

NGHIÊN CỨU, THIẾT KẾ VÀ ĐIỀU KHIỂN BỘ NGHỊCH LƯU MỘT PHA CÓ KHÂU TRUNG GIAN TẦN SỐ CAO

RESEARCH, DESIGN AND CONTROL THE INVERTER SINGLE PHASE INTERMEDIATE FREQUENCY HIGH FREQUENCY

Ngô Văn Hoàn^{1,*}, Dương Xuân Long¹,
Kiều Hiền Lương¹, Bùi Văn Huy²

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày kết quả của quá trình nghiên cứu, chế tạo bộ nghịch lưu một pha có khâu trung gian tần số cao. Bộ biến đổi này khắc phục được các nhược điểm của các bộ nghịch lưu truyền thống. Việc sử dụng biến áp tần số cao giúp cho quá trình cách ly giữa các khâu tốt hơn, và có thể tùy biến được tần số đầu ra thông qua việc điều khiển bằng các xung đầu vào. Với việc sử dụng phương pháp biến đổi ma trận và điều khiển cộng hưởng giúp cho hiệu suất được cải thiện.

Từ khóa: Biến tần ma trận một pha, bộ nghịch lưu tần số cao, biến tần ma trận.

ABSTRACT

This paper presents the results of the research process, manufacturing a single-phase inverter with intermediate frequency high-frequency. This converter overcomes the disadvantages of traditional inverters. The use of high frequency transformers makes the isolation process between stages better, and can be customized to output frequency through control with input pulses. Using the matrix converter method, and resonance control helps improve performance

Keywords: Single-phase matrix inverter, high frequency inverter, matrix inverter.

¹Lớp TĐH 2 - K10, Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

²Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

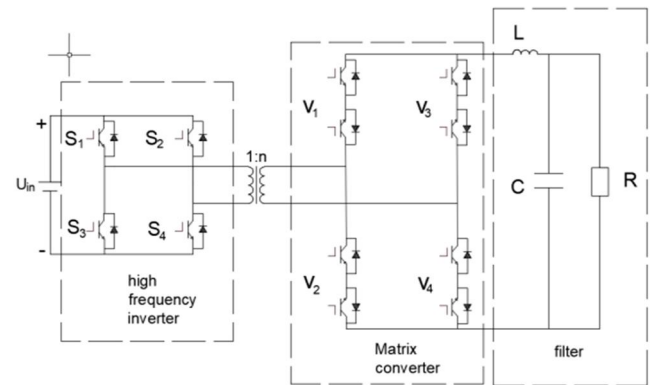
*Email: ngohoan1997.hai@gmail.com

1. MỞ ĐẦU

Ngày nay với sự phát triển nhanh chóng của kỹ thuật bán dẫn công suất lớn, các thiết bị biến đổi điện năng dùng các linh kiện bán dẫn công suất đã được sử dụng nhiều trong công nghiệp và đời sống nhằm đáp ứng các nhu cầu ngày càng cao của xã hội. Trong thực tế sử dụng điện năng ta cần thay đổi tần số của nguồn cung cấp, các bộ biến tần được sử dụng rộng rãi trong truyền động điện, trong các thiết bị đốt nóng bằng cảm ứng, trong thiết bị chiếu sáng... Bộ nghịch lưu là bộ biến tần gián tiếp biến đổi một chiều thành xoay chiều có ứng dụng rất lớn trong thực tế như trong các hệ truyền động máy bay, tàu thủy, xe lửa...

2. GIỚI THIỆU

Cấu trúc mạch lọc của bộ biến đổi DC-AC-AC.



Hình 1. Sơ đồ bộ biến đổi DC-AC-AC dùng Matrix converter

Bộ chuyển đổi DC-AC-AC dùng bộ biến đổi matrix converter gồm ba phần: phần DC-AC tần số cao; phần AC-AC và phần mạch lọc LC tạo điện áp hình sin. Cấu hình của bộ chuyển đổi được thể hiện như hình 1.

- Bên phía sơ cấp của biến áp xung (hay phần DC-AC của bộ biến đổi): Điện áp một chiều U_{in} từ nguồn đầu vào sẽ được điều khiển đi qua mạch 4 van IGBT. Các van IGBT được mắc theo mạch cầu H và được điều khiển đóng ngắt tuần tự. Điện áp U_{in} sẽ được mạch cầu H băm thành dạng xung chữ nhật đối xứng biên độ $\pm U_{in}$, tần số cao.

- Biến áp được sử dụng là biến áp xung tần số cao, có tác dụng cách ly điện áp phần sơ cấp và phần thứ cấp của bộ biến đổi. Điện áp ra từ biến áp cao tần cũng vẫn có dạng xung chữ nhật.

- Bên phía thứ cấp của biến áp xung (hay phần AC-AC của bộ biến đổi) gồm 4 mạch van bán dẫn 2 chiều, mỗi mạch van gồm 2 van IGBT được thiết kế như trong phần 1.3. Phần AC-AC có tác dụng biến đổi điện áp ra từ biến áp cao tần thành điện áp xoay chiều có tần số cơ bản ở đầu ra.

- Bộ lọc thông thấp LC làm nhiệm vụ loại bỏ những thành phần sóng hài bậc cao, có tác dụng cải thiện dạng sóng của dòng điện

3. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN CHUYỂN MẠCH

3.1. Phương pháp điều khiển chuyển mạch cho phần AC-AC

Chuyển mạch là quá trình chuyển dòng điện từ một van đang dẫn bị khóa lại sang một van khác vừa mở ra. Chuyển

mạch trong sơ đồ MC có những yêu cầu khác biệt so với sơ đồ biến tần có khâu trung gian một chiều. Hình 2 thể hiện chuyển mạch trong sơ đồ nghịch lưu thường. Giữa các tín hiệu mở S_1 và S_2 có một thời gian chết là τ để tránh dòng đâm xuyên giữa S_1 và S_2 , khi đó không có van nào dẫn. Giả sử dòng chạy qua van S_1 , có tín hiệu khóa S_1 . Do tải có tính cảm dòng tải vẫn duy trì theo chiều cũ và chạy qua diốt D_2 . Như vậy, nhờ có hệ thống diốt ngược dòng tải không bị ngắt đột ngột nên không gây nên quá điện áp. Ngoài ra song song với các van S_1 và S_2 còn có các mạch RC trợ giúp cho quá trình chuyển mạch.

Ta nhận thấy đối với nghịch lưu thông thường phải có một mạch clamp hoặc một mạch snubber bảo vệ đẩy song song với 1 cell chuyển mạch hoặc đấu với đầu ra để đảm bảo sự liên tục của dòng tải. Phương pháp này không tốt vì năng lượng thất thoát trong mỗi lần chuyển mạch lớn, việc thiết kế mạch snubber trở nên phức tạp, mạch clamp cũng cần 1 tụ lớn đồng thời làm tăng số lượng các van bán dẫn trong Matrix Converter như vậy sẽ làm giảm ưu thế của Matrix Converter, khi được coi là một giải pháp "all silicon" cho các bộ biến tần.

Một điều quan trọng là quá trình chuyển mạch cần đảm bảo không có 2 khóa 2 chiều cùng được đóng tại một thời điểm, bởi vì nó sẽ dẫn đến ngắn mạch 2 dây vào của Matrix Converter, sinh ra dòng điện lớn phá hủy mạch. Thêm vào đó phải đảm bảo khóa 2 chiều cho mỗi pha đầu vào không được mở cùng lúc bởi vì điều này sẽ làm mất đường dẫn của dòng tải cảm kháng và sẽ gây ra quá áp rất lớn, gây hư hỏng mạch. Hai điều này gây ra những khó khăn, bởi vì các van bán dẫn k thể đóng mở ngay lập tức thời do sự trễ khi truyền tín hiệu và thời gian đóng cắt hạn chế. Vấn đề này đã được dẫn ra, như là một vấn đề kim hãm khả năng phát triển thương mại của Matrix Converter.

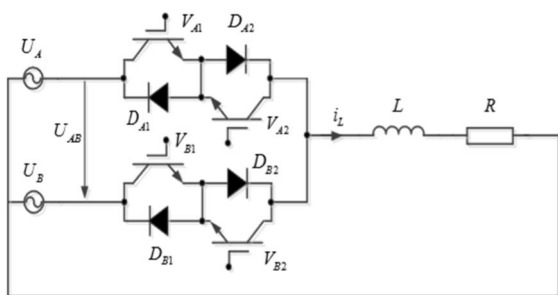
3.2. Các kĩ thuật chuyển mạch trong MC

3.2.1. Chuyển mạch bốn bước

Chuyển mạch bốn bước là phương pháp hiệu quả tuân thủ hai quy tắc nêu ra trên đây. Chuyển mạch 4 bước có thể là chuyển mạch theo chiều dòng điện và chuyển mạch theo chiều điện áp.

3.2.2. Chuyển mạch bốn bước theo chiều dòng điện

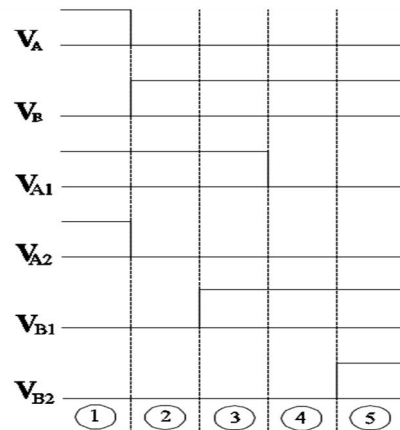
Nguyên lý chuyển mạch được làm rõ qua việc xét trường hợp chuyển mạch giữa hai pha A và B theo sơ đồ trên hình 2.



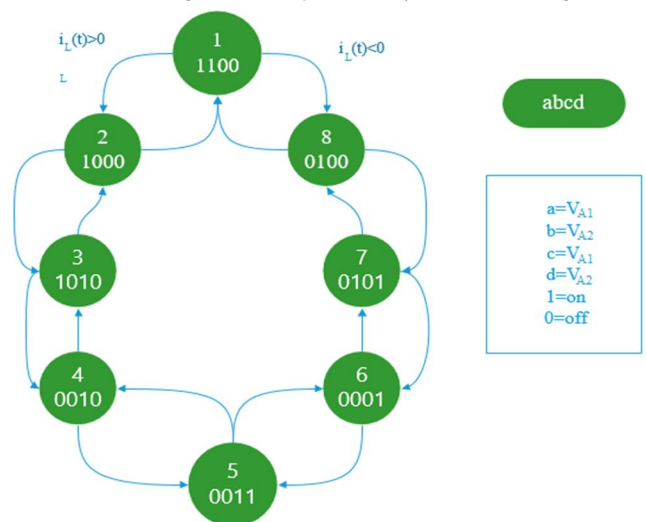
Hình 2. Mô tả quá trình chuyển mạch theo dòng điện

Giả sử pha A đang dẫn, pha B đang khóa và dòng tải có chiều như hình vẽ. Dòng đang dẫn bởi van V_{A1} , diode D_{A2} (nét đậm). Quy ước đó là chiều dương ($i_L > 0$). Khi có lệnh chuyển mạch sang pha B dòng sẽ phải chuyển sang van V_{B1} , diode D_{B2} . Quá trình chuyển mạch diễn ra qua bốn bước, được mô tả qua đồ thị như trên hình 3. Các bước tiến hành tuần tự như sau:

- Bước 1: Ngắt tín hiệu điều khiển tới van không dẫn SA2 ngay khi có yêu cầu chuyển mạch để tránh đường ngắn mạch pha từ B sang A.
- Bước 2: Điều khiển mở van SB1. Do các diốt DA1 và DB1 nên đầu vào không bị ngắn mạch.
- Bước 3: Ngắt tín hiệu điều khiển van SA1. Dòng tải sẽ chuyển từ pha A sang pha B (từ van SA1 sang SB1) theo chiều dòng điện tại bước 2 nếu $U_B > U_A$ hoặc ở bước 3 nếu $U_B < U_A$ mà không có hiện tượng hở mạch tải.
- Bước 4: Cho tín hiệu điều khiển mở van SB2 chuẩn bị cho tính chất dẫn hai chiều của pha B, kết thúc chuyển mạch.



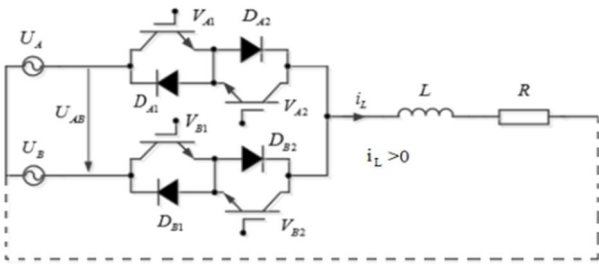
Hình 3. Đồ thị thời gian thể hiện quá trình chuyển mạch theo dòng điện



Hình 4. Trạng thái logic của quá trình chuyển mạch theo dòng điện

Trường hợp dòng tải có chiều ngược lại suy luận hoàn toàn tương tự. Thời gian t_q tương đương với thời gian khóa của một IGBT, cỡ $1 \div 2 \mu S$. Trạng thái logic của quá trình chuyển mạch này.

3.2.3. Chuyển mạch bốn bước theo chiều điện áp



Hình 5. Sơ đồ mô tả quá trình chuyển mạch theo điện áp

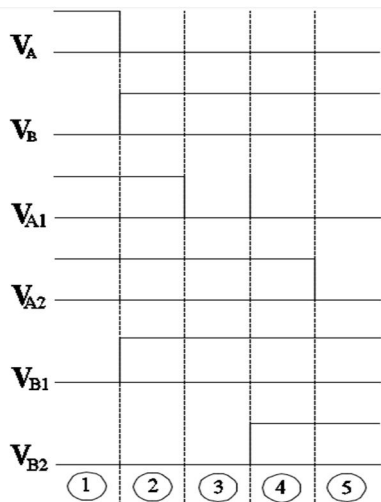
Trước tiên chuyển mạch theo chiều điện áp là quá trình chuyển mạch cũng diễn ra an toàn đối với tất cả các giá trị dòng điện mà không cần đo và xét dấu dòng. Giả sử pha A đang dẫn, pha B đang khóa và quy ước chiều dương của dòng I_L , và điện áp $U_{AB} > 0$ như hình vẽ (tức là pha A đang dương hơn pha B). Quá trình chuyển mạch diễn ra qua bốn bước, được mô tả qua đồ thị như trên. Các bước tiến hành tuần tự như sau:

✓ Bước 1: Bắt đầu từ t_1 tín hiệu từ khâu điều chế yêu cầu chuyển từ pha A sang pha B. Vì điện áp U_{AB} đang dương nhưng không thể biết dòng điện đang chạy theo chiều nào nên ta mở van V_{B1} (bước đầu không thể mở V_{B2} vì sẽ gây ra ngắn mạch pha A và pha, cũng không thể mở V_{A1}, V_{A2} vì sẽ gây ra hở mạch). Nếu $I_L > 0$ thì V_{A1}, D_{A2} đang dẫn nên sẽ vẫn tiếp tục dẫn không có chuyện gì xảy ra, V_{B1} chuẩn bị dẫn dòng. Nếu $I_L < 0$ thì V_{A2}, D_{A1} đang dẫn thì van V_{B1} không thể dẫn dòng vì có diode chặn lại.

✓ Bước 2: Điều khiển ngắt van V_{A1} . Nếu trước đó V_{A1} đang dẫn nó sẽ bị khóa cưỡng bức và dòng phải chuyển sang van V_{B1} . Nếu V_{A1} không dẫn mà là van V_{A2} dẫn ($I_L < 0$) thì van V_{A2} tiếp tục dẫn.

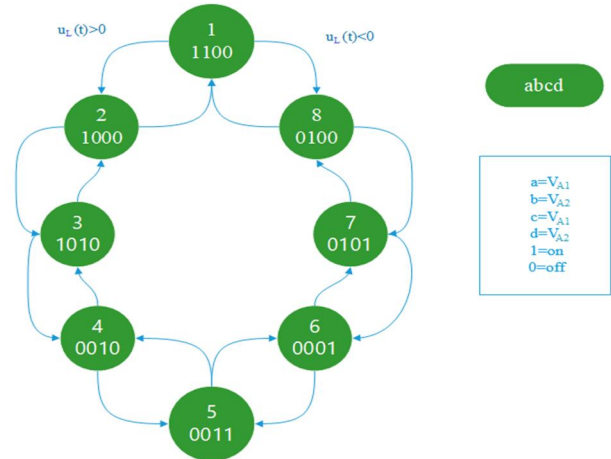
✓ Bước 3: Điều kiện mở van V_{B1} . Nếu $I_L > 0$ thì trước đó V_{B1} đã dẫn dòng và sẽ không có chuyện gì xảy ra. Nếu $I_L < 0$ thì van V_{A2} đang dẫn dòng tự động chuyển sang van V_{B2} vì điện áp U_{AB} sẽ khóa diode D_{A1} lại.

✓ Bước 4: Điều khiển ngắt van V_{A2} lại hoàn tất quá trình chuyển mạch.



Hình 6. Đồ thị thời gian mô tả quá trình chuyển mạch theo điện áp

Trường hợp $U_{AB} < 0$ (tức là pha b dương hơn pha A) suy luận hoàn toàn tương tự ta có trạng thái chuyển mạch (hình 7).



Hình 7. Trạng thái logic của quá trình chuyển mạch theo điện áp

4. THIẾT KẾ BỘ CỘNG HƯỞNG

4.1. Thiết kế bộ điều khiển cộng hưởng cho dòng i_s vòng trong

Ta có các phương trình mô tả bộ biến đổi:

$$L \frac{di_s}{dt} = u_s - u_c \tag{1}$$

$$i_s = i_c + i_R = C \frac{du_c}{dt} + i_R \tag{2}$$

$$u_c = R * i_R \tag{3}$$

Thay (3) vào (1) ta có:

$$L \frac{di_s}{dt} = u_s - R * i_R \tag{4}$$

$$\text{Từ (2) ta được: } i_R = i_s - i_c \tag{5}$$

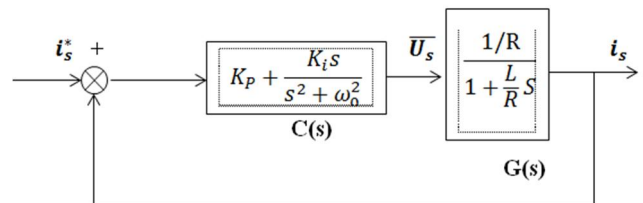
Theo (5) nếu bỏ sự ảnh hưởng của tụ C lên dòng i_s thì $i_R \approx i_s$

$$\text{Thay } i_R \approx i_s \text{ vào (4) ta được: } L \frac{di_s}{dt} = u_s - R * i_s \tag{6}$$

$$\text{Hay } \frac{i_s}{u_s} = \frac{1}{R + Ls} \tag{7}$$

Ta sẽ điều khiển dòng i_s thông qua việc điều khiển điện áp ra u_s của mạch nghịch lưu.

Ở đây ta sử dụng bộ điều chỉnh dòng cộng hưởng PR có cấu trúc như hình 8.



Hình 8. Cấu trúc bộ điều khiển cộng hưởng cho dòng i_s

Trong đó:

Sóng hài bậc $h = 1 \Rightarrow$ Cộng hưởng tại tần số cơ bản
 $C(s)$ là hàm truyền bộ điều chỉnh dòng PR

$G(s)$ là hàm truyền của đối tượng bộ điều chỉnh dòng điện

i_s^* là giá trị đặt của dòng tải

i_s là giá trị thực tế đầu ra của dòng tải

ω_0 là tần số cơ bản của i_s^*

R, L là điện trở, điện cảm nối tiếp tương ứng của tải

K_p, K_i là các hệ số cần tính

Ta có hàm truyền vòng kín của mô hình:

$$T_{PR}(s) = \frac{i_s}{i_s^*} = \frac{C(s) * G(s)}{1 + C(s) * G(s)} = \frac{K_p s^2 + K_i s + K_p \omega_0^2}{L s^3 + (R + K_p) s^2 + (K_i + \omega_0^2 L) s + K_p \omega_0^2 + \omega_0^2 R} \quad (8)$$

Thay $s = j\omega$ vào và ta tính được

$$|T_{PR}(j\omega)| = \frac{\sqrt{K_i^2 \omega^2 + K_p^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}}{\sqrt{[K_i + L(\omega_0^2 - \omega^2)]^2 + (R + K_p)^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}} \quad (9)$$

4.1.1. Tính hệ số khuếch đại K_p của bộ điều khiển cộng hưởng cho dòng i_s

Cho $K_i = 0$ biểu thức (9) được viết lại như sau:

$$|T_{PR}(j\omega)| = \frac{\sqrt{K_p^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}}{\sqrt{L(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (R + K_p)^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}} \quad (10)$$

Nếu tần số góc ban đầu ω_{ib} được xác định thì K_p được xác định như sau để có hệ số suy giảm -3db hay $|T_{PR}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Thay vào (10) và giải phương trình ta được

$$K_p = R + \sqrt{2R^2 + (L\omega_{ib})^2} \quad (11)$$

(ω_{ib} là tần số góc ban đầu)

4.1.2. Tính hệ số K_i của bộ điều khiển cộng hưởng dòng i_s

Xét cả khâu phân tích. Tính K_i

Giải phương trình (9) với ẩn K_i , trong khi K_p đã biết ta được:

$$K_i = \frac{\omega_{fb}^2 - \omega_0^2}{\omega_{fb}} \cdot \left(\sqrt{(R - K_p)^2 + 2(L\omega_{fb})^2} - 2K_p^2 - L\omega_{fb} \right) \quad (12)$$

Ta nhận thấy trong điều kiện độ dự trữ pha và tần số cắt f_c được giữ không đổi khi thay đổi hệ số K_i thì nếu K_i được tăng lên đỉnh cộng hưởng trở lên thấp hơn (nhạy cảm với nhiễu và tần số không mong muốn nhiều hơn), nhưng cho đáp ứng quá độ của các tần số ω_1 trở lên nhanh hơn. Ngược lại K_i càng thấp thì đỉnh cộng hưởng trở lên cao hơn và thời gian xác lập dài hơn.

Để đảm bảo sự ổn định thì tất cả bộ điều khiển cộng hưởng nên được điều chỉnh ở tần số cộng hưởng thấp hơn tần số cắt ω_c . Ảnh hưởng của K_i đối với sự ổn định thường là không đáng kể, do sự ảnh hưởng nhỏ của nó trên toàn bộ đáp ứng tần số.

Sự ổn định của hệ thống chủ yếu do K_p . Nó được điều chỉnh để cung cấp một sự cân bằng thích hợp giữa các quá trình quá độ, tần số cộng hưởng tối đa.

Tóm lại bộ điều khiển cộng hưởng PR được thiết kế trên miền tần số, trên cơ sở lựa chọn bằng thông cho hàm truyền hệ kín.

Thay số với:

$$L = 5(mH), R = 15(\Omega),$$

$$\omega_0 = 100\pi(rad),$$

$$\omega_{ib} = 2 * 950\pi(rad),$$

$$\omega_{fb} = 2 * 1050\pi(rad)$$

Tính toán trên Matlab:

$$K_p = 51,61; K_i = 1,8874e + 0,4$$

4.2. Thiết kế bộ điều khiển cộng hưởng cho điện áp trên tụ u_c vòng ngoài

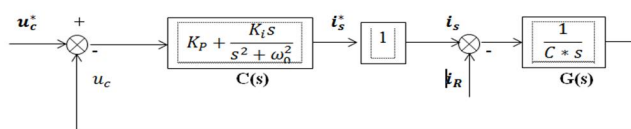
Ta giả sử bộ điều khiển dòng điện đã hoạt động ổn định => hàm truyền vòng kín của bộ điều khiển dòng điện bằng 1.

Ta có:

$$u_c = \frac{1}{jC\omega} i_c = \frac{1}{jC\omega} (i_s - i_R) \quad (13)$$

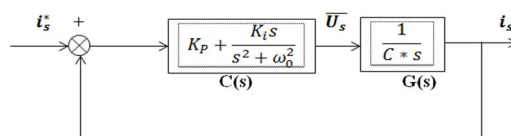
Hay:

$$u_c = \frac{1}{Cs} (i_s - i_R) \quad (14)$$



Hình 9. Cấu trúc bộ điều khiển cộng hưởng cho điện áp trên tụ u_c

Coi i_R là nhiễu, cấu trúc bộ điều khiển cộng hưởng áp u_c trở thành:



Hình 10. Cấu trúc bộ điều khiển cộng hưởng cho điện áp trên tụ u_c rút gọn

Trong đó:

$C_1(s)$ là hàm truyền đặt bộ điều chỉnh áp PR

$G_1(s)$ là hàm truyền đặt của vòng kín bộ điều khiển dòng và tải

u_c^* là giá trị của điện áp trên tụ điện

u_c là giá trị thực của điện áp trên tụ

ω_0 là tần số góc u_c^*

C là điện dung của tụ điện

K_p, K_i là các hệ số cần tính

Ta có hàm truyền đặt vòng kín của mô hình

$$T_{PR}(s) = \frac{u_c}{u_c^*} = \frac{C_1(s)G_1(s)}{1 + C_1(s)G_1(s)} = \frac{K_p s^2 + K_i s + K_p \omega_0^2}{Cs^3 + K_p s^2 + (K_i + \omega_0^2 C)s + K_p \omega_0^2} \quad (15)$$

Thay $s = j\omega$ vào và tính ta được:

$$|T_{PR}(s)| = \frac{\sqrt{K_i^2 \omega^2 + K_p^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}}{\sqrt{[K_i + C(\omega_0^2 - \omega^2)]^2 + K_p^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}} \quad (16)$$

4.2.1. Tính hệ số khuếch đại K_p của bộ điều khiển cộng hưởng cho điện áp u_c

Giả sử chỉ có khâu tỉ lệ và bỏ qua phân tích. Xét $K_i = 0$ tính K_p

Thay $K_i = 0$ vào (16) giải với $|T_{PR}(s)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ta được:

$$K_p = \sqrt{(C\omega_{ib})^2} = C\omega_{ib} \quad (\omega_{ib}: \text{tần số góc ban đầu}) \quad (17)$$

4.2.2. Tính hệ số K_i của bộ điều khiển cộng hưởng cho điện áp u_c

Xét cả khâu tích phân. Tính K_i

Giải phương trình (16) với ẩn K_i , trong khi K_p đã biết ta được:

$$K_i = \frac{\omega_{fb}^2 - \omega_0^2}{\omega_{fb}} \sqrt{2(C\omega_{fb})^2 - K_p^2 + C\omega_{fb}} \quad (18)$$

(trong đó ω_{fb} là tần số góc cuối)

Thay số với

$$C = 100\mu F, \omega_0 = 100\pi(\text{rad}),$$

$$\omega_{ib} = 2 * 450 \pi(\text{rad}), \omega_{fb} = 2 * 550 \pi(\text{rad})$$

Ta tính được :

$$K_i = 2,4342e + 0,3, K_p = 0,2827$$

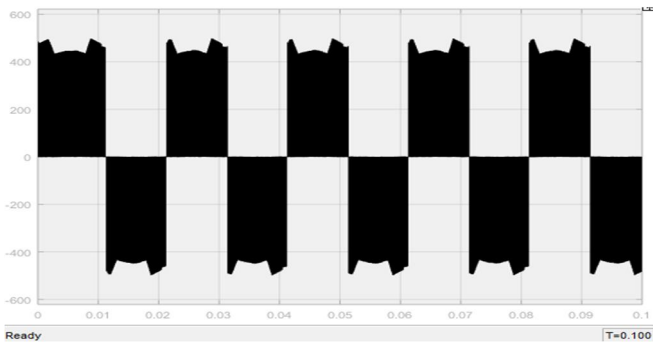
5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Ta tiến hành mô phỏng với thông số mô phỏng sau:

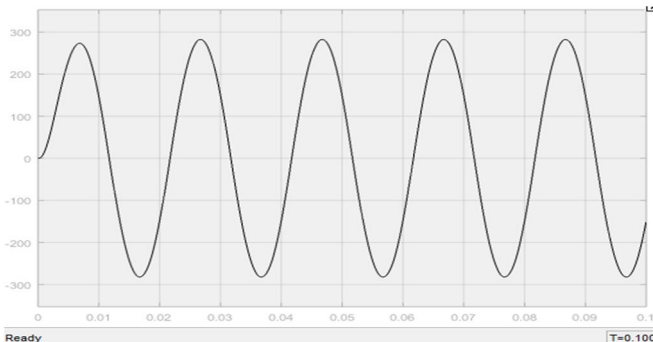
$$L = 5(\text{mH}); R = 15(\Omega); C = 100\mu F; U_{dk} = 400V;$$

$$U_{sin^*} = 220 * \sqrt{2} * \sin(50t)$$

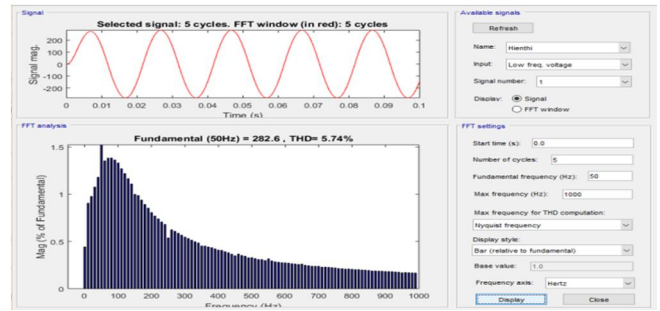
Sau khi mô phỏng nhiều lần nhận thấy mọi thông số đo được đều khớp với yêu cầu và mục đích đề ra. Điện áp $U_{out} \approx 220V$ và $f = 50Hz$.



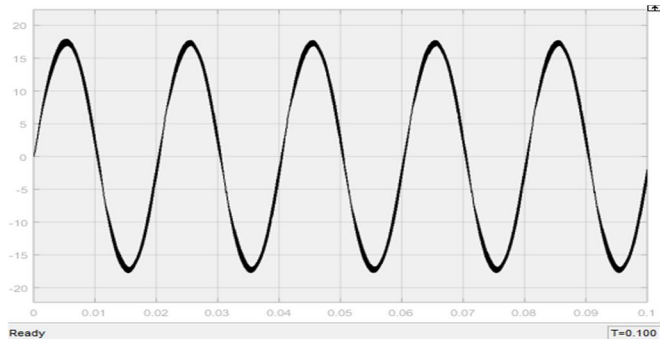
Hình 11. Điện áp đầu ra Matrix converter chứa qua lọc LC



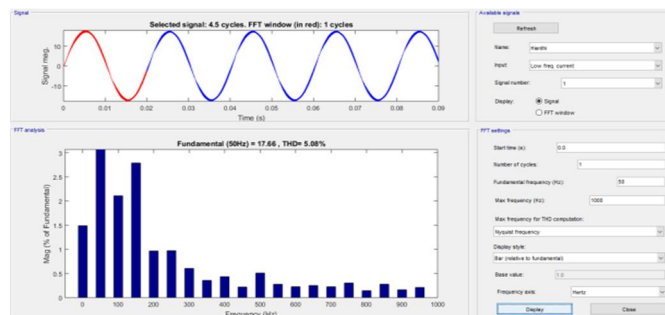
Hình 12. Điện áp đầu ra bộ biến đổi trên tụ C



Hình 13. Phân tích phổ cho điện áp u_s vòng hở



Hình 14. Dòng điện is (dòng đầu ra biến tần) vòng hở



Hình 15. Phân tích phổ cho dòng is vòng hở

6. KẾT LUẬN

Kết quả mô phỏng cho thấy tính đúng đắn lí thuyết về bộ biến đổi.

Hai cấu trúc điều khiển đưa ra mỗi cấu trúc gồm 2 mạch vòng điều khiển, có tác dụng điều chỉnh dòng điện và điện áp để cải thiện tính động học, nâng cao khả năng tác động nhanh hơn của hệ thống, đồng thời có tác dụng hạn chế hạn chế dòng điện để bảo vệ bộ biến đổi trong trường hợp ngắn mạch và làm việc quá tải.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. Trần Trọng Minh, Phạm Văn Bách, 2005. *Ứng dụng CPLD trong thiết kế mạch điều khiển trong biến tần kiểu ma trận Matrix Converter*. Chuyên san Kỹ thuật Điều khiển tự động, tháng 6/2005, trang 17-22.
 [2]. Trần Trọng Minh, 2007. *Nghiên cứu xây dựng biến tần kiểu ma trận*. Luận án Tiến sĩ kĩ thuật, chuyên ngành Tự động hóa xí nghiệp công nghiệp.
 [3]. Trần Trọng Minh, 2012. *Giáo trình Điện tử công suất*. Nhà xuất bản Giáo dục Việt Nam.
 [4]. Vũ Hoàng Phương, Trần Trọng Minh, 2014. *Bài giảng Thiết kế điều khiển cho các bộ biến đổi điện tử công suất*. Hà Nội.