

Thực nghiệm bộ nghịch lưu DC/AC/AC với khâu trung gian tần số cao có khả năng trao đổi công suất hai chiều

Experimental Implementation of bidirection, high frequency link DC-AC-AC Inverter Design

Bùi Văn Huy⁽¹⁾, Nguyễn Văn Liễn⁽²⁾, Trần Trọng Minh⁽²⁾, Vũ Hoàng Phương⁽²⁾, Trần Đình Thoại⁽²⁾

⁽¹⁾ Trường Đại học Thành Đô, ⁽²⁾ Trường ĐHBK Hà Nội
e-Mail: huybv.ac@gmail.com

Tóm tắt

Bài báo trình bày các kết quả thực nghiệm bộ biến đổi DC-AC-AC với khâu trung gian tần số cao, có khả năng trao đổi công suất hai chiều. Cấu trúc của bộ DC-AC-AC được xây dựng trên nền tảng bộ biến đổi ma trận (matrix converter) một pha. Toàn bộ cấu trúc thực nghiệm bộ biến đổi, các mẫu xung điều chế, tổng hợp bộ điều khiển đều được đưa ra phân tích cụ thể. Trong bài báo này đề xuất phương án điều chế sử dụng hai kênh phát xung đồng bộ nhằm phù hợp với tài nguyên phần cứng của bộ điều khiển. Các kết quả thực nghiệm bộ nghịch lưu DC-AC-AC đã chứng minh tính đúng đắn của phương pháp điều chế và phương án chuyển mạch này.

Từ khóa: Biến tần ma trận một pha; bộ biến đổi AC/AC trực tiếp; IGBT

Abstract:

This paper introduces a new method for Experimental Implementation of bidirection, high frequency link DC-AC-AC Inverter Design. The structure of the DC-AC-AC is built on single phase matrix converter. The *Experimental Implementation* structure, pulse patterns is given specific analysis. In this paper, the new modulation method, using two synchronized pulse generator signals to match the hardware resources of the controller, is also given. The experimental results DC-AC-AC has proved the correctness of the method of modulation and switching schemes.

Keywords: Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM); IGBT); Single-Phase Matrix Converter (SPMC); Direct AC-AC Converters

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
i_L	A	Dòng điện chạy qua cuộn cảm
U_{dc}	V	Điện áp một chiều phía DC
I_{HF}	A	Dòng điện phía sơ cấp máy biến áp tần số cao
U_{HF}	V	Điện áp sơ cấp máy biến áp tần số cao

Chữ viết tắt

HF High frequency

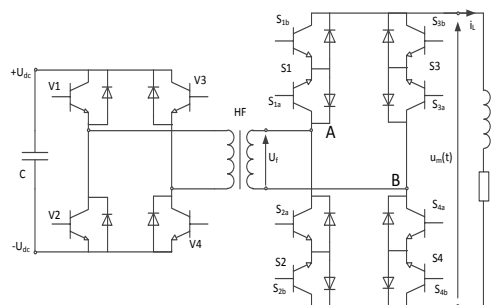
PWM Pulse-width modulation

1. Phần mở đầu

Nguyên lý điều chế và cấu trúc của bộ biến đổi DC/AC/AC với khâu trung gian tần số cao đã được nhóm tác giả trình bày trong tài liệu[1]. Như đã trình bày trong [1], bộ biến đổi DC/AC/AC với khâu trung gian tần số cao sẽ làm giảm kích thước máy biến áp, đơn giản hóa mạch vòng điều chỉnh điện áp, tăng cường đặc tính động học toàn hệ thống. Cấu trúc bộ biến đổi như hình H. 1 (mạch lực đã được giới thiệu ở một số tài liệu như[2], [5]) đảm bảo hoàn toàn các yêu cầu về truyền công suất hai chiều với hiệu quả cao, điều khiển được hệ số công suất do khâu AC-AC sử dụng cấu trúc biến tần trực tiếp kiểu ma trận. Nhờ có máy biến áp tần số cao làm cho kích thước bộ biến đổi trở lên nhỏ gọn và đảm bảo khả năng cách ly làm việc an toàn cho hệ thống.

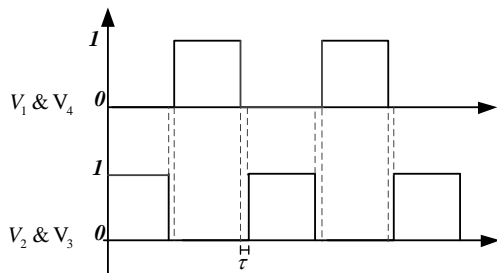
Trong bài báo này, tác giả trình bày mô hình thực nghiệm bộ nghịch lưu DC/AC/AC với khâu trung gian tần số cao. Những vấn đề về điều chế và chuyển mạch tác giả kế thừa các kết quả mà trong [1] đã trình bày. Thuật toán điều chế được thực hiện trên Kit vi xử lý tín hiệu số DSP TMS320F2812 của hãng Texas Instrument, thuật toán chuyển mạch được thực hiện trên CPLD EPM3064ALC44-10 của hãng Altera. Trong quá trình thực hiện thực nghiệm, một số thuật toán điều chế đã trình bày trong[1] đã được thay đổi để có thể cài đặt trên vi xử lý DSP TMS 320F2812.

2. Nguyên lý điều chế và thuật toán chuyển mạch



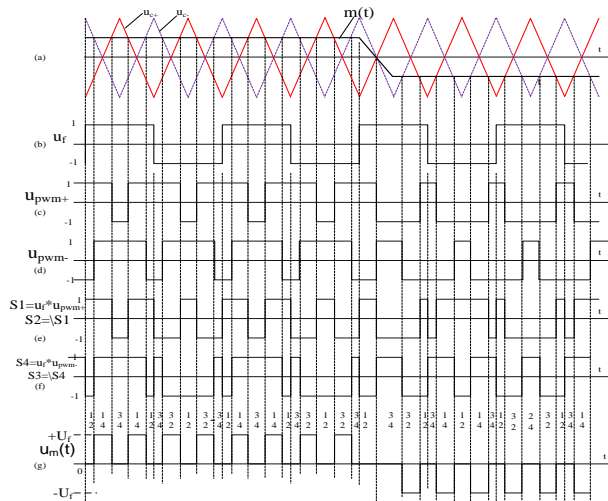
H. 1 Sơ đồ cấu trúc của hệ DC/AC/AC

Về mặt cấu trúc bộ biến đổi DC/AC/AC như H. 1, ta có thể thấy gồm ba khối chính: khối biến đổi DC/AC, khối máy biến áp xung và khối AC/AC. Khối DC/AC có nhiệm vụ biến đổi điện áp một chiều thành dạng điện áp xoay chiều kiểu xung chữ nhật. Các cặp van (V1,V4) và (V2,V3) được điều khiển đóng mở tần số f_s , duty cycle 50% như hình H. 2. Để tránh sự trùng dẫn hai van trên cùng một nhánh van thì cần phải có một thời gian trễ τ nhằm đảm bảo van đã khóa lại chắc chắn trước khi van kia mở ra. Thời gian trễ *deadtime* thêm vào tùy thuộc vào thông số kỹ thuật của van, đối với IGBT sử dụng trong mô hình thực nghiệm thì chọn *deadtime* khoảng $2\mu s$ là đảm bảo[8].



H. 2 Xung điều khiển các van phía sơ cấp biến áp

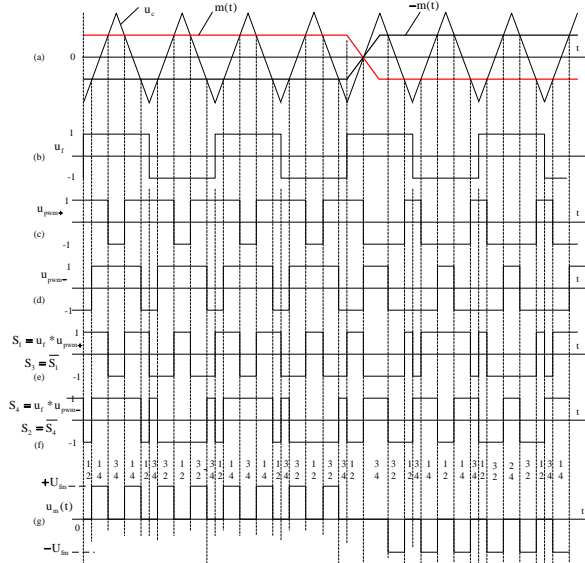
Như vậy khâu DC/AC tạo ra điện áp u_f tần số cao, điện áp này được đưa qua máy biến áp xung có biên độ $U_{fm} = nU_{DC}$ được khâu AC-AC chuyển đổi thành điện áp u_{ef} có thành phần hài cơ bản tần số 50Hz. Nguyên lý điều chế độ rộng xung cho khâu AC-AC lấy ý tưởng từ điều chế PWM đơn cực cho bộ nghịch lưu một pha thông thường đã trình bày kỹ trong [1]. Toàn bộ mẫu xung điều chế PWM được thể hiện như hình H. 3. Trong đó $m(t)$ là sóng điều chế, u_{c+} và u_{c-} là hai tín hiệu xung răng cưa.



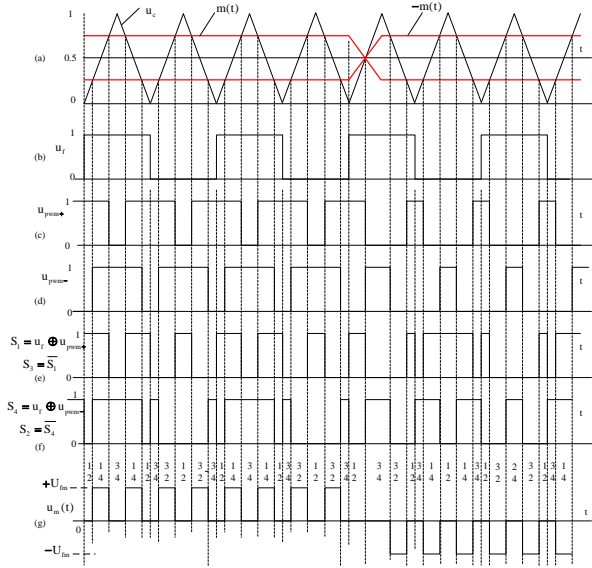
H. 3 Mẫu xung điều chế PWM cho matrix converter[1]

Nhìn vào hình H. 3, cần phải có 2 kênh phát xung răng cưa phải được phát đồng bộ với tín hiệu điều khiển các van phía sơ cấp máy biến áp. Như vậy cần phải có ba kênh phát đồng bộ với nhau, điều này

không thực hiện được với DSP TMS320F2812 vì DSP TMS320F2812 chỉ có hai kênh phát đồng bộ. Giải pháp thực hiện ở đây là chỉ sử dụng một tín hiệu xung răng cưa được phát đồng bộ với tín hiệu điều khiển các van $V_1 \div V_4$ phía sơ cấp biến áp. Hai tín hiệu sóng điều chế $m(t)$ và $-m(t)$ ngược pha nhau 180° , đầu ra so sánh giữa $m(t)$ và $-m(t)$ được tín hiệu u_{pwm+} và u_{pwm-} . Vì tín hiệu u_f có dạng xoay chiều biên độ ± 1 nên lấy tích $u_f * u_{pwm+}$ sẽ được xung mở van S_1 và lấy tích $u_f * u_{pwm-}$ sẽ được xung mở van S_4 . Tín hiệu điều khiển van S_3 là đảo của van S_1 , tín hiệu điều khiển van S_2 là đảo của van S_4 . Đối với khâu AC-AC thì có hai trạng thái không được phép là (S_1, S_3) cùng dẫn và cặp (S_4, S_2) cùng dẫn vì làm ngắn mạch hai đầu thứ cấp biến áp. Có 4 trạng thái được phép là (S_1, S_2) , (S_1, S_4) , (S_3, S_2) và (S_3, S_4) , trong đó 2 trạng thái (S_1, S_2) và (S_3, S_4) là hai trạng thái không tức là khi đó điện áp $u_{ef} = 0$, dòng điện i_L sẽ chảy qua (S_1, S_2) hoặc (S_3, S_4) mà không đi qua cuộn dây thứ cấp biến áp và không làm ngắn mạch biến áp. Toàn bộ mẫu xung khi sử dụng hai kênh đồng bộ được thể hiện như H. 4.

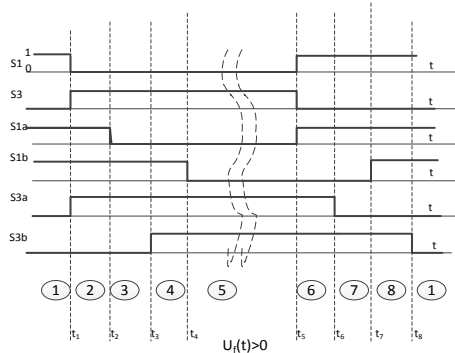


H. 4 Mẫu xung điều chế PWM với hai kênh phát đồng bộ
Việc xây dựng mẫu xung ở dạng giá trị ± 1 cho ta hiểu về ý nghĩa vật lý của các đại lượng điều khiển. Tuy nhiên để thuận lợi cho việc ứng dụng và cài đặt bộ điều khiển số dùng vi xử lý, cần quy các tín hiệu về dạng $0 \div 1$, khi đó các phép lấy tích $u_f * u_{pwm+}$ và $u_f * u_{pwm-}$ chuyển thành phép toán XNOR là $u_f \oplus u_{pwm+}$ và $u_f \oplus u_{pwm-}$, dạng xung các tín hiệu điều khiển được biểu diễn lại như hình H. 5.

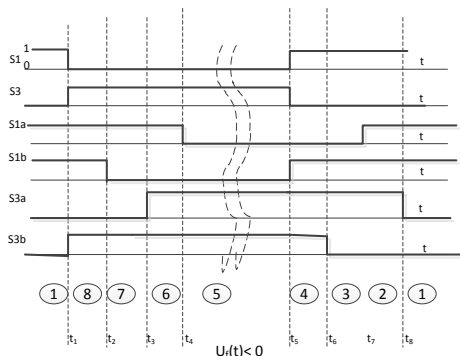


H. 5 Mẫu xung tín hiệu điều khiển quy về 0 ÷ 1

Vấn đề chuyển mạch cho các van của khâu AC/AC phía sơ cấp máy biến áp, bài báo kế thừa thuật toán chuyển mạch đã trình bày trong tài liệu[1]. Do điện áp đầu vào matrix converter là $u_i(t)$ được điều khiển bởi PWM nên có thể biết được chắc chắn lúc nào dương, âm. Vì vậy ở đây áp dụng điều khiển chuyển mạch theo điện áp mà không cần đến tín hiệu đo để xét dấu $u_i(t)$. Hình H. 6, H. 7 thể hiện quá trình chuyển mạch của van S1 và S3.



H. 6 Đồ thị thời gian thể hiện quá trình chuyển mạch giữa van hai chiều S1 và S3 khi $u_i(t) > 0$

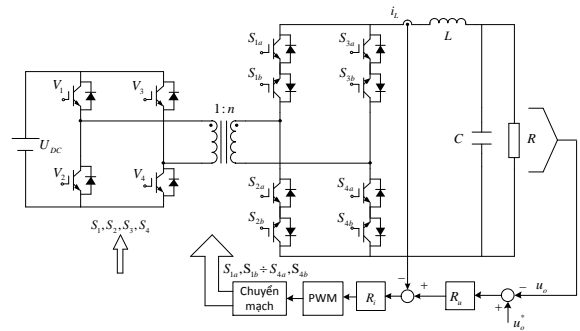


H. 7 Đồ thị thời gian thể hiện quá trình chuyển mạch giữa van hai chiều S1 và S3 khi $u_i(t) < 0$

3. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển bộ nghịch lưu DC-AC-AC

Cấu trúc điều khiển bộ nghịch lưu làm việc ở chế độ độc lập được cho như hình H. 8. Trên hình ta nhận thấy lượng đặt dòng điện i_L^* và lượng đặt điện áp u_o^* luôn thay đổi (đại lượng hình sin), nếu sử dụng bộ điều khiển PI thì sẽ luôn tồn tại sai lệch điều chỉnh. Giải pháp sử dụng bộ điều khiển cộng hưởng PR sẽ loại bỏ được nhược điểm đó, cho một đáp ứng động học tốt hơn. Bộ điều khiển cộng hưởng PR có dạng như (1):

$$G_{PR}(s) = K_P + K_I \frac{s}{s^2 + \omega_1^2} \quad (1)$$



H. 8 Cấu trúc điều khiển hai mạch vòng của bộ biến đổi với tải độc lập

Với K_P là hệ số khuếch đại, K_I là hệ số tích phân và ω_1 là tần số cộng hưởng. Tại tần số cộng hưởng, biên độ bộ điều khiển rất lớn, càng xa tần số cộng hưởng biên độ suy giảm rất nhanh do đó loại bỏ được các tín hiệu khác ngoài tần số cộng hưởng.

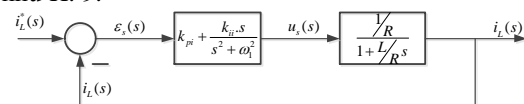
3.1. Tổng hợp vòng điều khiển dòng điện

$$\begin{cases} u_s = L \frac{di_L}{dt} + u_c \\ i_L = i_R + C \frac{du_c}{dt} \Rightarrow L \frac{di_L}{dt} = u_s - R i_R \\ u_c = R i_R \end{cases} \quad (2)$$

Bỏ qua ảnh hưởng của tụ C ta coi $i_L \approx i_R$ từ phương trình (2) ta có (3):

$$L \frac{di_L}{dt} = u_s - R i_L \Rightarrow G_i(s) = \frac{i_L}{u_s} = \frac{1/R}{1 + L/R s} \quad (3)$$

Từ (3) ta có cấu trúc vòng kín mạch vòng dòng điện như H. 9.



H. 9 Sơ đồ khối vòng kín mạch vòng dòng điện

Hàm truyền kín mạch vòng dòng điện:

$$G_{i-k}(s) = \frac{i_L(s)}{i_L^*(s)} = \frac{k_{pi}s^2 + k_{ii}s + k_{pi}\omega_1^2}{Ls^3 + (k_{pi} + R)s^2 + (k_{ii} + \omega_1 L)s + k_{pi}\omega_1^2 + \omega_1^2 R} \quad (4)$$

Biên độ:

$$|G_{i-k}(s)| = \frac{\sqrt{k_{pi}^2(\omega_1^2 - \omega^2)^2}}{\sqrt{[k_{ii} + L(\omega_1^2 - \omega^2)]^2 \omega^2 + (R + k_{pi})^2(\omega_1^2 - \omega^2)^2}} \quad (5)$$

Phương thức thiết kế bộ điều khiển cộng hưởng trên miền tần số, trên cơ sở lựa chọn băng thông (bandwidth) cho hàm truyền hệ thống kín. Lựa chọn băng thông bộ điều khiển $\omega_{ib} < \omega < \omega_{fb}$. Thông thường băng thông được lựa chọn trong khoảng 10 lần tần số cơ bản và 1/10 lần tần số phát xung, đảm bảo hệ thống có đáp ứng động học đủ nhanh và ổn định.

Tính hệ số khuếch đại k_{pi} của bộ điều khiển dòng điện

Cho $k_{ii}=0$, công thức (5) viết lại như sau:

$$|G_{i-k}(j\omega)| = \frac{k_{pi}}{\sqrt{(L\omega)^2 + (k_{pi} + R)^2}} \quad (6)$$

Nếu tần số ban đầu ω_{ib} được xác định thì k_{pi} được xác định như sau để có hệ số suy giảm biên độ là -3dB

hay $|G_{i-k}(j\omega_{ib})| = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Suy ra:

$$k_{pi} = R + \sqrt{(L\omega_{ib})^2 + 2R^2} \quad (7)$$

Tính hệ số k_{ii} của bộ điều khiển dòng điện

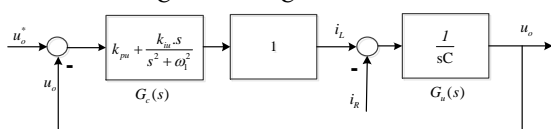
Đưa thành phần k_{ii} vào biểu thức biên độ (5) và tính lại:

$$k_{ii} = \frac{\omega_{fb}^2 - \omega_1^2}{\omega_{fb}} \left[\sqrt{(R + k_{pi})^2 + 2(L\omega_{fb})^2 - 2k_{pi}^2} + L\omega_{fb} \right] \quad (8)$$

3.2. Tổng hợp bộ điều khiển điện áp đầu ra

Đáp ứng của mạch vòng dòng điện nhanh hơn rất nhiều so với mạch vòng điện áp trên tụ lọc đầu ra, nên có khi hoạt động ổn định có thể coi hàm truyền kín của mạch vòng dòng điện bằng 1 khi tìm hàm truyền đối tượng của mạch vòng điện áp.

$$u_o = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{1}{C} \int (i_L - i_R) dt \quad (9)$$



H. 10 Sơ đồ cấu trúc điều khiển mạch vòng điện áp trên tụ. Để cho đơn giản có thể coi i_R là nhiễu tải trong khi thiết kế bộ điều chỉnh dòng điện. Hàm truyền kín của mạch vòng điện áp như (10)

$$G_{u-k}(s) = \frac{u_o}{u_o^*} = \frac{C(s).G(s)}{1 + C(s).G(s)} = \frac{k_{pu}s^2 + k_{iu}s + k_{pu}\omega_1^2}{Cs^3 + k_{pu}s^2 + (k_{iu} + \omega_1^2 C)s + k_{pu}\omega_1^2} \quad (10)$$

Tính biên độ:

$$|G_{u-k}(s)| = \frac{\sqrt{k_{iu}^2 \omega^2 + k_{pu}^2 (\omega_1^2 - \omega^2)^2}}{\sqrt{[k_{iu} + C(\omega_1^2 - \omega^2)]^2 + k_{pu}^2 (\omega_1^2 - \omega^2)^2}} \quad (11)$$

Làm tương tự như mục thiết kế bộ điều khiển dòng điện để tính các hệ số cho bộ điều khiển.

Tính hệ số khuếch đại của bộ điều khiển điện áp

Cho $k_{ii} = 0$, phương trình (11) được viết lại:

$$|G_{u-k}(s)| = \frac{k_{pu}}{\sqrt{C^2 \omega^2 + k_{pu}^2}} \quad (12)$$

Nếu tần số ban đầu ω_{ib} được xác định thì k_{pu} được xác định như sau để có hệ số suy giảm biên độ là -3dB

hay $|G_{u-k}(j\omega_{ib})| = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Từ đó ta tính được k_{pu} theo (13).

$$k_{pu} = \sqrt{C^2 \omega_{ib}^2} = C \omega_{ib} \quad (13)$$

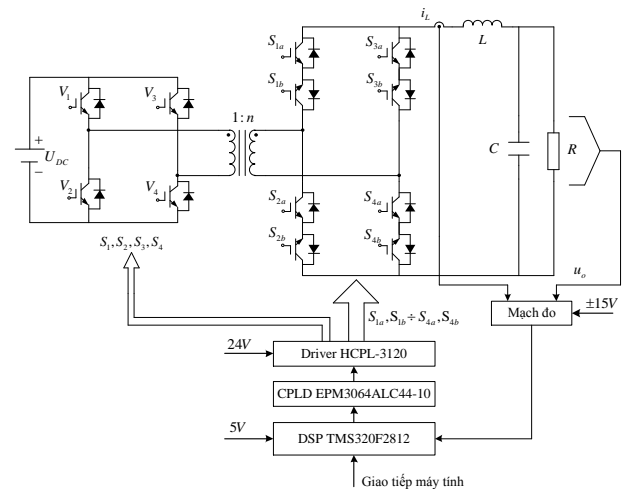
Tính hệ số k_{ii} của bộ điều khiển dòng điện

Giải phương trình (11) với ẩn k_{ii} với k_{pu} đã biết để hệ số suy giảm biên độ là -3dB, ta được:

$$k_{ii} = \frac{\omega_{fb}^2 - \omega_1^2}{\omega_{fb}} \cdot (\sqrt{2C^2 \omega_{fb}^2 - k_p^2} + C \omega_{fb}) \quad (14)$$

4. Kết quả thực nghiệm

Sơ đồ các module phần cứng của mô hình thực nghiệm được cho như hình H. 11 [7].



H. 11 Sơ đồ cấu trúc phần cứng mô hình thực nghiệm

Các thành phần chính gồm có:

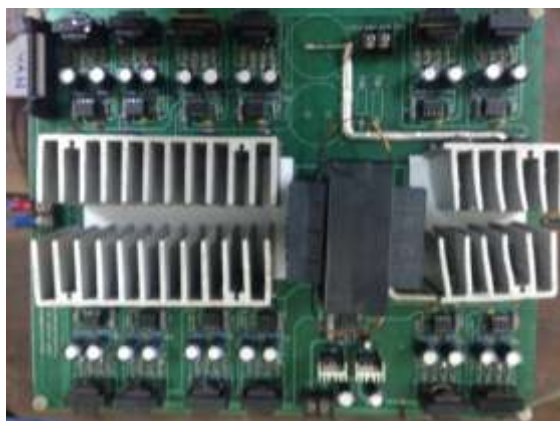
- Module mạch lực gồm 12 van bán dẫn IGBT FGA25N120ANTD là loại 1200V/25A (H. 13)
- Biến áp tần số cao (H. 13)
- Driver cho IGBT loại HCPL-3120 được để trên cùng board với mạch van (H. 13)
- CPLD EPM3064ALC44-10 của hãng Altera đảm nhận thuật toán chuyển mạch bốn bước có sơ đồ gán chân như hình H. 12 và mạch thực như H. 14
- Kit vi xử lý tín hiệu số dùng chip DSP TMS320F2812 của hãng Texas Instrument có nhiệm vụ xử lý tín hiệu đo ADC, thực hiện điều chế PWM (H. 15)
- Mạch đo lường có nhiệm vụ đo dòng điện qua cuộn cảm và điện áp đầu ra bộ biến đổi, chuẩn hóa tín hiệu đo để đưa vào vi xử lý (H. 16).

Thông số dải đo dòng điện, điện áp mạch đo:

Dải đo AC	-400 VAC ÷ 400 VAC
Dải đo dòng điện	-10A ÷ 10A
Nguồn cấp	±15VDC
Điện áp ra các kênh đưa vào ADC của vi điều khiển	0÷3 V



H. 12 Sơ đồ chân CPLD sau khi gán chân



H. 13 Mạch van tích hợp mạch Driver on Board



H. 14 Mạch CPLD EPM3064ALU44-10



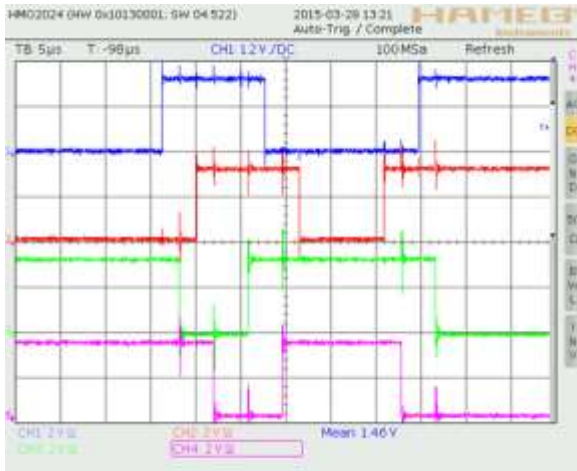
H. 15 Kit DSP TMS320F2812



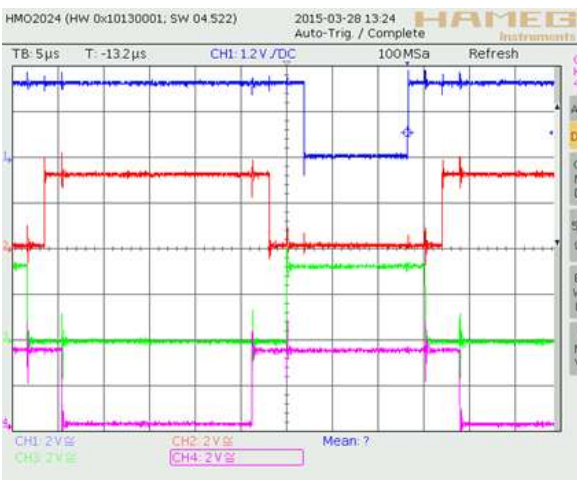
H. 16 Mạch đo lường

Thông số thực nghiệm:	
Điện áp một chiều đầu vào	$U_{DC} = 30V$
Tải điện trở	$R = 10 \text{ Ohm}$
Lọc thông thấp đầu ra	$L = 0.7mH, C = 10\mu F$
Tỉ số biến áp cao tần	1:1
Tần số đóng cắt phía phía sơ cấp máy biến áp	5kHz
Thông số bộ điều khiển	
Hệ số K_{pu}	0,1
Hệ số K_{iu}	10
Hệ số K_{pi}	5
Hệ số K_{ii}	400

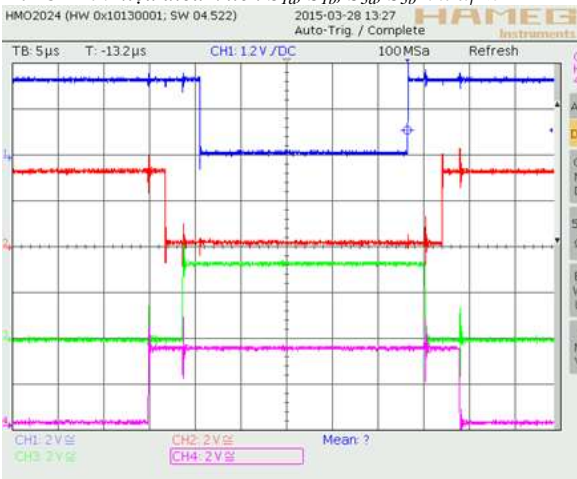
Sau khi tiến hành thực nghiệm và đo đạc các thông số, các kết quả thực nghiệm được cho như hình H. 17 ÷ H. 22. Kết quả tín hiệu mở van ở các hình H. 17, H. 18, H. 19 cho thấy lập trình chuyển mạch bốn bước trên CPLD là đúng với phân tích lý thuyết. Dạng điện áp đầu ra bộ biến đổi ở hình H. 17 có dạng điều chế đơn cực. Điện áp đầu ra sau lọc và dòng điện qua cuộn cảm cho trên hình H. 21, H. 22 có dạng sin.



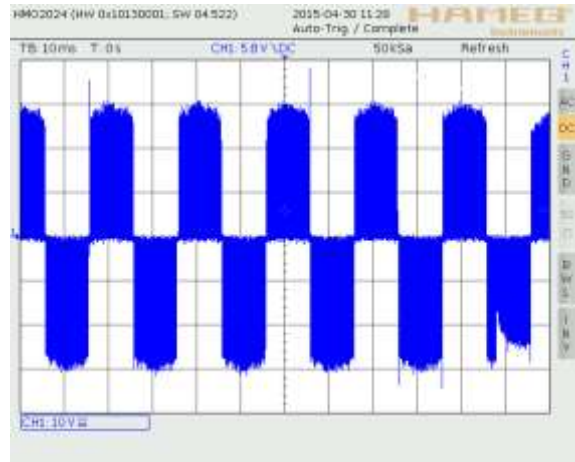
H. 17 Tín hiệu điều khiển S_{1a} , S_{1b} , S_{3a} , S_{3b} khi $u_f > 0$



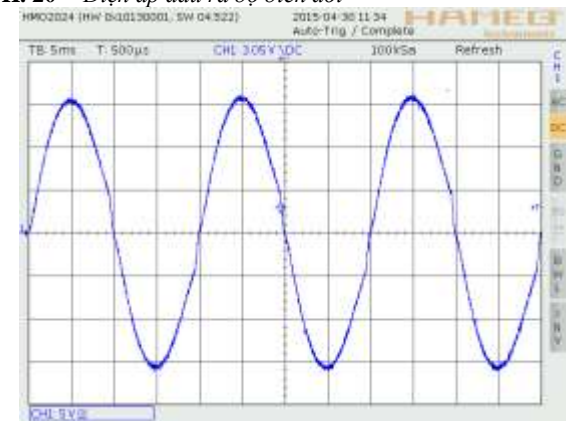
H. 18 Tín hiệu điều khiển S_{1a} , S_{1b} , S_{3a} , S_{3b} khi $u_f < 0$



H. 19 Tín hiệu điều khiển S_{2a} , S_{2b} , S_{4a} , S_{4b} khi $u_f > 0$



H. 20 Điện áp đầu ra bộ biến đổi



H. 21 Điện áp ra bộ biến đổi sau lọc



H. 22 Dòng điện qua cuộn cảm

5. Kết luận

Bài báo trình bày kết quả thực nghiệm bộ nghịch lưu DC-AC-AC. Việc sử dụng phương pháp điều chế và phương án chuyển mạch theo kiểu matrix converter đã đảm bảo khả năng tạo ra dòng phía xoay chiều có dạng sin, công suất có thể trao đổi hai chiều giữa phía AC và DC, đảm bảo khả năng cách ly an toàn. Mạch logic có thể được thiết kế trên thiết bị CPLD EPM3064ALU44-10 đã nói lên khả năng ứng dụng thực tế của phương án điều khiển này. Việc ứng dụng bộ biến đổi DC-AC-AC trong hệ thống nghịch lưu cho kết quả tốt đã chứng minh tính đúng đắn của phương pháp điều chế này. Tuy nhiên, hệ thống thực nghiệm mới chỉ kiểm nghiệm được thuật toán chuyên

mạch và phương pháp điều chế của bộ biến đổi ở chế độ nghịch lưu độc lập. Cần có những nghiên cứu tiếp theo để kiểm chứng thuật toán chuyển mạch và phương pháp điều chế này khi bộ biến đổi làm việc ở chế độ nối lưới.

Ghi nhận: Tác giả gửi lời cảm ơn Viện Kỹ thuật Điều khiển tự động hóa- Trường Đại học Bách khoa Hà Nội đã tạo điều kiện cho tác giả có địa điểm nghiên cứu triển khai thực nghiệm khi thực hiện bài báo này.

Tài liệu tham khảo

- [1] Bùi Văn Huy⁽¹⁾, Nguyễn Văn Liễn⁽²⁾, Trần Trọng Minh⁽²⁾, Vũ Hoàng Phương, *Bộ biến đổi DC-AC-AC qua khâu trung gian tần số cao có khả năng trao đổi công suất hai chiều*, Hội nghị toàn quốc lần thứ 7 về Cơ Điện tử - VCM-2014, (trang 136 -142)
- [2] Songquan Deng, Hong Mao, Joy Mazumdar, Issa Batarseh and Kazi Khairul Islam; *A New Control Scheme for High-frequency Link Inverter Design*; Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE.
- [3] E.Koutroulis, J.Chatzakis, K.Kalaitzakis and N.C.Voulgaris; *A bidirectional, sinusoidal, high-frequency inverter Design*; IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 148, No. 4, July 2001.
- [4] EhsanRezapour, Md. Tavakoli Bina, Amin Hajizadeh, *Reactive Power Controller Design for Single- Phase Grid- Connected Photovoltaic Systems*, International Journal of Emerging Science and Engineering (IJESE) ISSN: 2319–6378, Volume-2, Issue-5, March 2014
- [5] J. Bensiin', J. Bordonad, A. Gilabert2, G. Velasco3, *"Synthesis and modulation of a single phase dc/ac converter with high-frequency isolation in photovoltaic energy applications"* - Power Electronics Specialist, PESC. 2003 IEEE 34th Annual Conference on
- [6] Z. Idris, M. K. Hamzah, and M. F. Saidon, *"Implementation of singlephase matrix converter as a direct ac-ac converter with commutation strategies,"* in Conf.Rec. IEEE PESC 2006, pp. 2240–2246.
- [7] Trần Đình Thoại, *"Nghiên cứu thiết kế bộ biến đổi DC/AC/AC với khâu trung gian tần số cao có khả năng trao đổi công suất hai chiều"*, Đồ án tốt nghiệp Kỹ sư ngành Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa, 2015.
- [8] 2006 Fairchild Semiconductor Corporation, *"FGA25N120ANTD 1200 V, 25 A NPT Trench IGBT"* Data sheet www.fairchildsemi.com



Bùi Văn Huy Sinh năm 1982. Anh tốt nghiệp Đại học Bách khoa HN năm 2005, thạc sĩ điều khiển và tự động hóa 2008. Hiện nay anh là giảng viên Trường Đại Học Thành Đô và đang là nghiên cứu sinh tại Bộ môn Tự Động

Hóa CN, Viện Điện, Trường Đại Học Bách Khoa Hà Nội. Lĩnh vực và hướng nghiên cứu là Nghiên cứu điều khiển bộ biến đổi điện tử công suất trong các nguồn điện phân tán, điều khiển hệ thống năng lượng tái tạo.

Nguyễn Văn Liễn sinh năm 1949, tại Việt Nam.



Công tác tại bộ môn Tự động hóa công nghiệp, Viện điện, Trường Đại Học Bách Khoa Hà Nội. Ông nhận bằng tiến sỹ năm 1986 tại Đại học Slovaque, chuyên ngành Điện tử công suất và truyền động điện.

Hướng nghiên cứu hiện nay là Điều khiển truyền động điện và Điều khiển điện tử công suất.

Trần Trọng Minh, sinh năm 1960, tại Việt Nam.



Hiện Công tác tại bộ môn Tự động hóa công nghiệp, Viện Điện, Trường Đại Học Bách Khoa Hà Nội. Ông nhận bằng Tiến sỹ ngành Tự động hóa năm 2008 tại Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội. Lĩnh vực nghiên cứu: Mô hình hóa và điều khiển các bộ biến đổi bán dẫn

công suất. Nghiên cứu các cấu trúc bộ biến đổi bán dẫn đáp ứng công suất lớn. Phát triển các ứng dụng của điện tử công suất trong điều khiển hệ thống điện, điều khiển hệ thống năng lượng tái tạo. Nghiên cứu các ứng dụng của điện tử công suất trong các dây chuyền, thiết bị công nghệ.

Vũ Hoàng Phương sinh năm 1983, tại Việt Nam.



Nhận bằng kỹ sư năm 2006, Thạc sỹ năm 2008 chuyên ngành Tự động hóa XNCN – khoa Điện - ĐHBKHN. Bảo vệ Tiến sỹ ngành Thiết bị và hệ thống điều khiển tự động – ĐHBKHN năm 2014. Hiện nay đang công tác tại bộ môn TĐH

công nghiệp ĐHBKHN. Lĩnh vực nghiên cứu: điều khiển điện tử công suất, ứng dụng điện tử công suất trong lưới điện thông minh,..

Trần Đình Thoại sinh năm 1992, tốt nghiệp ĐH Bách

Khoa Hà Nội ngành Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa vào tháng 6/2015. Từ tháng 9/2013 đến nay, học tập và nghiên cứu tại Viện Kỹ thuật Điều khiển & Tự động hóa (ICEA-HUST). Các lĩnh vực nghiên cứu: Điều khiển điện tử công suất, Điều khiển truyền động điện.