như hình 1, với sóng mang tiêu chuẩn có biên độ là 1 đơn vị theo công thức sau:

$$v_{ck} = (k-1) + v_{c0}; \quad k = 1, 2, \dots, (n-1). \quad (1)$$

Điện áp tham chiếu V_{ref} gồm hai thành phần điện áp một chiều là $V_{L(x)}$ và $V_{H(x)}$ theo phương trình:

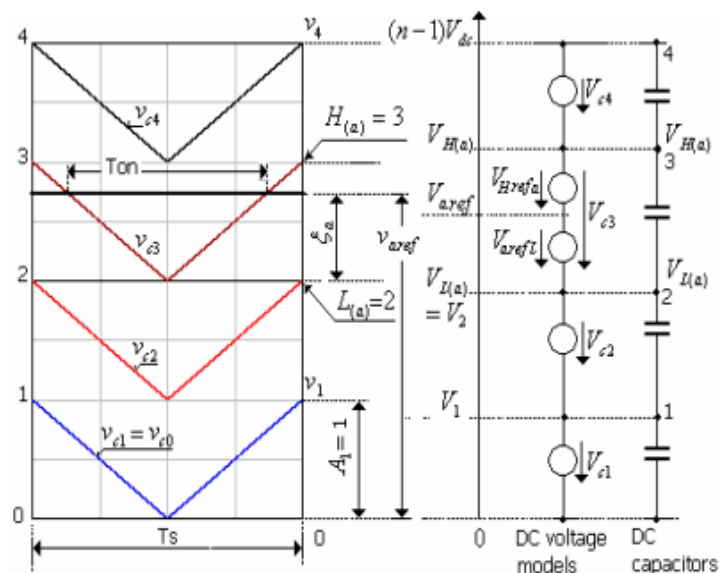
$$V_{ref} = V_{L(x)} + \xi_x (V_{H(x)} - V_{L(x)}) \quad (2)$$

Trong đó:

$$\xi_x = (V_{ref} - V_{L(x)}) / (V_{H(x)} - V_{L(x)}); \quad 0 \leq \xi_x \leq 1 \quad (3)$$

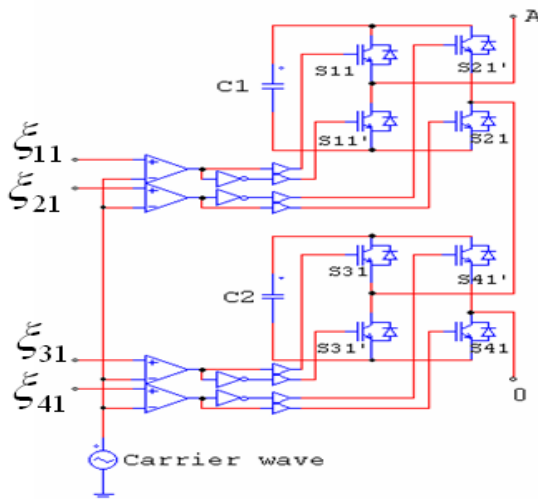
Từ (2) và (3), suy ra điện áp tham chiếu V_{ref} có phương trình:

$$\begin{aligned} v_{xref} &= L_{(x)} + \xi_x \\ v_{L(x)} &= L_{(x)} \\ v_{H(x)} &= L_{(x)} + 1 \end{aligned} \quad (4)$$



Hình 2. Sơ đồ giải thuật điện áp V_{xref} .

Điện áp V_{xref} so sánh với sóng mang tiêu chuẩn và phân chia thành các tín hiệu điều chế ξ_{jx} . Cụ thể cho một pha gồm: $\xi_{11}, \xi_{21}, \xi_{31}, \xi_{41}$ như hình 3.



Hình 3. Sơ đồ tạo tín hiệu điều chế một pha cho biến tần 5 bậc cascade.

2.2. Phân tích nguyên lý hoạt động của H-bridge.

Trong phân tích này, tất cả sóng mang tiêu chuẩn có biên độ là 1 đơn vị, ngoại trừ sóng mang $v_{ch(x)}$ cho bởi phương trình:

$$v_{ch(x)} = L_{(x)} + q_H v_{c0} \quad (5)$$

Từ phương trình (5), hệ thống tín hiệu sóng mang được mô tả như sau:

$$v_{ck(x)} = \begin{cases} k-1+v_{c0} & \text{ khi } K < H_{(x)} \\ L_{(x)} + q_{H(x)} v_{c0} & \text{ khi } K = H_{(x)} \\ k-2+q_{H(x)} + v_{c0} & \text{ khi } K > H_{(x)} \end{cases} \quad (6)$$

Suy ra tín hiệu điều chế độ rộng xung theo phương trình sau:

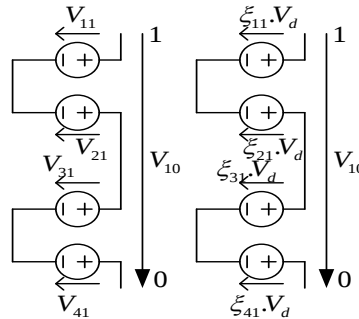
$$\begin{aligned} v_{xref} &= L_{(x)} + v_{xL} \\ v_{L(x)} &= L_{(x)} \\ v_{H(x)} &= L_{(x)} + q_{H(x)} \\ v_{xL} &= V_{xref} / V_{dc} - (q_{1(x)} + q_{2(x)} + q_{L(x)}) \end{aligned} \quad (7)$$

Vì có các dạng sóng mang khác nhau cho ba pha, nên việc xác định tín hiệu điều chế sóng mang càng trở nên phức tạp. Mỗi quan hệ tương tự giữa các tín hiệu điều chế cũng như mức điện áp và tỷ lệ thời gian chuyển đổi có thể được xác định cho mỗi pha (hình 2) theo phương trình sau:

$$\frac{T_{on}}{T_s} = \frac{V_{xref} - V_{L(x)}}{V_{H(x)} - V_{L(x)}} = \frac{v_{xref} - v_{L(x)}}{v_{H(x)} - v_{L(x)}} = \xi_x \quad (8)$$

2.3. Phân tích giải thuật điều chế độ rộng xung cho biến tần 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng.

Điện áp pha của biến tần V_{x0} được phân tích thành tổng của bốn mức điện áp thành phần và được mô tả theo sơ đồ như sau:



Từ sơ đồ trên, điện áp một pha V_{x0} của biến tần 5 bậc cascade theo phương trình:

$$V_{x0} = V_{1x} - V_{2x} + V_{3x} - V_{4x} \quad (9)$$

Trong đó: V_{1x} , V_{2x} là điện áp từ 1st H-bridge và V_{3x} , V_{4x} là điện áp từ 2nd H-bridge.

Quan hệ giữa điện áp V_{x0} và tín hiệu điều chế có giá trị là $\xi_{x1} \cdot V$. Khi đó phương trình (9) V_{x0} được viết lại như sau:

$$V_{x0} = V(\xi_{1x} - \xi_{2x} + \xi_{3x} - \xi_{4x}) \quad (10)$$

Phương trình (10) biểu diễn mối quan hệ giữa điện áp ngõ ra của biến tần và tín hiệu điều chế ξ_x . Tổng điện áp V_{x0} của biến tần gồm 5 bậc như sau: $-2V$, $-V$, 0 , V và $2V$. Nếu điện áp ngõ $V_{x0} = -2V$ thì V_{x0} gồm các thành phần sau:

$$V_{x0} = [V_{1x}, V_{2x}, V_{3x}, V_{4x}] = [0, V, 0, V] = 0 - V + 0 - V = -2V$$

Và trạng thái của các tín hiệu điều chế được viết: $[\xi_{1x}, \xi_{2x}, \xi_{3x}, \xi_{4x}] = [0, 1, 0, 1]$.

Nhận thấy, điện áp V_{x0} của biến tần có hai mức là $-2V$ và $+2V$ tương ứng với một trạng thái chuyển mạch. Tuy nhiên, các mức khác của điện áp V_{x0} như: $-V$, 0 , V được suy ra từ việc kết hợp nhiều trạng thái chuyển mạch khác nhau.

Ví dụ, điện áp $V_{x0} = -V$ tương ứng từ 4 kết hợp chuyển mạch là:

$$[\xi_{1x}, \xi_{2x}, \xi_{3x}, \xi_{4x}] = [0, 1, 0, 0].$$

$$[\xi_{1x}, \xi_{2x}, \xi_{3x}, \xi_{4x}] = [0, 1, 1, 1].$$

$$[\xi_{1x}, \xi_{2x}, \xi_{3x}, \xi_{4x}] = [0, 0, 0, 1].$$

$$[\xi_{1x}, \xi_{2x}, \xi_{3x}, \xi_{4x}] = [1, 1, 0, 1].$$

Một trạng thái chuyển mạch thích hợp được chọn sao cho quá trình đóng ngắt định kỳ của các linh kiện điện tử công suất là đồng đều và số lần đóng ngắt là tối thiểu. Việc xác định các tín hiệu điều chế $\xi_{1x}, \xi_{2x}, \xi_{3x}, \xi_{4x}$ khi biết điện áp pha của biến tần V_{x0} có giá trị nằm trong hai mức gần nhất được thực hiện như sau:

- Xác định hai mức điện áp gần nhất của V_{x0} tương ứng với trạng thái chuyển mạch của điện áp thành phần ($V_{1x}, V_{2x}, V_{3x}, V_{4x}$).
- Xác định tín hiệu điều chế cho việc đóng ngắt các linh kiện điện tử công suất.

Cụ thể như sau: cho mức điện áp pha V_{x0} có giá trị là: $-2V < V_{x0} < -V$.

- Chọn hai mức điện áp thành phần là: $[0, V, 0, V]$ và $[0, V, V, V]$.
- Chọn tín hiệu điều chế: $\xi_{1x}=0, \xi_{2x}=1; \xi_{3x}=\xi_x$ và $\xi_{4x}=1$.

$$\text{Do vậy: } V_{x0} = 0 - V + \xi_x \cdot V - V$$

$$\text{Suy ra: } \xi_x = (V_{x0} + 2V) / V.$$

Quan hệ các tín hiệu điều chế ξ_x tương ứng với phạm vi điện áp pha V_{x0} khác nhau của biến tần 5 bậc Cascade với nguồn một chiều không cân bằng được mô tả như bảng 1.

Bảng 1.

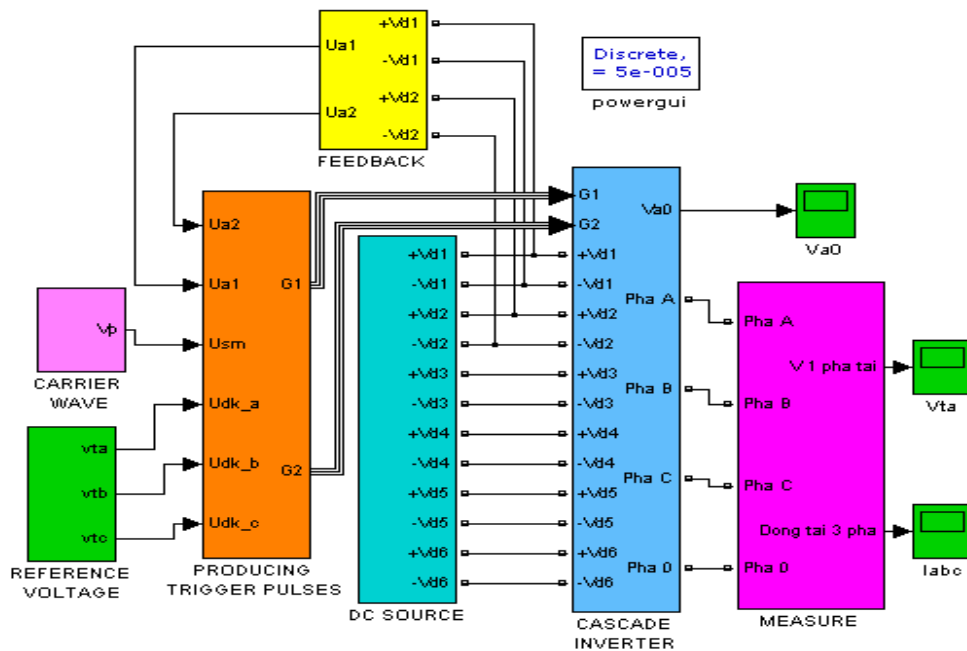
Mô tả quan hệ điện áp ngõ ra V_{x0} và tín hiệu điều chế ξ_x .

V_{x0}	$[V_{x11}, V_{x21}, V_{x31}, V_{x41}]$	ξ_{x11}	ξ_{x21}	ξ_{x31}	ξ_{x41}
$V_{x0} = -2V$	$[0, V, 0, V]$	0	1	0	1
$-2V < V_{x0} < -V$	$[0, V, 0, X]$	0	1	0	ξ_x
	$[0, V, X, V]$	0	1	ξ_x	1
	$[0, X, 0, V]$	0	ξ_x	0	1
	$[X, V, 0, V]$	ξ_x	1	0	1
$V_{x0} = -V$	$[0, V, 0, 0]$	0	1	0	0
	$[0, V, V, V]$	0	1	1	1
	$[0, 0, 0, V]$	0	0	0	1
	$[V, V, 0, V]$	1	1	0	1
$-V < V_{x0} < 0$	$[0, X, 0, 0]$	0	ξ_x	0	0
	$[X, V, V, V]$	ξ_x	1	1	1
	$[0, V_d, X, 0]$	0	1	ξ_x	0
$V_{j0} = 0$	$[0, 0, 0, 0]$	0	0	0	0
	$[V, V, 0, 0]$	1	1	0	0
	$[0, 0, V, V]$	0	0	1	1
	$[V, V, V, V]$	1	1	1	1
	$[0, V, V, 0]$	0	1	1	0
	$[V, 0, 0, V]$	1	0	0	1

V_{x0}	$[V_{x11}, V_{x21}, V_{x31}, V_{x41}]$	ξ_{x11}	ξ_{x21}	ξ_{x31}	ξ_{x41}
$0 < V_{x0} < V$	$[X, 0, 0, 0]$	ξ_x	0	0	0
	$[0, X, V, 0]$	0	ξ_x	1	0
	$[V, V, V, X]$	1	1	1	ξ_x
$V_{x0} = V$	$[V, 0, 0, 0]$	1	0	0	0
	$[V, 0, V, V]$	1	0	1	1
	$[0, 0, V, 0]$	0	0	1	0
	$[V, V, V, 0]$	1	1	1	0
$V < V_{x0} < 2V$	$[V, 0, X, 0]$	1	0	ξ_x	0
	$[V, 0, V, X]$	1	0	1	ξ_x
	$[X, 0, V, 0]$	ξ_x	0	1	0
	$[V, X, V, 0]$	1	ξ_x	1	0
$V_{x0} = 2V$	$[V, 0, V, 0]$	1	0	1	0

Trong phương pháp điều chế độ rộng xung cho biến tần 5 bậc Cascade với nguồn một chiều không cân bằng, cần phải tối ưu hóa quá trình đóng ngắt của linh kiện điện tử công suất giữa hai mức điện áp nhằm giảm tỉ lệ sóng hài.

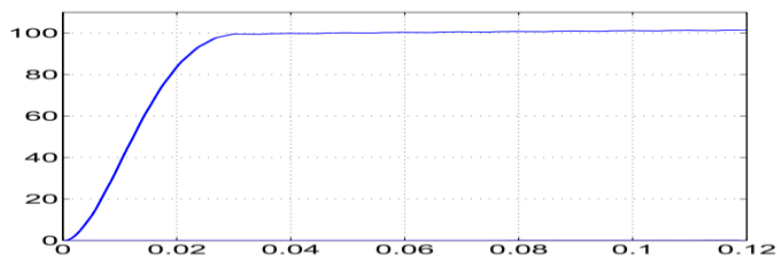
Ứng dụng matlab simulink để mô phỏng giải thuật điều chế độ rộng xung cho biến tần 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng như hình 4.



Hình 4. Mô hình biến tần 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng.

3. Kết quả nghiên cứu

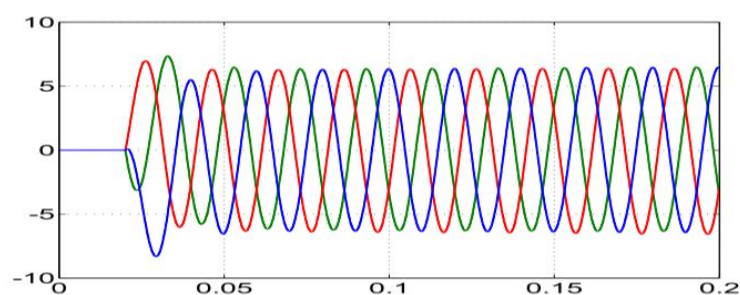
Trong khoảng thời gian từ 0s đến 0,02s, giá trị điện áp nguồn một chiều không cân bằng được nạp đầy như hình 5:



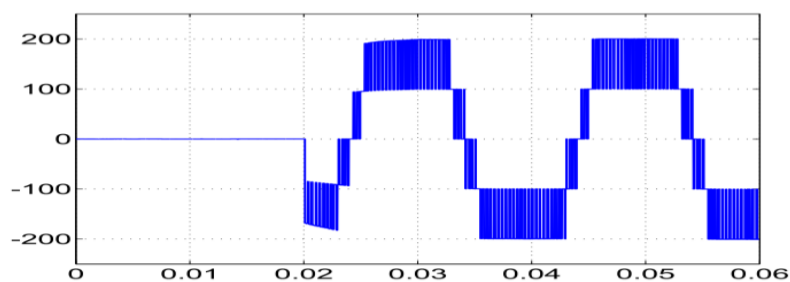
Hình 5. Sơ đồ điện áp nguồn một chiều không cân bằng cấp cho biến tần 5 bậc cascade.

Sau 0,02s điện áp này sẽ cung cấp nguồn một chiều cho biến tần 5 bậc Cascade. Đây là trạng thái xác lập của nguồn một chiều không cân bằng.

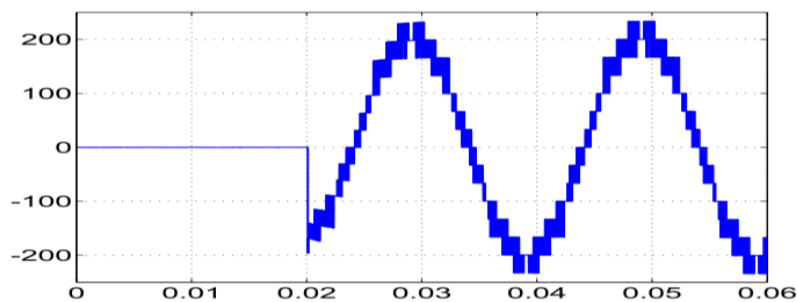
Kết quả mô phỏng về dòng tải ba pha, điện áp pha V_{x0} , điện áp tải ba pha và kết quả phân tích tỉ lệ sóng hài như sau:



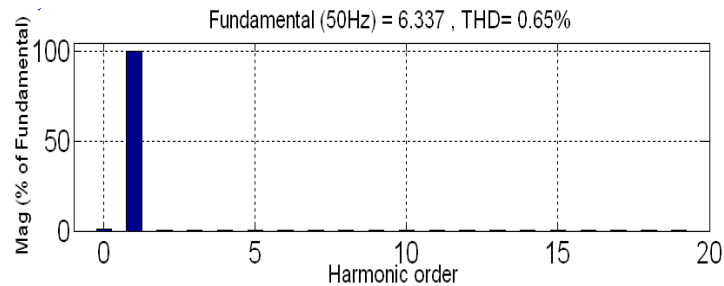
Hình 6. Sơ đồ dòng tải ba pha của biến tần 5 bậc cascade



Hình 7. Sơ đồ điện áp pha V_{a0}



Hình 8. Sơ đồ điện áp tải ba pha V_{ta}



Hình 9. Sơ đồ kết quả tỉ lệ sóng hài của dòng tải ba pha là 0,65%.

4. Kết luận.

Bài báo đưa ra một giải thuật điều chế độ rộng xung cho biến tần 5 bậc cascade với nguồn điện áp một chiều không cân bằng, quá trình đóng ngắt của thiết bị điện tử công suất giữa hai mức điện áp là tối ưu nhằm giảm tỉ lệ sóng hài.

Bài báo đã ứng dụng matlab simulink để xây dựng mô hình giải thuật điều chế độ rộng xung cho biến tần 5 bậc cascade với nguồn một chiều không cân bằng.

Kết quả mô phỏng đáp ứng được yêu cầu bài toán về số bậc điện áp pha (5 bậc), dòng tải ba pha được cân bằng không méo dạng và chỉ số sóng hài thỏa yêu cầu kỹ thuật $THD = 0,65\%$.

Tài liệu tham khảo

A. Bendre, G. Venkataramanan, V. Srinivasan, D. Rosene, (2006) “Modeling and design of a neutral point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple carrier modulation”, IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume: 53, Issue: 3, June 2006), 10.1109/TIE.2006.874424.

D.G. Holmes, T.A.Lipo (2003) “Modern Pulse Width Modulation Techniques for Power Converter: Principles and practice”, Wiley - IEEE Press, Books, 9780471208143.

H. Liu, Leon M.Tolbert, (2008) “Hybrid cascaded multilevel inverter with PWM control method” 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 10.1109/PESC.2008.4591918.

Y.H.Lee, R.Y. Kim, D.S. Hyun, (2002) “A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter” APEC 99, Vol.1, pp.509 - 514.

J.Rodríguez, J.S.Lai, and F.Z.Peng (2002) “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol.49, No.4, August 2002, pp.724-739.

Nguyen.V.N, Hong-Hee Lee, (2006) “Generalized Carrier PWM Algorithms For Multilevel Inverters With Unbalanced DC Voltages”, 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 10.1109/pesc.2006.1712007.