

Thực nghiệm bộ nguồn biến đổi tần số 3 pha 50Hz/400Hz 90kVA

Experimental Verification of 3-phase Frequency Converter 50Hz/400Hz 90kVA

Nguyễn Văn Nhờ⁽¹⁾, Nguyễn Văn Hiếu⁽²⁾, Nguyễn Đình Tuyên⁽¹⁾, Trần Thanh Vũ⁽¹⁾,
Nguyễn Văn Vui⁽¹⁾

⁽¹⁾ Trường Đại Học Bách Khoa – Đại Học Quốc Gia TpHCM

⁽²⁾ Cục Kỹ thuật Quân chủng Phòng Không-Không quân

e-Mail: nvnh@hcmut.edu.vn, hieukt41@yahoo.com, ndtuyen@hcmut.edu.vn,
tranthanhvu101@yahoo.com, nguyenvanvui30@yahoo.com

Tóm tắt

Bài báo này trình bày kết quả thực nghiệm bộ nguồn biến đổi tần số 3 pha 50Hz/400Hz 90kVA ứng dụng cho ngành hàng không. Bộ nguồn sử dụng công nghệ biến đổi 3 bậc NPC giúp có thể cải thiện khả năng công suất, hiệu suất, phẩm chất điều khiển so với cấu trúc sử dụng công nghệ biến đổi 2 bậc. Kỹ thuật điều chế độ rộng xung sóng mang được sử dụng có ưu thế đơn giản và dễ thực hiện. Kỹ thuật điều khiển điện áp một vòng kín với bộ hiệu chỉnh điện áp tần số 400Hz sử dụng bộ hiệu chỉnh khuếch đại- cộng hưởng được áp dụng.

Bộ nguồn 400Hz được chế tạo đã được thử nghiệm trong phòng thí nghiệm với tải trở; và được chạy thực nghiệm chế độ quá độ với thiết bị thử tải động R-L APA của Nhà máy A41, Cục kỹ thuật Phòng không-không quân. Công suất thử tải đạt đến công suất 90.5kVA, hệ số công suất 0.92.

Từ khóa: Bộ nguồn cho máy bay 400 Hz, biến tần công nghệ 3 bậc, kỹ thuật điều chế sóng mang, điều khiển cộng hưởng.

Abstract: This paper presents the experimental implementation of 3-phase frequency converter 50Hz/400Hz 90KVA for aerospace applications. The proposed frequency converter uses 3-level NPC technology, which can help to obtain high power performance, to improve efficiency, and output quality control compared with using conventional 2-level converter topology. Carrier based Pulse width modulation has been used because it is simple to implement. A close single loop control of the 400Hz three phase output voltages has been designed with the Proportional Resonant Controller. The designed 3-phase frequency converter 50Hz/400Hz was tested in the HCMUT laboratory. It also passed successfully dynamical test from the Automatic Dynamic Test APA in the A41 Factory.

The load testing capacity reached the power of 90.5kVA, at the power factor of 0.92.

Keywords: Aircraft Ground Power Unit 400 Hz 90kVA, 3-level Technology, H- bridge inverter, carrier-based PWM method, PR controller.

Ký hiệu

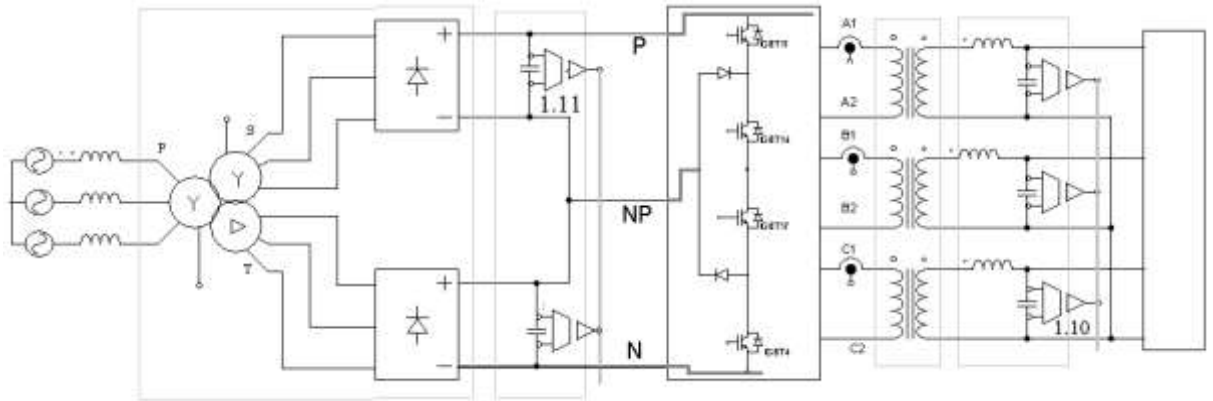
Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
T_s	μs	Thời gian lấy mẫu
f_{sw}	kHz	Tần số đóng cắt linh kiện
ξ_i	u	Hàm điều khiển
V_{dc}	V	Điện áp trên tụ DC
ΔV_{dc}	V	Độ chênh lệch điện áp trên hai tụ

Chữ viết tắt

CPWM	Carrier-based Pulse Width Modulation – Kỹ thuật điều chế sóng mang
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
NPC	Neutral Point Clamped – Kẹp điểm trung tính
THD	Total Harmonic Distortion – Tổng độ méo dạng sóng hài.
DSP	Digital Signal Processing – Xử lý tín hiệu số
UPS	Uninterruptible Power Supplies
GPU	Ground Power Unit
PR	Proportional Resonant Controller

Giới thiệu

Các bộ biến đổi công suất ngày nay được ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp như: điều khiển các hệ truyền động, tạo bộ nguồn có khả năng cung cấp điện liên tục (UPS Uninterruptible Power Supplies), và nguồn cung cấp điện cho máy bay khi máy bay ở mặt đất (GPU Ground Power Unit) [1].



H1. Sơ đồ khối của bộ nguồn 400 Hz.

Trong những năm gần đây, việc thiết kế và chế tạo ra bộ nguồn 400Hz ứng dụng trong máy bay nhận được nhiều sự quan tâm của các nhà nghiên cứu [2]-[3]. Việc nghiên cứu các GPU ngày nay có nhiều thuận lợi vì sự phát triển của công nghệ bán dẫn công suất lớn và các vi điều khiển có tốc độ xử lý cao.

Bộ nghịch lưu hai bậc truyền thống thường được sử dụng [4]-[5] vì cấu trúc đơn giản. Tuy nhiên với công suất lớn, định mức điện áp và dòng điện các khóa công suất sẽ lớn để chịu được quá trình đóng cắt. Đối với các bộ nguồn biến đổi tần số 50Hz/400Hz cho máy bay, vấn đề chính đó là bảo đảm tổng độ méo dạng sóng hài THD nhỏ. Vấn đề chất lượng điện áp ngõ ra của bộ nguồn cho 400Hz cho máy bay có thể giải quyết bằng cách sử dụng bộ nghịch lưu đa bậc. Nghịch lưu đa bậc được sử dụng trong các ứng dụng có yêu cầu công suất lớn vì điện áp đặt trên các linh kiện sẽ giảm xuống so với bộ nghịch lưu hai bậc truyền thống. Đồng thời, chất lượng điện áp và dòng điện ngõ ra sẽ tốt hơn so với bộ nghịch lưu hai bậc [6]-[8].

Có ba phương pháp chính trong điều khiển bộ nghịch lưu đa bậc dạng NPC: 1) Phương pháp điều khiển vector không gian (SVPWM) 2) Phương pháp điều khiển sóng mang (CBPWM) 3) Phương pháp triệt tiêu sóng hài (SHE). Phương pháp điều khiển vector không gian rất phức tạp, bởi vì chúng ta phải xác định vị trí của vector tham chiếu, từ đó ta chọn và tính toán thời gian đóng ngắt của các vector tích cực và vector không. Phương pháp triệt tiêu sóng hài cũng được đề xuất để điều khiển nghịch lưu đa bậc NPC, bằng cách tính toán các góc điều khiển để triệt tiêu sóng hài. Phương pháp này cũng yêu cầu tính toán nhiều bằng các phương trình tích góc kích. Kỹ thuật điều chế sóng mang gần đây được quan tâm vì tính đơn giản của nó, các xung kích PWM được tạo thành bằng cách so sánh sóng điều khiển với sóng mang tần số cao [9].

Trong thực tế, nguồn biến đổi không thể đạt tính chất như nguồn lý tưởng. Dưới tác dụng của bộ điều khiển chất lượng, bộ biến đổi tần số có thể hoạt động đạt chất lượng gần bằng nguồn lý tưởng. Trong các

phương pháp điều khiển điện áp tải, phương pháp điều khiển theo trị hiệu dụng thường được sử dụng.

Trị hiệu dụng điện áp trung bình của 3 pha sẽ được tính toán, sai số thu được sau đó sẽ được bộ điều chỉnh tích phân tỉ lệ (P+I regulator). Ngõ ra của bộ điều chỉnh sẽ trở thành biên độ của áp điều khiển. Biên độ yêu cầu sẽ nhân với dạng sóng sin để tạo ra áp điều khiển cho 3 pha.

Phương pháp này có thể cho chất lượng áp ra chấp nhận đối với tải cân bằng tuyến tính, và đáp ứng quá độ chậm. Chất lượng điện áp cao không thể đạt được khi có sự thay đổi nhanh hoặc tải phi tuyến. Để khắc phục khuyết điểm của điều khiển PI, bộ điều chỉnh cộng hưởng (Resonant Controller) kết hợp với khâu điều khiển tỉ lệ (Proportional Controller) được thiết kế để cho hệ thống có thể đáp ứng với các tải khác nhau như: tải mất cân bằng, tải phi tuyến [10]-[11].

Cấu trúc bài báo được trình bày như sau: Trong phần 2, chúng tôi sẽ trình bày cấu trúc của bộ nguồn tần số 400 Hz. Phần 3 sẽ trình bày về nguyên lý hoạt động và giải thuật sóng mang cho bộ nghịch lưu cầu H dùng công nghệ 3 bậc NPC. Giải thuật điều khiển cộng hưởng sẽ trình bày trong phần 4. Các thiết kế phần cứng và kết quả thực nghiệm sẽ được trình bày ở phần 5. Phần cuối là những kết luận của bài báo.

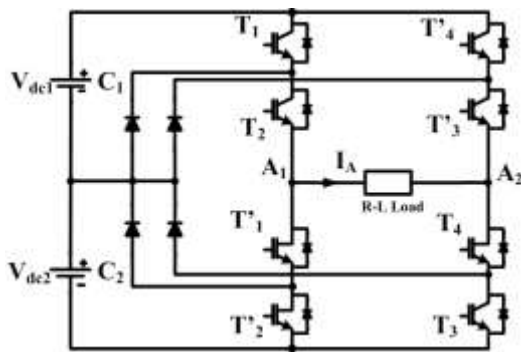
Cấu trúc của GPU 90 kVA, 115 V, 400 Hz.

Hình 1 mô tả cấu trúc cơ bản của một bộ biến đổi tần số 50Hz/400Hz. Nguồn cung cấp là nguồn xoay chiều 3 pha, 380V, 50Hz. Nguồn điện xoay chiều này qua cuộn kháng lọc AC và được chỉnh lưu qua bộ chỉnh lưu nhiều xung. Nhằm nâng cao chất lượng dòng điện ở ngõ vào cũng như điện áp DC, 2 bộ chỉnh lưu 6 xung được sử dụng. Nguồn điện xoay chiều sẽ đi qua biến áp với Y/Y và Y/ Δ , Nguồn điện 3 pha mắc vào cuộn sơ cấp máy biến áp thông qua cuộn kháng lọc Lac. Phía thứ cấp máy biến áp được mắc vào chỉnh lưu cầu diode 6 xung. Hai bộ chỉnh lưu diode được mắc nối tiếp. Điểm chia tụ có thể mắc vào điểm nối giữa hai bộ chỉnh lưu tạo điều kiện cân bằng điện áp của hai bộ chỉnh lưu trên các tụ điện dc.

Điện áp dc hình thành sau đó được lọc trên tụ dc trước khi được biến đổi thành dạng điện AC tần số 400Hz bởi bộ nghịch lưu. Bộ nghịch lưu ở đây sử dụng ba cầu H độc lập với nhau, mỗi cầu H có 8 khóa. Trong phần 3 sẽ trình bày chi tiết phương pháp điều khiển cầu H. Điện áp nghịch lưu được đưa qua bộ giảm áp có tỉ lệ 2.5:1 và điện áp ngõ ra biến áp sẽ được lọc trước khi cấp điện cho phụ tải.

Để đạt được điện áp mong muốn ở tải và để phục vụ các giải thuật điều khiển, các cảm biến dòng và áp được đặt ở tải để hồi tiếp về mạch điều khiển. Chức năng của mạch điều khiển là nhận các tín hiệu hồi tiếp và đưa ra các xung điều khiển. Các xung điều khiển này sẽ đi qua mạch lái trước khi vào điều khiển các linh kiện bán dẫn công suất lớn.

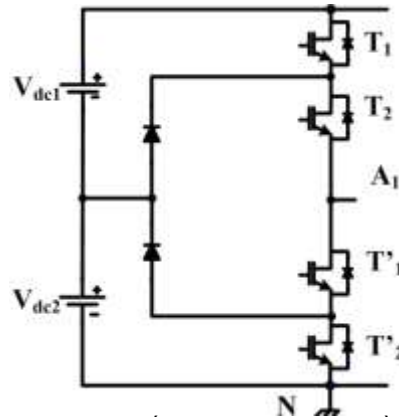
Nguyên lý hoạt động bộ nghịch lưu cầu H công nghệ 3 bậc NPC và kỹ thuật điều chế sóng mang.



H2. Cấu hình bộ nghịch lưu một pha cầu H công nghệ 3 bậc NPC.

So với nghịch lưu cầu H truyền thống gồm hai nhánh nghịch lưu 2 bậc, trường hợp nghịch lưu cầu H sử dụng nhánh nghịch lưu 3 bậc NPC như hình 2 có những lợi thế do cấu trúc đa bậc tạo nên. Đặc biệt, khi tần số đóng ngắt trên 10 kHz, tổn hao tổng của nghịch lưu 3 bậc sẽ giảm thấp hơn so với nghịch lưu 2 bậc.

Mô hình bộ nghịch lưu cầu H đa bậc dạng NPC có 8 IGBT, bao gồm 2 nhánh được mô tả trong hình 1. Mỗi nhánh bao gồm 4 IGBT và 2 diode kẹp. Điểm giữa của nguồn DC được nối vào 2 diode kẹp. Điện áp giữa cực dương đến điểm trung tính và điểm trung tính đến cực âm lần lượt là V_{dc1} và V_{dc2} . Điện áp DC này được tạo thành từ các bộ chỉnh lưu với ngõ vào là nguồn xoay chiều ba pha tần số 50Hz.



H3. Cấu hình nhánh A1 của cầu H công nghệ 3 bậc NPC.

Hình 3 trình bày một nhánh 3 bậc của cầu H. Quy tắc đóng ngắt nhánh này như sau:

$$S_i + S'_i = 1 ; i=1,2 \tag{1}$$

$$S_1 \leq S_2 \tag{2}$$

Trong đó S_i là trạng thái của khóa T_i ; $S_i = 1$ nếu khóa ở trạng thái đóng, và $S_i=0$ nếu khóa ở trạng thái ngắt.

Dựa vào quy tắc đóng ngắt như (1), (2), điện áp ngõ ra tại điểm A_1 so với N được cho ở bảng 1.

BẢNG 1

ĐIỆN ÁP NGÕ RA VÀ TRẠNG THÁI ĐÓNG CẮT LINH KIỆN

Điện áp ngõ ra	Trạng thái đóng cắt các linh kiện			
	S_1	S_2	S'_1	S'_2
$V_{dc1}+V_{dc2}$	1	1	0	0
V_{dc2}	0	1	0	1
0	0	0	1	1

Từ bảng 1, ta có điện áp ngõ ra tại điểm A_1 so với N được mô tả bằng phương trình sau:

$$v_{A1N} = S_1V_{dc1} + S_2V_{dc2} \tag{3}$$

Điện áp tải giữa hai điểm A_1 và A_2 được xác định như sau:

$$v_t = v_{A1} - v_{A2} = S_1V_{dc1} + S_2V_{dc2} + (1 - S_3)V_{dc2} + (1 - S_4)V_{dc1} \tag{4}$$

$$= S_1V_{dc1} + S_2V_{dc2} + S_3V_{dc2} + S_4V_{dc1} - V_{dc1} - V_{dc2}$$

Từ phương trình (4), ta có bảng trạng thái đóng các khóa và các mức điện áp trên tải như sau:

BẢNG 2

CÁC MỨC ĐIỆN ÁP TẢI VÀ TRẠNG THÁI ĐÓNG CẮT LINH KIỆN

Điện áp tải	Trạng thái đóng cắt các linh kiện			
	$S1$	$S2$	$S3$	$S4$
$V_{dc1}+V_{dc2}$	1	1	1	1
V_{dc1}	1	1	0	1
V_{dc2}	0	1	1	1
0	0	0	1	1
	0	1	0	1
	1	1	0	0
$-V_{dc1}$	0	1	0	0
$-V_{dc2}$	0	0	0	1

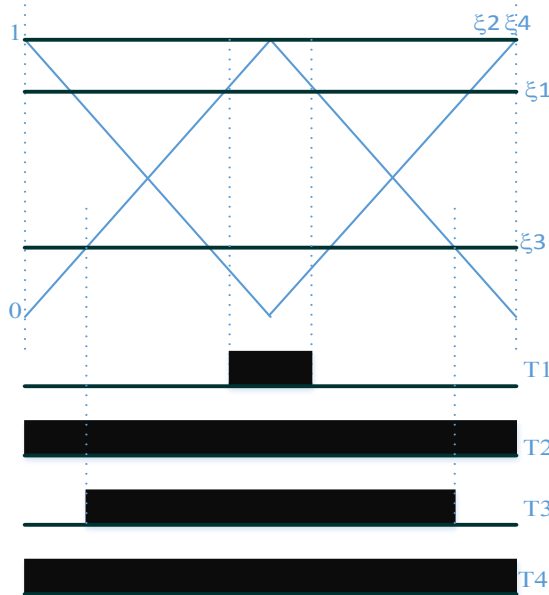
BẢNG 3
BẢNG XÁC ĐỊNH GIÁ TRỊ HÀM ĐIỀU KHIỂN TÙY THEO MỨC ĐIỆN ÁP CỦA VREF

V_{ref}	Giá trị hàm điều khiển			
	ξ_1	ξ_2	ξ_3	ξ_4
$V_{ref} \geq 0$	$0.5 \frac{V_{ref}}{V_{dc1}}$	1	$0.5 \frac{V_{ref}}{V_{dc2}}$	1
$V_{ref} \leq 0$	0	$0.5 \frac{V_{ref} + V_{dc1} + V_{dc2}}{V_{dc2}}$	0	$0.5 \frac{V_{ref} + V_{dc1} + V_{dc2}}{V_{dc1}}$

$-V_{dc1}-V_{dc2}$	0	0	0	0
--------------------	---	---	---	---

Từ phân tích hoạt động của bộ nghịch lưu cầu H đa bậc dạng NPC, trong phần này chúng tôi đề xuất kỹ thuật điều chế sóng mang. Trong kỹ thuật điều chế sóng mang, trạng thái đóng cắt của linh kiện được tạo ra bằng cách so sánh sóng mang với sóng điều khiển. Tần số sóng mang lớn hơn nhiều so với tần số của sóng điều khiển.

Việc điều khiển cho bộ nghịch lưu đa bậc như hình 2 sẽ được phân tích thành việc điều khiển cho 2 nhánh NPC 3 bậc. Nhánh NPC 3 bậc được điều khiển bằng kỹ thuật CPWM với một sóng mang và 2 sóng điều khiển. Sóng điều khiển được so sánh với sóng mang để tương ứng tạo ra tín hiệu điều khiển cho hai khóa T_1 và T_2 . Hình 4 thể hiện nguyên lý phương pháp CPWM.



H4. Nguyên lý kỹ thuật CPWM

Giả sử rằng sóng mang có dạng tam giác với chu kỳ T_s và biên độ là từ 0 đến 1 như hình vẽ 6 thì từ phương trình (4), quan hệ giữa trị trung bình điện áp pha tải trong mỗi chu kỳ tính toán và sóng điều khiển có thể mô tả bằng phương trình sau:

$$V_{ref} = x_1 V_{dc1} + x_2 V_{dc2} + x_3 V_{dc2} + x_4 V_{dc1} - V_{dc1} - V_{dc2} \quad (5)$$

Trong đó V_{ref} là trị trung bình điện áp pha tải. $\xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4$ là giá trị của bốn hàm điều khiển.

Phương trình điện áp tham chiếu trên tải có dạng như sau:

$$V_{ref} = \tilde{V}_m \sin(\omega t) \quad (8)$$

Trong đó \tilde{V}_m là biên độ và ω lần lượt là biên độ và tần số góc của điện áp tải.

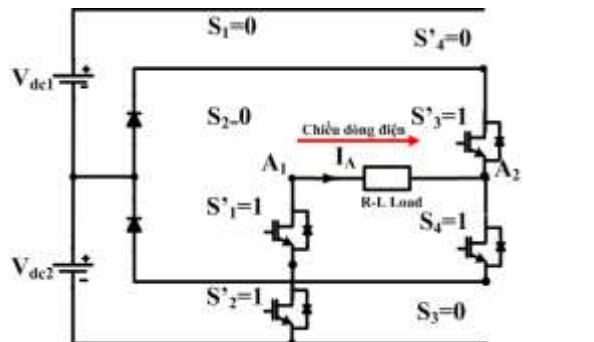
Sóng mang cho nhánh A1 và nhánh A2 ngược pha nhau như hình vẽ 4. Tùy vào giá trị của V_{ref} mà ta sẽ chọn các giá trị của hàm điều khiển phù hợp. Từ phương trình (7), việc tính toán giá trị các giá trị cho hàm điều khiển được thực hiện như bảng 3 để đảm bảo số lượng đóng cắt các linh kiện trong một chu kỳ lấy mẫu là ít nhất. Theo bảng này thì trong mỗi chu kỳ lấy mẫu T_s , chỉ có một linh kiện thực hiện đóng cắt trong khi 3 linh kiện còn lại không thay đổi trạng thái. Theo bảng 2 để đảm bảo số lần chuyển mạch là ít nhất, trạng thái đóng ngắt của bốn khóa T_1, T_2, T_3, T_4 là $S_1 S_2 S_3 S_4 = 0101$ khi mức điện áp tải là 0.

Từ bảng 2 ta thấy trạng thái 1111 và 0000 không ảnh hưởng đến vấn đề cân bằng điện áp DC trên hai tụ điện. Các trạng thái 1101, 0111, 0100 và 0001 sẽ nối tải vào điểm giữa của hai tụ điện; do đó sẽ ảnh hưởng đến sự thay đổi điện áp trên hai tụ này. Sự thay đổi điện áp trên tụ C_1 và C_2 có thể ước lượng như sau:

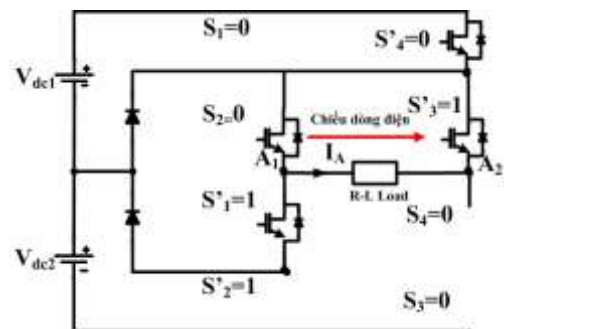
$$v_c = \frac{1}{2C} \int_0^t i(t) dt + v_c(0) \quad (9)$$

Trong đó C là giá trị của tụ điện C_1 và C_2 , $i(\tau)$ là dòng chạy qua điểm trung tính nguồn DC.

Để tránh hiện tượng mất cân bằng điện áp quá trình nạp xả tụ không đều nhau vì có dòng chạy qua điểm trung tính nguồn DC, các trạng thái đóng cắt $S_1 S_2 S_3 S_4$ sẽ được lựa chọn phù hợp tùy vào mức độ chênh lệch điện áp giữa 2 tụ và chiều của dòng điều qua tải. Sự lựa chọn trạng thái 0001 hoặc 0100 sẽ phụ thuộc vào giá trị điện áp V_{dc1}, V_{dc2} và chiều dòng điện qua tải. Không mất tính tổng quát, giả sử chiều dòng điện được định nghĩa như trong hình 5 và hình 6. Giả sử tại thời điểm hiện tại $DV_{dc} = V_{dc1} - V_{dc2} > 0$ và dòng qua tải $I_A > 0$ thì trạng thái 0001 sẽ được lựa chọn như hình 5. Trong trường hợp ngược lại nếu $DV_{dc} > 0$ và $I_A < 0$ thì trạng thái đóng cắt của bốn khóa là 0100 như hình 6.

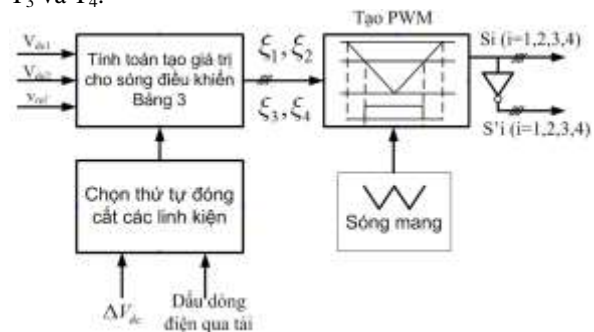


H5. Trạng thái 0001 được lựa chọn khi $DV_{dc} = V_{dc1} - V_{dc2} > 0$ và $IA > 0$



H6. Trạng thái 0001 được lựa chọn khi $DV_{dc} = V_{dc1} - V_{dc2} > 0$ và $IA < 0$.

Sơ đồ giải thuật sóng mang cân bằng điện áp của bộ nghịch lưu một pha cầu H năm bậc NPC được tóm tắt trên hình 7. Khối đầu tiên là khối tính toán tạo giá trị cho sóng điều khiển như bảng 3. Khối thứ hai là khối lựa chọn trạng thái đóng cắt các trạng thái đóng cắt trùng lặp để cân bằng điện áp trên hai tụ C_1 và C_2 . Khi xác định giá trị của hàm điều khiển, chúng được so sánh với sóng mang để tạo ra PWM cho 4 khóa T_1, T_2, T_3 và T_4 .



H7. Giải thuật điều chế sóng mang cho bộ nghịch lưu một pha cầu H năm bậc với cân bằng điện áp hai tụ dc.

Giải thuật điều khiển cộng hưởng

Bộ điều khiển cộng hưởng được sử dụng để điều khiển điện áp ngõ ra đạt giá trị mong muốn (biên độ và tần số) khi tải mất cân bằng hoặc tải phi tuyến. Trong thiết kế phần cứng, ba pha ngõ ra hoàn toàn độc lập với nhau, do đó điện áp của mỗi pha được điều khiển hoàn toàn riêng lẻ.

Bộ điều khiển PR trong miền s được miêu tả như sau:

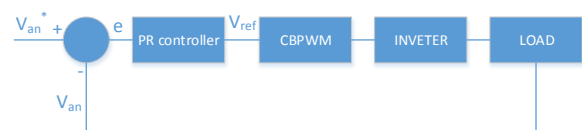
$$H(s) = K_p + K_R \frac{s^2}{s^2 + \omega^2} \tag{10}$$

Trong đó ω là tần số cộng hưởng, tần số góc điện áp ở tải, $\omega = 800 \pi$ rad/s.

K_p, K_R lần lượt là hệ số khâu tỉ lệ và khâu cộng hưởng.

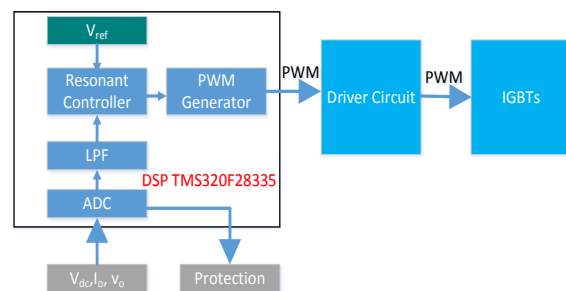
Sơ đồ khối của bộ hệ thống điều khiển bộ nguồn 400 Hz sử dụng bộ điều khiển PR được cho trên hình 8.

Điện áp tham chiếu và điện áp hồi tiếp về sẽ được so sánh với nhau và sai số cho qua khâu điều khiển PR. Ngõ ra của khâu điều khiển PR sẽ được đưa vào phần tính toán tạo xung như trình bày phần 3. Ưu điểm của giải thuật điều khiển PR là chúng ta không cần tính giá trị hiệu dụng hay đỉnh của điện áp cần điều khiển.



H8. Sơ đồ khối của điều khiển hồi tiếp sử dụng PR

Sơ đồ cấu trúc điều khiển hệ thống thực hiện trên DSP và kết nối giữa mạch điều khiển và mạch công suất được thể hiện trên hình 9.



Hình 9. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển.

Các giá trị điện áp và dòng điện trong bộ nguồn 400 Hz cần được đo đặc đó là: điện áp tại dc-link bao gồm V_{dc1} và V_{dc2} , điện áp trên tải v_o , dòng điện tải i_o . Các giá trị được đo đặc thông qua các mạch đo lường gồm các cảm biến dòng áp và các mạch nâng áp nhằm đưa các giá trị này về trong tầm 0 ~ 3V. Khối chức năng ADC 12 bit trong DSP có thời gian chuyển đổi là 80 ns. Các tín hiệu tương tự sau board mạch cảm biến đo lường sẽ được đưa vào khối ADC 12 bit của DSP. Tín hiệu ra là tín hiệu số, và được đưa vào bộ thông thấp (LPF) nhằm loại bỏ những nhiễu loạn đo đạc. Bộ điều khiển cộng hưởng, như đã trình bày ở trên sẽ nhận hai tín hiệu số: tín hiệu hồi tiếp và tín hiệu đặt. Thông qua bộ điều khiển cộng hưởng này, ngõ ra là điện áp tham chiếu. Điện áp tham chiếu này sẽ được đưa vào giải thuật xuất xung. Các PWM được xuất ra bởi DSP sẽ đi qua mạch lái nhằm khuếch đại tín hiệu và cách li với mạch công suất. Ngoài ra, các tín hiệu hồi tiếp về cũng có chức năng bảo vệ. Khi

dòng điện tải vượt qua ngưỡng cho phép thì hệ thống sẽ ngừng xuất PWM cùng lúc đó sẽ tác động các CB nguồn cách ly nguồn cung cấp vào mạch động lực. Mạch lái sử dụng board MLI Skyper Pro 32R của Semikron và IGBT là IGBT Semikron 1200V, 400A.

Kết quả thực nghiệm

Ở hình 1, nguồn lưới điện 3 pha tần số 50Hz, 380V cung cấp cho máy biến áp 380V/195V, phía trước cuộn sơ cấp máy biến áp bố trí cuộn kháng lọc AC 3 pha. Phía thứ cấp, ngõ ra máy biến áp, ngõ ra đầu sao cung cấp cho bộ chỉnh lưu cầu 3 pha, ngõ ra thứ 2 của biến áp đầu tam giác được cung cấp cho bộ chỉnh lưu cầu 3 pha thứ 2, đặc điểm của dạng này là để cho dạng sóng của chỉnh lưu sẽ ở dạng 12 xung.

Để ổn định và lọc điện áp DC ta dùng tụ điện DC, giá trị tụ điện $C=10000 \mu F$, số lượng 12 tụ, chia làm 2 nhánh, mỗi nhánh có 6 tụ ghép nối tiếp và song song. Quá trình khởi động ban đầu thông qua việc nạp điện áp các tụ qua điện trở hạn dòng.

Bộ nghịch lưu của biến đổi tần số 400Hz -90KVA sẽ gồm 3 bộ nghịch lưu 1 pha ghép lại. Mỗi mạch nghịch lưu cầu H công nghệ 3 bậc NPC 1 pha gồm 2 nhánh, mỗi nhánh có 2 cặp IGBT và 2 diode kẹp, tín hiệu điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu sẽ qua biến áp lõi xuyên tỉ lệ 2.5:1. Điện áp phía thứ cấp là 115V.

Dạng sóng của ngõ ra biến áp lõi xuyên được qua bộ lọc AC gồm 3 trở kháng 1 pha, và tụ điện lọc AC để tạo điện áp ngõ ra hình SIN. Giá trị tụ điện AC là 54,3 μF , dùng 21 tụ, đầu dạng sao A,B,C nối trung tính tụ với trung tính ngõ ra bộ biến đổi.

Bộ điều khiển số dùng kit TMS320F28335, 150MHz. Tần số đóng cắt linh kiện là 12 kHz.

Hình 10 trình bày hình dáng bên ngoài bộ nguồn 400Hz với công suất 90 kVA.



H10. Bộ nguồn 400 Hz công suất lớn

Để thử nghiệm, một số tải đã được sử dụng bao gồm 2 bộ tải trở 3 pha 36kW (2X36kW), bộ tải trở phụ 20kW, bộ tải động APA R-L.

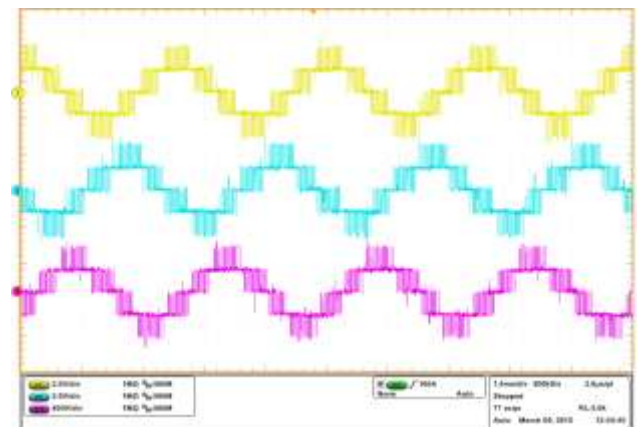
Các thiết bị đo lường chính gồm dao động kí TEKTRONIX DPO5054 500MHz và đồng hồ phân tích năng lượng FLUKE 437-II. Thiết bị theo dõi nhiệt dùng laser. Một số volt kế, amper kế khác.



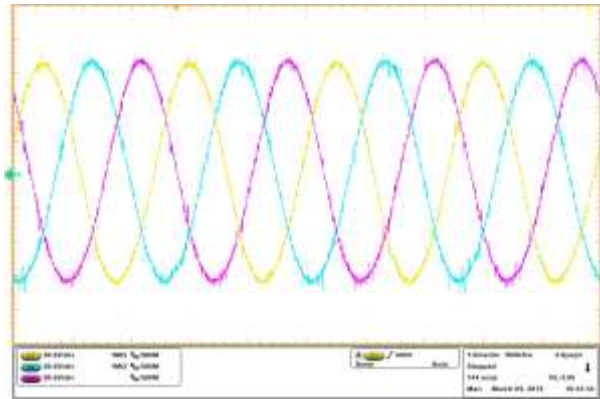
H.11. Thiết bị thử tải tự động APA.

Thiết bị APA hình 11, dùng để đánh giá chất lượng các bộ nguồn 400Hz di động trên mặt đất phục vụ cho sửa chữa bảo dưỡng máy bay. Các bộ nguồn tần số, bộ nguồn DC thường được bảo trì và kiểm tra định kỳ bởi thiết bị APA trước khi vận hành cấp điện cho động cơ máy bay. Thiết bị APA chứa bên trong các loại tải trở và tải kháng L với nhiều giá trị khác nhau cho phép thay đổi công suất tải trong quá trình thử nghiệm. Hệ thống tải có thể kết nối vào nguồn cần kiểm tra bằng thao tác tay, hoặc vận hành ở chế độ đóng cắt tải tự động. Thiết bị cho phép đo đánh giá điện áp, tần số, lệch pha, quá áp, thấp áp.. và các sự cố trong khi thực hiện đóng tải động. Thiết bị tự động APA có chế độ lưu trữ và xuất dữ liệu, in trực tiếp. Các kết quả đánh giá ghi qua đồ thị đáp ứng quá độ điện áp, dòng điện, tần số, thông báo lỗi quá áp, quá dòng, các lỗi sự cố khác.

Kết quả thử nghiệm trên hình 12 mô tả dạng điện áp 3 pha 400Hz thu được ở ngõ ra của các bộ nghịch lưu cầu H công nghệ 3 bậc NPC. Điện áp 3 pha 400Hz sau khi qua mạch lọc ngõ ra L-C sẽ cho dạng điện áp sin như mô tả trên hình 13.



H12.. Dạng sóng điện áp 3 pha 400Hz ngõ ra nghịch lưu cầu H công nghệ 3 bậc NPC trước mạch lọc có dạng 5 bậc.

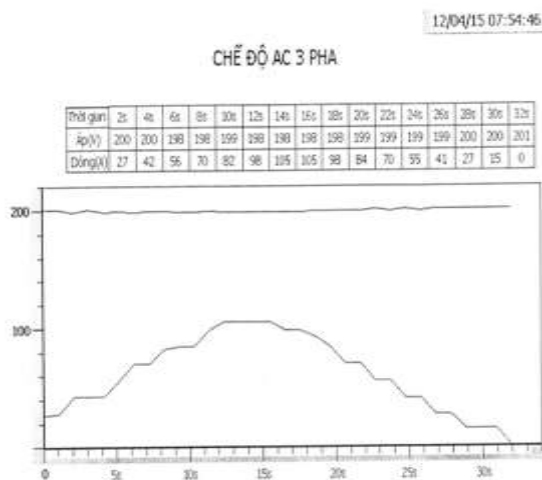


H.13. Dạng sóng điện áp sin ngõ ra 400Hz sau mạch lọc.

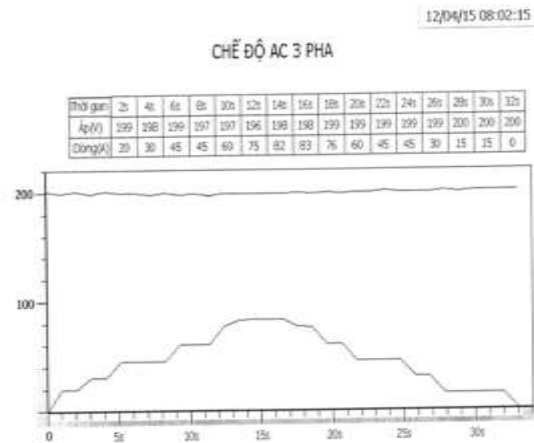
Kết quả số liệu thu được trong quá trình thử nghiệm bộ nguồn biến đổi tần số 50Hz/400Hz với các điều kiện làm việc tải khác nhau được mô tả trên Bảng 4. Kết quả thử nghiệm đạt yêu cầu đặt ra của đề tài của nhóm nghiên cứu.

Cụ thể, thiết bị đã được thử tải đến công suất 90.5kVA trong điều kiện tải không cân bằng, hệ số công suất giữa các pha khoảng 0.91 đến 0.93. Giá trị điện áp xoay quanh giá trị 115 V với sai số lớn nhất không quá 1%, tần số luôn đạt giá trị 400 Hz và THD áp nhỏ hơn 3 %.

Các đồ thị quá độ của điện áp và dòng điện ngõ ra bộ nguồn 400Hz khi thực hiện thử tải thay đổi tự động dạng nhảy cấp được mô tả trên hình 14, dòng điện thử đến 100A cho tải R. Tương tự, quá trình quá độ khi thử tải L nhẩy cấp được mô tả trên hình 15. Trong các trường hợp thử tải, điện áp, và tần số hoạt động của bộ nguồn luôn nằm trong giới hạn cho phép của yêu cầu nghiên cứu cần đạt được.



H.14. Đồ thị điện áp và dòng điện thử tải quá độ do thiết bị APA ghi nhận khi thay đổi tải R-L.



H.15. Đồ thị điện áp và dòng điện thử tải quá độ do thiết bị APA ghi nhận khi thay đổi tải L.

Bảng 4. Bảng số liệu đo đạc thực nghiệm:

Tên sản phẩm và chỉ tiêu chất lượng chủ yếu	Đơn vị đo	Kết quả
01 Bộ nguồn biến đổi tần số 3 pha 50Hz/400Hz	Bộ	01
Điện áp đầu vào 3 pha 380V- 50Hz;		
Điện áp đầu ra 3 pha	[V]	115
	[Hz]	400
Sai lệch tần số 400Hz ±0.5%;	[%]	<0.5
Công suất	kVA	90.5
- Điện áp ra có dạng hình sin. -Độ méo phi tuyến	[%]	< 5.
độ méo tuyến tính	[%]	< 3
- Độ lệch sai pha <	[độ]	±1 ⁰
- Điện áp ra bộ nguồn ổn định: sai lệch tĩnh .	[%]	< 0.5 ÷ 1
- Đáp ứng động khi đóng cắt tải	[%]	< ±10
Thời gian đáp ứng khoảng một chu kỳ điện áp ra;	[ms]	2.5
- Tải không đối xứng 3 pha đến 100%;	[%]	100
- Tổng sóng điều hòa gây ra cho lưới	[%]	≤7

Kết luận

Bài báo này trình bày kết quả thực nghiệm đề tài nghiên cứu KC.03.17/11-15, chế tạo thử nghiệm bộ nguồn biến đổi tần số 50Hz/400Hz cho nhu cầu sử dụng ngành hàng không. Điểm đặc biệt của nghiên cứu là sử dụng công nghệ cầu H 3 bậc, dạng diode

kep. Kỹ thuật điều khiển cộng hưởng tỉ lệ cho phép duy trì đạt chất lượng áp ra tốt trong các điều kiện thử tải khác nhau và công suất khác nhau. Thiết bị đã thử nghiệm và vận hành công suất lớn nhiều tháng tại phòng thí nghiệm và nhà máy A41 cho thấy đạt ổn định tốt.

Acknowledgement

Công trình nghiên cứu này được tài trợ bởi chương trình khoa học và công nghệ cấp nhà nước KC.03 của Bộ khoa học và công nghệ, mã số KC.03.17/11-15.

References

- [1] Jensen, U.B.; Blaabjerg, F.; Pedersen, J.K., "A new control method for 400-Hz ground power units for airplanes," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.36, no.1, pp.180,187, Jan/Feb 2000.
- [2] Zixin Li; Yaohua Li; Ping Wang; Haibin Zhu; Congwei Liu; Fanqiang Gao, "Single-Loop Digital Control of High-Power 400-Hz Ground Power Unit for Airplanes," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.57, no.2, pp.532,543, Feb. 2010.
- [3] Haibin Zhu; Yaohua Li; Zixin Li; Ping Wang, "Design and Performance Analysis of High Power Static 400-Hz Supply," *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, vol., no., pp.1,4, 27-31 March 2009.
- [4] Basile, G.L.; Buso, S.; Fasolo, S.; Tenti, P.; Tomasin, P., "A 400 Hz, 100 kVA, digitally controlled UPS for airport installations," *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol.4, no., pp.2261,2268 vol.4, Oct 2000.
- [5] Haibing Hu; Wei Shi; Ying Lu; Yan Xing, "Design Considerations for DSP-Controlled 400 Hz Shunt Active Power Filter in an Aircraft Power System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.59, no.9, pp.3624,3634, Sept. 2012.
- [6] Peng, F.Z.; Wei Qian; Dong Cao, "Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications," *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, vol., no., pp.492,501, 21-24 June 2010.
- [7] Bor-Ren Lin; Ta-Chang Wei, "Space vector modulation strategy for an eight-switch three-phase NPC converter," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol.40, no.2, pp.553,566, April 2004.
- [8] Fang Zheng Peng, "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.37, no.2, pp.611,618, Mar/Apr 2001.
- [9] Dae-Wook Kang; Byoung-kuk Lee; Jae-Hyun Jeon; Tae-Jin Kim; Dong-Seok Hyun, "A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying-capacitor multilevel inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.52, no.3, pp.879,888, June 2005.
- [10] Yepes, AG.; Freijedo, F.D.; Doval-Gandoy, J.; López, O.; Malvar, J.; Fernandez-Comesaña, P., "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.25, no.7, pp.1692,1712, July 2010.



Nguyen Van Nho sinh năm 1964. Ông nhận bằng thạc sĩ và tiến sĩ Điện-Điện tử ở Đại học Tây Bohemia, Cộng hòa Séc vào năm 1988 and 1991. Từ năm 1992, ông làm việc tại khoa Điện-Điện Tử, Đại học Bách Khoa Thành phố Hồ Chí Minh, nơi ông hiện giờ là Phó giáo sư.

Ông làm nghiên cứu sinh sau tiến sĩ tại KAIST trong sáu tháng của năm 2001 và là giáo sư thỉnh giảng trong một năm 2003-2004. Lĩnh vực nghiên cứu của ông là mô phỏng và điều khiển động cơ, bộ lọc tích cực, kỹ thuật PWM.



Nguyễn Văn Hiếu - sinh năm 1966 tại ứng Hoà - Hà nội . Nhận bằng kỹ sư cơ khí ô tô năm 1993 tại trường đại học Bách khoa TP.HCM. Nhận bằng cử nhân công nghệ thông tin năm 2005 tại trường đại học Khoa học tự nhiên TP.HCM. Tốt nghiệp Tiến sĩ kỹ thuật.

năm 2012 tại Viện Hàn lâm Quốc tế nghiên cứu hệ thống IASS- liên bang Nga. Từ năm 2013 trở về trước là cán bộ kỹ chỉ đạo và quản lý kỹ thuật(phó giám đốc) nhà máy sửa chữa Máy bay va trang thiết bị điện, khí, thủy lực mặt đất . Hiện nay ông là kỹ sư cao cấp và trưởng phòng Xe-máy đặc chủng thuộc cục kỹ thuật / quân chủng Phòng không - Không quân.



Nguyễn Đình Tuyên sinh năm 1982 tại Bình Định. Anh nhận bằng kỹ sư Hệ Thống Năng Lượng vào năm 2004, chương trình P.F.I.E.V, trường Đại Học Bách Khoa, Đại Học Quốc Gia TpHCM. Anh tốt nghiệp Tiến sỹ vào năm 2013 tại trường Đại học Ulsan, Hàn Quốc.

Từ năm 2004 anh là giảng viên bộ môn Cung Cấp Điện, Khoa Điện – Điện Tử, trường Đại Học Bách Khoa, Đại Học Quốc Gia TPHCM. Hướng nghiên cứu chính của anh là điện tử công suất, điều khiển động cơ, ứng dụng các bộ biến đổi công suất vào năng lượng tái tạo, đặc biệt là bộ biến tần ma trận.



Tran Thanh Vu was born in Vietnam, in 1980. He received the B.S. and M.S. degrees in electronics and electrical engineering from the Ho Chi Minh University of Technology, Ho Chi Minh City, Vietnam, in 2005 and 2008, respectively.

He received the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Ulsan, Ulsan, Korea, in 2013. He was a Postdoctoral Fellow at the University of Ulsan in 2013. He had been with Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT) from 2005 to

2015. Currently, he has been with Eastern International University, Binh Duong. His current research interests include the control of the grid-connected inverter systems.



Nguyễn Văn Vui sinh năm 1976 tại Long An. Anh nhận bằng kỹ sư Điện Công Nghiệp vào năm 2000, trường Đại Học Bách Khoa, Đại Học Quốc Gia TpHCM. Từ năm 2000 anh là giảng dạy ở bộ môn Thiết Bị Điện, Khoa Điện – Điện Tử, trường Đại Học Bách Khoa.

Năm 2013 anh làm việc tại phòng Thí nghiệm Hệ Thống Năng Lượng. Hướng nghiên cứu chính của anh là điện tử công suất, điều khiển động cơ, ứng dụng các bộ biến đổi công suất.