

MỤC LỤC

	Trang
LỜI MỞ ĐẦU	1
CHƯƠNG 1. GIỚI THIỆU CHUNG VỀ BỘ BIẾN TẦN	2
1.1. CÁC BỘ BIẾN TẦN SỬ DỤNG TRONG TĐĐ	2
1.1.1. Định nghĩa và phân loại	2
1.2. BIẾN TẦN TRỰC TIẾP	3
1.2.1. Biến tần trực tiếp một pha	4
1.2.2. Biến tần trực tiếp ba pha	5
1.2.3. Điều khiển biến tần trực tiếp	6
1.3. BIẾN TẦN GIÁN TIẾP	8
1.3.1. Biến tần gián tiếp nguồn dòng	9
1.3.1.1. Biến tần nguồn dòng một pha	9
1.3.1.2. Biến tần nguồn dòng ba pha	10
1.3.2. Biến tần nguồn áp	14
1.3.2.1. Biến tần nguồn áp một pha	15
1.3.2.2. Biến tần nguồn áp ba pha	26
1.3.3. Biến tần chỉnh độ rộng xung PWM	27
1.3.3.1. Cơ sở điều chỉnh độ rộng xung	27
1.3.3.2. Nguyên tắc điều khiển	28
1.3.3.3. Bộ biến tần điều chỉnh độ rộng xung ba pha dùng IGBT	31
1.4. SỰ CẦN THIẾT CỦA CÁC BỘ BIẾN TẦN TRONG TĐĐ	34
1.4.1. Sự cần thiết của biến tần trong công nghiệp	34
1.4.2. Biến tần- tiết kiệm điện năng	35
1.4.3. Sơ đồ tổng quát của hệ thống TĐĐ dùng biến tần và các luật điều khiển	38

CHƯƠNG 2. GIỚI THIỆU CHUNG VỀ BỘ LỌC	42
2.1. ĐẶT VẤN ĐỀ.....	42
2.2. BỘ LỌC TÍCH CỰC	44
2.3. BỘ LỌC THỤ ĐỘNG	44
2.3.1. Bộ lọc rẽ nhánh	47
2.3.2. Bộ lọc thụ động kiểu nối tiếp	49
2.3.3. Bộ lọc thông thấp	50
2.3.4. Bộ lọc tụ C.....	51
2.4. BỘ LỌC SỐ	52
2.4.1. Hệ thống IIR.....	53
2.4.1.1. Cấu trúc dạng trực tiếp của bộ lọc IIR.....	53
2.4.1.2. Cấu trúc dạng nối tiếp của bộ lọc IIR	55
2.4.1.3. Cấu trúc dạng song song của bộ lọc IIR	55
2.4.2. Hệ thống FIR.....	56
2.4.2.1. Cấu trúc dạng trực tiếp của bộ lọc FIR	57
2.4.2.2. Cấu trúc dạng nối tiếp của bộ lọc FIR	57
2.4.2.3. Cấu trúc mạch lọc FIR pha tuyến tính	58
CHƯƠNG 3. TÍNH TOÁN, THIẾT KẾ VÀ MÔ PHỎNG	59
3.1. LỰA CHỌN KIỂU BỘ LỌC.....	59
3.1.1. Phân tích sự phản hồi điện áp trên đường tín hiệu.....	59
3.1.2. Quá trình phản hồi điện áp	60
3.1.3. Ảnh hưởng thời gian tăng xung của PWM	61
3.1.4. Lựa chọn kiểu bộ lọc	64
3.2. THIẾT KẾ BỘ LỌC	64
3.3. SO SÁNH VÀ THÍ NGHIỆM	69
3.3.1. So sánh	69
3.3.2. Thiết kế bộ lọc RC cho thiết bị đầu cuối của động cơ	70
3.3.3. Kết quả thí nghiệm.....	71

3.4. MÔ PHỎNG.....	72
KẾT LUẬN.....	79
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	80

LỜI MỞ ĐẦU

Trong nền công nghiệp hiện đại, các thiết bị điều khiển hay những bộ điều tốc có vai trò rất quan trọng. Những thiết bị này không những việc đáp ứng được những yêu cầu khắt khe trong điều khiển mà còn tạo được những tiện ích ngoài mong muốn cho nhà sản xuất. Quá trình sử dụng những thiết bị biến đổi này ngoài mang lại những hiệu quả kỳ diệu thì cũng có những yếu điểm khiến nhà sản xuất và các nhà khoa học phải suy nghĩ, đó là khi sử dụng những thiết bị này cùng với nhiều dạng tải đã gây ra trên lưới điện những sóng hài bậc cao không mong muốn. Việc hạn chế những sóng hài này là rất khó khăn, cho đến khi bộ lọc cho đầu ra của những thiết bị biến đổi này được ra đời. Trong đề án tốt nghiệp em trình bày dưới đây chỉ xét đến bộ lọc cho đầu ra của biến tần. Bộ lọc này ngoài việc hạn chế những sóng hài bậc cao, nó còn giúp tiết kiệm điện năng trong quá trình sản xuất nhằm đem lại hiệu quả cao nhất.

Đề tài thiết kế bộ lọc cho đầu ra của những bộ biến đổi còn khá mới mẻ đối với sinh viên chúng em. Để nghiên cứu đề tài này đòi hỏi phải tìm tòi, nghiên cứu không chỉ những tài liệu trong nước mà còn có những tài liệu nước ngoài. Tuy nhiên với sự giúp đỡ của thầy giáo **GS TSKH Thân Ngọc Hoàn** em đã hoàn thành đề án tốt nghiệp này với một kết quả khả quan.

Cuối cùng em xin cảm ơn các thầy cô trong khoa điện- điện tử, ngành điện công nghiệp và đặc biệt là thầy giáo **GS TSKH Thân Ngọc Hoàn** đã tận tình giúp đỡ em hoàn thành đề án này.

Hải Phòng, Ngày 10 Tháng 10 Năm 2011

Sinh viên thực hiện

Đỗ Đức Tùng

CHƯƠNG 1

GIỚI THIỆU CHUNG VỀ BỘ BIẾN TẦN

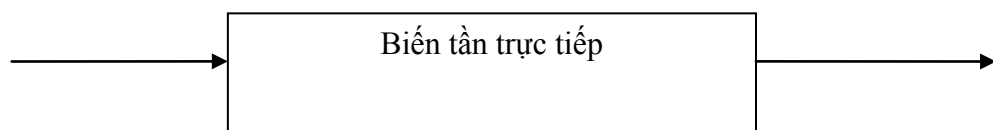
1.1. CÁC BỘ BIẾN TẦN DÙNG TRONG TĐĐ

1.1.1. Định nghĩa, phân loại biến tần

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...

Nhờ các bộ chuyển mạch điện tử ta có thể biến đổi tần số của lưới điện. Người ta chia bộ biến tần thành hai loại:

- Bộ biến tần trực tiếp (Hình 1.1): biến đổi tần số đầu vào f_1 thành tần số ra f_2 bằng cách thức đóng cắt dòng xoay chiều tần số f_1 . Nói chung $f_2 < f_1$. Thuật ngữ tiếng Anh bộ biến tần trực tiếp là: Cycloconverter.



Hình 1.1. Biến tần trực tiếp.

- Biến tần gián tiếp (Bộ nghịch lưu) Hình 1.2. Trong bộ nghịch lưu dòng điện một chiều ($f_1 = 0$) được chuyển mạch để tạo nên tần số f_2 . Thuật ngữ tiếng Anh bộ nghịch lưu là Inverter.

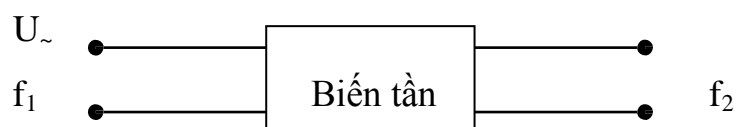


Hình 1.2. Bộ nghịch lưu.

1.2. BIẾN TẦN TRỰC TIẾP

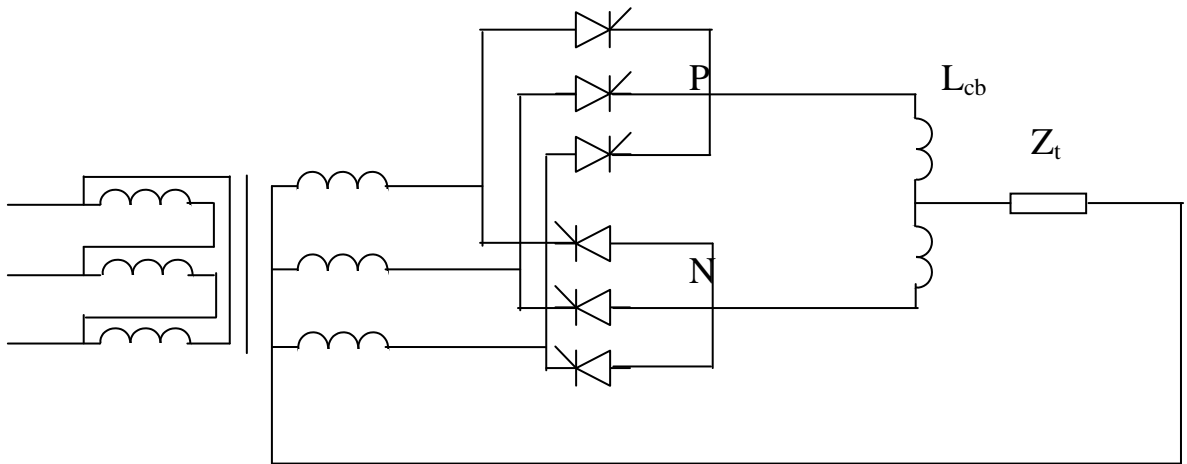
Bộ biến tần trực tiếp được tạo nên từ hai nhóm bộ biến đổi nối song song ngược nhau. Dạng sóng điện áp u và dòng điện I trên tải được biểu diễn như trên hình vẽ.

Ta nhận thấy công suất tức thời trên tải $p = u.i$ biến thiên theo bốn giai đoạn. Trong các giai đoạn mà dòng điện i cùng chiều với điện áp u , kết quả $p = u.i > 0$, bộ biến đổi làm việc ở chế độ chỉnh lưu.



Hình 1.3. Biến tần trực tiếp tổng quát.

1.2.1. Biến tần trực tiếp một pha



Hình 1.4. Bộ biến tần trực tiếp một pha.

Các bộ chuyển mạch hai nửa chu kỳ gồm hai nhóm: nhóm dương ký hiệu P và nhóm âm ký hiệu N. Các thyristor được mở không trễ (góc mở $\alpha = 0$), nghĩa là P được coi như nhóm chỉnh lưu diode. Tải nhận được cả hai nửa chu kỳ của điện áp nguồn với biên độ điện áp vì tải thuần trở nên điện áp trùng pha với dòng điện. Khi tăng góc mở thì điện áp ra tiến tới không.

- Sự làm việc của các nhóm bị khóa:

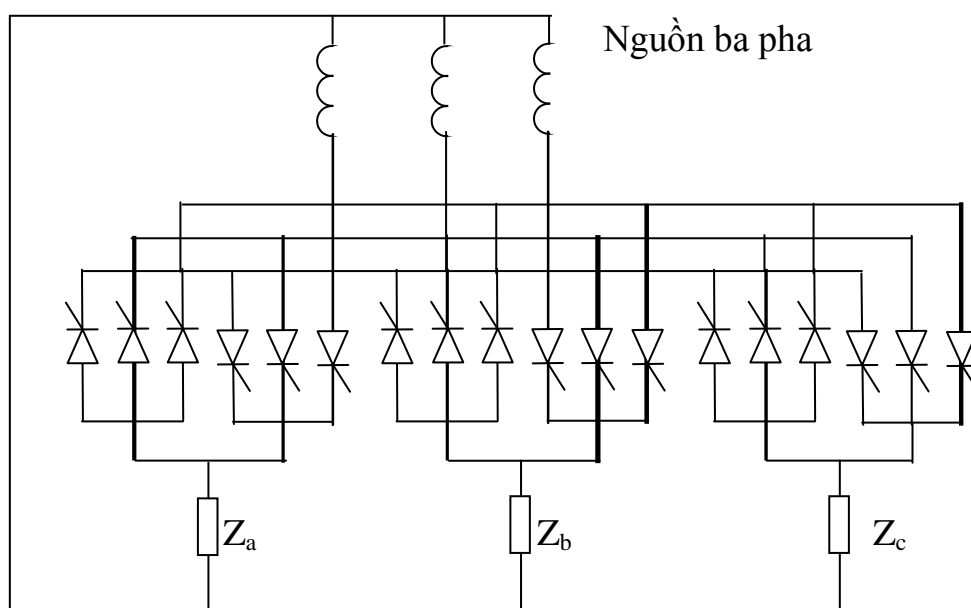
Trên sơ đồ Hình 1.4 ta nhận thấy nếu thyristor của nhóm dương P và nhóm âm N dẫn đồng thời sẽ xảy ra ngắn mạch nguồn. Để tránh tình trạng này ta có thể đặt thêm cuộn kháng san bằng giữa các nhóm để hạn chế dòng điện chạy vòng qua các nhóm hoặc tiến hành điều khiển sao cho nhóm này không thể mỗi khi nhóm kia chưa bị khóa.

Muốn có điện áp ra mong muốn, các khoảng dẫn của các nhóm sẽ không đều nhau. Để tạo nên điện áp ra gần hình sin nhất, cần điều chỉnh góc mở khác nhau. Do sự trễ của dòng điện tải, khoảng dẫn của các nhóm chỉnh lưu và nghịch lưu khác nhau. Nhóm sẽ ngừng dẫn khi dòng điện tải ngược chiều. Theo dạng sóng điện áp sự chuyển đổi của nhóm chỉnh lưu và nghịch

lưu là tức thời. Trong thực tế cần một khoảng thời gian chết để đảm bảo dòng điện ngừng hẳn, thyristor trở về trạng thái bị khóa trước khi bắt đầu mỗi nhóm kia.

Có thể chỉnh điện áp ra bằng cách chỉnh góc mở. Tuy nhiên khi đó các điều hòa bậc cao sẽ tăng thêm.

1.2.2. Bộ biến tần trực tiếp ba pha



Hình 1.5. Bộ biến tần trực tiếp ba pha hình tia $p = 3$

Hình 1.5 trình bày sơ đồ biến tần trực tiếp ba pha có chỉ số đập mạch bậc ba và 18 thyristor cung cấp cho tải ba pha. Các nhóm biến đổi nối hình tia.

Điện áp ra cực đại của bộ biến tần có chỉ số đập mạch p là:

$$U_{0_{mx}} = \sqrt{2}U_{pha} \sin \frac{\pi}{p} \quad (1.1)$$

Biên độ điện áp ra này phụ thuộc vào góc mở α :

$$U_0 = \sqrt{2}U_{pha} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \quad (1.2)$$

Khi bộ biến tần ba pha trực tiếp có $p = 3$ cung cấp cho tải ba pha đối xứng, dòng điện ra đối xứng rõ rệt. Dạng sóng trong trường hợp tỉ số biến tần

4/1 và $\cos\varphi = 0,707$. Giả thiết dòng điện tải hình sin, tuy nhiên thực tế nó chứa các điều hòa bậc cao. Dòng điện tải trong tung chu kỳ không giống nhau, có chứa điều hòa cơ bản chậm so với điện áp và chứa các điều hòa bậc cao. Các thyristor được chuyển mạch tự nhiên, tùy theo tính chất của tải mà phải mở các thyristor để tạo ra điện áp mong muốn. Dòng điện vào về phía nguồn luôn chậm pha so với điện áp.

Gọi $U_{01_{\max}}$ là trị số cực đại của điều hòa cơ bản và $r = \frac{U_{01_{\max}}}{U_{0_{\max}}}$. Sự biến thiên của góc mở α để tạo nên điện áp ra mong muốn hình sin được xác định bằng:

$$\alpha = \arccos \left[\frac{U_{01_{\max}} \sin \omega_0 t}{U_{0_{\max}}} \right] \quad (1.3)$$

là một hàm phi tuyến, với $r \leq 1$. Tuy nhiên góc mở của nhóm biến đổi dương P không thể giảm bằng không vì khi đó góc mở của nhóm biến đổi âm N bằng 180° . Điều này không thể thực hiện được do sự trùng dẫn của các thyristor. Vì thế góc mở của nhóm biến đổi dương phải được giới hạn góc α_{\min} và điện áp ra sẽ giảm một lượng $\cos\alpha_{\min}$.

1.2.3. Điều khiển biến tần trực tiếp

Nhiều sơ đồ điều khiển (kỹ thuật tương tự hoặc kỹ thuật số) đã được phát triển để cung cấp các xung điều khiển biên tần trực tiếp. Giả thiết điện áp chuẩn $e_r = E_r \sin \omega_0 t$, có tần số mong muốn f_0 và tín hiệu điều khiển dạng cosin là $e_m = E_m \cos \omega_1 t$. Điện áp điều biến có thể tạo nên như các điện áp dịch pha (pha B đối với các thyristor pha A, pha C đối với các thyristor pha B...)

$$E_m \sin(\omega_1 t - 120^\circ) = -E_r \sin(\omega_0 t - \varphi) \quad (1.4)$$

Hay :

$$\cos(\omega_1 t - 30^\circ) = \frac{E_r}{E_m} \sin(\omega_0 t - \varphi) \quad (1.5)$$

Góc mở của thyristor pha A là $\alpha = (\omega_1 t - 30^\circ)$ do đó:

$$\cos \alpha = \frac{E_r}{E_m} \sin(\omega_0 t - \varphi)$$

Điện áp ra bộ biến tần trực tiếp làm việc với dòng điện liên tục:

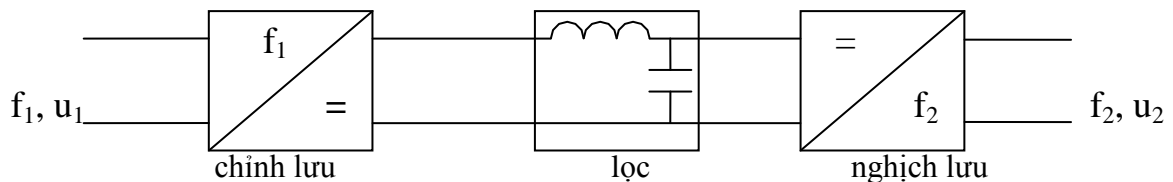
$$V_o = V_{a0} \frac{E_r}{E_m} \sin(\omega_0 t - \varphi) \quad (1.6)$$

Cho biết biên độ, tần số và pha của điện áp ra có thể được điều chỉnh bằng các thông số tương ứng của điện áp chuẩn e_r với giả thiết đặc tính của bộ biến tần là tuyến tính.

Sai lệch điện áp giữa hai nhóm biến đổi dương và âm được khóa. Mạch đồng bộ tạo nên điện áp tựa e_a, e_b, e_c đồng bộ với điện áp lưới. Điện áp chuẩn e_{ra}, e_{rb}, e_{rc} dùng để so sánh với điện áp tựa. Transistor một chuyển tiếp tần số biến thiên UJT tạo dao động tích thoát tần số $6f_d$ đóng mở bộ đếm vòng để tạo nên điện áp ba pha hình chữ nhật tần số f_d , được sử dụng để điều khiển tần số cố định f_c của bộ băm transistor ba pha. Điện áp ra của nó chứa các tần số: $(f_c - f_d), (f_c + f_d), (3f_d + f_c)$. Thành phần tần số mong muốn là $f_c - f_d$ được lọc qua bộ lọc thông thấp. Kết quả thu được điện áp ra chuẩn e_{ra}, e_{rb}, e_{rc} . Mạch logic và tạo xung của mỗi pha so sánh điện áp chuẩn và điện áp điều chế để phát xung mỗi. Tín hiệu dòng điện v_i của tải được phản hồi qua mạch lựa chọn nhóm biến đổi để phát nhóm dương hoặc âm phụ thuộc vào dòng điện qua vị trí không từ âm sang dương hoặc từ dương sang âm. Trong thực tế dòng điện có thể bị gián đoạn qua không nhiều lần khi chuyển hướng, do đó cùng với tín hiệu dòng điện cũng sử dụng điện áp chuẩn đưa vào thêm ngưỡng dòng điện tải v_i để tránh chuyển mạch bộ biến đổi không đúng. Do vậy mạch trễ tạo nên khoảng trống tránh ngắn mạch các pha. Trong các bộ biến tần sử dụng vi xử lý, nhiều nhiệm vụ được thực hiện bằng phần mềm. Dạng sóng điện áp chuẩn được phát trong máy tính, lưu trữ trong EPROM và được truy cập theo điều khiển của chương trình và đồng hồ nhịp. Điện áp tương tự có thể chuyển đổi thành tín hiệu số nhờ bộ đổi ADC. Việc so sánh có thể tiến hành bằng kỹ thuật vi xử lý. Việc bổ sung thời gian trễ và khóa liên

động có thể được thực hiện bằng kỹ thuật số và phần mềm. Việc thay đổi điều khiển mỗi sử dụng nguyên lý lấy mẫu đều.

1.3. BIẾN TẦN GIÁN TIẾP



Hình 1.6. Sơ đồ cấu trúc bộ biến tần gián tiếp.

Bộ nghịch lưu là bộ biến đổi tĩnh đảm bảo biến đổi một chiều thành xoay chiều. Nguồn cung cấp là một chiều, nhờ các khóa chuyển mạch làm thay đổi cách nối đầu vào và đầu ra một cách chu kỳ để tạo nên đầu ra xoay chiều. Khác với bộ biến tần trực tiếp đã nêu ở mục trước, việc chuyển mạch nhờ lưới xoay chiều, trong bộ nghịch lưu cũng như bộ điều áp một chiều, hoạt động của chúng phụ thuộc vào loại nguồn và tải:

Các bộ nghịch lưu được phân làm hai loại:

- Bộ nghịch lưu áp được cung cấp từ nguồn áp một chiều.
- Bộ nghịch lưu dòng được cung cấp từ nguồn dòng một chiều.

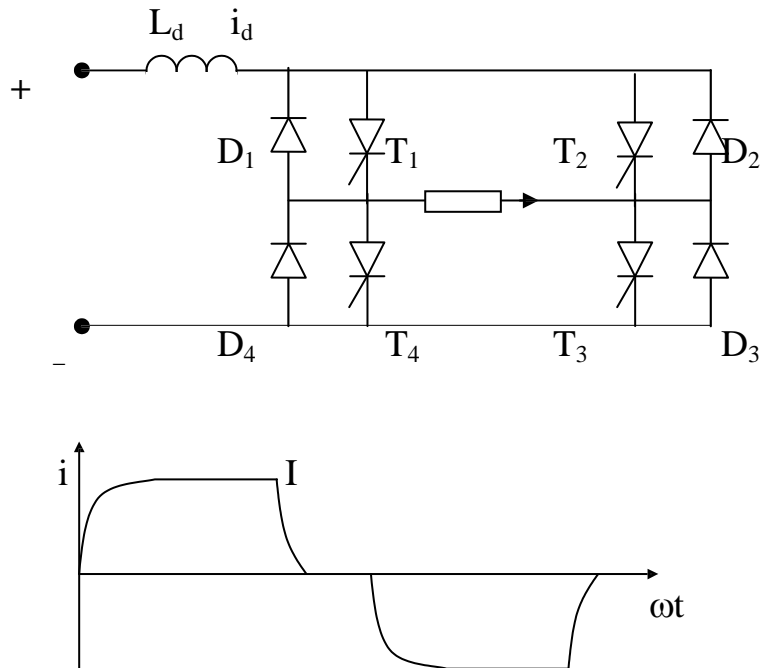
Loại nguồn sẽ được xác định theo quan điểm chuyển mạch

Điện áp hoặc dòng điện ra của bộ nghịch lưu áp hay nghịch lưu dòng được tạo nên từ một sóng trong một nửa chu kỳ gọi là bộ nghịch lưu điều khiển toàn sóng. Do sự phát triển của các linh kiện bán dẫn công suất và phương pháp điều khiển, người ta thường sử dụng phương pháp điều biến độ rộng xung PWM mỗi nửa chu kỳ được tạo nên từ nhiều sóng có độ rộng thích hợp, nhờ đó dễ dàng lọc điện áp và dòng điện ra. Vì thế để bắt đầu nghiên cứu cần nghiên cứu sự làm việc với điều khiển toàn sóng và làm cơ sở so sánh với sự làm việc với điều biến độ rộng xung. Tiếp theo sẽ đề cập đến bộ biến tần cộng hưởng có điện áp hay dòng điện cung cấp gần tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng ít suy giảm. Chúng thường được sử dụng để cung cấp cho

các tải tần số trung bình có hệ số công suất rất nhỏ (đốt nóng bằng cảm ứng), chúng đòi hỏi điều khiển đặc biệt. Bộ biến tần nghịch lưu dòng hoặc áp thường được sử dụng trong truyền động điện xoay chiều có tốc độ thay đổi.

1.3.1. Biến tần nguồn dòng

1.3.1.1. Biến tần nguồn dòng một pha



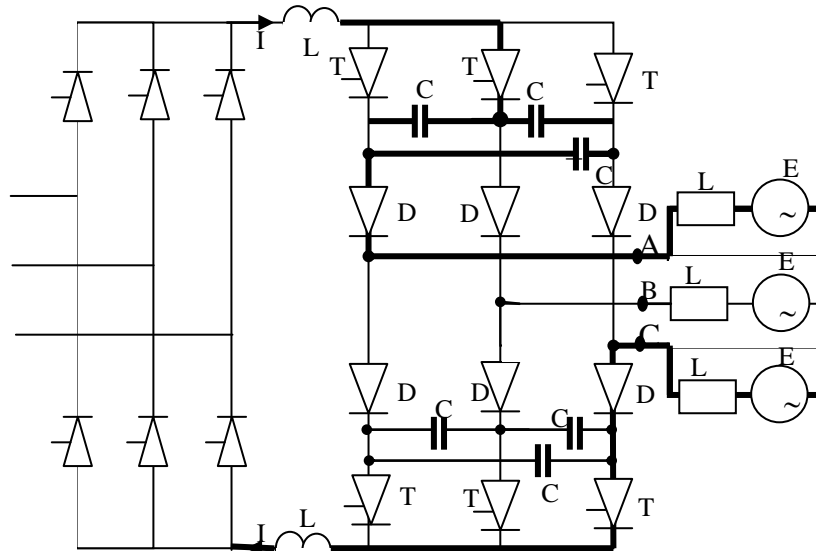
Hình 1.7. Sơ đồ nguyên lý mạch nghịch lưu dòng một pha và dạng dòng tải.

Bộ nghịch lưu nguồn dòng thường dùng cho các hệ thống công suất lớn, trong đó các van dẫn điều khiển hoàn toàn khi tải mang tính cảm kháng thì cần các diode tạo thành cầu ngược để cho dòng điện phản kháng đi qua khi dấu của dòng tải ngược chiều với dấu của điện áp cuộn dây L_d có điện cảm lớn để san bằng dòng chỉnh lưu và lọc các thành phần sóng hài bậc cao.

Hoạt động của sơ đồ: Giả sử T_2 và T_4 đang dẫn dòng chảy từ B sang A tại $t = 0$ cho mở T_1 và T_3 thì T_2 và T_4 bị khóa bởi các thiết bị chuyển mạch. Vì dòng không thể thay đổi đột ngột nên dòng vẫn chảy theo chiều cũ D_1 và D_3 dẫn, T_1 và T_3 vẫn bị khóa. Từ $t_1 \div t_2$ thì T_1 và T_3 dẫn nếu còn xung điều khiển. Từ $t_2 \div t_4$ cho xung mở T_2 và T_4 , T_1 và T_3 bị khóa nhưng từ $t_2 \div t_3$ D_2 và D_4 dẫn

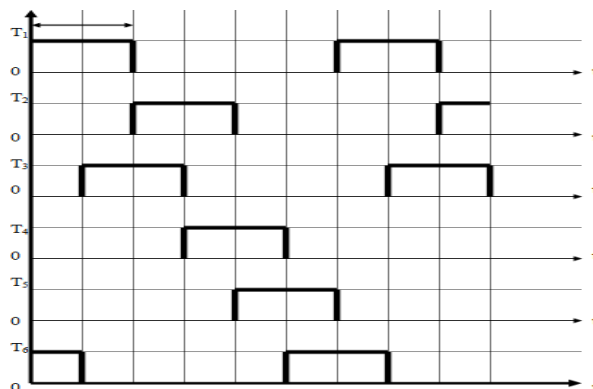
còn $t_3 \div t_4$ thì T_2 và T_4 mới dẫn, dòng điện áp ra trên tải có dạng hình sin chữ nhật “Sinus” nó là hàm lẻ chu kỳ.

1.3.1.2. Biến tần nguồn dòng ba pha



Hình 1.8. Biến tần dòng ba pha.

Khởi nghịch lưu dòng dùng để biến đổi dòng điện một chiều sau bộ lọc thành dòng xoay chiều để cung cấp cho động cơ không đồng bộ ba pha. Trong hệ thống truyền động điện điều chỉnh thì nghịch lưu dòng thường dùng cho các hệ thống có công suất lớn và có sơ đồ cầu ba pha, trong đó các van bán dẫn là các van điều khiển hoàn toàn- ở đây ta dùng thyristor. Nguồn điện một chiều U_d thông qua cuộn dây có cuộn cảm lớn cung cấp cho cầu biến tần dòng điện có hằng I_d .



Hình 1.9. Sơ đồ phân phối xung cho các thyristor.

Trong cầu biến tần mỗi tiristor nối thêm một diode, gọi là diode chặn. Các thyristor đều được mở theo thứ tự 1, 2, 3, 4, 5, 6, 1, ...

Bất kỳ thời điểm nào, trừ giai đoạn trùng dẫn, chỉ có hai thyristor dẫn dòng. Dòng điện tải có dạng sóng “gần sin chữ nhật” gồm hai khối cách nhau một khoảng, trường hợp lý tưởng khoảng bằng $\frac{\pi}{3}$ trong khoảng này dòng điện pha tải bằng 0.

Các pha stator của động cơ lần lượt nhận các dòng điện “sin chữ nhật” lệch nhau góc $\frac{2\pi}{3}$, tạo ra từ trường quay mà tốc độ của nó quyết định bởi nhịp điều cấp xung điều khiển cầu biến tần. Động cơ điện sản sinh ra ở các pha các sức điện động tương ứng:

$$u_r = \sqrt{2} U \sin \omega t \quad (1.7)$$

$$u_s = \sqrt{2} U \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (1.8)$$

$$u_T = \sqrt{2} U \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (1.9)$$

a. Hoạt động của biến tần nguồn dòng ba pha:

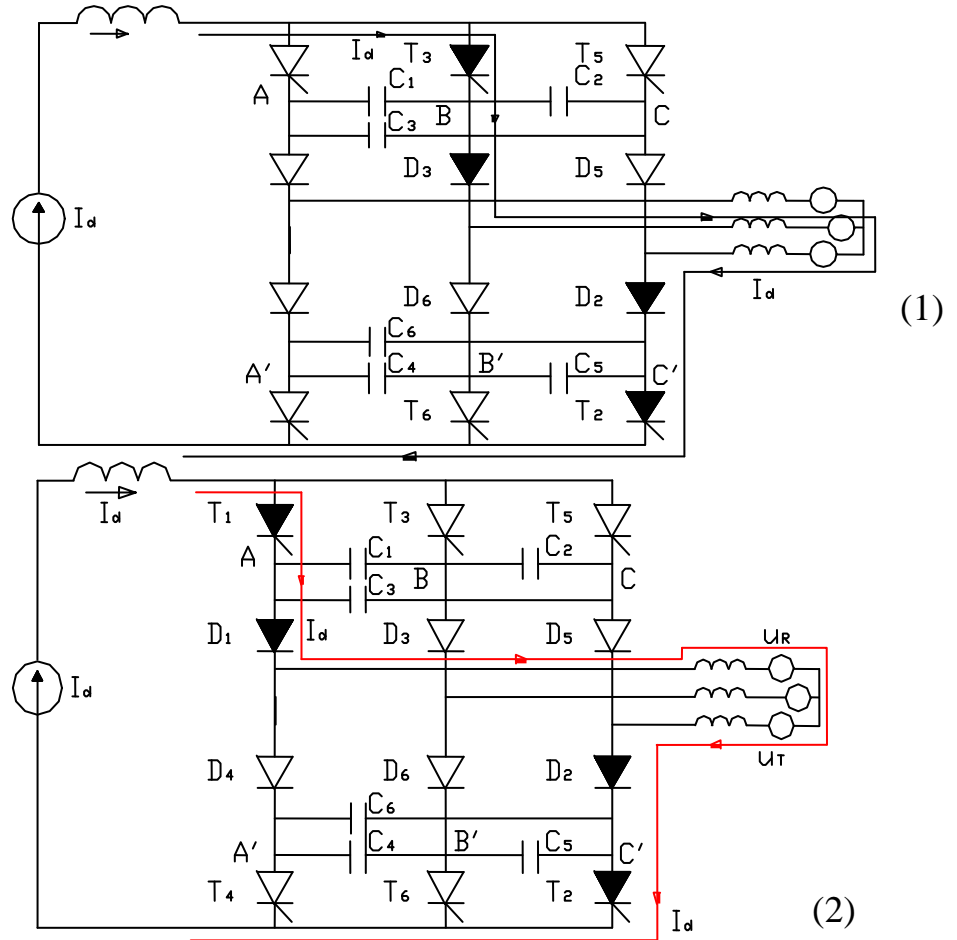
Nguồn cung cấp cho nghịch lưu là nguồn dòng điện, nguồn điện một chiều không phụ thuộc vào tổng trở của tải. Để thực hiện điều này thường thì điện cảm L_d phải có giá trị đủ lớn và phải sử dụng các mạch vòng điều chỉnh dòng điện. Dòng điện tải có dạng hình chữ nhật và do trình tự đóng cắt các van từ T_1 đến T_6 quyết định.

Giá trị hiệu dụng của dòng điện tải:

$$I_s = I_{hd} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (1.10)$$

Giá trị hiệu dụng thành phần sóng cơ bản dòng điện trong phân tích Fourie là:

$$I_{s1} = I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (1.11)$$



Hình 1. 10. Sơ đồ chuyển mạch từ pha R sang pha S.

Từ đây ta suy ra:

$$U_{s1} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_d}{\cos\varphi_1} \quad (1.12)$$

Khi nghịch lưu nguồn dòng làm việc với tải là động cơ xoay chiều thì trên đồ thị điện áp tải có xuất hiện các xung nhọn tại thời điểm chuyển mạch dòng điện giữa các pha.

Trong thực tế kỹ thuật thường dùng các van điều khiển không hoàn toàn, vì vậy cần có các mạch khóa cưỡng bức các van đang dẫn, đảm bảo chuyển mạch giữa các pha một cách chắc chắn trong phạm vi điều chỉnh tần số và dòng điện đủ rộng.

Trong sơ đồ cầu ngoài các thyristor lực $T_1 \div T_6$ còn sử dụng các diode cách ly hay diode chặn $D_1 \div D_6$ để cách ly giữa các tụ điện chuyển mạch và dây quấn các pha của động cơ không đồng bộ để chúng không tạo thành mạch cộng hưởng làm ảnh hưởng đến quá trình chuyển mạch.

Để xét sự hoạt động của bộ nghịch lưu dòng ba pha này ta xét quá trình chuyển dòng điện từ pha R sang pha S và từ pha T sang pha R.

a. Chuyển dòng điện từ pha R sang pha S:

Giả sử T_1, D_1, D_2 và T_2 đang mở cho dòng chảy qua. Dòng điện I_d chảy vào tải pha R và từ tải pha T chảy ra. Lúc này, điện áp trên các tụ điện như sau:

$$u_{c1} = u_{AB} = U_0 \quad (1.13)$$

$$u_{c2} = u_{BC} = 0 \quad (1.14)$$

$$u_{c3} = u_{CA} = -U_0 \quad (1.15)$$

Khi $t = t_1$, cho xung điều khiển mở T_3 . Thyristor này mở, đặt điện áp $u_{AB} = -U_0$ lên T_1 để khóa T_1 . Dòng điện I_d , từ nguồn lập tức chuyển qua T_3 , rồi rẽ thành hai nhánh: nhánh thứ nhất $I_{c1} = \frac{2I_d}{3}$, nạp điện cho C_1 ; nhánh thứ hai $I_{c2} = I_{c3} = \frac{I_d}{3}$ nạp điện cho C_2 nối tiếp C_3 . Dòng điện hai nhánh hợp lại chảy qua D_1 để vào tải R rồi ra pha tải T trước đó. Lúc này ($t=t_1$), D_3 vẫn chưa dẫn dòng. Trong mạch vòng BARSB ta có phương trình :

$$u_{D3} = u_{c1} + u_{RS} \quad (1.16)$$

Khi $t \geq t_2$, $u_{D3} \geq 0$, diode D_3 bắt đầu dẫn dòng. Dòng I_s từ zero tăng dần đến trị I_d còn I_R từ trị I_d giảm dần xuống zero. Khi $t = t_3$, kết thúc quá trình chuyển mạch. Lúc này T_3 và T_2 dẫn dòng :

$$U_{AB} = -U_0, U_{BC} = U_0, U_{CA} = 0. \quad (1.17)$$

b. Chuyển dòng từ pha T sang pha R :

Lúc này T_2 và T_3 đang dẫn dòng nên ta có :

$$U_{A'B'} = 0, U_{B'C'} = U_0, U_{C'A'} = -U_0. \quad (1.18)$$

Khi $t = t_4$, cho xung điều khiển mở T_4 . Thyristor này đặt điện áp $-U_0$ lên T_2 để khóa T_2 . Dòng điện I_d chảy qua D_2 , chia thành hai nhánh : nhánh thứ nhất $I_{C5}=I_{C4}=\frac{I_d}{3}$ nạp điện cho C_5 và C_4 ; nhánh thứ hai, $I_{C6}=\frac{2I_d}{3}$ nạp điện cho C_6 . Lúc này $t = t_4$ vẫn chưa dẫn dòng.

Trong mạch vòng $A'C'TRA'$ ta có phương trình :

$$u_{D4} = u_{C6} = u_{RT} \quad (1.19)$$

Khi $t \geq t_5$, $u_{D4} \geq 0$, diode D_4 bắt đầu dẫn dòng. Dòng I_R tăng dần đến giá trị I_d , còn dòng I_T từ giá trị I_d giảm xuống 0. Khi $t = t_6$, kết thúc quá trình chuyển mạch. Lúc này T_3 và T_4 dẫn dòng :

$$U_{A'B'} = U_0, U_{B'C'} = 0, U_{C'A'} = U_0. \quad (1.20)$$

Khi sử dụng sơ đồ biến tần dòng ba pha để điều chỉnh tốc độ động cơ không đồng bộ, trị cực đại của mỗi tụ điện chuyển mạch có thể được tính theo công thức sau :

$$C_{\max} \approx 0,666 \left[0,91 \frac{I_m \cdot f_n}{U_m f_{\max}} \sqrt{L + 0,202 \frac{U_m}{I_m f_n}} - \sqrt{L} \right]^2 \quad (1.21)$$

Trong đó :

f_n - tần số định mức ;

f_{\max} - tần số cực đại ;

I_m - dòng điện từ hóa, $I_m = I_n \cdot \sqrt{1 - \cos^2 \phi}$

I_n - dòng điện định mức động cơ điện ;

L - điện cảm tản một pha (stator+ rotor) ;

U_m - biên độ cực đại của điện áp dây .

1.3.2. Biến tần nguồn áp

Biến tần nguồn áp hay còn gọi là bộ nghịch lưu điện áp có đặc điểm là dạng điện áp ra tải được định hình sẵn, còn dạng dòng điện tải lại phụ thuộc vào tính chất tải. Nguồn cấp điện cho biến tần phải là nguồn sức điện động

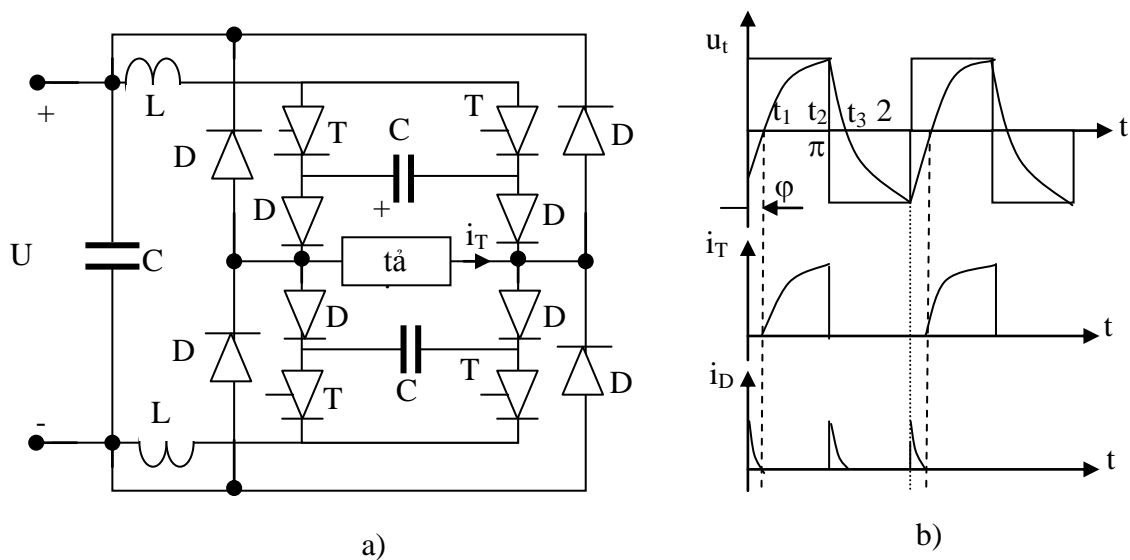
với nội trở nhỏ. Nếu sử dụng chỉnh lưu làm nguồn cho bộ nghịch lưu độc lập thì cần phải mắc thêm một tụ điện C_0 ở đầu vào nghịch lưu để một mặt đảm bảo điện áp nguồn ít bị thay đổi, mặt khác để trao đổi năng lượng phản kháng với điện cảm tải (với tải R hoặc động cơ điện). Điện áp ra của bộ nghịch lưu độc lập không có dạng hình sin như mong muốn mà đa số là dạng xung chữ nhật. Để đánh giá sóng hài của điện áp ra người ta thường dùng hệ số sau :

$$K_q = \frac{U_q}{U_1} \quad (1.22)$$

Trong đó U_q và U_1 là trị hiệu dụng của sóng hài bậc q và bậc 1 (sóng cơ bản).

Các van dẫn dùng trong bộ nghịch lưu độc lập có thể là thyristor hoặc transistor (bipolar, MOSFET, IGBT), nhưng phù hợp và ưu tiên hơn cả là dùng transistor do đó người ta tránh dùng thyristor. Các sơ đồ nghịch lưu độc lập phần lớn có dạng tương tự như ở mạch chỉnh lưu, thông dụng nhất là sơ đồ cầu.

1.3.2.1. Biến tần nguồn áp một pha (Bộ nghịch lưu áp cầu một pha)



Hình 1.11. Bộ nghịch lưu điện áp một pha. a) Sơ đồ, b) đặc tính.

Trên Hình 1.11 trình bày sơ đồ bộ biến tần nguồn áp một pha các thyristor từ T_1 ÷ T_4 được nối theo sơ đồ cầu điều khiển từng cặp (T_1 - T_4 và T_2 -

T₃). Các tụ điện C₁, C₂ làm nhiệm vụ chuyển mạch. Ví dụ khi T₁ và T₄ mở cho dòng điện chạy qua tụ điện C₁, C₂ được nạp tới giá trị điện áp nguồn. Khi mở T₂, T₃ thì C₁ phóng điện qua T₁, T₂ còn C₂ phóng qua T₃, T₄.

Như vậy dòng qua T₁, T₄ giảm tới không, các thyristor này bị ngắt. Các diode D₁ - D₄ ngăn các tụ chuyển mạch với tải để loại trừ ảnh hưởng của các tụ lên tải. Các diode D₅ - D₈ tạo thành một cầu ngược cho dòng phản kháng đi qua tụ C_o.

Ví dụ: nếu trước đây T₁ - T₄ mở, dòng tải chạy theo chiều mũi tên trên hình vẽ thì khi cho xung mở T₂- T₃ dòng tải do tác dụng của sức điện động tự cảm trong mạch tải không thể đổi chiều đột ngột mà vẫn giữ chiều cũ trong một khoảng thời gian t₂ ÷ t₃. Trong khoảng thời gian t₂ ÷ t₃ dòng chạy qua D₆ - C_o - D₇. Các điện kháng L₁, L₂ dùng để hạn chế dòng điện phóng của C₁, C₂ không qua thyristor cần khóa (vì C₁ còn có thể phóng điện trong mạch D₁-D₅-L₁-T₂, còn C₂ trong mạch T₃-L₂-D₈-D₄).

Nếu không có L₁, L₂ thì dòng điện phóng theo mạch vừa nói sẽ khá lớn và sự chuyển mạch sẽ gặp khó khăn. Điện áp trên tải có dạng chữ nhật (Hình 1.1 b). Để tìm biểu thức i_t(t) qua tải ta dùng biến đổi Laplace và biến đổi ngược.

Theo định lý về hàm gốc có chu kỳ T, ta có:

$$F(p) = \frac{1}{1 - e^{-pT}} \int_0^T e^{-pt} f(t) dt \quad (1.23)$$

Vận dụng vào trường hợp đang xét có thể tìm ảnh của điện áp đặt trên tải:

$$U_t(p) = \frac{1}{1 - e^{-pT}} \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-pt} U_d dt - \int_{\frac{T}{2}}^T e^{-pt} U_d dt \quad (1.24)$$

thực hiện ra ta có:

$$U_t(p) = \frac{U_d}{p(1 - e^{-pT})} \begin{bmatrix} -e^{-pt} & \begin{bmatrix} \frac{T}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \\ -e^{-pT} & \begin{bmatrix} \frac{T}{2} \\ \frac{T}{2} \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

$$U_t(p) = \frac{U_d}{p} \left(1 - e^{-p\frac{T}{2}}\right)^2 = \frac{U_d}{p} \frac{1 - e^{-p\frac{T}{2}}}{1 + e^{-p\frac{T}{2}}}$$

Ảnh của dòng tải:

$$I_t(p) = \frac{U_t(p)}{Z_t(p)} = \frac{U_d}{p} \frac{1 - e^{-p\frac{T}{2}}}{\left(1 + e^{-p\frac{T}{2}}\right)(r + pL)} = \frac{A(p)}{B(p)} \quad (1.25)$$

Còn

$$i_t(t) = \sum_{i=K-1}^{i=n} \frac{A(p_k)}{B(p_k)} e^{p_k t} \quad (1.26)$$

Sau khi tìm cực trị của $B(p_k)$, cuối cùng ta được:

$$i_t(t) = -\frac{U_d}{r} \cdot \frac{1 - e^{k\pi}}{1 + e^{k\pi}} e^{-k\theta} + 2R_e \left\{ \frac{U_d(1 - e^{j\pi})}{\pi(-x + jr)} e^{j\theta} \right\} \quad (1.27)$$

trong đó: $k = \frac{r}{x} = \frac{rT}{2\pi L}$; $\omega t = \frac{2\pi}{T}$; $\theta = \omega t$.

Nếu đặt $\varphi = \arctg \frac{x}{r}$, ta nhận biểu thức mới:

$$i_t(t) = \frac{4U_d}{\pi\sqrt{r^2 + x^2}} \sin(\theta - \varphi) - \frac{U_d}{r} \cdot \frac{(1 - e^{j\pi})}{(1 + e^{k\pi})} e^{-k\theta} \quad (1.28)$$

Trong đó số hạng thứ nhất là dòng xác lập, số hạng thứ 2 là dòng tự do chạy qua tải.

Giá trị hiệu dụng của dòng tải xác định như sau:

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_t^2 d\omega t} \quad (1.29)$$

Trong đó:

$$i_t = \frac{4U_d}{\pi\sqrt{r^2 + x^2}} \sin(\theta - \varphi) = A \cos^2 \varphi \sin \theta - k A \sin^2 \varphi \cos \theta ;$$

$$A = \frac{4U_d}{\pi r} ; k = \frac{r}{x}$$

$$\sin \varphi = \frac{x}{\sqrt{r^2 + x^2}} ; \cos \varphi = \frac{r}{\sqrt{r^2 + x^2}}$$

Như vậy:

$$\begin{aligned} I_t &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (A \cos^2 \varphi \sin \theta - k A \sin^2 \varphi \cos \theta)^2 d\omega t} \\ &= \frac{4U_d}{\pi r} \sqrt{\frac{(\cos^2 \varphi)^2 + (k \sin^2 \varphi)^2}{2}} \end{aligned} \quad (1.30)$$

Giá trị dòng trung bình chạy qua diode ngược:

$$I_{tbD} = \frac{4U_d}{\pi^2 \sqrt{\pi + x^2}} \cos(\varphi - 1) \quad (1.31)$$

Giá trị trung bình của dòng điện chạy qua thyristor:

$$I_T = \frac{4U_d}{\pi^2 \sqrt{\pi + x^2}} \cos(\varphi + 1) \quad (1.32)$$

Người ta sử dụng bộ chỉnh lưu để tạo ra nguồn U_d cung cấp cho bộ nghịch lưu. Bộ chỉnh lưu chỉ cho dòng chạy qua theo một chiều cho nên trong sơ đồ nghịch lưu điện áp có sử dụng tụ C_o . Năng lượng điện tích trong tải là nguồn sinh dòng chạy qua C_o , như vậy sẽ tránh được hiện tượng quá điện áp trên các thyristor khi chuyển mạch. Dòng qua C_o cũng là dòng tức thời chạy qua tải, vì vậy:

$$i_c = C_o \frac{du_o}{dt} = i_t \frac{4U_d}{\pi\sqrt{r^2 + x^2}} \sin(\theta - \varphi) \quad (1.33)$$

hoặc:

$$\omega C_o \Delta U_c = \int_0^\pi \frac{4U_d}{\pi\sqrt{r^2 + x^2}} \sin(\theta - \varphi) d\theta = \frac{4U_d}{\pi\sqrt{r^2 + x^2}} \cos(\varphi - 1) \quad (1.34)$$

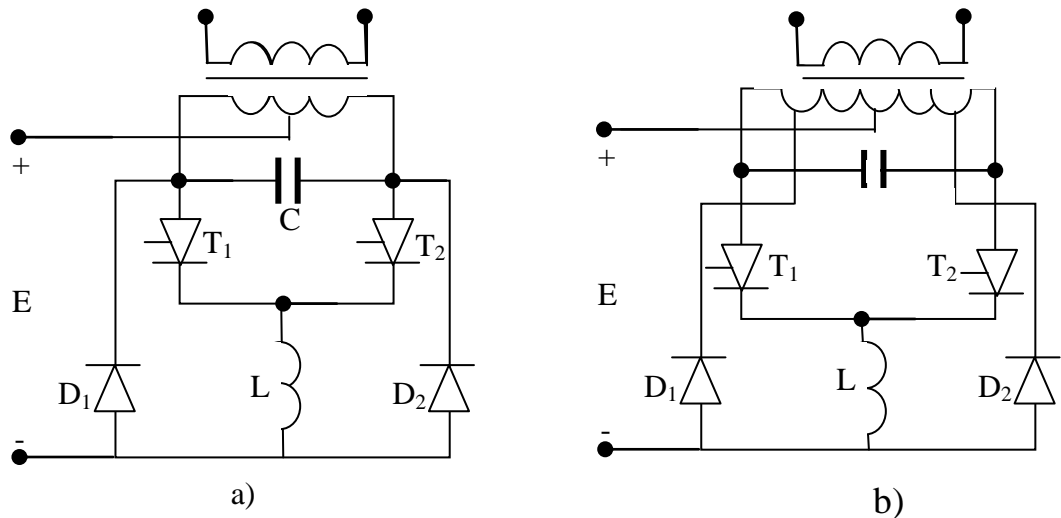
Hay:

$$C_0 = \frac{4U_d \cos(\varphi - 1)}{2\pi f \cdot \pi \Delta U_c \sqrt{r^2 + x^2}} \quad (1.35)$$

Thường nhận: $\Delta U_c \approx 0,1U_d$.

a. Hệ thống Mac – Marây – Betfor

Sơ đồ của hệ thống biểu diễn ở Hình 1.12



Hình 1.12. Bộ nghịch lưu có diode phóng điện (hệ thống Muray- Betford)

a) sơ đồ có diode nối với anode thyristor, b) Diode nối vào biến áp.

Sự khác nhau giữa 2 hệ thống này là: ở hình a các diode được mắc vào anod của các thyristor, còn ở hình b thì mắc vào các đầu ra của biến áp.

Hoạt động các hệ thống trên quan điểm chuyển mạch giống như các hệ thống bộ ngắt mạch tĩnh có cuộn kháng cộng hưởng.

Khi mở T_1 , do tác động cuộn sơ cấp của biến áp (như biến áp tự ngẫu) nên tụ C nạp tới điện áp gần bằng $2E$. Khi mở T_2 , T_1 bị ngắt bởi tụ điện C . Ở hệ thống hình a) tụ nạp chuyển đổi cộng hưởng trong mạch $C-T_2-L-D_1$ tới điện áp $2E$ với dấu âm. Áp trên tụ không thể vượt quá giá trị $2E$ bất kể có cộng hưởng ở mạch tải do có phóng ngược của tụ qua những diode tương ứng và nguồn nạp.

Thời gian để ngắt thyristor bằng $1/4$ chu kỳ dao động riêng của mạch LC.

Xung dòng điện chuyên nạp cộng hưởng tụ điện có biên độ tương đối lớn, điều đó có ảnh hưởng tới việc xuất hiện tổn hao phụ trong các phần tử chuyên mạch. Để giảm các tổn hao đó trên hình 9.2b phần tử chuyên mạch bị dập tắt do sự hoạt động của biến áp tự ngẫu. Nếu diode D_1, D_2 được nối vào các đầu ra cuộn sơ cấp biến áp thì mạch chuyên nạp tụ điện được nối tới các đầu tận cùng cuộn sơ cấp. Trong trường hợp này năng lượng phản kháng tích tụ trong L ở đoạn cuối chuyên mạch không bị mất ở trong mạch mà trở về nguồn qua những diode và phần cuộn dây thích hợp.

Hệ thống cho phép đưa một phần năng lượng phản kháng trở về nguồn.

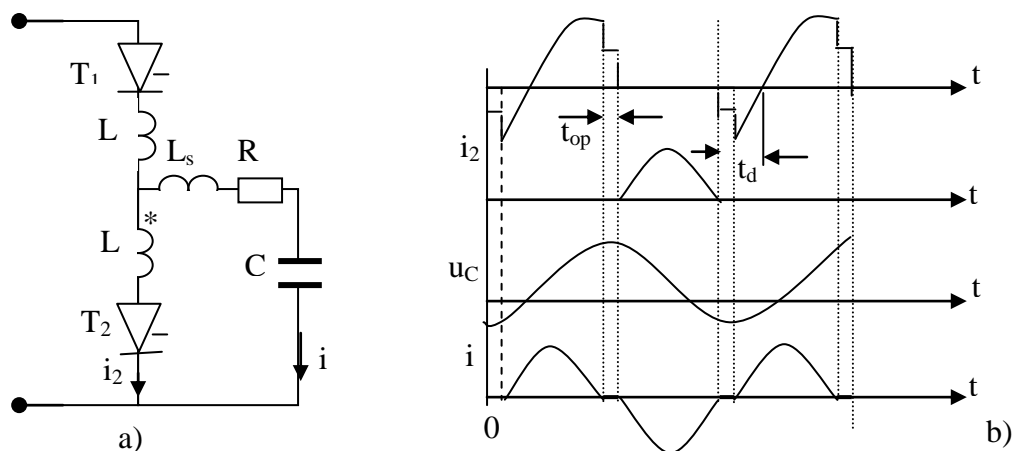
Hệ thống tạo ra áp chữ nhật. Sử dụng điện áp chữ nhật trong nhiều trường hợp gây hậu quả xấu. Người ta đưa thêm filt lọc để áp có dạng gần hình sin hơn.

b. Bộ nghịch lưu nối tiếp

Trong các bộ nghịch lưu nối tiếp, tải tham gia trực tiếp hoặc gián tiếp vào mạch cộng hưởng gây nên dao động để mở thyristor chu kỳ. Ngắt các thyristor thực hiện bằng cộng hưởng. Chúng ta hãy phân tích bộ nghịch lưu nối tiếp Hình 1.13.

Giả thiết rằng tụ C chưa được nạp điện. Khi mở thyristor T_1 tụ điện được cộng hưởng trong mạch T_1 - L_1 - L_S - R- C tới điện áp gần $2E$. Nếu chất lượng của mạch lớn (thực tế coi nó lớn hơn 2) thì xung dòng sẽ có dạng hình sin (Hình 1.12b). Sau khi dòng điện i đổi chiều T_1 ngắt cộng hưởng. Điện áp trên tụ được giữ lại cho tới khi T_2 mở. Sau khi T_2 dẫn, tụ điện được chuyên nạp cộng hưởng trong mạch C-R- L_S - L_2 - T_2 , T_2 bị khóa giống như T_1 , xuất hiện xung thứ 2 của dòng tải. Xung này có dạng hình sin và nó chính là chu kỳ âm của dòng tải. Dạng của dòng điện phụ thuộc vào vị trí tương hỗ của 2 xung,

tức là phụ thuộc vào mối quan hệ của nửa chu kỳ dao động riêng và nửa chu kỳ tạo xung.

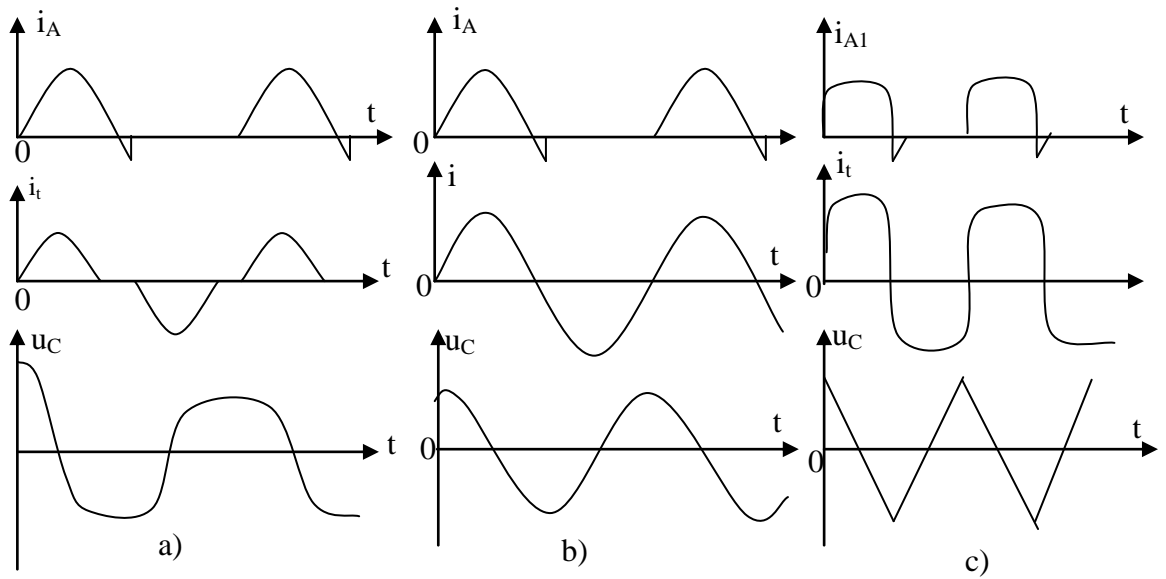


Hình 1.13. Hệ thống cơ bản của bộ nghịch lưu nối tiếp. a) Sơ đồ, b) đặc tính thời gian.

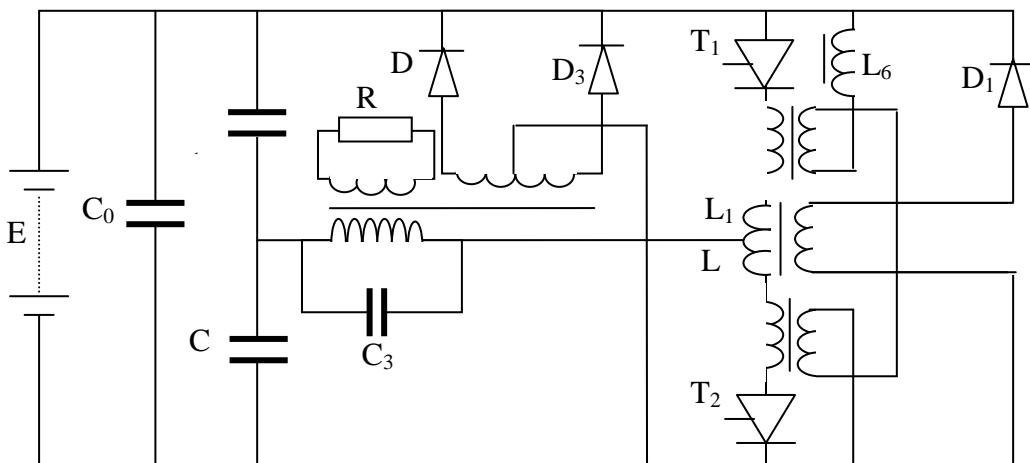
Thời gian ngắt lớn nhất xảy ra trong trường hợp $f_i < f_o$ vì rằng thời gian chuyển nạp cộng hưởng tụ điện t_x được cộng thêm thời gian chậm t_{op} . Khi $f_i = f_o$, ta có dạng dòng tải tốt nhất. Xấu nhất là khi $f_i > f_o$ bởi vì dạng của dòng gần với dạng hình chữ nhật, độ tăng dòng và điện áp lớn, thời gian t_d giảm (Hình 1.13). Những nghiên cứu gần đây đã chỉ ra rằng nghịch lưu có f_i lớn hơn f_o không nhiều, nghịch lưu nối tiếp vẫn giữ được những ưu điểm của mình.

Nếu như dòng điện không cần dạng hình sin thì ngược lưu nối tiếp làm việc với $f_i < f_o$ là tốt nhất.

Người ta nhận thấy tăng thời gian ngắt $t_d = t_{op} + t_x$ cần phải nhận giá trị Q lớn (ví dụ $Q > 1,4$) nhưng Q lớn thì lại làm giảm công suất tải. Độ tăng điện áp cũng giới hạn tăng giá trị Q . Độ tăng điện áp phụ thuộc khá mạnh vào Q , do đó nên nhận $1 < Q < 4$. Trở kháng L_1 và L_2 trong hệ thống giữ một vai trò rất quan trọng nhờ sự tương hỗ mạnh của chúng ($K_2 \approx 1$) nên khi mở một thyristor thì thyristor thứ hai có điện áp ngược lớn hơn (trong thời gian t_x) nên làm tăng độ tin cậy khóa thyristor.



Hình 1.14. Các đặc tính cơ bản của bộ nghịch lưu nối tiếp. a) $f_i < f_0$, b) $f_i = f_0$, c) $f_i > f_0$.



Hình 1.15. Bộ nghịch lưu nối tiếp có phân chia tụ điện và dùng mạch bảo vệ đứt mạch và ngăn mạch tải.

Ta nhận thấy rằng điện áp trên các cuộn kháng không có dạng hình sin nhưng có tần số lớn. Đặc tính này thường được sử dụng để cấp điện cho các tải có nhiều đầu ra, đòi hỏi tần số làm việc lớn.

Hệ thống cơ bản (Hình 1.13) thường được biến đổi. Tụ điện C được tách làm 2 phần: $C = C_1 = C_2$ (Hình 1.15).

Để giảm tổng trở nguồn thường mắc song song một tụ C_0 . Tải thường được mắc qua biến áp, độ tự cảm chủ yếu là tự cảm tản của biến áp, R là điện trở tải quy đổi. Một dung kháng không lớn C_3 sẽ làm tăng hệ số chất lượng Q của mạch khi tải nhỏ. Hệ số chất lượng của mạch ảnh hưởng lên hàng loạt các thông số cụ thể là: t_d , du_D/dt , U_{NG} , do đó phải giữ Q trong một phạm vi nhất định khi tải thay đổi. Ở hệ thống đang xét tình thế bất lợi khi hệ thống không tải và ngắn mạch.

Khi không tải Q đột ngột giảm xuống không, hệ thống ngừng làm việc còn khi ngắn mạch $Q \rightarrow du_{khóa}/dt \rightarrow U_{khóa\max} \rightarrow U_{NGM}$.

Bảo vệ trong trường hợp thứ nhất dùng tụ C_3 , tuy nhiên sự có mặt của tụ C_3 cùng với sự hở mạch của tải đã làm cho tần số cộng hưởng và áp tăng lên nhanh. Để chống lại điều đó, sử dụng cuộn phụ của biến áp và các diode D_1 , D_2 . Sự tăng điện trở tải làm tăng điện áp chỉnh lưu do D_1 , D_2 . Nếu điện áp này vượt $2E$ sẽ bị cắt, điện áp thừa sẽ tạo ra dòng để chạy về nguồn nạp. Giới hạn điện áp ra của bộ nghịch lưu cũng sẽ được thực hiện tương tự.

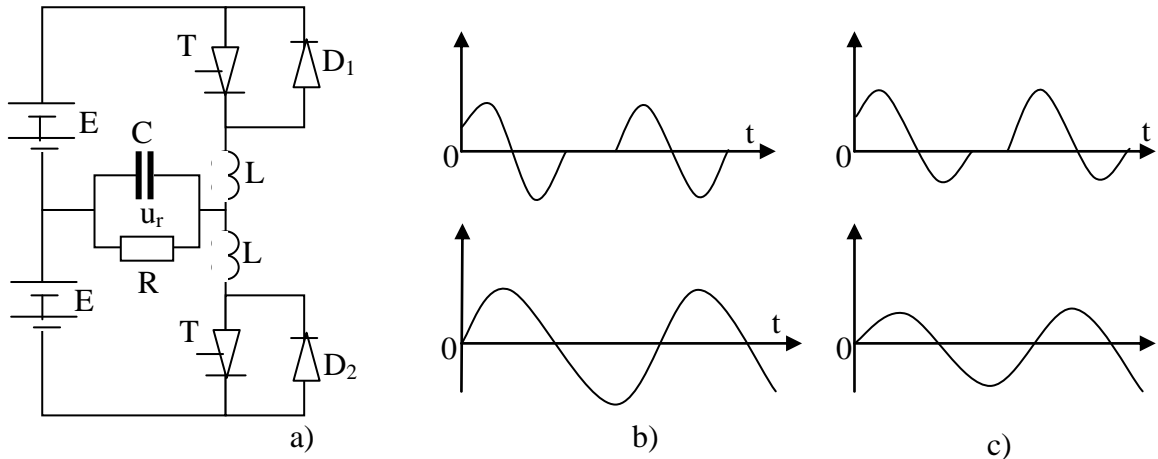
Bảo vệ khỏi ngắn mạch tải ta dùng L_3 liên hệ với L_2 , L_1 qua diode D_1 . Hoạt động của hệ thống tương tự như trên. Cụ thể là: khi tải tăng, Q tăng làm tăng điện áp trên cuộn kháng. Nếu điện áp ở L_3 vượt $2E$ nó sẽ bị ngắn mạch qua nguồn nạp. Đưa vào mạch L_1 - L_2 bộ đập nhằm giảm sự tăng tiếp của Q và hậu quả xấu của nó.

Các diode D_1 , D_2 , D_3 phải là diode hoạt động nhanh, nếu không tổn hao của chúng sẽ lớn làm giảm hiệu suất của hệ thống. Các cuộn cảm L_4 , L_5 giữ vai trò chống tăng dòng. Nếu lõi các cuộn cảm này làm bằng vật liệu có từ dư lớn thì phải thực hiện khử từ dư. Để làm điều đó ta dùng các cuộn phụ nối với nguồn nạp qua cuộn cảm L_6 .

Qua phân tích trên cho thấy để đảm bảo an toàn cho hệ thống, phải dùng thêm các bộ bảo vệ, làm hệ thống phức tạp thêm, đòi hỏi phải tiếp tục

cải tiến hệ thống. Tuy nhiên trong một số trường hợp tải không đổi, hệ thống được sử dụng rộng rãi.

c. Nghịch lưu hỗn hợp (song song- nối tiếp)



Hình 1.16. Bộ nghịch lưu song song- nối tiếp. a) Sơ đồ, b) đặc tính thời gian khi không tải, c) khi tải thuần trở.

Nghịch lưu hỗn hợp là bộ nghịch lưu đứng về mặt hình dáng giống như các hệ thống đã nói ở trên. Các hệ thống này thường có 2 tụ điện mắc trực tiếp hoặc gián tiếp mắc song song và nối tiếp với tải.

Phụ thuộc vào giá trị của loại tụ nào mà hệ thống mang tính chất của hệ nối tiếp hay song song. Ta hãy nhắc lại một số tính chất của các nghịch lưu này.

Với bộ nghịch lưu song song thì cường độ bằng dòng biến đổi để tạo ra áp hình sin, còn nghịch lưu nối tiếp cường độ bằng điện áp biến dạng và tạo dòng hình sin. Vấn đề chuyển mạch không giữ vai trò chủ đạo ở đây vì trong các nghịch lưu song song, chuyển mạch thực hiện bằng tụ thì cũng có nghịch lưu song song chuyển mạch thực hiện bằng cộng hưởng. Trên Hình 1.16 biểu diễn một hệ thống nghịch lưu. Diode D_1 và D_2 mắc song song với T_1 và T_2 , còn mạch tải được mắc song song với tụ điện. Hệ thống mang tính chất của hệ thống song song khi bảo toàn phương pháp ngắt cộng hưởng các

thyristor của nghịch lưu nối tiếp. Khi mở T_1 dòng tụ điện có dạng hình sin giống như hệ thống Hình 1.13. Ở nửa chu kỳ sau dòng này khép kín qua D_1 , nguồn nạp E. Như vậy xung dòng điện sau khi mở thyristor có dạng một dòng hình sin (1 chu kỳ) Hình 1.16

Ngắt thyristor thực hiện bằng cộng hưởng, trong đó điện áp ngược có giá trị nhỏ (áp dẫn diode).

Trạng thái này tồn tại suốt cả quá trình nửa chu kỳ âm, đó cũng chính là thời gian ngắt thyristor. Khi mở T_2 (sau thời gian chậm) một xung hình sin của dòng điện được cưỡng bức qua T_2 và D_2 . Tụ C hoạt động vi phân tạo ra trên tải R một điện áp có dạng gần hình sin. Nếu thời gian chậm không lớn lắm, ta có mối liên hệ sau đây giữa các tần số:

$$\frac{f_0}{f_i} \leq 1,35 \quad (1.36)$$

thì điện áp trên tải và tụ điện có dạng hình sin (độ biến dạng rất nhỏ). Dạng và biên độ điện áp hoàn toàn không phụ thuộc vào sự thay đổi giá trị và tính chất của tải.(Hình 1.16b,c). Đó là ưu điểm của hệ thống.

Trên hình 1.17 biểu diễn bộ biến tần nguồn áp có chuyển mạch giữa các pha làm việc theo sơ đồ cầu. Các diode $D_1 \div D_6$ mắc nối tiếp với các thyristor $T_1 \div T_6$ nhằm ngăn sự phóng điện của các tụ chuyển mạch $C_1 \div C_6$ do điện áp ngược của tải gây nên. Các diode $DZ_1 \div DZ_6$ là những phần tử cần cho mạch chuyển mạch, ngoài ra chúng còn giữ vai trò của diode phóng điện. Thứ tự mở các thyristor và đặc tính điện áp pha và dây biểu diễn trên hình 1.17b. Cầu gồm 2 nhóm van: nhóm anod chung ($T_1-T_3-T_5$) và nhóm katode chung ($T_2-T_4-T_6$). Dưới đây chúng ta trình bày quá trình chuyển mạch cưỡng bức của thyristor T_1 . Giả thiết rằng T_1 của nhóm anode và T_2 của nhóm katode đang dẫn. Ngắt T_1 bằng cách mở T_3 . Trên hình 1.17 mạch chuyển mạch ký hiệu bằng nét đậm. Cực tính các tụ điện trước khi chuyển mạch ký hiệu trên tụ điện còn cực tính tụ điện sau chuyển mạch ký hiệu dưới tụ điện.

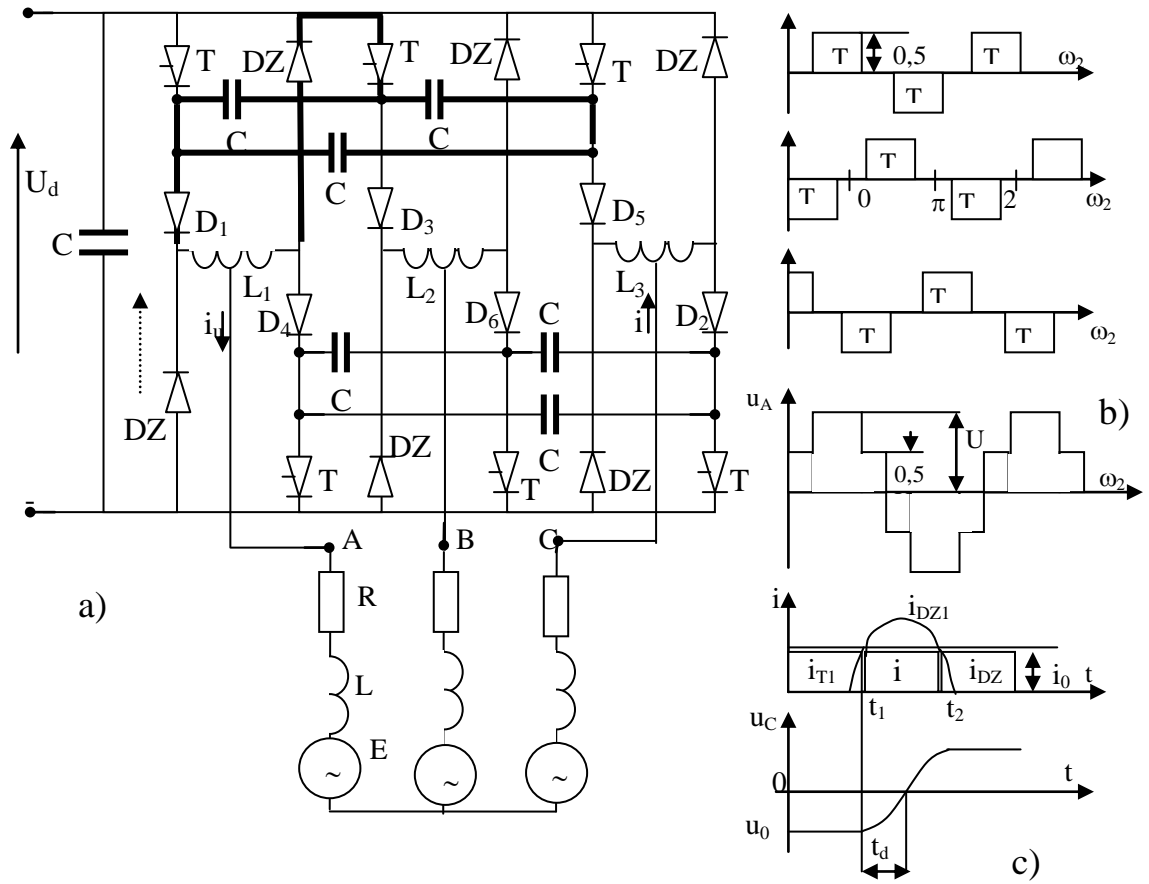
Sau khi T_3 mở (tại thời điểm t_1 , hình 1.17c) tụ C_1 chuyên nạp dao động trong mạch $T_3-C_1-D_1-L_1-DZ_1-T_3$ còn tụ C_5 trong mạch $T_3-C_3-C_5-D_1-L_1-DZ_1-T_3$. Như vậy tụ điện tương đương có giá trị $\frac{3}{2}C$ vì nhánh C_1 mắc song song với nhánh C_3 nối tiếp C_5 . Giả thiết rằng mạch chứa tụ điện không có cảm kháng còn tải là tổng trở có tính cảm kháng có hằng số thời gian lớn hơn thời gian xảy ra chuyển mạch, còn tại thời điểm t_1 dòng điện chạy trong pha A bằng I_0 .

Trong trường hợp này, tại thời điểm t_1 tụ điện tương đương ($3C/2$) nhận giá trị dòng nhảy bậc từ T_1 , thyristor T_1 ngắt vì đặt lên cực anode-katode của nó điện áp âm. Trên hình 1.17c biểu diễn điện áp tụ điện C_1 . Trong khoảng thời gian t_d thyristor T_1 cần phải đạt được tính chất khóa. Thời gian t_d là khoảng thời gian cần có để điện áp ngược của thyristor T_1 tăng từ giá trị u_{0C1} tới 0. Thời gian này phải nhỏ hơn thời gian trung hòa các điện tử của T_1 . Trong khoảng thời gian t_1-t_2 dòng chạy qua tụ điện lớn hơn dòng tải (I_0).

1.3.2.2. Biến tần nguồn áp ba pha

Dòng hiệu I_C-I_0 chạy qua diode phóng DZ_1 không qua tải. Tại t_2 dòng $I_C=I_0$, dòng tụ điện giảm nhảy bậc xuống 0. Từ thời điểm này dòng tải gây nên do năng lượng tích lũy trong cảm kháng của tải chạy qua mạch khép kín bởi DZ_4 (sđđ cảm ứng đã phân cực DZ_4 theo hướng dẫn). Bây giờ DZ_4 đóng vai trò của diode zerô. Dòng I_0 chạy trong mạch DZ_4-L_1 -pha A-pha C- $L_3-D_2-T_2-DZ_4$. Nếu độ cảm kháng của tải đủ lớn, năng lượng điện từ trong mạch vừa nói trên có thể không phóng trong khoảng $\omega_2 t = \pi/3$. Điều đó có nghĩa là sau một góc $\pi/3$ kể từ khi T_3 dẫn năng lượng kháng được đưa về nguồn vì khi T_2 ngắt, DZ_5 bắt đầu phân cực dẫn, dòng tải bây giờ chảy theo mạch sau: DZ_4-L_1 -pha A-pha C- $L_3-DZ_5-U_d^{(+)}-U_d^{(-)}-DZ_4$. Ở chế độ hãm máy phát của động cơ năng lượng kháng được chuyển về nguồn từ tải cũng qua diôt DZ . Đặc trưng của loại chuyển mạch này là chuyển mạch cưỡng bức, nguồn năng lượng dùng để chuyển mạch được tụ điện nạp tới điện áp tỷ lệ với

điện áp nguồn U_d cấp cho . Khi giảm giá trị điện áp nguồn giảm năng lượng tích lũy trong tụ điện có thể không thực hiện được sự chuyển mạch.

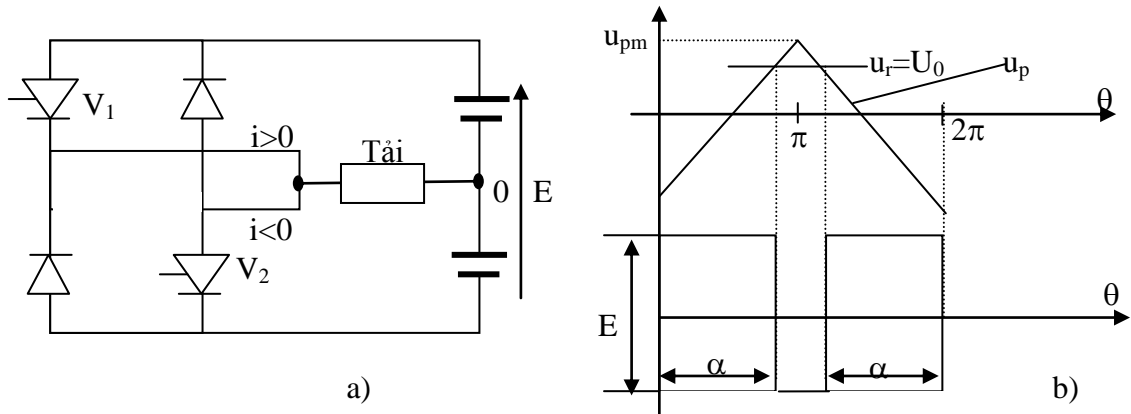


Hình 1.17. Bộ biến tần ba pha nguồn áp có chuyển mạch giữa các pha. a) sơ đồ, b) đặc tính điện áp pha, c) điện áp dây.

1.3.3. Bộ biến tần chỉnh độ rộng xung (PWM)

1.3.3.1. Cơ sở điều chỉnh độ rộng xung

Trên hình 1.18 biểu diễn sơ đồ nguyên lý một biến tần một pha gồm 2 van điều khiển. Điện áp ra là một chuỗi xung điện áp chữ nhật cùng biên độ nhưng độ rộng của từng xung thì quyết định bởi luật điều khiển góc mở α .



Hình 1.18. Cơ sở của hệ thống biến tần điều chỉnh độ rộng xung.

1.3.3.2. Nguyên tắc điều khiển

Luật điều khiển PWM được sử dụng nhiều nhất là luật so sánh 2 điện áp:

-Điện áp chuẩn (điện áp điều biên), ký hiệu là u_r có dạng hình sin, tần số là f_r thể hiện điện áp mong muốn

-Điện áp mang, ký hiệu là u_p có dạng tam giác đối xứng, tần số là f_p ($f_p > f_r$). Chúng ta hãy xem những gì sẽ xảy ra trong một chu kỳ của điện áp mang. Khi xếp chồng u_r lên u_p , chúng cắt nhau tại các hoành độ α và $2\pi - \alpha$. Các giao điểm của chúng quyết định giá trị trung bình của điện áp ra.

$$U_{tb} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\alpha} \frac{E}{2} d\theta - \int_{\pi}^{2\pi-\alpha} \frac{E}{2} d\theta + \int_{2\pi-\alpha}^{2\pi} \frac{E}{2} d\theta \right] \quad (1.37)$$

sau khi tính tích phân ta được:

$$U_{tb} = \frac{E}{2} \left(\frac{2\alpha}{\pi} - 1 \right) \quad (1.38)$$

Mặt khác theo hình 1.18b ta có:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{u_r}{U_{pm}} \right) \quad (1.39)$$

Do đó:

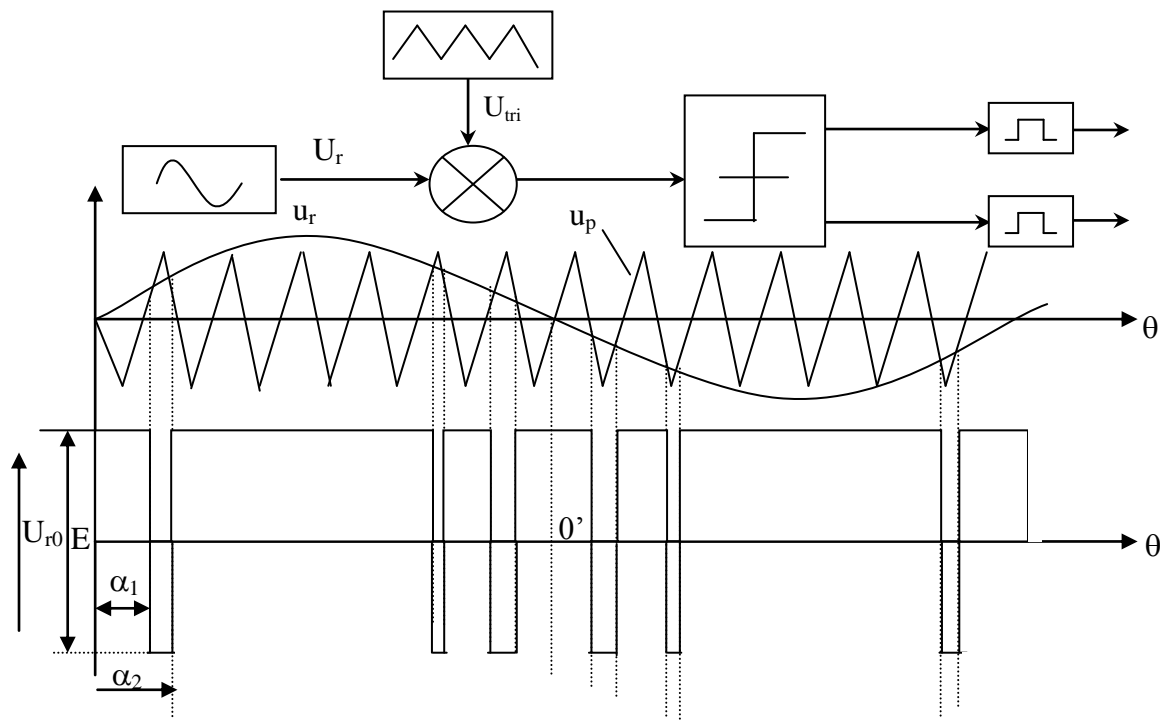
$$\frac{2U_{tb}}{E} = \frac{u_r}{U_{pm}} \quad (1.40)$$

Trong đó U_{pm} là giá trị cực đại của điện áp mang.

Qua biểu thức trên thấy rằng: giá trị trung bình của điện áp ra (trong một chu kỳ của điện áp mang) tỉ lệ với điện áp chuẩn. Nếu điện áp chuẩn có dạng sinus thì U_{tb} cũng có dạng sinus. Người ta có thể điều chỉnh biên độ điện áp ra bằng cách tác động vào tỷ số $\frac{U_r}{U_{pm}}$.

Để có xung điều khiển van V_1 hoặc V_2 ta thực hiện như sau (hình 1.19). Đưa vào khâu so sánh hai điện áp u_r và u_p . Mỗi lần chuyển trạng thái là một lần xuất hiện xung điều khiển các van tương ứng.

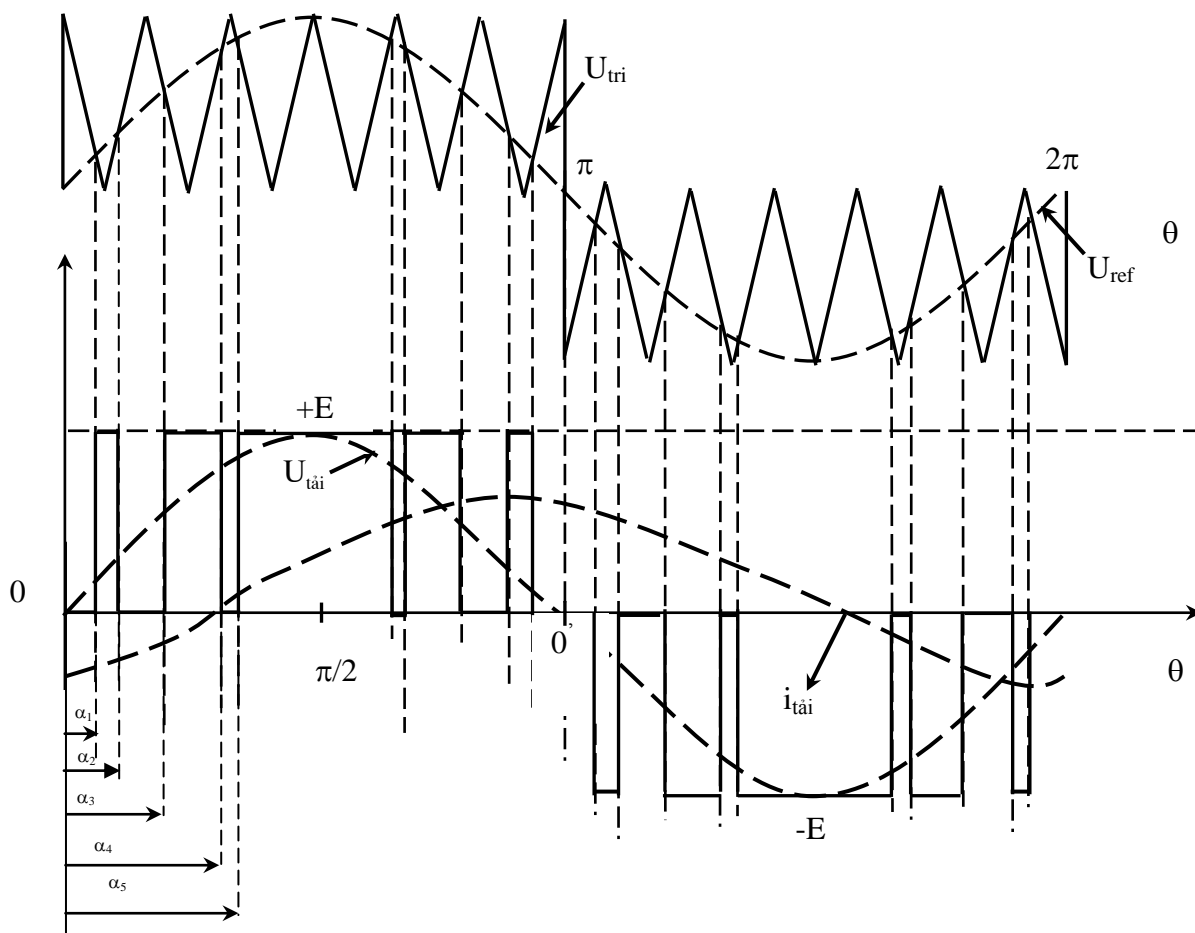
Điện áp ra trên tải là u_{RO} biến đổi theo hai trị số $+\frac{E}{2}$ và $-\frac{E}{2}$, cũng vì lẽ đó loại tạo xung PWM này còn được gọi là PWM lưỡng cực.



Hình 1.19. Sơ đồ khối của phương pháp điều chế độ rộng xung.

Ngoài việc tạo xung lưỡng cực người ta cũng có cách tạo xung đơn cực như hình 1. 20

Do có thể điều khiển băm điện áp tải thành nhiều xung có độ rộng khác nhau nên có thể làm cho điện áp tải chứa ít sóng hài.



Hình 1.20. Điều chế độ rộng xung đơn cực.

Chúng ta sẽ chứng minh điều đó.

Nếu chọn O' làm tâm điểm đối xứng thì điện áp ra $u_{RO'}$ là một hàm chu kỳ, lẻ, đối xứng qua trục hoành, vậy khai triển Fourier của nó chỉ chứa các hằng số lẻ sinus. Ta tính biên độ sóng đa hài điện áp như sau:

$$U_{mn} = \frac{\pi}{4} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\theta) \sin n\theta d\theta \quad \text{với } n=1, 3, 5, 7, \dots \quad (1.41)$$

$$U_{m1} = \left[\frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_1} \frac{E}{2} \sin\theta d\theta - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{E}{2} \sin\theta d\theta + \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{2}} \frac{E}{2} \sin\theta d\theta \right] \quad (1.42)$$

$$U_{m1} = \frac{2E}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2) \quad (1.43)$$

$$U_{m3} = \frac{2E}{3\pi} (1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2) \quad (1.44)$$

$$U_{m5} = \frac{2E}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2) \quad (1.45)$$

Từ đây chúng ta thấy muốn loại trừ sóng hài bậc 3 và bậc 5 ta cần phải có:

$$1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0$$

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0$$

Giải hai phương trình trên ta được $\alpha_1 = 23^\circ 6'$, $\alpha_2 = 33^\circ 3'$. Vậy điện áp ra chứa sóng cơ bản và các sóng hài bậc cao 7, 9, 11,.. vì biên độ các sóng 7,9,11 rất nhỏ nên có thể xem điện áp trung bình trên tải là hình sin:

$$U_{\text{tải}} = \frac{4E}{\pi} \sin\omega t \quad (1.46)$$

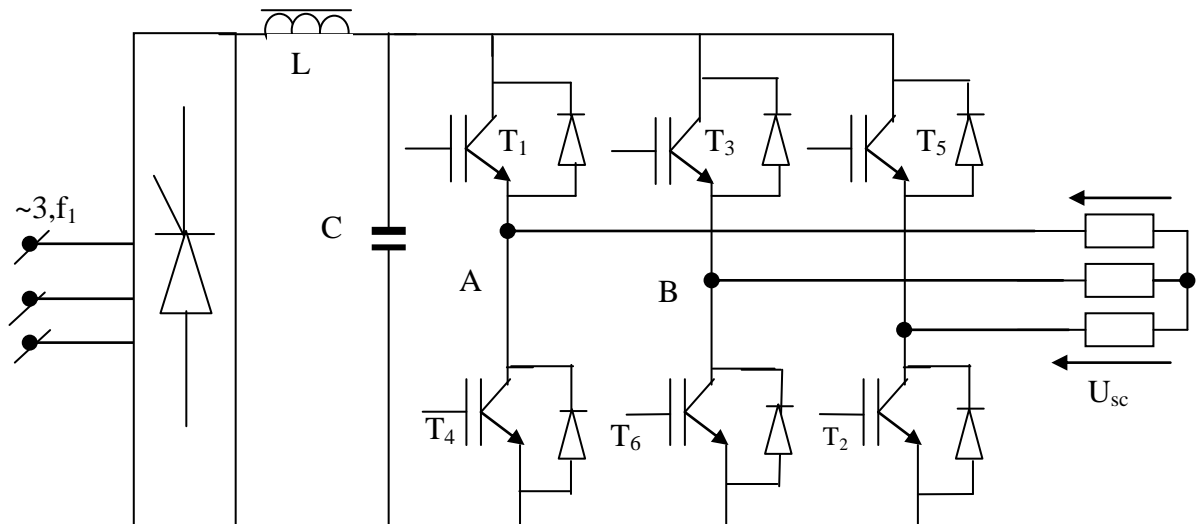
Đó chính là mục đích điều chế độ rộng xung của bộ biến tần và nó mang tên bộ biến tần điều chỉnh độ rộng xung.

1.3.3.3. Bộ biến tần điều chỉnh độ rộng xung ba pha dùng IGBT

Trên hình 1.21 biểu diễn bộ biến tần gián tiếp 3 pha điều chỉnh độ rộng xung PWM dùng transistor IGBT, sơ đồ gồm 6 transistor IGBT: $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$ nối theo sơ đồ cầu.

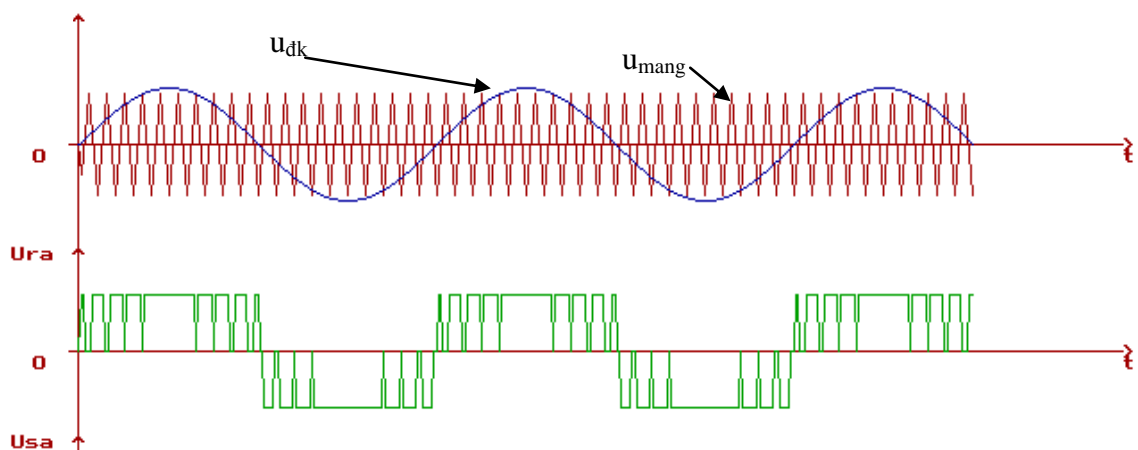
Do các transistor không có khả năng chịu được điện áp âm nên ta dùng các diode mắc song song với các transistor để bảo vệ transistor khỏi điện áp ngược. Trong sơ đồ các transistor T_1, T_3, T_5 mắc chung cực collector ở phía dương và các transistor T_2, T_4, T_6 mắc chung cực emitter về phía âm của nguồn điện một chiều U_d . Vì bộ biến tần gián tiếp PWM dùng transistor IGBT nên

điện áp ra trên tải lặp lại điện áp điều khiển trên cực cửa của transistor, có nghĩa là điện áp ra trên tải của bộ biến tần cũng có dạng xung hình chữ nhật với những độ rộng khác nhau giống như điện áp điều khiển.



Hình 1.21. Sơ đồ nguyên lý bộ biến tần gián tiếp ba pha nguồn áp PWM transistor IGBT.

Do đó nhiệm vụ của hệ thống là phải xây dựng sơ đồ điều khiển để tạo được điện áp điều khiển có dạng điện áp ra. Để tạo điện áp điều khiển các transistor IGBT có dạng xung PWM ta dựa vào nguyên lý đã trình bày ở phần trên



Hình 1.22. Điện áp điều khiển transistor của bộ biến tần PWM

Cụ thể ta đưa vào bộ so sánh một điện áp mang có dạng tam giác cân tần số f_r và 3 điện áp điều biên có dạng hình sin của một hệ thống 3 pha như sau:

$$U_a = U_{dk} \cdot \sin \omega t. \quad (1.47)$$

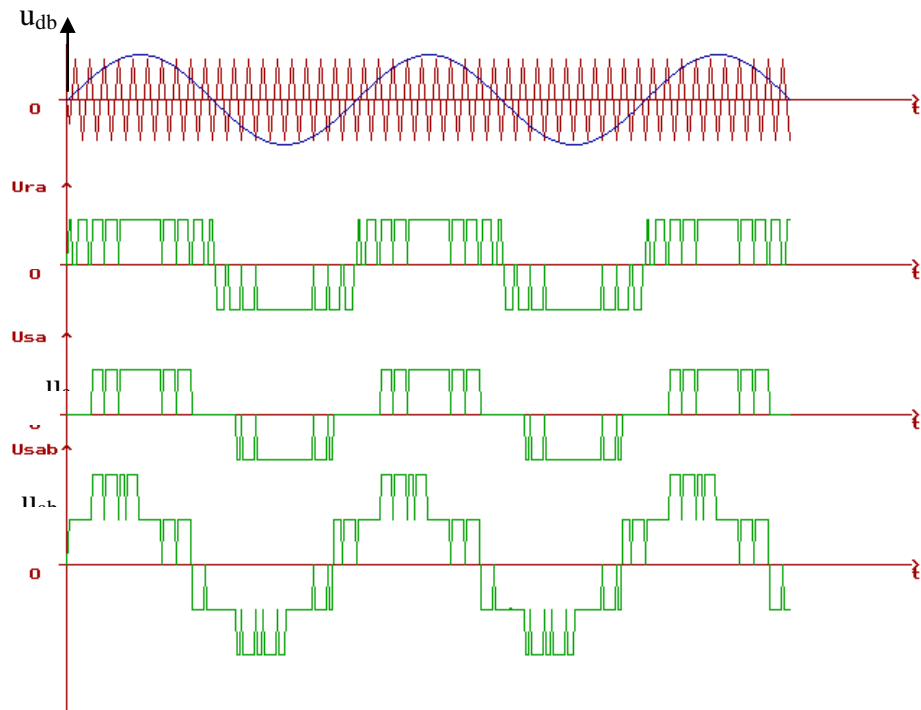
$$U_b = U_{dk} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (1.48)$$

$$U_c = U_{dk} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (1.49)$$

U_a, U_b, U_c là điện áp tức thời hình sin có tần số chuẩn f thuộc các pha a, b, c ($f < f_r$)

U_{dk} là giá trị biên độ của điện áp chuẩn hình sinus. $\omega = 2\pi f$ là tần số góc của điện áp chuẩn hình sinus.

Khoảng điện áp mang nằm dưới điện áp điều biên hình sin xác định độ dài tồn tại các xung điều khiển cũng là khoảng mở của transistor. Trên Hình 1.22 biểu diễn cách xác định điện áp điều khiển transistor theo nguyên lý điều khiển độ rộng xung cho một pha. Điện áp pha và dây của bộ biến tần 3 pha PWM biểu diễn trên Hình 1.23



Hình 1.23. Điện áp pha và dây bộ biến tần PWM dùng transistor IGBT.

1.4. SỰ CẦN THIẾT CỦA CÁC BỘ BIẾN TẦN TRONG TRUYỀN ĐỘNG ĐIỆN

Ở đây ta chỉ xét sự cần thiết của biến tần trong việc điều tốc- truyền động điện.

1.4.1. Sự cần thiết của biến tần trong công nghiệp

Với sự phát triển như vũ bão về chủng loại và số lượng của các bộ biến tần, ngày nay có nhiều thiết bị điện- điện tử sử dụng các bộ biến tần, trong đó một bộ phận đáng kể phải sử dụng biến tần là các bộ biến tần điều khiển tốc độ động cơ điện.

Trong thực tế có rất nhiều hoạt động công nghiệp liên quan đến tốc độ động cơ điện. Đôi lúc có thể xem sự ổn định của tốc độ động cơ điện như một sự sống còn của sự ổn định hệ thống... Vì thế việc điều khiển và ổn định tốc độ động cơ được xem như vấn đề chính yếu của các hệ thống điều khiển trong công nghiệp.

Điều chỉnh tốc độ động cơ là dùng các biện pháp nhân tạo để thay đổi các thông số nguồn như điện áp hay thông số mạch như điện trở phụ, thay đổi từ thông,... từ đó tạo ra các đặc tính cơ mới để có những tốc độ làm việc phù hợp với yêu cầu của phụ tải cơ. Có hai phương pháp để điều chỉnh tốc độ động cơ:

- Biến đổi các thông số của bộ phận cơ khí tức là biến đổi tỉ số truyền chuyển tiếp từ trục động cơ đến cơ cấu máy sản xuất.

- Biến đổi tốc độ góc của động cơ điện. Phương pháp này làm giảm tính phức tạp của cơ cấu và cải thiện được đặc tính điều chỉnh, đặc biệt linh hoạt khi ứng dụng các hệ thống điều khiển bằng điện tử. Vì vậy bộ biến tần được sử dụng để điều khiển tốc độ động cơ theo phương pháp này.

Khảo sát cho thấy:

- Chiếm 30% thị trường biến tần là các bộ điều khiển moment
- Trong các bộ điều khiển moment động cơ chiếm 55% là các ứng dụng quạt gió. Trong đó phần lớn các hệ thống HAVC (điều hòa không khí trung tâm), chiếm 45% là các ứng dụng bơm, chủ yếu là trong công nghiệp nặng
- Nâng cấp cải tạo các hệ thống bơm quạt từ hệ điều khiển tốc độ không đổi liên hệ tốc độ có thể điều chỉnh được trong công nghiệp với lợi nhuận to lớn thu về từ việc giảm nhiên liệu điện năng tiêu thụ.

Tính hữu dụng của biến tần trong các ứng dụng bơm quạt:

- Điều chỉnh lưu lượng tương ứng với điều chỉnh tốc độ bơm và quạt.
- Điều chỉnh áp suất tương ứng với điều chỉnh góc mở của van
- Giảm tiếng ồn trong công nghiệp
- Năng lượng sử dụng tỉ lệ thuận với lũy thừa bậc ba của tốc độ động cơ
- Giúp tiết kiệm điện năng tối đa

1.4.2. Biến tần- tiết kiệm điện năng

Một đặc điểm chung của các nhà máy, xí nghiệp là sử dụng rất nhiều động cơ bơm, quạt và các động cơ truyền động có tải cần sự thay đổi tốc độ.

Đối với các động cơ bơm, quạt, trong quá trình sản xuất, tốc độ cũng như lưu lượng của các thiết bị này luôn cần thay đổi để phù hợp với nhu cầu cụ thể về sản xuất của nhà máy xí nghiệp... Với động cơ sơ cấp là các động cơ xoay chiều ba pha, việc điều chỉnh lưu lượng của các thiết bị này là khó khăn, lưu lượng của môi chất thông qua thiết bị phụ thuộc vào tốc độ của

động cơ sơ cấp. Với cấu tạo của động cơ xoay chiều ba pha truyền thống thì tốc độ quay của động cơ coi như không đổi với hệ số lưới điện xoay chiều với tần số công nghiệp $f = 50\text{Hz}$ thông qua quan hệ:

$$f = p \frac{n}{60}$$

trong đó:

- p: số đôi cực của động cơ

-n: tốc độ quay

Với quan hệ này, tốc độ quay của động cơ chỉ phụ thuộc vào tần số của lưới điện. Vì vậy để thực hiện thay đổi lưu lượng, điều tốt nhất là thay đổi tốc độ động cơ sơ cấp cũng có nghĩa là thay đổi tần số của lưới điện.

Theo các công nghệ truyền thống trước đây mới chỉ thực hiện việc biến tần ở tần số cao, công suất nhỏ như kỹ nghệ truyền thanh, truyền hình. Công với tần số công nghiệp và với công suất hàng trăm kW thì chưa thực hiện được. Do trước đây việc điều chỉnh tần số của lưới điện là điều không thể được nên cho đến nay các nhà máy xí nghiệp để chỉnh lưu lượng người ta thường sử dụng biện pháp điều chỉnh các lá chắn đầu vào, đầu ra đối với hệ thống quạt. Đối với hệ thống bơm thì có ba phương pháp điều chỉnh như sau: sử dụng van tiết lưu, sử dụng bypass, điều khiển on-off. Đối với các động cơ truyền động có tải cần có sự thay đổi về tốc độ việc điều chỉnh thường là thay đổi tỷ số truyền thông qua thay đổi đường kính trục puli.

Việc điều chỉnh theo những phương pháp trên tuy đem lại hiệu quả về mặt kỹ thuật nhưng không kinh tế vì động cơ vẫn làm việc gần như không thay đổi, lượng điện tiêu thụ không giảm được bao nhiêu

Cho đến nay, rào cản về công nghệ này đã được tháo bỏ, các nước có nền kỹ thuật tiên tiến đã chế tạo được các máy biến tần công suất lớn, và ngay lập tức nó được áp dụng vào sản xuất, giải quyết được vấn đề về thay đổi tốc độ của các động cơ xoay chiều ba pha và đem lại hiệu quả cao về mặt kinh tế.

Ở đây xin bàn về hệ thống bơm quạt như đã biết ở trên, lưu lượng của các thiết bị này phụ thuộc vào tốc độ của động cơ sơ cấp, mà tốc độ này lại phụ thuộc vào tần số của nguồn điện. Vì vậy với một động cơ sơ cấp, việc điều chỉnh tốc độ dễ dàng được thực hiện nhất là thay đổi tần số của nguồn điện. Giải pháp cho các vấn đề trên chính là sử dụng biến tần thay thế các van hay lá chắn.

Như ta đã biết đối với các hệ truyền động loại bơm và quạt moment tải phụ thuộc vào tốc độ quay của trục theo hàm bình phương. Lưu lượng ra của hệ tỉ lệ thuận với tốc độ quay:

$$Q \approx n$$

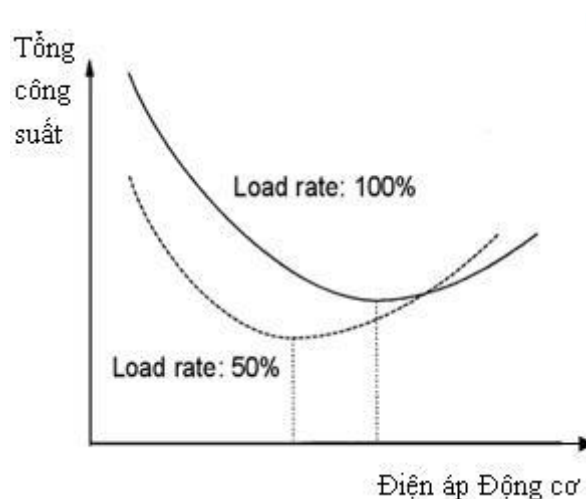
$$M \approx n^2$$

Trong khi đó công suất đòi hỏi của hệ thống bằng tích số giữa moment và tốc độ quay:

$$P = M.n$$

Do đó công suất đòi hỏi của hệ thống tỉ lệ với bình phương của tốc độ quay và cũng tỉ lệ với lập phương của lưu lượng:

$$P \approx n^3 \approx Q^3$$



Hình 1.24. Đường đặc tính lưu lượng- năng lượng cho van điều khiển đầu vào và đầu ra.

Do vậy một sự thay đổi nhỏ tốc độ vòng quay sẽ làm thay đổi lớn đến công suất tiêu thụ của động cơ. Việc điều chỉnh đầu ra (v.d lưu lượng) của bơm, quạt được thực hiện ngay tại đầu vào là nguồn sinh ra lưu lượng, cũng chính là thông qua điều chỉnh tốc độ của động cơ truyền động bơm, quạt ấy. Khi không phải dùng van (hoặc để các van sẵn có mở tối đa) đương nhiên sẽ không còn tổn thất trên van. Động cơ cũng không phải sinh công suất cơ trên trục lớn hơn nhu cầu thực để thắng sức cản trên các van.

Trên hình vẽ là đường đặc tính năng lượng- lưu lượng của bộ biến tần so sánh với bộ điều khiển van đầu vào và đầu ra. Theo hai đường đặc tính trên ta luôn thấy đường biểu diễn năng lượng cho hệ thống khi dùng biến tần (Micromaster) để điều khiển nằm thấp hơn nhiều so với đặc tính van, nhất là khi lưu lượng ra điều khiển xuống giá trị phần trăm thấp. Như trên hình vẽ nếu giảm lưu lượng đi 20% thì năng lượng tiêu thụ sẽ giảm đi gần 50% trong trường hợp sử dụng biến tần. Còn khi sử dụng phương pháp điều khiển van thì năng lượng tiêu thụ chỉ giảm đi 2- 3%.

Với giải pháp tiết kiệm năng lượng bên cạnh việc nâng cao tính năng điều khiển hệ thống, các bộ biến tần hiện nay đang được coi là ứng dụng chuẩn cho các hệ truyền động bơm, quạt và các động cơ truyền động có tải cần có sự thay đổi tốc độ.

Sử dụng biến tần ngoài việc cải thiện khả năng điều khiển của hệ thống còn có thể đem đến hiệu quả tiết kiệm điện năng đáng kể cho các ứng dụng có tải biến đổi theo tốc độ. Việc nắm vững đặc điểm của các ứng dụng, phương pháp tính toán, vận dụng các chức năng tự động hóa là yếu tố then chốt để sử dụng hợp lý biến tần và khởi động mềm nhằm đạt được hiệu quả tối ưu trong vận hành.

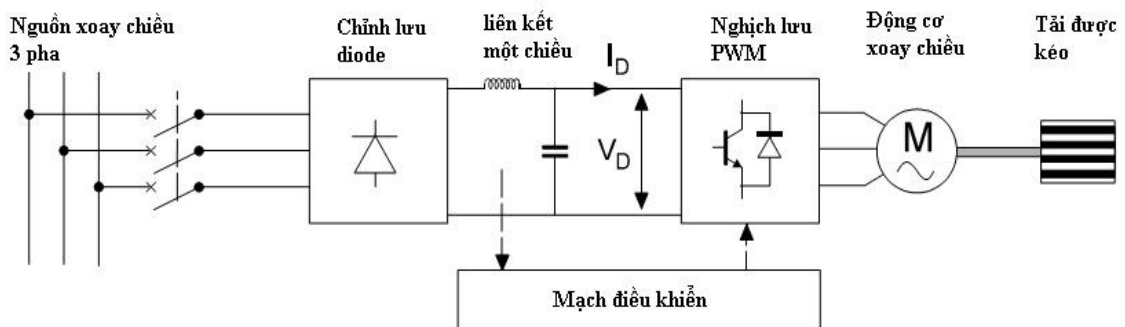
1.4.3. Sơ đồ tổng quát của hệ thống TĐĐ dùng biến tần và các luật điều khiển

Các bộ điều tốc ngoài dựa trên nguyên lý điện thì còn có các bộ điều tốc kiểu cơ học và các bộ điều tốc kiểu thủy lực. Ở đây ta chỉ xét đến các bộ điều tốc theo nguyên lý điện.

Trái với các bộ điều tốc kiểu cơ học hay thủy lực, bộ điều tốc kiểu điện điều khiển trực tiếp tốc độ của động cơ chứ không thông qua một thiết bị trung gian khác như hệ thống đai truyền dòng chất lỏng.

Ta xét về bộ điều tốc cho động cơ xoay chiều (bộ điều tốc xoay chiều ba pha)

Từ thông khe hở không khí Φ của động cơ không đồng bộ tỉ lệ thuận với điện áp cung cấp V và tỉ lệ nghịch với tần số f . Do đó để duy trì mật độ từ thông B không đổi trong quá trình điều tốc, điện áp stator phải được điều chỉnh tương ứng với tần số. Nếu không như vậy có thể mật độ từ thông B sẽ lên quá cao gây bão hòa nhiều phần trong lõi sắt động cơ. Điều này dẫn đến dòng kích từ trở lên quá lớn, gây tăng tổn hao và phát nhiệt. Nếu mật độ từ thông B giảm xuống quá thấp moment đầu ra sẽ giảm mạnh ảnh hưởng đến hoạt động của động cơ.



Hình 1.25. Những thành phần chính của bộ truyền động xoay chiều kiểu PWM.

Việc điều khiển tốc độ của động cơ xoay chiều khó khăn chủ yếu do sự phức tạp khi phải điều chỉnh đồng thời cả điện áp và tần số.

- Tương tự như động cơ một chiều, động cơ xoay chiều có moment đầu ra phụ thuộc vào tích số của mật độ từ thông B và dòng điện rotor I_R . Do đó, để duy trì moment đầu ra không đổi, mật độ từ thông phải được giữ cố định tức là tỉ số V/f phải là hằng.
- Chiều quay của động cơ AC thay đổi bằng cách thay đổi thứ tự đánh xung mở các van của bộ nghịch lưu.
- Công suất đầu ra của động cơ xoay chiều tỉ lệ với tích của moment và tốc độ.
- Các luật điều khiển thường dùng nhất cho động cơ không đồng bộ là:
 - Luật V/f (stator)
 - Luật điều khiển vector (điều khiển hướng từ trường)
 - Luật điều khiển trực tiếp moment.

Luật điều khiển V/f dòng hở cho động cơ không đồng bộ là phương pháp điều khiển phổ biến nhất hiện nay vì nó khá đơn giản

Ta có Φ tỉ lệ với V/f . Nếu điện áp đặt vào stator không đổi ($V = \text{const}$), thì khi tăng $f > f_{dm}$ từ thông trong máy sẽ giảm, do đó moment của máy giảm. Nếu moment của tải giữ không đổi hoặc là hàm tăng của tốc độ, thì khi đó dòng điện của động cơ phải tăng lên để làm tăng moment cho cân bằng với moment cản. Kết quả là động cơ bị quá tải về dòng.

Khi giảm tần số để giảm tốc, từ thông Φ tăng lên và mạch từ bị bão hòa. Hiện tượng này làm tăng dòng từ hóa, nghĩa là tăng tổn hao thép và làm nóng máy điện. Do vậy khi điều tần ta cần phải thay đổi điện áp trên stator.

➤ TÔNG KẾT CHƯƠNG

Qua chương này chúng ta đã nghiên cứu một cách tổng quan nhất về biến tần. Ngoài ra, ta cũng thấy được tầm quan trọng, sự cần thiết của các bộ biến đổi đặc biệt là biến tần trong truyền động điện thay đổi tốc độ. Không những vậy, ta còn biết thêm được các luật điều khiển tốc độ của động cơ xoay chiều không đồng bộ. Đặc biệt việc sử dụng biến tần trong sản xuất còn mang lại những lợi ích to lớn về kinh tế do biến tần giúp tiết kiệm năng lượng. Chính vì những lợi ích và sự vượt trội trong giải pháp công nghệ của biến tần mang lại mà ngày nay biến tần đã trở thành một thiết bị không thể thiếu.

CHƯƠNG 2

GIỚI THIỆU CHUNG VỀ CÁC BỘ LỌC

2.1. ĐẶT VẤN ĐỀ

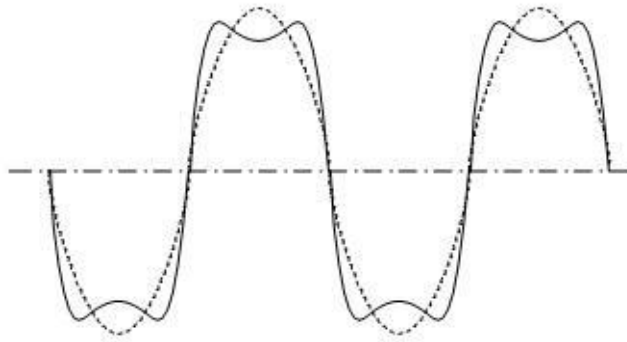
Trong sản xuất, sóng hài bậc cao đã gây ra rất nhiều những tổn thất về mặt kinh tế cũng như kỹ thuật. Việc hạn chế sóng hài bậc cao đã khiến những nhà nghiên cứu cũng như những doanh nghiệp hết sức đau đầu. Ngày nay, với sự phát triển mạnh mẽ trong khoa học kỹ thuật người ta đã đưa ra rất nhiều phương pháp hiệu quả để hạn chế sóng hài. Vậy sóng hài bậc cao là gì ? nguyên nhân sinh ra sóng hài bậc cao ? các biện pháp hạn chế sóng hài bậc cao ?

Sóng hài là dòng và áp xuất hiện trên lưới điện là kết quả của các dạng tải khác nhau. Sóng hài bậc cao trong lưới điện thường là nguyên nhân gây ảnh hưởng xấu đến chất lượng điện năng.

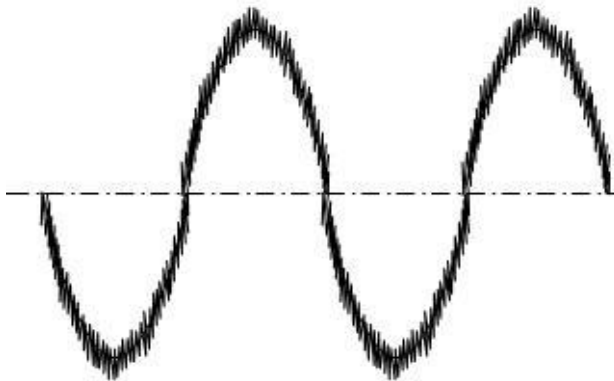
Có rất nhiều nguyên nhân dẫn đến việc phát sinh sóng hài, đặc biệt là trong quá trình điều khiển tốc độ làm việc động cơ sử dụng những thiết bị như biến tần :

- Phía nguồn cấp (chủ yếu): tần số đóng cắt của cầu diode 6 xung là 300 Hz với lưới điện 50 Hz. Sóng hài sinh ra bởi bộ chỉnh lưu rơi vào khoảng tần số đến 3 kHz và được dẫn ngược về phía nguồn cấp. Sóng hài phát từ bộ chỉnh lưu có tần số tương đối thấp. Hài phía nguồn cấp có tần số đến 3kHz nhưng chủ yếu là các bậc hài thấp.

- Phía động cơ: Vì tần số đóng cắt của bộ nghịch lưu là rất lớn (thường từ 2 kHz đến 20 kHz), sóng hài sinh ra có tần số lên đến 10 MHz . Sóng hài này truyền dẫn theo cáp điện nối đến động cơ. Hài phía động cơ có tần số cao (trên 10 kHz), xếp chồng lên trên dạng sóng sin bình thường.



Hình 2.1. Dạng sóng sinh ra phi nguồn cấp.



Hình 2.2. Dạng sóng phía động cơ.

Các biện pháp hạn chế sóng hài chính:

- Hạn chế công suất các tải phi tuyến
- Tăng điện kháng phía nguồn xoay chiều đầu vào tải phi tuyến
- Phương pháp đa xung
- Dùng các bộ lọc.

Ở đây chúng ta chỉ xét phương pháp hạn chế sóng hài bằng cách sử dụng bộ lọc cho đầu ra của các thiết bị biến đổi như biến tần...

Như trên ta đã nêu ra một phương pháp khác để lọc hài là sử dụng các bộ lọc cho hệ thống điện. Hệ thống điện được tính toán đánh giá và sau đó một thiết bị bù thích hợp ví dụ như một bộ lọc điều chỉnh được lắp thêm vào. Phương pháp dùng bộ lọc cho hệ thống, dù là lọc thụ động hay lọc tích cực,

đều có ưu điểm là có thể tháo lắp thêm vào hệ thống khá dễ dàng nhưng lại chỉ là những giải pháp có tính chất tạm thời. Khi hệ thống điện thay đổi, ví dụ như có thêm các tải phi tuyến trong hệ, các giả thiết để thiết kế bộ lọc cũng thay đổi. Trong trường hợp này các thiết bị bù có thể trở nên quá tải và không còn hiệu quả nữa.

Bộ lọc được chia làm hai dạng: Bộ lọc tích cực và bộ lọc thụ động. Ngoài ra còn có bộ lọc số

2.2. BỘ LỌC TÍCH CỰC

Nguyên lý của bộ lọc tích cực là bơm vào trong hệ thống các sóng hài ngược pha với các sóng hài sinh ra do tải phi tuyến, từ đó triệt tiêu chúng.

Bộ lọc tích cực được phân loại theo cách chúng được nối vào mạch:

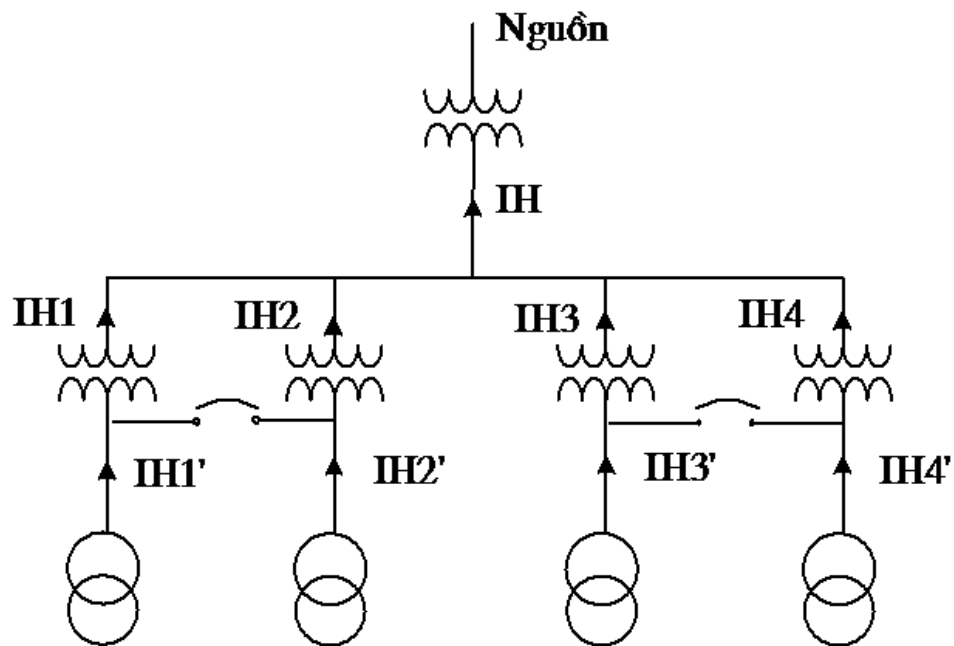
- Nối nối tiếp
- Nối song song rẽ nhánh
- Kết hợp giữa lọc tích cực và lọc thụ động.

2.3. BỘ LỌC THỤ ĐỘNG

Bộ lọc thụ động có thể được thiết kế để giảm được các điều hòa bậc cao. Vị trí lắp đặt cũng như kiểu bộ lọc và thông số kết cấu của nó đều phải thay đổi tùy vào từng trường hợp cụ thể của hệ thống điện.

Thông thường các bộ lọc thụ động có kết cấu gồm nhiều loại đường dẫn song song có trở kháng thấp đối với nhiều bậc hài khác nhau. Dòng hài sẽ chảy qua các đường dẫn có trở kháng thấp này và làm áp hài tại điểm xét giảm đi. Xét một hệ thống điện, nguồn sinh dòng hài được phân bố rải khắp hệ thống. Ta thấy nguồn sinh sóng hài là từ nhiều loại thiết bị khác nhau của các hãng sản xuất khác nhau và để xác định ai là người phải chịu trách nhiệm cho bộ lọc nào là điều không thể. Một bộ lọc cho một thiết bị cụ thể nào đó sẽ được đặt gần ngay thiết bị đó để có thể lợi dụng được điện kháng nguồn tính đến điểm đặt đó. Trong nhiều trường hợp khi có đủ điện kháng nguồn tính tại điểm ta xét để giảm sóng hài thì một bộ lọc đặt tại điểm này có thể sẽ hút

sóng hài từ nhiều nguồn hài khác nhau chảy đến. Điểm đặt này gọi là điểm nối chung (point of common coupling PCC). Tuy nhiên trong mọi trường hợp bộ lọc phải được thiết kế để tránh quá tải khi phải hứng dòng hài chảy đến từ những phần khác của hệ thống điện, điều này khiến việc tính toán trở nên phức tạp.



Hình 2.3. Hệ thống với các nguồn hài phân tán.

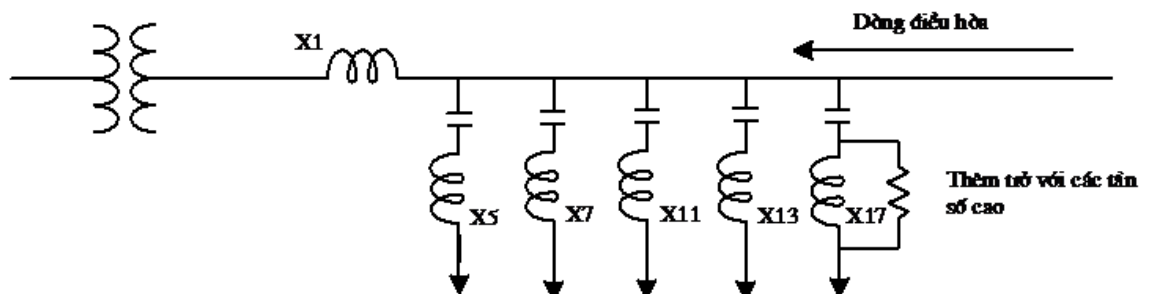
Trở kháng của nguồn có thể được thể hiện bằng một điện cảm và cách thức lọc đơn giản nhất là nối song song thêm một tụ vào. Tuy vậy cách này thường là không đạt yêu cầu do cần những tụ rất lớn để có thể tạo ra trở kháng nhỏ với một bậc hài, ví dụ bậc 5. Tụ lọc và điện kháng nguồn sẽ có điểm cộng hưởng song song (tạo trở kháng cao) tại một tần số dưới tần số lọc của bộ lọc. Cộng hưởng song song tạo trở kháng cao này không được xuất hiện tại các giá trị tần số là bội của tần số nguồn cấp để phòng có những bậc hài tại các tần số bội đó.

Độ lớn của tụ lọc có thể được giảm đáng kể bằng cách nối một cuộn kháng nối tiếp với nó, và bộ cuộn kháng – tụ lọc này được điều chỉnh cộng hưởng nối tiếp tại vị trí gần với tần số hài cần lọc. Cộng hưởng song song vẫn

xuất hiện nhưng sẽ tại tần số cao hơn so với cộng hưởng song song khi ta chỉ dùng tụ lọc (hai bộ lọc ta xét tất nhiên làm suy giảm bậc hài đi một lượng như nhau). Hiện tượng cộng hưởng song song đòi hỏi sự tính toán đánh giá theo từng trường hợp cụ thể. Tại tần số lớn hơn tần số chỉnh của bộ lọc (tuned frequency), sự suy giảm dòng hài thu được với bộ lọc điều chỉnh sẽ thấp hơn so với bộ lọc chỉ dùng tụ.

Nếu một bộ lọc được chỉnh chính xác tới một tần số hài nào đó, ví dụ bậc 5, thì bộ lọc sẽ tạo ra một trở kháng rất thấp tại tần số hài đó. Điều này có lợi cho quá trình lọc nhưng khi đó bộ lọc điều chỉnh này sẽ nhận dòng hài bậc 5 từ mọi nơi trong hệ thống điện và sẽ bị quá tải. Trong nhiều trường hợp, bộ lọc hài bậc 5 phải được chỉnh để cộng hưởng tại bậc hài. Như vậy bộ lọc có thể bị giảm khả năng lọc hài nhưng lại tránh được khả năng bị quá tải.

Cấu trúc lắp các bộ lọc tạo đường dẫn song song được vẽ trên hình 2.4. Đường dẫn trở kháng thấp với những hài xác định tạo bởi các phần tử tụ điện và cuộn kháng được điều chỉnh cộng hưởng nối tiếp mắc dọc trên lộ dây cáp điện. Các bộ lọc này có thể có thêm thành phần điện trở mắc song song với cuộn kháng để tăng khả năng làm suy giảm các hài bậc cao. Thiết kế các bộ lọc tạo ra trở kháng thấp tại một tần số nhất định mà không gây ra trở kháng cao không mong muốn tại một tần số khác đòi hỏi cần có những thiết kế chi tiết.



Hình 2.4. Nhiều bộ lọc điều chỉnh nối tiếp mắc song song để bẫy các bậc hài.

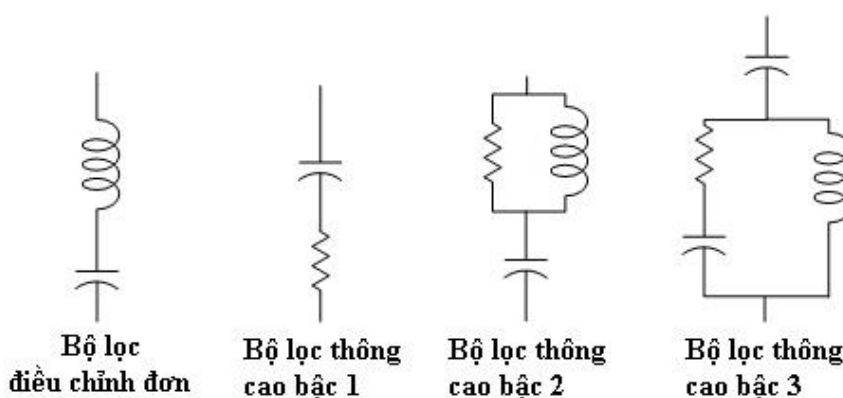
Các hài khác cũng được lọc theo cách tương tự. Trong nhiều trường hợp thực tế một bộ lọc chỉnh cho hạn chế hài bậc 5 có thể đã là đủ. Tác dụng của các bộ lọc nối song song này là tạo những đường dẫn trở kháng thấp cho những sóng hài nhất định. Một bộ lọc hài 3 pha trong thực tế có thể kết hợp bản tự 3 pha nối tam giác với các cuộn kháng một pha.

Thiết kế cuối cùng của một bộ lọc vẫn phải đảm bảo độ dự trữ khi tính đến dung sai của các thành phần trong mạch và sự thay đổi của hệ thống điện. Ví dụ giá trị của tụ điện và cuộn kháng có thể thay đổi trong khoảng $\pm 5\%$ giá trị định mức, cũng như vậy phải tính đến cả thay đổi do nhiệt độ và các điều kiện làm việc khác.

Bộ lọc thụ động có thể được phân chia thành một số loại như sau:

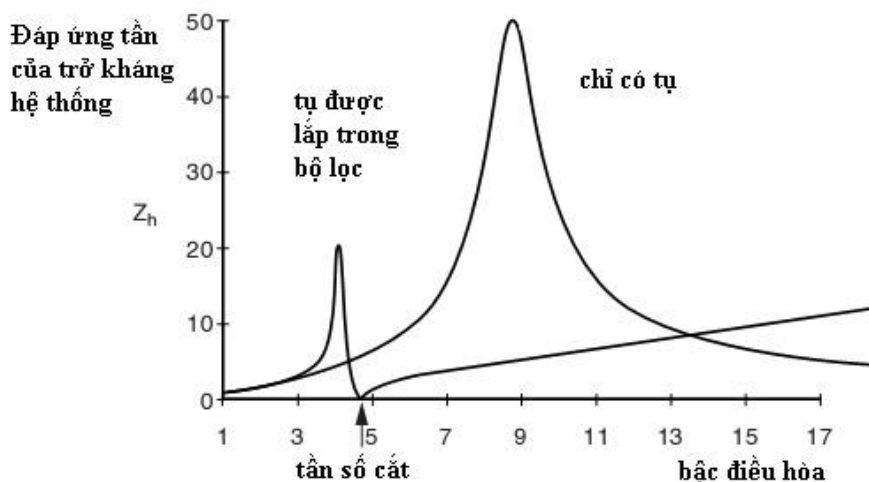
2.3.1. Bộ lọc rẽ nhánh

Sử dụng bộ lọc kiểu này mang lại tính kinh tế cao và thường khá hiệu quả trong phần lớn các trường hợp. Bộ lọc được điều chỉnh để cộng hưởng nối tiếp tại một tần số hài nhất định qua đó tạo ra một đường dẫn trở kháng thấp cho dòng hài đó. Bộ lọc này được nối theo kiểu rẽ nhánh với hệ thống điện. Ngoài tác dụng hạn chế sóng hài thiết bị này còn có thể cải thiện hệ số công suất. Thực tế người ta thường tận dụng luôn các tụ bù hệ số công suất để tạo thành bộ lọc này.



Hình 2.5. Các bộ lọc thụ động thường gặp.

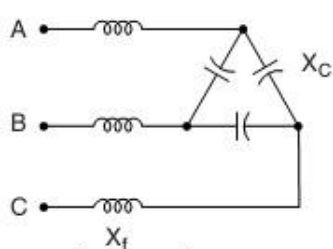
Một điểm cần chú ý với bộ lọc này đó là nó tạo ra một điểm cộng hưởng song song tại tần số dưới tần số chính. Ta phải tránh để tần số cộng hưởng này trùng với một tần số điều hòa nào đó. Bộ lọc thường được chỉnh để có tần số lọc nhỏ hơn một chút so với bậc hài cần lọc qua đó sẽ tạo ra một biên độ an toàn trong trường hợp một vài thông số thay đổi.



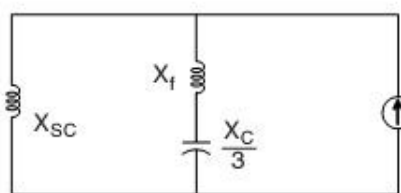
Hình 2.6. Bộ lọc điều hòa bậc 5 và ảnh hưởng của nó đến hệ thống.

Để tránh sự cố xảy ra với hiện tượng cộng hưởng này các bộ lọc phải được thiết kế để lọc ngay từ bậc hài nhỏ nhất.

Thường các tụ điện hạ áp thường được nối tam giác, do vậy ta có cấu trúc điển hình của một bộ lọc rẽ nhánh ở hạ áp như hình dưới đây:



(a) cấu trúc điển hình của mạch lọc ở hạ áp



(b) mạch thay thế tương đương của hệ thống có bộ lọc

Hình 2.7. Cấu trúc bộ lọc và một phần thay thế tương đương.

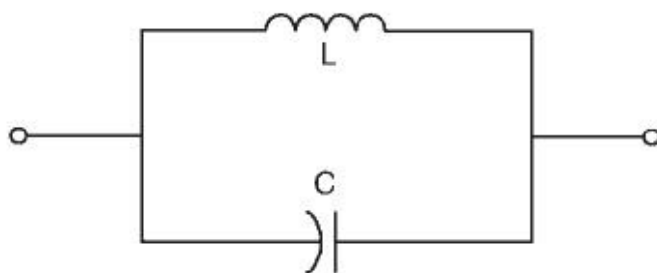
Cấu trúc của bộ lọc như vậy sẽ không thu hút được dòng điện thứ tự không do tụ được nối tam giác. Điều này làm bộ lọc không hiệu quả trong việc lọc các hài triplen thứ tự không. Do đó ở hạ áp để hạn chế các hài này ta phải sử dụng các biện pháp khác.

Ngược lại, các tụ điện trong mạng phân phối thường được nối sao. Điều này tạo thuận lợi cho việc hạn chế hài triplen. Lắp một cuộn kháng ở trung tính của bộ tụ là cách thông thường để bộ tụ lọc đi hài thứ tự không.

Bộ lọc thụ động chỉ nên được lắp đặt khi trở kháng ngắn mạch tại điểm lắp đặt có giá trị không đổi. Lý do là vì với bộ lọc này thì tần số điều chỉnh để lọc điều hòa là không đổi nhưng điểm cộng hưởng song song lại thay đổi tùy vào trở kháng của hệ thống. Đây cũng là lý do để không sử dụng bộ lọc kiểu này với hệ có máy phát điện dự phòng. Máy phát điện dự phòng có trở kháng cao hơn rất nhiều so với trở kháng lưới điện dẫn đến điểm cộng hưởng song song lúc này có giá trị thấp hơn nhiều và như vậy sẽ dẫn đến việc khuếch đại các sóng hài.

2.3.2. Bộ lọc thụ động kiểu nối tiếp

Bộ lọc này nối nối tiếp với tải . Bộ lọc gồm điện dung và điện kháng nối song song được điều chỉnh để có trở kháng cao với một tần số hài nhất định. Trở kháng cao này ngăn dòng điều hòa có tần số bằng tần số chỉnh của bộ lọc. Tại tần số cơ bản bộ lọc có trở kháng thấp và như vậy cho phép dòng cơ bản đi qua.



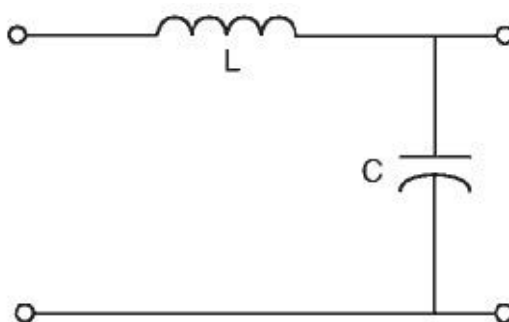
Hình 2.8. Bộ lọc thụ động kiểu nối tiếp.

Bộ lọc nối tiếp được sử dụng để ngăn một hài nhất định (ví dụ hài bậc 3) và thường dùng trong mạch một pha vì khi đó không thể lợi dụng được đặc tính thứ tự không.

Khi lọc nhiều bậc hài khác nhau thì bộ lọc kiểu này tỏ ra hạn chế. Lý do là vì cấu trúc mạch lọc khi đó gồm nhiều bộ lọc nối tiếp, mỗi bộ lọc được điều chỉnh để lọc một hài nhất định, dẫn đến tổn hao quá lớn.

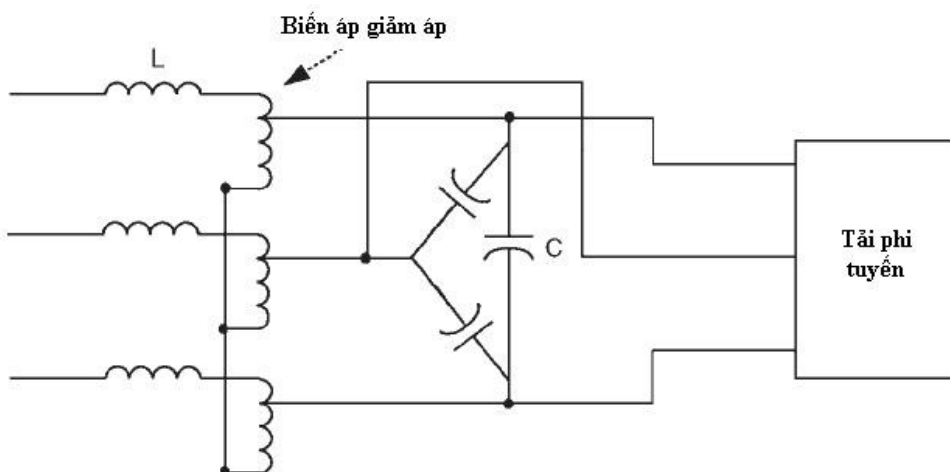
Ngoài ra bộ lọc nối tiếp còn phải mang dòng đầy tải khi làm việc và phải lắp thêm các thiết bị bảo vệ quá dòng.

2.2.3. Bộ lọc thông thấp



Hình 2.9. Cấu trúc của bộ lọc thông thấp.

Bộ lọc thông thấp ứng dụng trong công nghiệp có cấu trúc như sau



Hình 2.10. Bộ lọc thông thấp dùng trong công nghiệp.

Khi phải lọc một dải nhiều tần số điều hòa, bộ lọc thông thấp là một giải pháp lý tưởng. Với bộ lọc này, dòng hài có tần số nhỏ hơn tần số cắt có

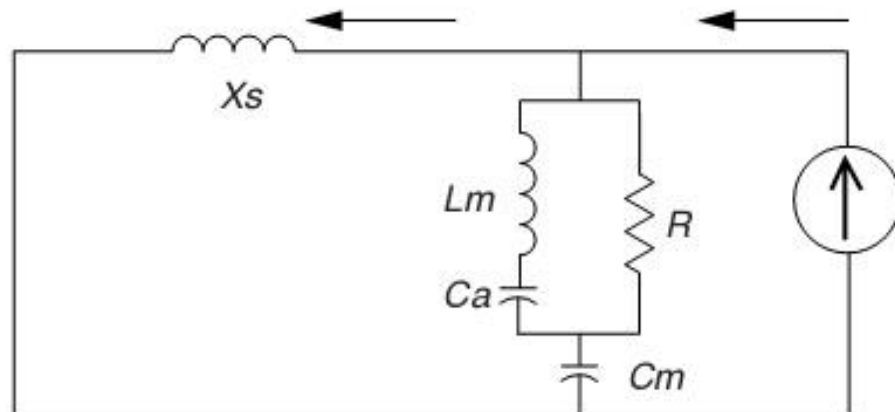
thể đi qua còn dòng hài có tần số cao hơn tần số cắt sẽ bị lọc đi. Cấu trúc điển hình của một bộ lọc kiểu này như trên Hình 2.9

Trong cấu trúc trên sự có mặt của tụ điện làm tăng điện áp tại đầu vào của tải, do vậy cần lắp thêm một máy biến áp giảm áp.

2.3.4. Bộ lọc tụ C

Bộ lọc tụ C là một giải pháp có thể thay thế được cho bộ lọc thông thấp. Bộ lọc này có thể làm suy giảm một dải các bậc điều hòa sinh ra từ các bộ biến đổi điện tử công suất, các lò hồ quang ...

Cấu trúc của bộ lọc tụ C như hình dưới đây

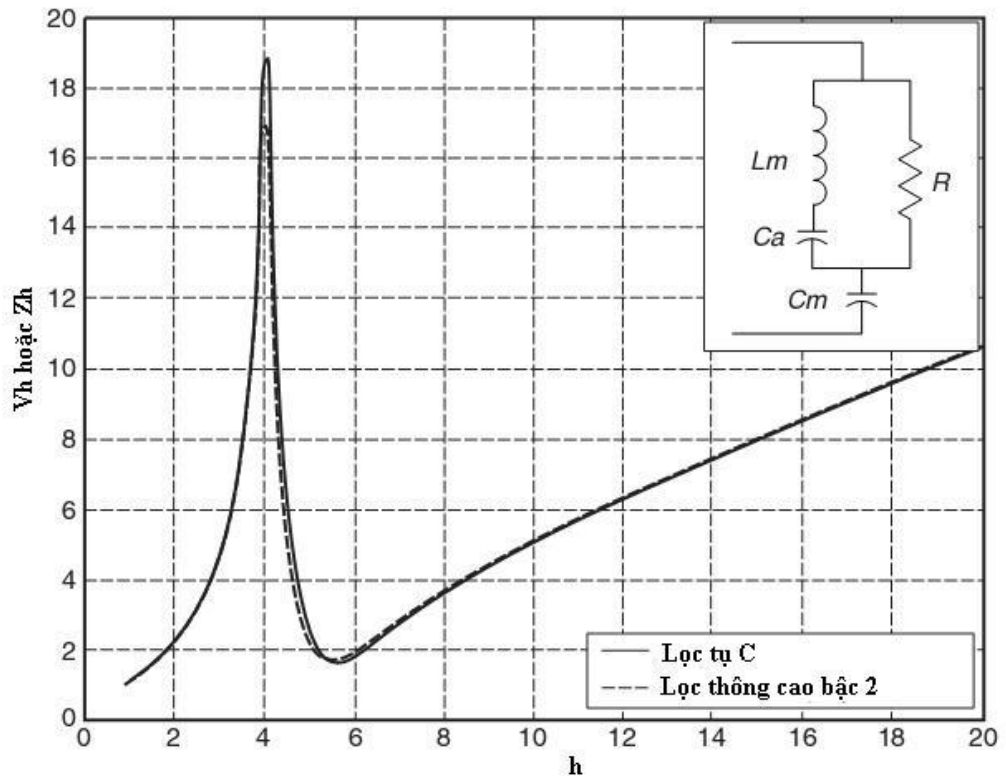


Hình 2.11. Mạch thay thế tương đương khi lắp bộ lọc tụ C.

Nguyên lý của bộ lọc như sau :

Tại tần số cơ bản tụ C_a và L_m tạo ra cộng hưởng dẫn đến ngắn mạch điện trở R . Do vậy các tổn hao sinh ra do trở R được loại trừ.

Tại tần số hài bậc cao, dung kháng C_a rất nhỏ trong khi cảm kháng L_m lớn, và điện kháng của nhánh $L_m C_a$ gần bằng kháng của L_m . Lúc này bộ lọc tụ C lại có dạng giống như bộ lọc thông cao bậc hai. Nói cách khác, đáp ứng tần của bộ lọc kiểu tụ C và bộ lọc thông cao bậc hai là gần giống nhau ở đoạn tần số cao.



Hình 2.12. Bộ lọc tụ C và đáp ứng tần của trở kháng (đường nét liền).

2.4. BỘ LỌC SỐ

Các hệ thống LTI (Linear Time Invariable) hay các mạch lọc số có thể được biểu thị dưới dạng các bộ nhân, bộ cộng và bộ trễ đơn vị liên kết với nhau tạo thành sơ đồ dòng tín hiệu. Sơ đồ dòng tín hiệu thực hiện một chức năng tính toán xác định, biểu thị bằng phương trình sai phân hoặc bằng hàm truyền của một hệ thống hay của một mạch lọc số. Sơ đồ dòng tín hiệu lại có nhiều dạng cấu trúc khác nhau, tuy nhiên ta luôn tìm được một cấu trúc tối ưu hay còn gọi là cấu trúc chính tắc. Đó là cấu trúc có các bộ nhân, bộ cộng, và bộ trễ đơn vị là ít nhất. Thiết lập cấu trúc là bước đầu tiên để thực thi phần cứng và phần mềm cho mạch lọc số.

Lọc tuyến tính và bất biến thời gian (LTI) được đặc trưng bởi đáp ứng xung $h(n)$ của nó. Đáp ứng đối với tín hiệu vào bất kỳ $x(n)$ sẽ tổng chập của $h(n)$ với $x(n)$. Tuy nhiên nhiều khi ta liên hệ trực tiếp tín hiệu ra và vào bằng phương trình hiệu. Xét phương trình hiệu hay cấu trúc mạch lọc người ta chia

ra làm hai loại lớn đó là IIR và FIR. Sau đây ta lần lượt xét cấu trúc của hai loại mạch đó.

2.4.1. Hệ thống IIR

Các bộ lọc số IIR có đáp ứng xung dài vô hạn và được mô tả bằng phương trình sai phân như sau:

$$y[n] = \sum_{m=0}^M b_m x[n-m] - \sum_{k=1}^N a_k y[n-k] \quad (2.1)$$

Đối với bộ lọc LTI nhân quả thì $M \leq N$, ở đây N là bậc của mạch lọc số.

2.4.1.1. Cấu trúc dạng trực tiếp của bộ lọc IIR

Lấy biến đổi z phương trình sai phân (2.1) và sau đó lập tỉ số $Y(z)/X(z)$ ta sẽ thu được hàm truyền của mạch lọc này:

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (2.2)$$

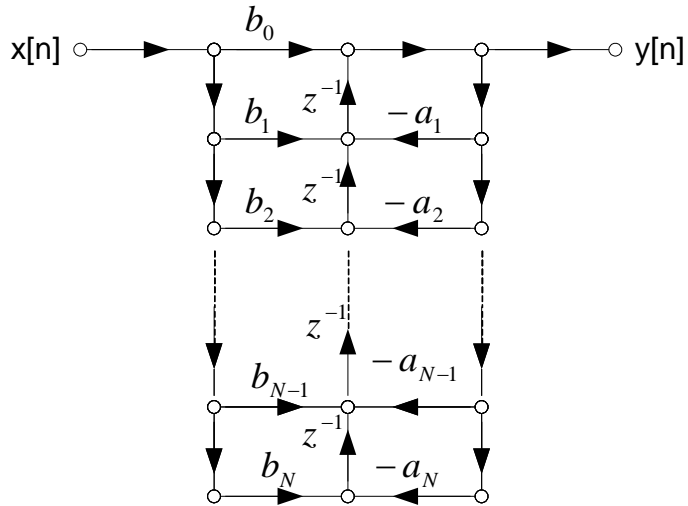
$$\text{Nếu đặt } H(z) = H_1(z) \cdot H_2(z) \quad (2.3)$$

Trong đó:

$$H_1(z) = \sum_{m=0}^M b_m z^{-m} \quad (2.4)$$

$$H_2(z) = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (2.5)$$

Thì chúng ta sẽ thu được cấu trúc trực tiếp của bộ lọc IIR. Đó là cấu trúc gồm đủ các bộ cộng, bộ nhân và bộ trễ đơn vị như trong phương trình sai phân.

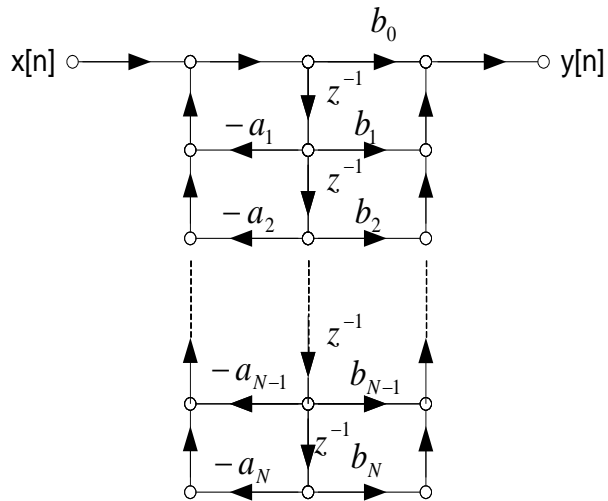


Hình 2.13. Sơ đồ cấu trúc dạng trực tiếp 1 của mạch lọc IIR bậc N.

Bây giờ nếu thực thi hàm truyền $H_2(z)$ trước, sau đó đến $H_1(z)$ có nghĩa là thực hiện hàm truyền $H(z)$ dưới dạng sau:

$$H(z) = H_2(z) \cdot H_1(z) \quad (2.6)$$

Thì sẽ thu được cấu trúc dạng trực tiếp 2 của mạch lọc IIR.



Hình 2.14. Sơ đồ cấu trúc dạng trực tiếp 2 của mạch lọc IIR.

Sau khi thu được dạng cấu trúc 2 ta thực hiện phép chuyển vị sao cho $H_1(z)$ thực hiện trước rồi mới đến $H_2(z)$, có nghĩa là ta thực thi hàm truyền $H(z)$ dưới dạng:

$$H(z) = H_1(z) \cdot H_2(z) \quad (2.7)$$

Như vậy sẽ thu được dạng cấu trúc trực tiếp 1 như hình 2.13.

2.4.1.2. Cấu trúc dạng nối tiếp của bộ lọc IIR

Trong nhiều ứng dụng thực tế, hàm truyền của mạch lọc bậc N thường được khai triển thành tích các hàm truyền bậc hai. Do vậy khi thực thi dạng khai triển này, sẽ thu được cấu trúc dưới dạng trực tiếp của các hệ thống bậc hai.

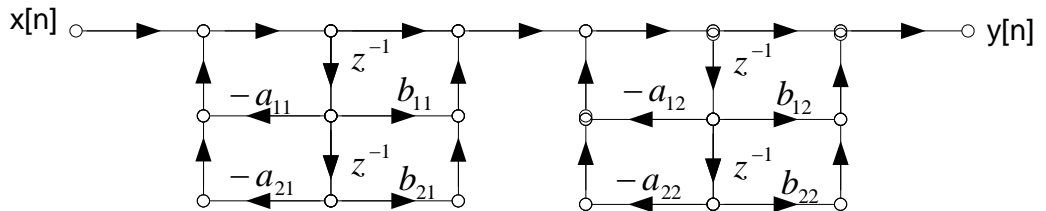
Thật vậy hàm truyền $H(z)$ từ (2.2) có thể khai triển dưới dạng sau:

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = b_0 \prod_{i=1}^L \frac{1 + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}}{1 + a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}} = b_0 \prod_{i=1}^L H_i(z) \quad (2.8)$$

Trong đó $L = \left\lceil \frac{N+1}{2} \right\rceil$. Vậy nếu N lẻ thì ngoài các hệ thống bậc hai còn có một hệ thống bậc nhất ghép nối tiếp và

$$H_i(z) = \frac{1 + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}}{1 + a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}} \quad (2.9a)$$

Là hàm truyền của mạch lọc bậc hai thứ i.



Hình 2. 15. Sơ đồ cấu trúc nối tiếp của mạch lọc IIR bậc 4.

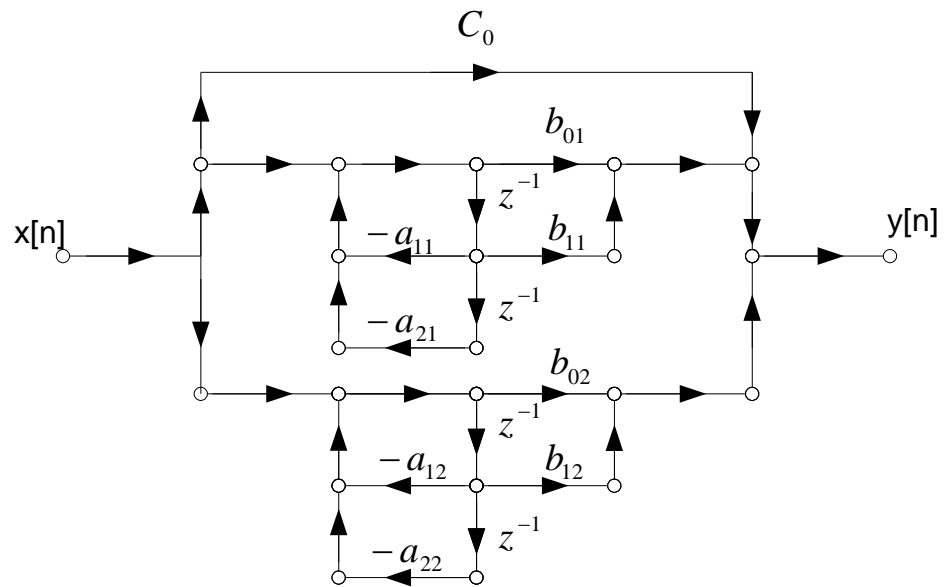
2.4.1.3. Cấu trúc dạng song song của bộ lọc IIR

Nếu phân tích các hàm truyền $H(z)$ của mạch lọc IIR bậc N (2.2) thành tổng các hàm truyền bậc hai như sau:

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = C_0 + \sum_{i=1}^L \frac{b_{0i} + b_{1i} z^{-1}}{1 + a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}} = C_0 + \sum_{i=1}^L H_i(z) \quad (2.9b)$$

Trong đó $L = \left\lceil \frac{N+1}{2} \right\rceil$, thì sẽ thu được cấu trúc gồm các hệ thống bậc hai ghép song song với nhau như trên hình 2.16. Nếu N lẻ thì ngoài các hệ thống bậc hai còn có các hệ thống bậc nhất ghép song song với nhau. Mạch lọc bậc 2 thứ I có hàm truyền dạng:

$$H_i(z) = \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1}}{1 + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}} \quad (2.10)$$



Hình 2.16. Sơ đồ cấu trúc dạng song song của mạch lọc IIR bậc 4.

2.4.2. Hệ thống FIR

Mạch lọc FIR bậc M có hàm truyền $H(z)$ dạng như sau:

$$H(z) = \sum_{m=0}^M b_m z^{-m} \quad (2.11)$$

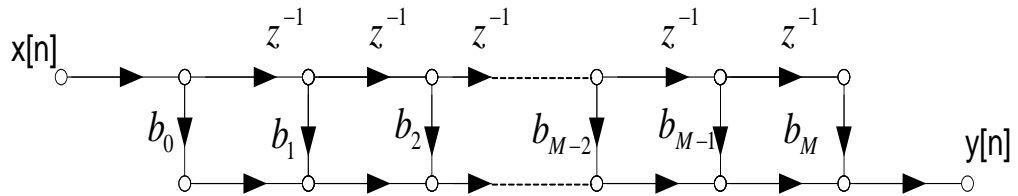
Quan hệ giữa tín hiệu vào $x[n]$ và tín hiệu mới ra $y[n]$ được biểu thị bằng phương trình sai phân bậc M:

$$y[n] = \sum_{m=0}^M b_m x[n-m] \quad (1.12)$$

Ở đây hệ số b_m ($m = 0, 1, \dots, M$) cũng chính là đáp ứng xung đơn vị của mạch lọc.

2.4.2.1. Cấu trúc dạng trực tiếp của bộ lọc FIR

Phương pháp thường dùng nhất để thực hiện bộ lọc FIR là phương pháp dạng trực tiếp (direct form), phương pháp này sử dụng đường trì hoãn rẽ nhánh (tapped delay line) được hiển thị trên hình 2.17.



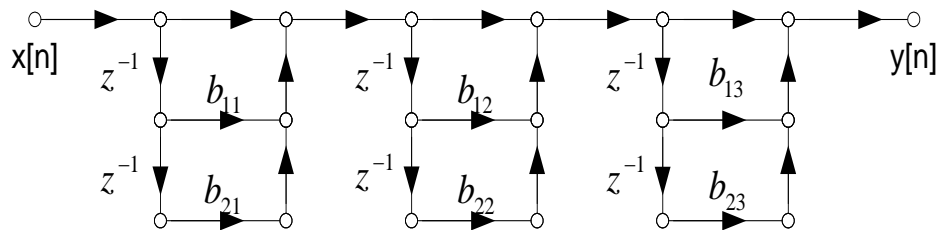
Hình 2.17. Sơ đồ cấu trúc dạng trực tiếp của mạch lọc FIR bậc M.

Cấu trúc này yêu cầu M + 1 phép nhân, M phép cộng và M trì hoãn. Tuy nhiên, nếu có các đối xứng trong đáp ứng xung đơn vị, ta có thể giảm bớt số lượng phép nhân.

2.4.2.2. Cấu trúc nối tiếp của bộ lọc FIR

Nếu phân tích hàm truyền $H(z)$ từ (2.11) thành tích các hàm truyền bậc hai dưới dạng:

$$H(z) = \sum_{m=0}^M b_m z^{-m} = b_0 \prod_{i=1}^L (1 + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}) \quad (2.13)$$



Hình 2.18. Sơ đồ mạch lọc FIR bậc 6 ghép nối tiếp.

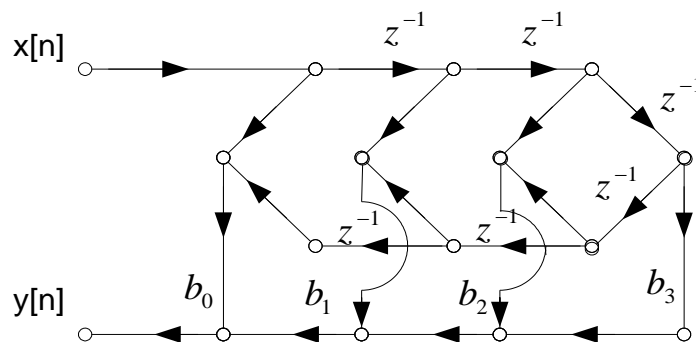
Trong đó $L = \left\lceil \frac{M+1}{2} \right\rceil$, thì mạch lọc FIR được thực thi dưới dạng các mạch lọc bậc hai ghép nối tiếp. Trường hợp M lẻ thì ngoài các mạch lọc bậc hai còn có một mạch lọc bậc nhất ghép nối tiếp.

2.4.2.3. Cấu trúc mạch lọc FIR pha tuyến tính

Nếu đáp ứng xung của bộ lọc FIR thỏa mãn điều kiện đối xứng:

$$h[n] = \pm h[M-n], n = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (2.14)$$

thì trong sơ đồ dòng tín hiệu có thể rút bớt được một nửa bộ nhân hệ số.



Hình 2.19. Cấu trúc mạch lọc FIR pha tuyến tính.

➤ TỔNG KẾT CHƯƠNG

Ở chương này, chúng ta đã tìm hiểu về các dạng bộ lọc đã thấy những ưu điểm cũng như những điều còn chưa hoàn hảo ở những dạng bộ lọc đó. Ngoài những bộ lọc tương tự thường được sử dụng trong truyền động điện ta còn tìm hiểu về bộ lọc số. Thông qua những tìm hiểu này ta thấy được tầm quan trọng cũng như cách sử dụng bộ lọc sao cho hiệu quả nhất. Từ những nguyên nhân phát sinh sóng hài và các dao động các nhà khoa học đã nghiên cứu và đưa ra cách khắc phục tối ưu nhất, các bộ lọc ra đời và đã đáp ứng được những yêu cầu đó.

Ngày nay các bộ lọc được sử dụng rộng rãi, và sự ra đời của nó như một bước tiến trong công nghệ giúp ích rất lớn cho các nhà doanh nghiệp để đạt hiệu quả cao nhất trong sản xuất..

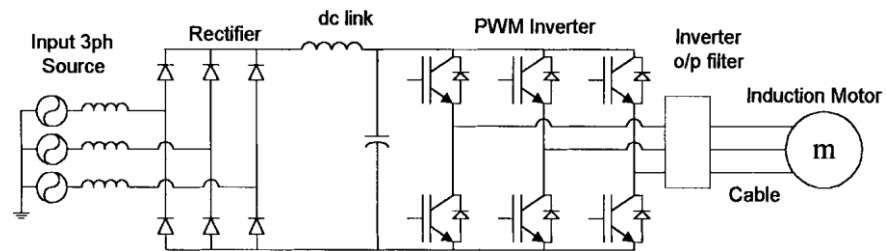
CHƯƠNG 3

TÍNH TOÁN, THIẾT KẾ VÀ MÔ PHỎNG BỘ LỌC

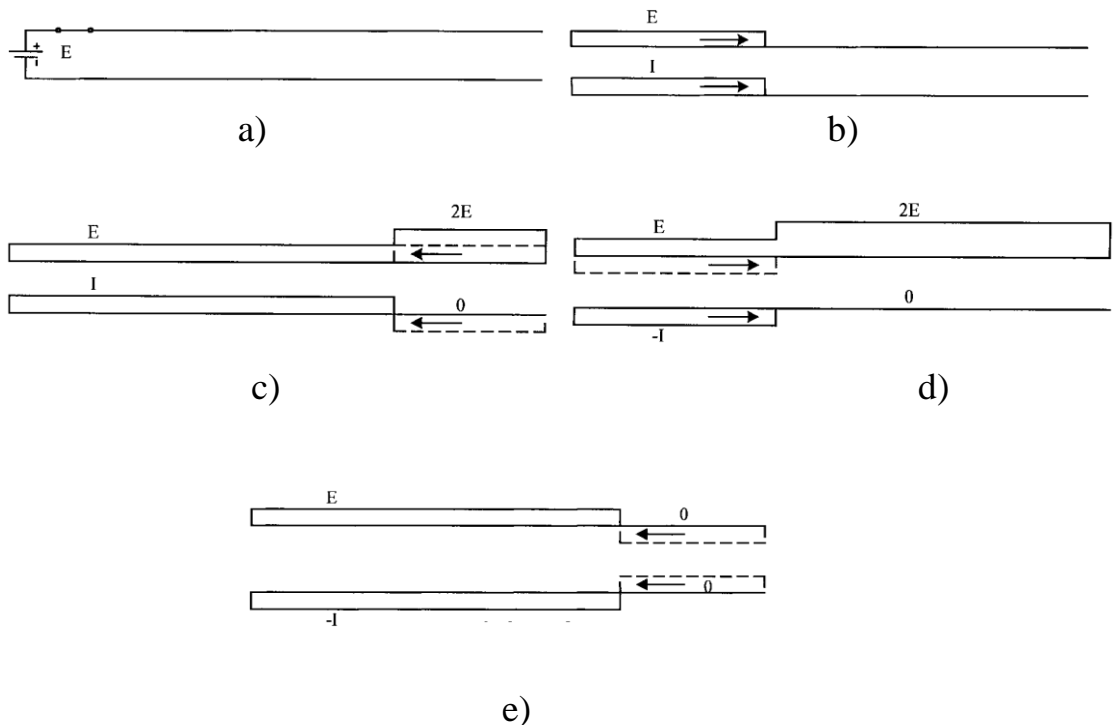
3.1. LỰA CHỌN KIỂU BỘ LỌC

3.1.1. Phân tích sự phản hồi của điện áp trên đường tín hiệu

Trước khi lựa chọn kiểu bộ lọc cần thiết kế ta phải phân tích sự phản hồi của điện áp trên đường tín hiệu kết nối giữa biến tần và động cơ.



Hình 3.1. Biến tần PWM điều khiển động cơ cảm ứng nối với một bộ lọc biến tần.



Hình 3.2. Lặp lại những bước phản hồi.

Trên những đường truyền dài, xung hành trình giữa bộ biến tần PWM và động cơ giống như những sóng chạy trên đường truyền tải. Những sóng chuyển tiếp, hay xung PWM, di chuyển từ bộ biến tần đến motor, trong quá trình đó những sóng ngược di chuyển về phía biến tần do phản hồi điện áp (Hình 3.1)

3.1.2. Quá trình phản hồi điện áp

Để hiểu rõ hơn về sự phản hồi điện áp lặp đi lặp lại trên một chiều dài hữu hạn của đường truyền với vô hạn $\frac{dv}{dt}$, xem xét một sự phản hồi của sóng tới.

Trên Hình 3.2(a) cho thấy mạch tương đương của một biến tần PWM gửi tín hiệu phía cuối đường truyền tải. Các thiết bị đầu cuối của động cơ được xử lý như một mạch hở, do trở kháng ở tần số cao. Hình 3.2(b) cho thấy sóng tới phía bên phải sau khi bật công tắc. Làn sóng điện áp di chuyển bên phải được đi kèm tương đương với làn sóng hiện tại nhưng có biên độ khác nhau. Hình 3.2(c) cho thấy sóng tới được phản hồi trên phía cuối đường truyền tải. Dòng mở hiện tại phải bằng không ở bất kỳ thời điểm nào do đó dòng phản hồi lúc này có biên độ tương tự nhưng ngược dấu. Điện áp sự cố sẽ được phản hồi như một điện áp tích cực di chuyển sang bên trái được gửi vào cuối. Sóng hài cộng với sóng phản hồi sẽ gây ra hiện tượng điện áp tăng gấp đôi ở thiết bị đầu cuối.

Khi sự xuất hiện của làn sóng phản hồi, điện áp sẽ là $2E$. Tuy nhiên, ở thiết bị phản hồi điện áp đầu ra của biến tần là E , do đó một sóng của điện áp $-E$ hay phản hồi tiêu cực sẽ di chuyển từ biến tần đến động cơ (Hình 3.2(d)). Quá trình dịch chuyển của sóng điện áp phải đi kèm với một sóng dòng điện hiện thời và từ đó nó sẽ di chuyển với vận tốc lớn hơn 0, dòng điện sẽ cùng dấu với điện áp hay $-I$. Sóng hài thứ hai nhanh chóng kết thúc và một lần nữa được phản hồi. Hai dòng điện thứ hai đang có giá trị tiêu cực và vì hiện tại các thiết bị đầu cuối mở phải bằng không nên dòng điện phản hồi sẽ nhận một

giá trị tích cực của dòng điện I. Dòng tích cực này sẽ di chuyển sang phía trái phải được đi kèm với một điện áp tiêu cực. Sự hoạt động của sóng không cần xét hơn nữa và ta cho sóng hài thứ ba giống hệt sóng hài đầu tiên, đến đây hoàn thành chu kỳ hoạt động của sóng hài.

Cơ chế phản hồi có thể xem như một tấm gương tạo ra sóng phản hồi điện áp V, nó được xem như một bản sao của điện áp V⁺. Hệ số tải và hệ số phản hồi nguồn là T_L và T_s được cho bởi công thức sau:

$$T_L = \frac{R_L - R_0}{R_L + R_0} \quad (3.1)$$

Trong đó: R_L- điện trở tải, Z₀ là trở kháng đặc trưng được cho bởi:

$$Z_0 = \frac{L_c}{C_c} \quad (3.2)$$

Trong đó L_c và C_c là các thông số cáp. Sau đó hệ số phản hồi điện áp được cho bởi:

$$T_s = \frac{R_s - Z_0}{R_s + Z_0} \quad (3.3)$$

Trong đó: R_s- điện trở nguồn.

Tại các biên tần, sóng phản hồi đi có dạng giống với sóng quay lại nhưng với điểm tương ứng giảm. Sóng hài điện áp sẽ được phản hồi lại biên tần, do đó biên độ điện áp tại các thiết bị đầu cuối của động cơ sẽ có khoảng tăng gấp đôi.

3.1.3. Ảnh hưởng thời gian tăng xung của PWM

Trong phần này, tác động của biên tần đến thời gian tăng xung sẽ được xem xét. Từ lý thuyết truyền sóng và phân tích phản hồi điện áp, sự quá áp do phản hồi ở các thiết bị đầu cuối của động cơ có thể được xác định. Thời gian (s) di chuyển cho xung đầu ra của biên tần từ các thiết bị đầu cuối của biên tần đến các thiết bị đầu cuối của động cơ được cho bởi công thức:

$$t_t = \frac{l_c}{v} \quad (3.4)$$

trong đó v là tốc độ xung cho bởi:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_c \cdot C_c}} \quad (3.5)$$

Với: l_c - chiều dài cáp;

L_c - độ tự cảm cho mỗi đơn vị chiều dài cáp;

C_c - điện dung cho mỗi đơn vị chiều dài cáp;

t_t - thời gian cho một lần di chuyển hết chiều dài cáp của xung.

Sau thời gian t , sự di chuyển sóng thuận của xung ở đầu ra của biến tần sẽ được phản hồi ở các thiết bị đầu cuối của động cơ, và kết quả của sóng ngược di chuyển về phía biến tần có biên độ:

$$V_t(t) = \frac{t_t \cdot V_{dc} \cdot T_L}{t_r} \quad \text{với } t_t < t_r \quad (3.6)$$

Và:

$$V_t(t) = V_{dc} \cdot T_L \quad \text{với } t_t \geq t_r \quad (3.7)$$

Trong đó:

V_{dc} - bus điện áp động cơ xoay chiều

T_L - Hệ số phản hồi tải (thường là 0,9 cho động cơ nhỏ hơn 20 mã lực)

t_r - thời gian thiết lập xung đầu ra cho biến tần (thường là 0,1s cho IGBT)

Chú ý khi $t_t \leq t_r$, thời gian tăng xung t_r không còn là một tham số trong điện áp phản hồi, sự quá áp của thiết bị đầu cuối của động cơ sẽ đạt được khi xung đi hết chiều dài của của cáp trong 1 lần. Chiều dài của cáp thường là 15m hoặc ít hơn và cho kết quả là $t_t < t_r$ sau đó sẽ áp dụng công thức tính $V_t(t)$.

Đối với độ dài của cáp là 5m hoặc ít hơn sẽ cho kết quả là $t_t < \frac{t_r}{3}$.

Sóng ngược sẽ được phản hồi tại các thiết bị đầu cuối biến tần theo cách tương tự, tuy nhiên đây là một chức năng của hệ số phản hồi của biến tần hoặc nguồn, T_s . Như vậy sau khi xung của PWM di chuyển hết ba lần chiều dài của cáp, thiết bị đầu cuối của động cơ tăng điện áp sẽ giảm được sóng hài. Do đó điện áp cao nhất ($V_{LL,p}$) sẽ được xác định bằng tổng số điện áp do sự phản hồi tại các thiết bị đầu cuối của động cơ sau khi xung đã đi hết ba lần chiều dài của cáp và độ lớn điện áp của sóng tới, được cho bởi:

$$V_{LL,p} = \frac{3l_c \cdot V_{dc} \cdot T_L}{v \cdot t_r} \text{ cho } t_i < \frac{t_r}{3} \quad (3.8)$$

Trong đó:

$$\frac{3l_c \cdot V_{dc} \cdot T_L}{v \cdot t_r} \ll 1$$

Cho tối thiểu hoặc không có quá áp nào xảy ra.

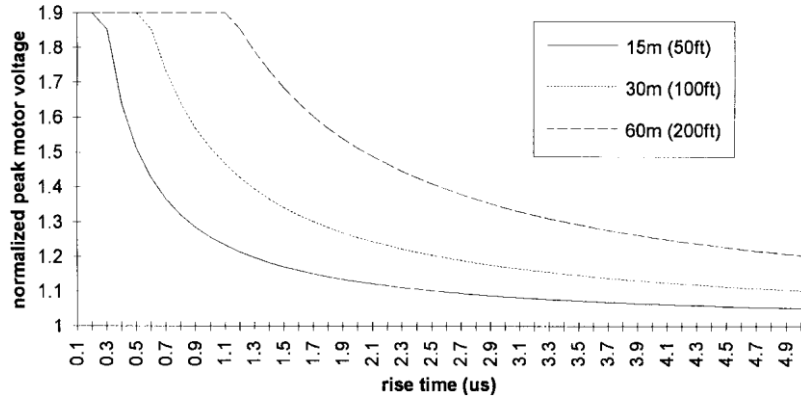
Thời gian tăng tới hạn có thể được tính bằng cách thay thế quá áp cực đại như hình dưới đây.

$$\text{Tập hợp} \quad \frac{3l_c \cdot V_{dc} \cdot T_L}{v \cdot t_r} \approx 0,2 \quad (3.9)$$

$$\Rightarrow t_r = \frac{3l_c \cdot T_r}{0,2v}$$

i.e, cho một hệ thống điện áp xoay chiều 480V với bus điện áp xoay chiều là 648V, quá áp cho phép là $1,2 \cdot 648V = 778V$. Đối với cáp có thông số đưa ra trong phụ lục A $v = 160 \frac{m}{\mu s}$ là đạt được thời gian tăng tới hạn (t_r) cho 30m cáp và $T_r = 0,9$ sẽ là $2,5\mu s$.

Hình 2.15 cho thấy điện áp tính toán trên thiết bị đầu cuối của động cơ do sự phản hồi điện áp cho 15m, 30m, 60m của cáp cho hệ thống 480V với hệ thống đầu vào (bù điện áp xoay chiều 648V), và hệ số phản hồi là 0,9.



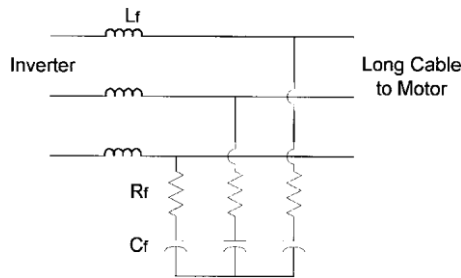
Hình 3.3. Thời gian tăng điện áp của động cơ bình thường.

3.1.4. Lựa chọn kiểu bộ lọc

Trên hình 3.3 cho ta thấy việc làm chậm thời gian tăng điện áp ở đầu ra của biến tần PWM được ứng dụng vào cáp đến một giá trị tới hạn là một cách để giảm đáng kể quá áp do sự phản hồi điện áp.

Như vậy một bộ lọc thông thấp như trên hình 3.4 được thiết kế đặt tại đầu ra của biến tần để làm chậm thời gian tăng điện áp đầu ra, giảm đáng kể quá áp trên các thiết bị đầu cuối của động cơ.

Ở đây ta lựa chọn bộ lọc thông thấp kiểu RC cho đầu ra của biến tần.



Hình 3.4. Bộ lọc thông thấp kiểu RC cho đầu ra của biến tần.

3.2. THIẾT KẾ BỘ LỌC

Có vài kiểu lọc thông thấp với những hình dạng khác nhau của biên độ so với tần số đáp ứng. Cấu trúc liên kết giữa loạt tụ điện và điện trở nhằm giảm tổn thất điện năng $\frac{V^2}{R}$ trên điện trở giảm xóc. Bộ lọc thông thấp đáp ứng những yêu cầu về số lượng thành phần, kích thước bộ lọc, chi phí và trọng

lượng. Ngoài ra các bộ lọc theo tiêu chuẩn này cho thấy được năng suất, giảm tối đa các sóng hài trong dải thông thấp. Kể từ lúc một phản ứng trên dải thông thấp phẳng là thích hợp như thể hiện trong các bộ lọc Butterworth, sự suy giảm được lựa chọn là 3dB ở tần số cắt $\omega_c = 2\pi f_c$. Từ hình 3.4 cho thấy chức năng chuyển giao và sự giao thức các mạng sẽ là:

$$H = \frac{V_c}{V_i} = \frac{1 + j\omega R_f C_f}{1 - \omega^2 L_f C_f + j\omega R_f C_f} \quad (3.10)$$

Nơi có sự suy giảm dB là

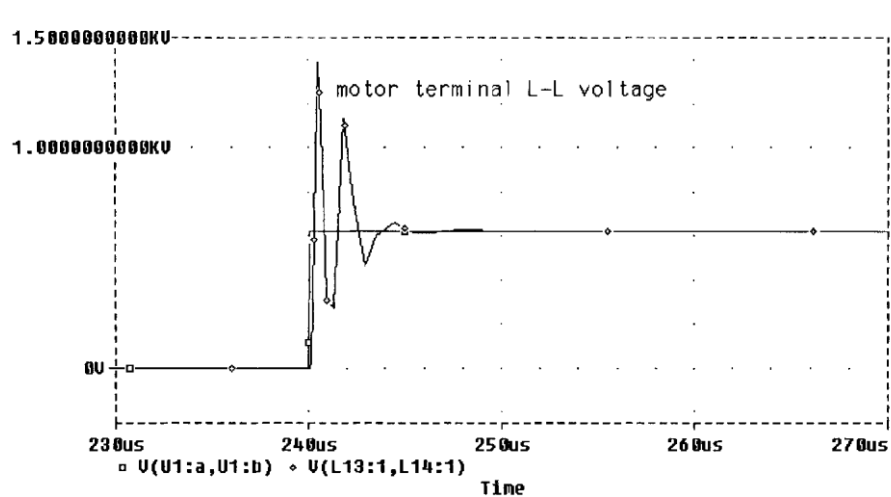
$$A = 20 \log \left| \frac{1}{H} \right| \quad (3.11)$$

Thành phần bộ lọc R_f trong mạch được thiết kế cho kết quả như công thức dưới. Ngoài ra khi tụ C_f coi như ngắn mạch ở tần số cao thì trở kháng R_f được thiết lập đưa ở công thức (3.2) sẽ hấp thụ năng lượng phản hồi, do đó:

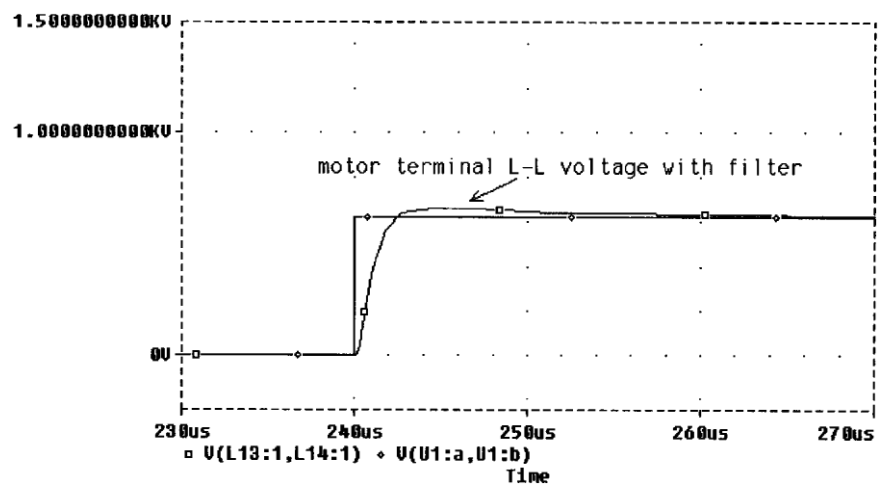
$$R_f \geq \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} = 190\Omega. \quad (3.12)$$

Như vậy, quy định suy giảm 3dB ở một tần số cắt ω_c , từ công thức tính H và R_f có thể giải quyết được những giá trị thích hợp của L_f và C_f . Quy trình thiết kế bộ lọc cho đầu ra của biến tần có tác dụng làm chậm thời gian tăng giới hạn của điện áp trên 30m chiều dài của cáp được minh họa dưới đây.

Thứ nhất, tần số cắt (f_c) được xác định. Đối với 30m cáp, thời gian tăng tới hạn t_{cr} tìm được trong khoảng $2,5\mu s$ cho một thiết bị đầu cuối của động cơ được phép quá áp 20% như hình 3.3. Phân tích chuỗi Fourier, thành phần tần số cao nhất sẽ xác định độ nét của một xung sóng vuông gần



Hình 3.5. Xung đầu ra của biến tần khi chưa có bộ lọc (động cơ 460V-5kVA-2kHz ASD) ứng với 30m cấp



Hình 3.6. Xung đầu ra của biến tần khi có bộ lọc (động cơ 460V-5kVA-2kHz ASD) ứng với 30m cấp

Như vậy, thời gian để thành phần tần số cao nhất trong các xung đầu ra của biến tần PWM gấp đôi thời gian tăng tới hạn, hay

$$T_c = 2t_{cr} \quad (3.13)$$

Và

$$f_c = \frac{1}{2t_{cr}} \quad (3.14)$$

Như vậy trong 30m cáp tần số cắt $f_c = 200\text{kHz}$. Từ công thức (2.2) và những đặc trưng của cáp cho trong phụ lục A, được đặt tới trở kháng đặc trưng, hay

$$\begin{aligned} R_f &= Z_0 \\ &= 190\Omega \text{ (43,98 pu)} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Công thức (3.15) giải quyết từ công thức (3.10) đến (3.12) với sự suy giảm của 3dB lượng tần số cắt ω_c :

$$L_f = 0,2\text{mH} \text{ (0,017 pu)} \quad (3.16)$$

$$C_f = 0,075\mu\text{F} \text{ (0,00012 pu)} \quad (3.17)$$

Trong đó:

1 pu điện áp = 120v;

1 pu kVA = 10kVA;

1 pu dòng điện = 27.78A;

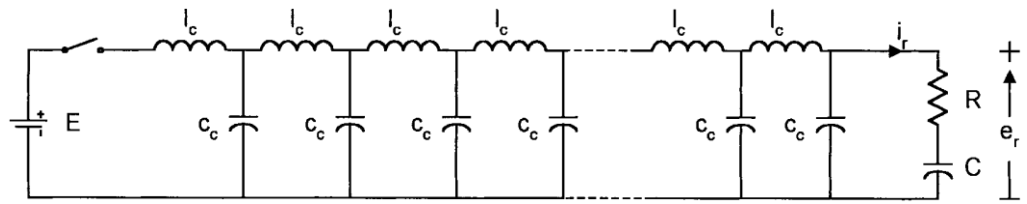
1 pu trở kháng = 4,32 Ω

1 pu tần số = 60Hz;

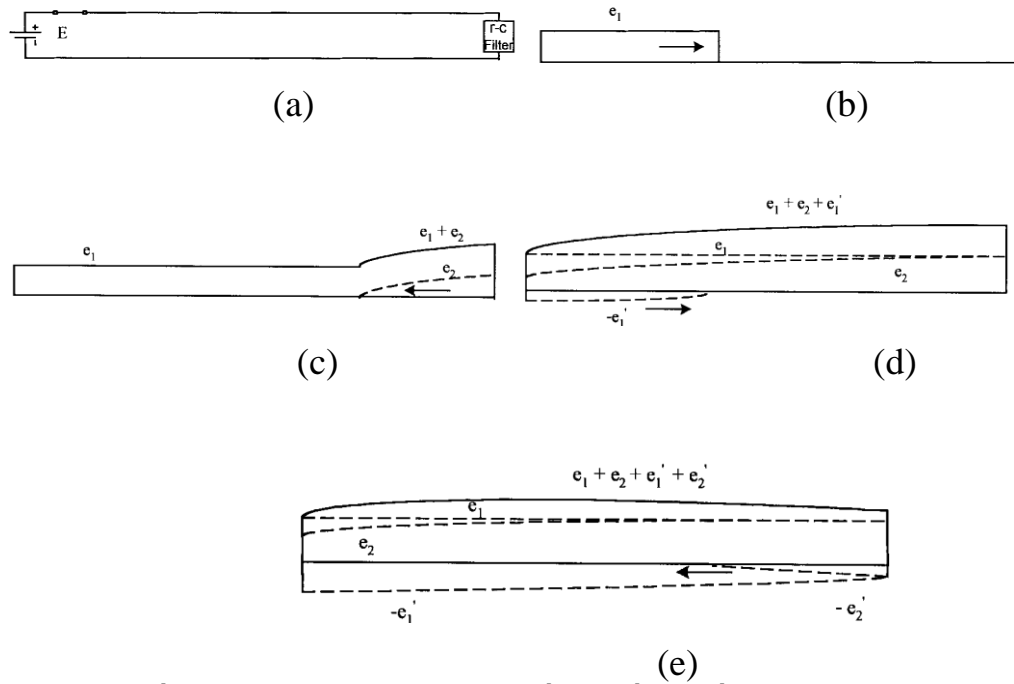
1 pu cảm kháng = 11,45mH;

1 pu dung kháng = 614,0 μF .

Tác dụng của việc thiết kế bộ lọc được thể hiện thông qua mô phỏng bằng cách sử dụng Pspice cho một động cơ 460V-5kVA-2kHz ASD ứng với 30m cáp. Những tham số tập trung để nêu tính chất của cáp. Hình 3.5 cho thấy xung đầu ra của biến tần đến thiết bị đầu cuối của động cơ mà không có bộ lọc. Ta thấy rằng thời gian tăng áp là rất nhanh, xung ra bao gồm hai dạng sóng và quá áp thiết bị đầu cuối của động cơ. Hình 3.6 cho thấy tác dụng của khi đưa bộ lọc vào đầu ra của bộ biến tần, giảm quá áp và làm chậm thời gian tăng tới hạn là 2,5 μs . Để chứng minh thiết kế bộ lọc cho đầu ra của biến tần được thực nghiệm ở mục sau, và thiệt hại được đưa ra trong bảng 3.1, các chi tiết kỹ thuật dẫn dài cáp được cho ở bảng 3.2.



Hình 3.7. Mạch tương đương với tận cùng bộ lọc.



Hình 3.8. Phản hồi sóng lặp đi lặp lại ở thiết bị đầu cuối của động cơ tại cuối bộ lọc.

Bảng 3.1: Thông số của bộ lọc cho 30m cáp THHN14 AWG, 190Q, $f_s = 2\text{kHz}$.

Thành phần bộ lọc	Đầu ra bộ lọc thông thấp	Động cơ phía cuối bộ lọc R-C
R	190Ω (43,98pu)	65Ω
C	0,075μF (0,0012pu)	0,075μF
L	0,2mH (0,017pu)	
Tổn hao 3ph 450V, 5hp	90w (0,009pu)	78w

Bảng 3.2: Thông số kỹ thuật của cáp dài.

Kích thước AWG	Chi tiết số/O.D. (inches)	Độ dày vỏ cách ly PVC (inches)	Đường kính vỏ bọc (inches)	Xấp xỉ đường kính ngoài (inches)	Khả năng tải của THWN ở 75°
14	19/.015	.015	.004	.115	15

3.3. SO SÁNH VÀ THÍ NGHIỆM

3.3.1. So sánh

Quá áp ở thiết bị đầu cuối của động cơ có thể giảm đáng kể nếu tăng trở kháng. Trong phần này, các phương trình sóng phản hồi do loạt bộ lọc RC ngăn chặn sẽ được trình bày.

Hình 3.7 một mạch tương đương của cáp cho bởi điện cảm, điện dung nhỏ mà hữu hạn. Hàm dòng điện và điện áp lần lượt được phụ trách bởi các điện cảm và điện dung, bắt đầu từ nguồn ở hình 3.8.

$$E_1 = Z_0 i_1 \quad (3.18)$$

và sóng phản hồi bởi

$$e_2 = -Z_0 i_2 \quad (3.19)$$

tổng điện áp ngang qua bộ lọc RC là e_r và dòng chạy suốt bộ lọc là i_r

$$e_r = e_1 + e_2 \quad (3.20)$$

và

$$i_r = i_1 + i_2 \quad (3.21)$$

Ban đầu, tại thời điểm $t=0$, điện áp trên tụ bằng 0, khi đó điện áp trên tụ không thể đột ngột thay đổi. Như vậy, tại thời điểm $t=0$, hàm điện áp gặp phải chỉ là một thành phần điện trở và phản hồi điện áp được cho bởi:

$$e_2 = e_1 \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \quad (3.22)$$

Ta sử dụng công thức (3.22) như một điều kiện giới hạn và giả định hài điện áp đầu tiên của e_1 được hiểu là $e_1 = E$, phương trình điện áp phản hồi có thể được bắt nguồn và phát hiện được công thức (3.5).

$$e_2 = E - E \frac{2Z_0}{R + Z_0} \cdot e^{-\left[\frac{t}{(Z_0+R)C}\right]} \quad (3.23)$$

Sau đó, các giải pháp chấm dứt điện áp tổng trên toàn thiết bị đầu cuối của động cơ là:

$$\begin{aligned} e_r &= e_1 + e_2 \\ &= 2E - E \cdot \frac{2Z_0}{R + Z_0} \cdot e^{-\left[\frac{t}{(Z_0-R)C}\right]} \end{aligned} \quad (3.24)$$

3.3.2. Thiết kế bộ lọc RC cho thiết bị đầu cuối của động cơ

Các nguyên tắc chính để xác định được các giá trị thích hợp của R và C cho bộ lọc của thiết bị đầu cuối động cơ là kết quả của sóng phản hồi đầu tiên.

Ta sẽ sử dụng công thức (3.22), tình trạng này sẽ kết thúc nếu $R=Z_0$. Bước tiếp theo là xác định giá trị của C, giả sử khi sóng thứ hai tới thiết bị đầu cuối của động cơ sau thời điểm $3t_c$, tầm ảnh hưởng của e_2 ít hơn $0,2E$, hoặc quá áp 20%. Vì vậy ta sẽ sử dụng công thức (3.23)

$$\begin{aligned} e_2 &= E - E \frac{2Z_0}{R + Z_0} \cdot e^{-\left[\frac{t}{(Z_0+R)C}\right]} \\ &= 0,2E \end{aligned} \quad (3.25)$$

Tính (3.25) ta tìm được C

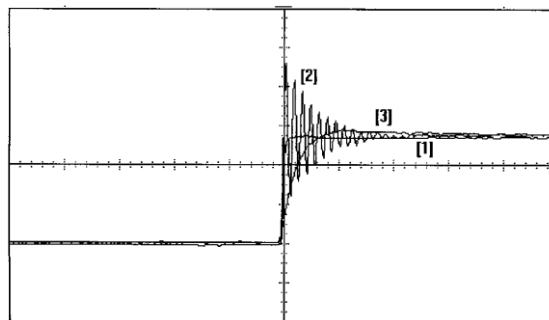
$$C = -\frac{3(l_c \sqrt{L_c \cdot C_c})}{2Z_0 \ln(0,8)} \quad (3.26)$$

Rút gọn (3.26), sử dụng công thức (3.2) dẫn tới

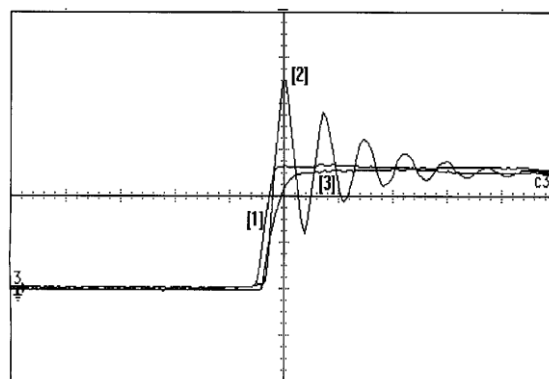
$$C = \frac{l_c C_c}{0,14876} \quad (3.27)$$

Với cáp có chiều dài 30m và với các tham số được đưa ra trong phụ lục A, các giá trị điện dung cần tìm là $C = 6,722 \text{ nF}$. Có thể sử dụng được giá trị lớn hơn của C và sẽ tiếp tục giảm quá áp trên các thiết bị đầu cuối của động cơ. Kết quả của việc thiết kế được chứng minh ở phần sau.

3.3.3. Kết quả thí nghiệm



(a)



(b)

Hình 3.9. 5hp-460V-2kHz ASD với 30m cáp. [1]- điện áp đầu ra của biến tần; [2]- thiết bị đầu cuối của động cơ khi không có bộ lọc; [3]- thiết bị đầu cuối của động cơ khi có bộ lọc: (a)- bộ lọc, (b)- bộ lọc thiết bị đầu cuối

Hình 3.9 trình bày các kết quả thử nghiệm từ động cơ cung cấp với 5hp-460V-2kHz ASD qua 30m cáp. Các cáp dẫn được xâu thành chuỗi dọc theo một hành lang dài để ngăn chặn nhiễu sóng. Hình 3.9(a) cho thấy xung

điện áp đầu ra của biến tần [1], các thiết bị đầu cuối của động cơ không có bộ lọc [2], thiết bị đầu cuối của động cơ với đầu ra của biến tần được thiết kế thêm bộ lọc [3]. Bộ lọc thông thấp đầu ra của biến tần hoạt động để làm giảm $\frac{dv}{dt}$ (làm chậm thời gian tăng tới hạn $\approx 2,5\mu s$), do đó giảm được quá áp do phản hồi điện áp tại thiết bị đầu cuối của động cơ. So sánh hai hình 3.9(a) và (b) ta có thể thấy rằng cả hai bộ lọc dẫn dài đều có tác dụng làm giảm quá áp ở thiết bị đầu cuối của động cơ, tuy nhiên tổn hao hơn một chút so với bộ lọc đầu ra của biến tần, như đã biết ở bảng 2- cho thấy quy mô thời gian khác nhau sử dụng ở hình 3.9(a) và (b) để minh họa đầy đủ quá áp tại thiết bị đầu cuối của động cơ trước và sau khi áp dụng bộ lọc.

3.4. MÔ PHỎNG

Mô phỏng mạch lọc thông thấp đáp ứng phẳng tối đa với $f_c = 1\text{kHz}$, suy hao 20dB, tại $f = 3\text{GHz}$, $R_0 = 50\Omega$.

Ta có:

$$\frac{\omega}{\omega_c} - 1 = \frac{3}{2} - 1 = 2$$

Số bậc của mạch lọc $N \geq 2 \Rightarrow$ số bậc mạch lọc là 3.

Ta có thông số mạch thông thấp là:

$$C_1 = g_1 = 1$$

$$L_2 = g_2 = 2$$

$$C_3 = g_3 = 1$$

$$R_L = g_{n+1} = 1$$

Áp dụng phép giải chuẩn hóa trở kháng và tần số, ta có giá trị của các phần tử như sau:

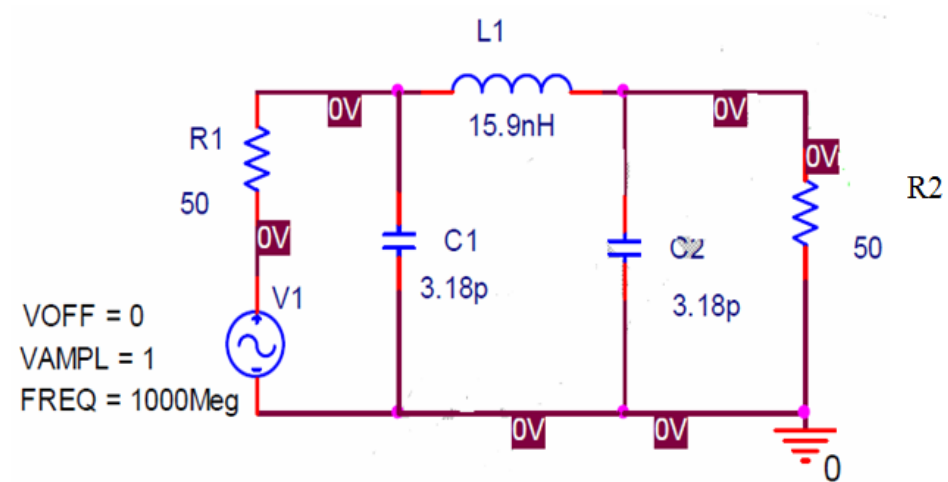
- Chuẩn hóa các giá trị ta có:

$$C_1' = \frac{C_1}{\omega_c R_0} = \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 10^9} = 3,18\text{pF}$$

$$L_2' = \frac{R_0 L_2}{\omega_c} = \frac{50 \cdot 2}{2\pi \cdot 10^9} = 15,9nH$$

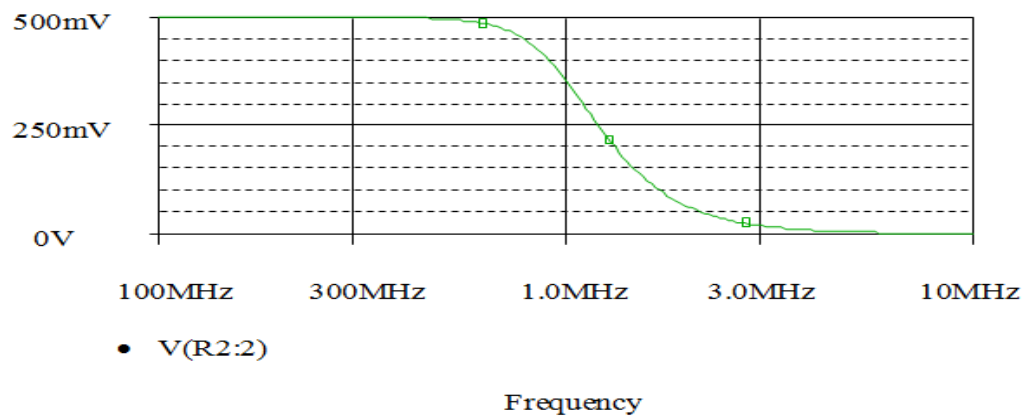
$$C_3' = \frac{C_3}{\omega_c R_0} = \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 10^9} = 3,18pF$$

Ta tiến hành vẽ trên Orcad:



Hình 3.10. Sơ đồ mạch tổng quát

Kết quả mô phỏng bằng Orcad:

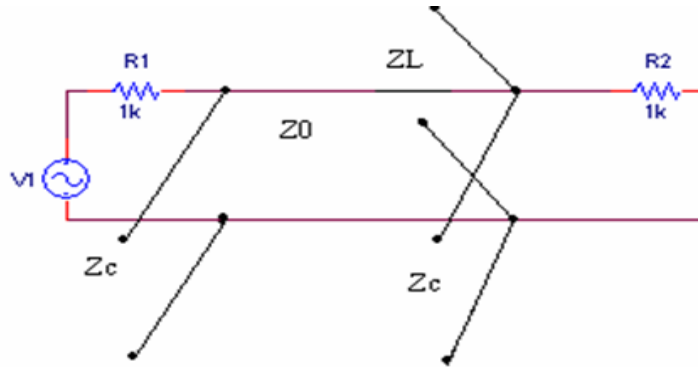


Hình 3.11: Kết quả mô phỏng bằng Orcad

Chuẩn các giá trị ta có:

$$L' = \frac{L \cdot \omega_c}{R_0} = \frac{15,9 \cdot 2\pi \cdot 10^9}{50} = 1,997$$

$$C' = C \cdot R_0 \cdot \omega_c = 3,18 \cdot 10^{-12} \cdot 50 \cdot 2\pi \cdot 10^9 = 0,998$$



Hình 3.12. Cấu trúc mạch thực

$$n^2 = 1 + \frac{1}{L} = 1 + \frac{1}{0,997} = 1,5$$

$$Z_0 = n^2 \cdot L' = 1,5 \cdot 1,997 = 2,9955$$

$$Z_L = n^2 \cdot Z_0 = 1,5$$

- Giải chuẩn hóa trở kháng ta được:

$$Z_0 = 2,9955 \cdot 50 = 149,77$$

$$Z_L = 1,5 \cdot 50 = 75$$

$$Z_c = \frac{50}{C} = \frac{50}{0,998} = 50,1$$

- Với $R = 50\Omega$:

$$\Rightarrow A = \frac{50}{60} \left(\frac{4,9-1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{4,9-1}{4,9+1} \left(0,23 + \frac{0,11}{4,9} \right) = 1,33056$$

$$B = \frac{60\pi^2}{50\sqrt{4,9}} = 5,3449$$

$$\Rightarrow \frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[5,344 - 1 - \ln(2.5,344 - 1) + \frac{4,9 - 1}{2.4,9} \left(\ln(5,344 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{4,9} \right) \right] = 1,7606$$

$$\Rightarrow w = 1,7606 \cdot 0,6 = 1,065 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_e + 1}{2} + \frac{\varepsilon_e - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{4,9 + 1}{2} + \frac{4,9 - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{1}{1,7606} \right)^{-\frac{1}{2}} = 3,7$$

$$\Rightarrow V_p = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{3,7}} = 1,558 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$\Rightarrow l = \frac{\lambda}{8} = \frac{V_p}{8 \cdot f_c} = \frac{1,558 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^9} = 19,48 \text{ mm}$$

- Với $Z_0 = 150$

$$A = \frac{150}{6} \left(\frac{4,9 - 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{4,9 - 1}{4,9 + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{4,9} \right) = 3,65$$

$$\Rightarrow \frac{w_0}{h} = \frac{8 \cdot e^{3,65}}{e^{2 \cdot 3,65} - 2} = 0,208$$

$$\Rightarrow w_0 = 0,208 \cdot h = 0,208 \cdot 0,6 = 0,1249 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{4,9 + 1}{2} + \frac{4,9 - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{0,208} \right)^{-\frac{1}{2}} = 3,228$$

$$\Rightarrow V_p = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{3,228}} = 1,6696 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$\Rightarrow l_0 = \frac{\lambda}{8} = \frac{V_p}{8 \cdot f_c} = \frac{1,6696 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^9} = 20,87 \text{ mm}$$

- Với $Z_L = 75$

$$A = \frac{75}{60} \left(\frac{4,9-1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{4,9-1}{4,9+1} \left(0,23 + \frac{0,11}{4,9} \right) = 1,91$$

$$\Rightarrow \frac{w_1}{h} = \frac{8 \cdot e^{1,91}}{e^{2 \cdot 1,91} - 2} = 1,238$$

$$\Rightarrow w_1 = 1,238 \cdot h = 1,238 \cdot 0,6 = 0,743 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{4,9+1}{2} + \frac{4,9-1}{2} \left(1 + \frac{10}{1,238} \right)^{\frac{1}{2}} = 3,597$$

$$\Rightarrow V_p = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{3,597}} = 1,58 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$\Rightarrow l_1 = \frac{\lambda}{8} = \frac{V_p}{8 \cdot f_c} = \frac{1,58 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^9} = 19,77 \text{ mm}$$

- Với $Z_2 = Z_c = 50$

$$A = \frac{50}{60} \left(\frac{4,9-1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{4,9-1}{4,9+1} \left(0,23 + \frac{0,11}{4,9} \right) = 1,33$$

$$B = \frac{60\pi^2}{50\sqrt{4,9}} = 5,344$$

$$\Rightarrow \frac{w_2}{h} = \frac{2}{\pi} \left[5,344 - 1 - \ln(2 \cdot 5,344 - 1) + \frac{4,9-1}{2 \cdot 4,9} \left(\ln(5,344 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{4,9} \right) \right] = 1,7606$$

$$\Rightarrow w_2 = 1,7606 \cdot 0,6 = 1,065 \text{ mm}$$

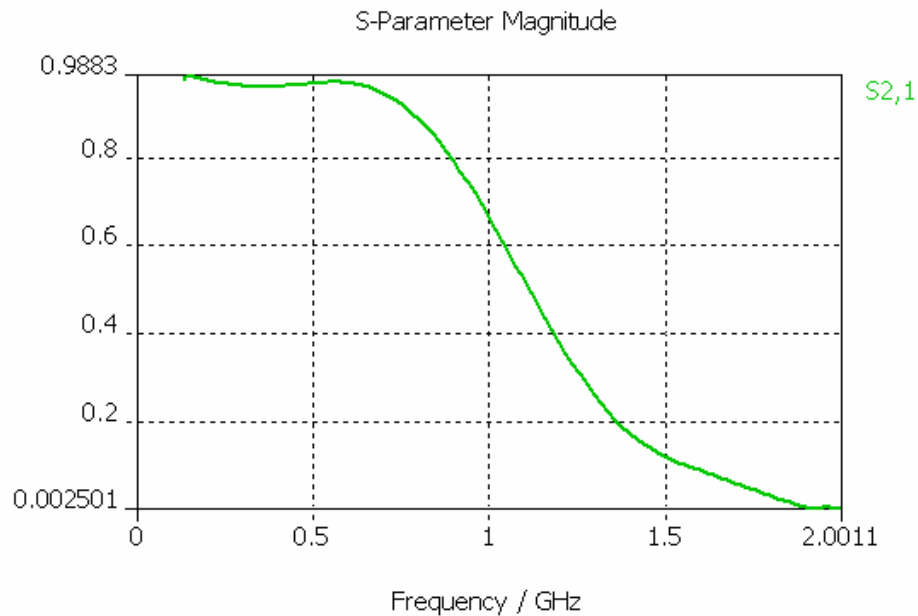
$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_e + 1}{2} + \frac{\varepsilon_e - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{4,9+1}{2} + \frac{4,9-1}{2} \left(1 + 10 \frac{1}{1,7606} \right)^{\frac{1}{2}} = 3,7$$

$$\Rightarrow V_p = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{3,7}} = 1,558 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$\Rightarrow l_2 = \frac{\lambda}{8} = \frac{V_p}{8 \cdot f_c} = \frac{1,558 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^9} = 19,48 \text{mm}$$

- Kết quả mô phỏng



Hình 3.13. Kết quả mô phỏng bộ lọc thông thấp

- Nhận xét về kết quả mô phỏng:

Hình 3.11 trình bày kết quả mô phỏng bộ lọc thông thấp Butterworth cho động cơ xoay chiều ba pha. Bộ lọc thông thấp có tác dụng làm giảm những dao động sóng ở đầu ra của biến tần. Đồng thời qua đó ta thấy xung đầu ra mịn hơn, giúp cho việc điều khiển được dễ dàng.

➤ TỔNG KẾT CHƯƠNG

Đây là chương kết thúc của đồ án này, ở chương cuối này sau khi đã so sánh và lựa chọn trong các kiểu bộ lọc như đã giới thiệu ở chương 2, từ những ưu nhược điểm đã xét cùng với yêu cầu của đề tài em đã lựa chọn bộ lọc thông thấp RC để thiết kế. Từ sự lựa chọn hợp lý ta tính toán và thiết kế bộ lọc thông thấp dựa trên những nghiên cứu tìm hiểu ở tài liệu, em tiến hành mô phỏng một ở một mạch cụ thể nhằm làm rõ về khả năng lọc của bộ lọc ta thiết

kế, tín hiệu ở đầu ra sau khi có bộ lọc đã giảm được những dao động. Ở chương này ta cũng một lần nữa đưa ra tầm quan trọng của bộ lọc thông thấp cho đầu ra của biến tần. Kết quả mô phỏng có những điểm không đạt yêu cầu của tiêu chuẩn IEEE nguyên nhân chính là do sai số trong quá trình tính toán và thực hiện mô phỏng.

KẾT LUẬN

Trong bài đồ án này, việc thiết kế bộ lọc cho đầu ra của biến tần có tác dụng giảm quá áp tại các thiết bị đầu cuối của động cơ xoay chiều từ các ứng dụng của ASD khi độ dài của cáp nối là cần thiết. Qua sự phân tích, chiều dài cáp nối, cũng như sự giảm quá áp ở đầu ra của biến tần PWM đến một giá trị tới hạn do những hiệu ứng của đường truyền với tần số cao, đã chứng minh được hiệu quả của bộ lọc thông thấp.

Những điều em đã làm được trong đồ án này: khái quát được những bộ biến tần thường được sử dụng trong truyền động điện, nguyên lý và cấu trúc của các bộ lọc cho đầu ra của các bộ biến tần. Qua những nguyên nhân cũng như những vướng mắc thường gặp và sự tìm hiểu tham khảo tài liệu em đã đưa ra sự lựa chọn hợp lý để có được bài thiết kế cần thiết. Đồng thời em cũng mô phỏng để thấy một cách cụ thể nhất về tác dụng rất lớn của bộ lọc cho đầu ra của biến tần.

Hướng phát triển của đề tài là tiếp tục tìm hiểu những nguyên nhân chưa đạt được yêu cầu để có sự hiệu chỉnh cần thiết, giảm tổn hao và đạt được hiệu quả cao nhất.

Cuối cùng em xin cảm ơn thầy giáo **GS TSKH Thân Ngọc Hoàn** đã tận tình hướng dẫn em trong quá trình nghiên cứu để em hoàn thành tốt bài đồ án và đạt kết quả cao nhất.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. GS TSKH Thân Ngọc Hoàn (2006), *Mô phỏng hệ thống điện tử công suất và truyền động điện*, Nhà xuất bản xây dựng.
- [2]. GS TSKH Thân Ngọc Hoàn, TS Nguyễn Tiến Ban (2007), *Điều khiển tự động các hệ thống truyền động điện*, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.
- [3]. Lê Văn Doanh, Nguyễn Thế Công, Trần Văn Thịnh (2009), *Điện tử công suất lý thuyết, thiết kế, ứng dụng*, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.
- [4]. Nguyễn Bính (2000), *Điện tử công suất*, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.
- [5]. Đỗ Huy Giác (2009), *Bài tập lý thuyết mạch*, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.
- [6]. Annette von Jouanne, *IEEE Transactions On Industry Applications, Vol 33, No 5*, September/October 1997.