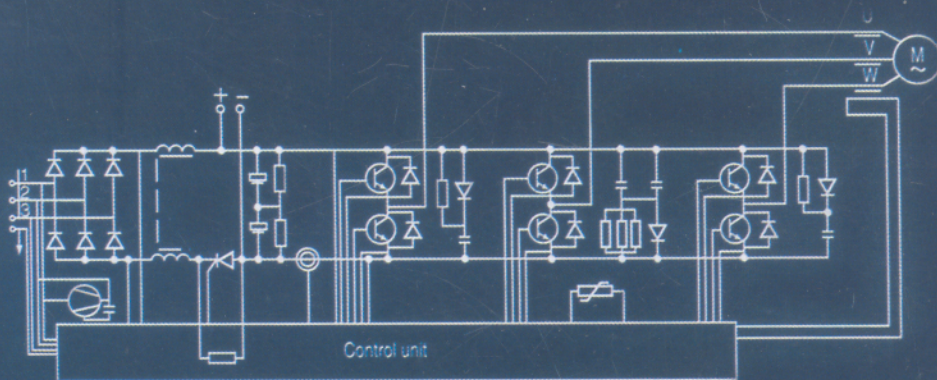


VỤ GIÁO DỤC CHUYÊN NGHIỆP

GIÁO TRÌNH

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG CAO ĐẲNG, TRUNG CẤP CHUYÊN NGHIỆP - DẠY NGHỀ



NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

TRẦN TRỌNG MINH

GIÁO TRÌNH ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

**DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG CAO ĐẲNG,
TRUNG CẤP CHUYÊN NGHIỆP – DẠY NGHỀ**

(Tái bản lần thứ năm có chỉnh lý và bổ sung)

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

Bản quyền thuộc HEVOBCO – Nhà xuất bản Giáo dục

11-2007/CXB/300-2119/GD

Mã số: 7K557T7-DAI

LỜI GIỚI THIỆU

Việc tổ chức biên soạn và xuất bản một số giáo trình phục vụ cho đào tạo các chuyên ngành Điện – Điện tử, Cơ khí – Động lực ở các trường Cao đẳng, Trung cấp chuyên nghiệp – Dạy nghề là một cố gắng lớn của Vụ Giáo dục chuyên nghiệp và Nhà xuất bản Giáo dục nhằm từng bước thống nhất nội dung dạy và học ở các hệ đào tạo này trên toàn quốc.

Giáo trình đã được xây dựng trên cơ sở kế thừa những nội dung được giảng dạy ở các trường, kết hợp với những nội dung mới nhằm đáp ứng yêu cầu nâng cao chất lượng đào tạo, phục vụ sự nghiệp công nghiệp hoá, hiện đại hoá. Đề cương của giáo trình đã được Vụ Giáo dục chuyên nghiệp tham khảo ý kiến của một số trường Cao đẳng, Trung cấp chuyên nghiệp – Dạy nghề và đã nhận được nhiều ý kiến thiết thực, giúp cho tác giả biên soạn phù hợp hơn.

Giáo trình do các nhà giáo có nhiều kinh nghiệm giảng dạy ở các trường Đại học, Cao đẳng, TCCN biên soạn, theo tiêu chí ngắn gọn, dễ hiểu, bổ sung nhiều kiến thức mới và chú ý tới tính liên thông để người học sau này dễ dàng học ở bậc cao hơn. Các nội dung được trình bày theo quan điểm mở, bao gồm những vấn đề cơ bản, cốt yếu để tuỳ theo tính chất của các ngành nghề đào tạo mà nhà trường tự điều chỉnh cho thích hợp và không trái với quy định của chương trình khung đào tạo Cao đẳng, TCCN.

Tuy các tác giả đã có nhiều cố gắng, nhưng giáo trình chắc không tránh khỏi những khiếm khuyết. Vụ Giáo dục chuyên nghiệp đề nghị các trường sử dụng những giáo trình xuất bản lần này để bổ sung cho nguồn giáo trình rất thiếu hiện nay, nhằm phục vụ cho việc dạy và học của các trường đạt chất lượng cao hơn. Giáo trình này cũng rất bổ ích với đội ngũ kỹ thuật viên, công nhân kỹ thuật để nâng cao kiến thức và tay nghề cho mình.

Hy vọng nhận được sự góp ý của các trường và bạn đọc để những giáo trình được biên soạn tiếp hoặc lần tái bản sau có chất lượng tốt hơn. Mọi góp ý xin gửi về Công ty Cổ phần Sách Đại học - Dạy nghề, 25 Hàn Thuyên, Hà Nội.

VỤ GIÁO DỤC CHUYÊN NGHIỆP

MỞ ĐẦU

Giáo trình Điện tử công suất được biên soạn theo đề cương do Vụ Giáo dục chuyên nghiệp, Bộ Giáo dục và Đào tạo xây dựng và thông qua. Nội dung được soạn theo tinh thần xuyên suốt là ngắn gọn, dễ hiểu, nhưng bao gồm đầy đủ các kiến thức cơ bản cần thiết cho các ứng dụng thực tế. Nếu nắm vững những nội dung của giáo trình này, người học có thể dễ dàng tiếp tục bổ sung những kiến thức của mình thông qua những giáo trình, tài liệu chuyên sâu hơn trong lĩnh vực Điện tử công suất.

Những nội dung trong giáo trình này được trình bày phù hợp với trình độ của số đông người học, với xuất phát điểm về kiến thức khác nhau. Ngoài những hiểu biết về điện ở chương trình THPT, hầu như không có yêu cầu nào hơn về các kiến thức cơ sở. Trong giáo trình, mỗi khái niệm đưa ra đều được giải thích kỹ. Nhằm làm rõ ý nghĩa vật lý, ở đây chỉ sử dụng một cách tối thiểu những biến đổi toán học. Nếu cần thiết, các biểu thức toán đều được diễn giải sẵn. Đây là điểm khác biệt của giáo trình này so với các tài liệu đã được biên soạn trước đây.

Lần xuất bản này vẫn giữ nguyên cấu trúc của giáo trình. Những sửa chữa tập trung ở khâu chế bản, nâng cao chất lượng các hình vẽ để người đọc không thể nhầm lẫn. Một số sơ đồ có tính chuyên biệt được lược bỏ, một số vấn đề có tính ứng dụng hiện đại được đưa thêm vào, tất nhiên chỉ với liều lượng vừa phải. Trong mỗi chương đều đưa thêm vào một phần ngắn gọn về phạm vi ứng dụng của các bộ biến đổi để người đọc dễ liên hệ với thực tế.

Mặc dù đã cố gắng nhưng giáo trình này chắc không tránh khỏi hết khiếm khuyết. Tác giả rất mong nhận được ý kiến đóng góp của người sử dụng để giáo trình được hoàn chỉnh hơn. Mọi ý kiến đóng góp xin gửi về Công ty Cổ phần Sách Đại học – Dạy nghề, 25 Hàn Thuyên, Hà nội.

TÁC GIẢ

Chương 1

CÁC PHẦN TỬ BÁN DẪN CÔNG SUẤT

Điện tử công suất là gì?

Điện tử công suất là một chuyên ngành của Kỹ thuật điện tử, nghiên cứu và ứng dụng các phần tử bán dẫn công suất trong các bộ biến đổi, nhằm biến đổi và khống chế nguồn năng lượng điện với các tham số không thay đổi được thành nguồn năng lượng điện với các thông số có thể thay đổi được, cung cấp cho các phụ tải điện khác nhau.

Các bộ biến đổi bán dẫn công suất là đối tượng nghiên cứu cơ bản của điện tử công suất. Các phần tử bán dẫn công suất được sử dụng trong sơ đồ các bộ biến đổi như các khoá điện tử, gọi là các van bán dẫn, khi mở dẫn dòng thì nối tải vào nguồn, khi khoá thì ngắt tải ra khỏi nguồn, không cho dòng điện chạy qua. Khác với các phần tử có tiếp điểm, các van bán dẫn thực hiện đóng cắt dòng điện mà không gây nên tia lửa điện, không bị mài mòn theo thời gian. Tuy có thể đóng cắt các dòng điện lớn nhưng các van bán dẫn lại được điều khiển bởi các tín hiệu công suất nhỏ, tạo bởi các mạch điện tử công suất nhỏ. Quy luật nối tải vào nguồn phụ thuộc vào sơ đồ bộ biến đổi và phụ thuộc cách thức điều khiển các van trong bộ biến đổi. Bằng cách như vậy quá trình biến đổi năng lượng được thực hiện với hiệu suất cao vì tổn thất trên bộ biến đổi chỉ là tổn thất trên các khoá điện tử, không đáng kể so với công suất điện cần biến đổi.

Tổn thất trên các van bán dẫn, bằng tích của dòng điện chạy qua van với điện áp rơi trên van, là yếu tố chính quyết định hiệu suất của các bộ biến đổi. Công nghệ chế tạo các phần tử bán dẫn ngày nay đã đạt được những bước tiến bộ vượt bậc với việc cho ra đời những phần tử kích thước nhỏ gọn, có khả năng đóng cắt dòng điện lớn và chịu được điện áp cao, với tổn hao công suất giảm đáng kể, ngày càng đáp ứng những yêu cầu phức tạp của các quy luật biến đổi năng lượng trong các bộ biến đổi. Sự phát triển của các phần tử bán dẫn đóng vai trò quyết định đến sự phát triển của Điện tử công suất, góp phần tạo ra nhiều chủng loại bộ biến đổi với những ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp và trong đời sống.

Với đối tượng nghiên cứu là các bộ biến đổi bán dẫn, Điện tử công suất còn có tên gọi là “Kỹ thuật biến đổi điện năng”. Để phân biệt với các chuyên ngành khác của Kỹ thuật điện tử liên quan đến quá trình xử lý các tín hiệu với mức điện áp thấp và dòng điện nhỏ, Điện tử công suất còn được gọi là “Kỹ thuật dòng điện mạnh”. Tuy nhiên Điện tử công suất cũng nghiên

cứu các sơ đồ điều khiển các van bán dẫn công suất bằng các phần tử bán dẫn công suất nhỏ. vì vậy các tên gọi trên đây chỉ phản ánh một phần phạm vi nghiên cứu trong lĩnh vực này và việc dùng tên gọi nào chỉ có nghĩa tương đối, tùy thuộc vào thói quen ở từng nơi.

Có thể kể ra một số lĩnh vực mà trong đó có những ứng dụng tiêu biểu của Điện tử công suất như: truyền động điện tự động; giao thông đường sắt; nấu luyện thép; gia nhiệt cảm ứng; điện phân nhôm từ quặng mỏ; các quá trình điện phân trong công nghiệp hoá chất; lĩnh vực truyền tải điện một chiều, ... Điện tử công suất cũng được ứng dụng trong rất nhiều thiết bị phục vụ đời sống, mang lại những hiệu quả to lớn về tiết kiệm điện năng, nâng cao tính năng về điều khiển linh hoạt, điều chỉnh chính xác của các thiết bị.

1.1. Đặc tính cơ bản của các phần tử bán dẫn công suất

Hiểu rõ nguyên lý hoạt động và các đặc tính cơ bản của các phần tử bán dẫn là điều vô cùng quan trọng để có thể sử dụng đúng và phát huy hết hiệu quả của các phần tử bán dẫn trong các ứng dụng cụ thể. Tính năng kỹ thuật chủ yếu của các phần tử bán dẫn công suất thể hiện qua khả năng đóng cắt dòng điện, khả năng chịu điện áp và các đặc tính liên quan đến quá trình đóng cắt cũng như vấn đề điều khiển chúng. Trước hết ta cần thấy rằng các phần tử bán dẫn công suất đều có những đặc tính cơ bản chung, đó là:

- Các van bán dẫn chỉ làm việc trong chế độ khoá, khi mở cho dòng chạy qua thì có điện trở tương đương rất nhỏ, khi khoá không cho dòng chạy qua thì có điện trở tương đương rất lớn. Nhờ đó tổn hao công suất trong quá trình làm việc bằng tích của dòng điện chạy qua với điện áp rơi trên phần tử sẽ có giá trị rất nhỏ.

- Các van bán dẫn chỉ dẫn dòng theo một chiều khi phần tử được đặt dưới điện áp phân cực thuận. Khi điện áp đặt lên phần tử phân cực ngược, dòng qua phần tử chỉ có giá trị rất nhỏ, cỡ mA, gọi là dòng rò.

- Về khả năng điều khiển, các van bán dẫn được phân loại thành:

- Van không điều khiển, như DIÔT,

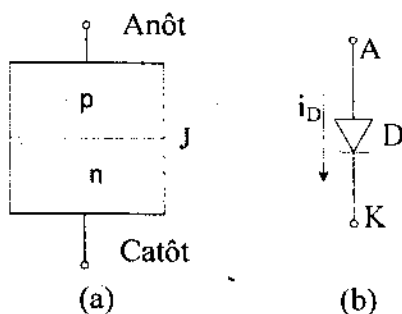
- Van có điều khiển, trong đó lại phân ra:

- + Điều khiển không hoàn toàn, như TIRISTO, TRIAC,

- + Điều khiển hoàn toàn, như BIPOLAR TRANZITO, MOSFET, IGBT, GTO.

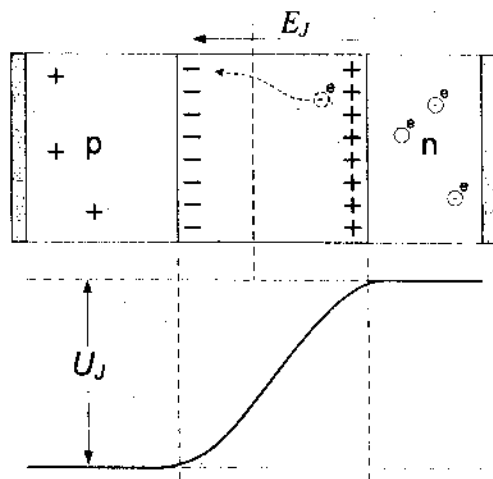
1.2. Điốt

Điốt là phần tử được cấu tạo bởi một lớp tiếp giáp bán dẫn $p-n$. Điốt có hai cực, anốt A là cực nối với lớp bán dẫn kiểu p , catốt K là cực nối với lớp bán dẫn kiểu n . Dòng điện chỉ chạy qua điốt theo chiều từ A đến K khi điện áp U_{AK} dương. Khi U_{AK} âm dòng qua điốt gần như bằng không. Cấu tạo và ký hiệu của điốt biểu diễn trên hình 1.1.



1.2.1. Cấu tạo của một điốt

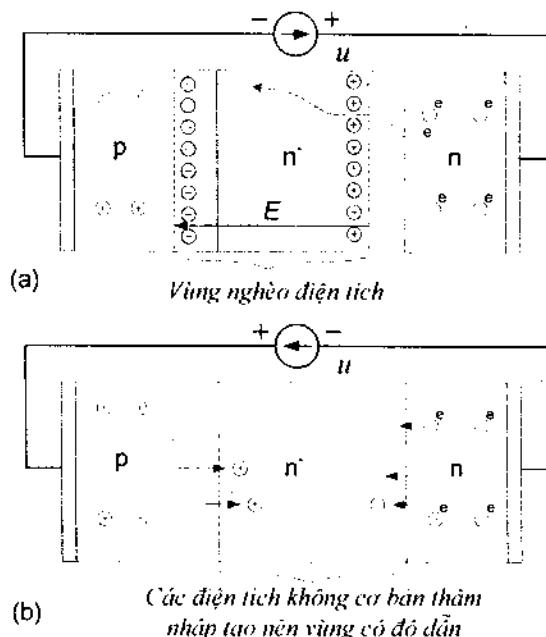
Tiếp giáp bán dẫn $p-n$ là bộ phận cơ bản trong cấu tạo của một điốt. Ở nhiệt độ môi trường các điện tử tự do trong lớp bán dẫn n khuếch tán sang lớp bán dẫn kiểu p và bị trung hoà bởi các ion dương ở đây. Do các điện tích trong vùng tiếp giáp tự trung hoà lẫn nhau nên vùng này trở nên nghèo điện tích, hay là vùng có điện trở lớn. Tuy nhiên vùng nghèo điện tích này chỉ mở rộng ra đến một độ dày nhất định vì ở bên vùng n khi các điện tử di chuyển đi sẽ để lại các ion dương, còn bên vùng p khi các điện tử di chuyển đến sẽ nhập vào lớp các điện tử hoá trị ngoài cùng, tạo nên các ion âm. Các ion này nằm trong cấu trúc tinh thể của mạng tinh thể silic nên không thể di chuyển được. Kết quả tạo thành như một tụ điện với các điện tích âm ở bên phía lớp p và các điện tích dương ở bên phía lớp n . Các điện tích của tụ điện này tạo nên một điện trường E có hướng từ vùng n sang vùng p , ngăn cản sự khuếch tán tiếp tục các điện tử từ vùng n sang vùng p . Điện trường E cũng tạo nên điện thế rào cản U_j với giá trị không đổi ở một nhiệt độ nhất định, khoảng 0,65 V đối với tiếp giáp $p-n$ trên tinh thể silic ở nhiệt độ 25°C (hình 1.2).



Hình 1.2. Sự tạo thành điện thế rào cản.

Các điốt công suất được chế tạo để chịu được một giá trị điện áp ngược nhất định. Điều này đạt

được nhờ một lớp bán dẫn n^- , tiếp giáp với lớp p , có cấu tạo giống như lớp n nhưng có ít các điện tử tự do hơn. Khi tiếp giáp $p-n^-$ được đặt dưới tác dụng của điện áp bên ngoài, nếu điện trường ngoài cùng chiều với điện trường E thì vùng nghèo điện tích sẽ mở rộng sang vùng n^- , điện trở tương đương của diốt càng lớn và dòng điện sẽ không thể chạy qua. Toàn bộ điện áp ngoài sẽ rơi trên vùng nghèo điện tích. Ta nói rằng diốt bị phân cực ngược (hình 1.3a).



Hình 1.3. Diốt công suất. (a) Phân cực ngược; (b) Phân cực thuận.

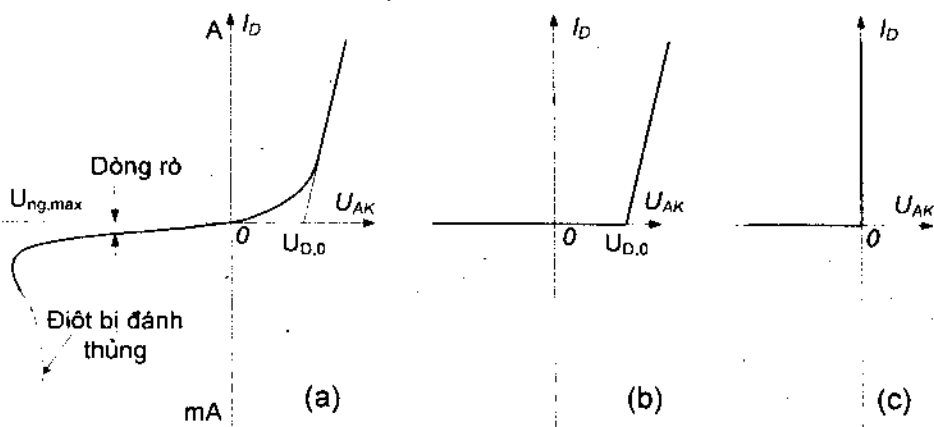
Khi điện áp bên ngoài tạo ra điện trường ngoài có hướng ngược với điện trường trong E vùng nghèo điện tích sẽ bị thu hẹp lại. Nếu điện áp bên ngoài đủ lớn hơn U_j , cỡ 0.65 V, vùng nghèo điện tích sẽ thu hẹp đến bằng không và các điện tích có thể di chuyển tự do qua cấu trúc tinh thể của diốt. Dòng điện chạy qua diốt lúc đó sẽ chỉ bị hạn chế do điện trở tải ở mạch ngoài và một phần điện trở trong diốt, bao gồm điện trở của tinh thể bán dẫn giữa anốt và catốt, điện trở do phản kim loại làm dây dẫn ra ngoài và điện trở do tiếp xúc giữa phản kim loại và bán dẫn. Ta nói diốt được phân cực thuận (hình 1.3b).

1.2.2. Đặc tính vôn - ampe của diốt

Một số tính chất của diốt trong quá trình làm việc có thể được giải thích thông qua việc xem xét đặc tính vôn - ampe của diốt trên hình 1.4a. Đặc tính gồm hai phần, đặc tính thuận trong góc phần tư thứ I, tương ứng với $U_{AK} > 0$, đặc tính ngược trong góc phần tư thứ III, tương ứng với $U_{AK} < 0$.

Trên đường đặc tính thuận nếu điện áp anốt - catốt tăng dần từ 0 đến khi vượt qua ngưỡng điện áp $U_{D,0}$, cỡ 0,6 – 0,7 V, dòng có thể chảy qua

điốt. Dòng điện I_D có thể thay đổi rất lớn nhưng điện áp rơi trên điốt U_{AK} thì hầu như ít thay đổi. Như vậy đặc tính thuận của điốt đặc trưng bởi tính chất có điện trở tương đương nhỏ.



Hình 1.4. Đặc tính vôn - ampe của một điốt. (a) Đặc tính thực tế; (b) Đặc tính tuyến tính hoá; (c) Đặc tính lý tưởng.

Trên đường đặc tính ngược, nếu điện áp U_{AK} tăng dần từ 0 đến giá trị $U_{ng,max}$, gọi là điện áp ngược lớn nhất, thì dòng qua điốt vẫn có giá trị rất nhỏ, gọi là dòng rò, nghĩa là điốt cản trở dòng chạy qua theo chiều ngược. Cho đến khi U_{AK} đạt đến giá trị $U_{ng,max}$ thì xảy ra hiện tượng dòng qua điốt tăng đột ngột, tính chất cản trở dòng điện ngược của điốt bị phá vỡ. Quá trình này không có tính đảo ngược, nghĩa là nếu ta lại giảm điện áp trên anốt - catốt thì dòng điện vẫn không giảm. Ta nói điốt đã bị đánh thủng.

Để phân biệt giá trị dòng điện lớn trên phần đặc tính thuận với dòng điện nhỏ trên phần đặc tính ngược, ta ghi đơn vị A ở nửa trên trục dòng điện và mA ở nửa dưới trục dòng điện.

Trong thực tế, để đơn giản cho việc tính toán, người ta thường dùng đặc tính khi dẫn dòng, tuyến tính hoá của điốt như được biểu diễn trên hình 1.4b. Đặc tính này có thể biểu diễn qua biểu thức:

$$u = U_{D,0} + r_D \cdot I_D,$$

trong đó $r_D = \frac{\Delta U}{\Delta I_D}$ là điện trở tương đương của điốt khi dẫn dòng.

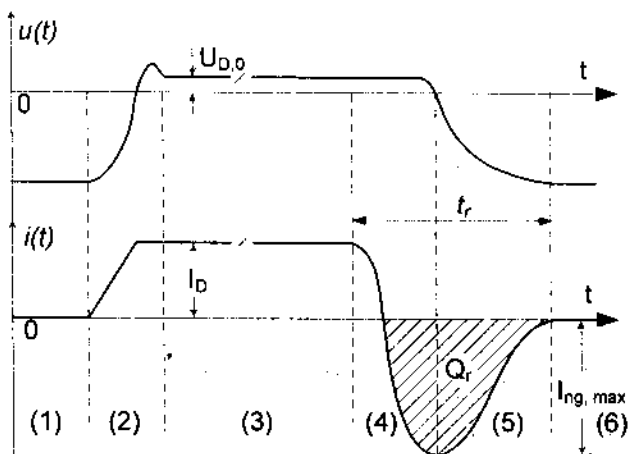
Đặc tính vôn - ampe của các điốt thực tế sẽ khác nhau, phụ thuộc vào dòng điện cho phép chạy qua điốt và điện áp ngược lớn nhất mà điốt có thể chịu được. Tuy nhiên để phân tích sơ đồ các bộ biến đổi thì một đặc tính lý tưởng cho trên hình 1.4c được sử dụng nhiều hơn cả. Theo đặc tính lý

tường, điôt có thể cho phép một dòng điện lớn bất kỳ chạy qua với sụt áp trên nó bằng 0 và chịu được điện áp ngược lớn bất kỳ với dòng rò bằng 0. Nghĩa là, theo đặc tính lý tưởng, điôt có điện trở tương đương khi dẫn bằng 0 và khi khoá bằng ∞ .

1.2.3. Đặc tính đóng cắt của một điôt

Khác với đặc tính vôn - ampe là đặc tính tĩnh, đặc tính $u(t)$, $i(t)$ cho thấy dạng của điện áp và dòng điện trên điôt theo thời gian, gọi là đặc tính động, hay đặc tính đóng - cắt của điôt. Đặc tính đóng - cắt tiêu biểu của một điôt được thể hiện trên hình 1.5.

Theo đặc tính hình 1.5, điôt ở trong trạng thái khoá trong các khoảng thời gian (1) và (6) với điện áp phân cực ngược và dòng điện bằng không. Ở khoảng (2) điôt bắt đầu vào dẫn dòng. Dòng điện ban đầu nạp điện tích cho tụ điện tương đương của tiếp giáp $p-n$, trước đó bị phân cực ngược, làm điện áp dương trên điôt tăng lên đến vài vôn vì điện trở vùng nghèo điện tích còn lớn. Khi lượng điện tích đã đủ lớn, độ dẫn điện của tiếp giáp tăng lên, điện trở giảm và điện áp trên điôt trở về ổn định ở mức sụt áp $U_{D,0}$, cỡ 1 – 1,5 V. Trong khoảng (3) điôt hoàn toàn ở trong trạng thái dẫn.



Hình 1.5. Dạng dòng điện và điện áp trên điôt trong quá trình đóng cắt.

Quá trình khoá điôt bắt đầu ở khoảng (4). Điôt vẫn còn phân cực thuận cho đến khi các điện tích trong lớp tiếp giáp $p-n$ được di tán hết ra bên ngoài. Thời gian di tán phụ thuộc tốc độ tăng của dòng ngược $di(t)/dt$ và lượng điện tích tích lũy, phụ thuộc giá trị dòng điện mà điôt dẫn trước đó. Ở cuối giai đoạn (4) tiếp giáp $p-n$ trở nên phân cực ngược và điôt có khả năng ngăn cản dòng điện. Trong giai đoạn (5) tụ điện tương đương của tiếp giáp $p-n$ được nạp tiếp tục tới điện áp phân cực ngược.

Diện tích gạch chéo trên đường dòng điện $i(t)$ tương ứng bằng với lượng điện tích phải di tản ra bên ngoài Q_r . Q_r gọi là điện tích phục hồi. Thời gian t_r giữa đầu giai đoạn (4) đến cuối giai đoạn (5) gọi là thời gian phục hồi và là một trong những thông số quan trọng của diôt.

1.2.4. Các thông số cơ bản của một diôt

1. Giá trị trung bình của dòng điện cho phép chạy qua diôt theo chiều thuận, I_D

Trong quá trình làm việc dòng điện chạy qua diôt sẽ phát nhiệt làm nóng tinh thể bán dẫn của diôt. Công suất phát nhiệt sẽ bằng tích của dòng điện chạy qua diôt với điện áp rơi trên nó. Diôt chỉ dẫn dòng theo một chiều từ anôt đến catôt, điều này nghĩa là công suất phát nhiệt sẽ tỷ lệ với giá trị trung bình của dòng điện. Vì vậy I_D là thông số quan trọng để lựa chọn diôt cho một ứng dụng thực tế.

2. Giá trị điện áp ngược lớn nhất mà diôt có thể chịu đựng được, $U_{ng,max}$

Thông số thứ hai quan trọng để lựa chọn diôt là giá trị điện áp ngược lớn nhất mà diôt có thể chịu đựng được. Như đặc tính vôn - ampe đã chỉ ra, quá trình diôt bị đánh thủng là quá trình không thể đảo ngược được, vì vậy trong mọi ứng dụng phải luôn đảm bảo rằng $U_{AK} < U_{ng,max}$.

3. Tần số

Quá trình phát nhiệt trên diôt còn phụ thuộc vào tần số đóng cắt của diôt. Trong quá trình diôt mở ra hoặc khoá lại, tổn hao công suất tức thời $u(t).i(t)$ có giá trị lớn hơn lúc diôt đã dẫn dòng hoặc đang bị khoá. Vì vậy nếu tần số đóng cắt cao hoặc thời gian đóng cắt của diôt so sánh được với khoảng thời gian dẫn dòng thì tổn thất trên diôt lại bị quy định chủ yếu bởi tần số làm việc chứ không phải là giá trị trung bình của dòng điện. Các diôt được chế tạo với giải tần số làm việc khác nhau, do đó tần số là một thông số quan trọng phải lưu ý khi lựa chọn diôt.

4. Thời gian phục hồi t_r và điện tích phục hồi Q_r

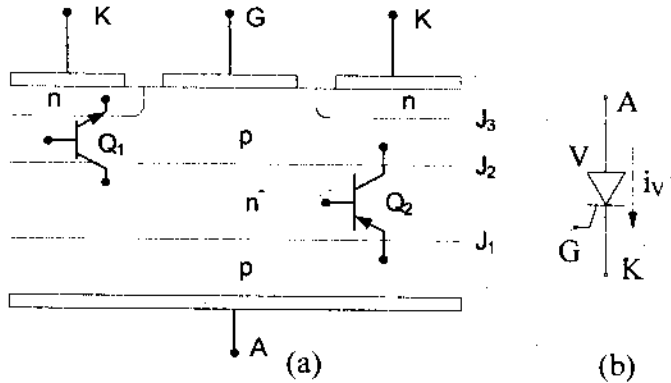
Các diôt khi khoá lại có dòng ngược để di tản lượng điện tích Q_r ra khỏi cấu trúc bán dẫn, phục hồi khả năng khoá của mình. Thời gian phục hồi t_r có thể bị kéo dài, làm chậm lại quá trình chuyển mạch giữa các van. Dòng điện ngược có thể tăng xung dòng trên các van mới mở ra với biên độ có thể rất lớn. Hơn nữa thời gian phục hồi cũng làm tăng tổn thất trong quá trình đóng cắt của các van. Những lý do như trên khiến ta phải đặc biệt lưu ý đến ảnh hưởng của t_r trong những trường hợp cụ thể. Để giảm thời gian chuyển

mạch có thể phải sử dụng loại diốt có t_r rất ngắn, cỡ μs . Tuy nhiên khi đó dòng điện ngược thay đổi quá nhanh có thể gây nên quá điện áp rất lớn trên những mạch điện có điện cảm. Tóm lại không thể đơn giản hoá khi nghĩ rằng diốt là một phần tử rất đơn giản mà bỏ qua quá trình khoá lại của diốt.

Diốt được phân chia theo t_r ra các loại thường, ví dụ loại dùng cho chỉnh lưu với tần số 50 Hz, khi đó không cần để ý đến t_r , cắt nhanh và cắt cực nhanh. Với những loại cắt nhanh t_r là một thông số quan trọng, được chỉ ra trong các tài liệu kỹ thuật của diốt.

1.3. Tiristo

Tiristo là phần tử bán dẫn cấu tạo từ bốn lớp bán dẫn $p-n-p-n$, tạo ra ba tiếp giáp $p-n$ J_1, J_2, J_3 . Tiristo có ba cực: anốt A, catốt K, cực điều khiển G, như được biểu diễn trên hình 1.6.



Hình 1.6. Tiristo. (a) Cấu tạo; (b) Ký hiệu.

1.3.1. Đặc tính vôn - ampe của tiristo

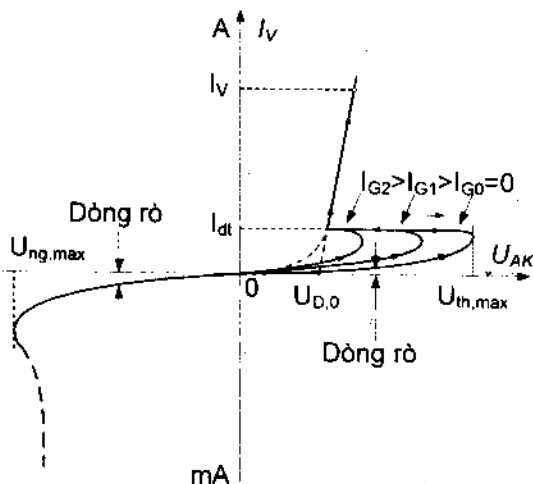
Đặc tính vôn - ampe của một tiristo gồm hai phần (hình 1.7). Phần thứ nhất nằm trong góc phần tư thứ I là đặc tính thuận tương ứng với trường hợp điện áp $U_{AK} > 0$, phần thứ hai nằm trong góc phần tư thứ III, gọi là đặc tính ngược, tương ứng với trường hợp $U_{AK} < 0$.

1. Trường hợp dòng điện vào cực điều khiển bằng không ($I_G = 0$)

Khi dòng vào cực điều khiển của tiristo bằng 0 hay khi hở mạch cực điều khiển tiristo sẽ cản trở dòng điện ứng với cả hai trường hợp phân cực điện áp giữa anốt - catốt. Khi điện áp $U_{AK} < 0$ theo cấu tạo bán dẫn của tiristo hai tiếp giáp J_1, J_3 đều phân cực ngược, lớp J_2 phân cực thuận, như vậy tiristo sẽ giống như hai diốt mắc nối tiếp bị phân cực ngược. Qua tiristo sẽ chỉ có một dòng điện rất nhỏ chạy qua, gọi là dòng rò. Khi U_{AK} tăng đạt đến một giá trị điện áp lớn nhất $U_{ng,max}$ sẽ xảy ra hiện tượng tiristo bị đánh thủng, dòng điện có thể tăng lên rất lớn. Giống như ở đoạn đặc tính ngược của diốt quá trình bị đánh thủng là quá trình không thể đảo ngược được,

nghĩa là nếu có giảm điện áp U_{AK} xuống dưới mức $U_{ng,max}$ thì dòng điện cũng không giảm được về mức dòng rò. Tiristo đã bị hỏng.

Khi tăng điện áp anôt - catôt theo chiều thuận, $U_{AK} > 0$, lúc đầu cũng chỉ có một dòng điện rất nhỏ chạy qua, gọi là dòng rò. Điện trở tương đương mạch anôt - catôt vẫn có giá trị rất lớn. Khi đó tiếp giáp J_1 , J_3 phân cực thuận, J_2 phân cực ngược. Cho đến khi U_{AK} tăng đạt đến giá trị điện áp thuận lớn nhất, $U_{th,max}$, sẽ xảy ra hiện tượng điện trở tương đương mạch anôt - catôt đột ngột giảm, dòng điện chạy qua tiristo sẽ chỉ bị giới hạn bởi điện trở mạch ngoài. Nếu khi đó



Hình 1.7. Đặc tính vôn - ampe của tiristo.

dòng qua tiristo có giá trị lớn hơn một mức dòng tối thiểu, gọi là dòng duy trì, I_{dt} , thì khi đó tiristo sẽ dẫn dòng trên đường đặc tính thuận, giống như đường đặc tính thuận ở diôt. Đoạn đặc tính thuận được đặc trưng bởi tính chất dòng có thể có giá trị lớn nhưng điện áp rơi trên anôt - catôt thì nhỏ và hầu như không phụ thuộc vào giá trị của dòng điện.

2. Trường hợp có dòng điện vào cực điều khiển ($I_G > 0$)

Nếu có dòng điều khiển đưa vào giữa cực điều khiển và catôt quá trình chuyển điếm làm việc trên đường đặc tính thuận sẽ xảy ra sớm hơn, trước khi điện áp thuận đạt đến giá trị lớn nhất, $U_{th,max}$. Điều này được mô tả trên hình 1.7 bằng những đường nét đứt, ứng với các giá trị dòng điều khiển khác nhau, I_{G1} , I_{G2} , I_{G3} ,... Nói chung nếu dòng điều khiển lớn hơn thì điếm chuyển đặc tính làm việc sẽ xảy ra với U_{AK} nhỏ hơn.

Tình hình xảy ra trên đường đặc tính ngược sẽ không có gì khác so với trường hợp dòng điều khiển bằng 0.

1.3.2. Mở, khoá tiristo

Tiristo có đặc tính giống như diôt, nghĩa là chỉ cho phép dòng chạy qua theo một chiều, từ anôt đến catôt và cản trở dòng chạy theo chiều ngược lại.

Tuy nhiên khác với diôt, để tiristo có thể dẫn dòng ngoài điều kiện phải có điện áp $U_{AK} > 0$ còn cần thêm một số điều kiện khác. Do đó tiristo được coi là phần tử bán dẫn có điều khiển để phân biệt với diôt là phần tử không điều khiển được.

1. Mở tiristo

Khi được phân cực thuận, $U_{AK} > 0$, tiristo có thể mở bằng hai cách. Thứ nhất, có thể tăng điện áp anôt - catôt cho đến khi đạt đến giá trị điện áp thuận lớn nhất, $U_{th,max}$. Khi đó điện trở tương đương trong mạch anôt - catôt sẽ giảm đột ngột và dòng qua tiristo hoàn toàn do mạch ngoài xác định. Phương pháp này trong thực tế không được áp dụng do nguyên nhân mở không mong muốn và không phải lúc nào cũng có thể tăng được điện áp đến giá trị $U_{th,max}$. Và lại như vậy sẽ xảy ra trường hợp tiristo tự mở ra dưới tác dụng của các xung điện áp tại một thời điểm ngẫu nhiên, không định trước.

Phương pháp thứ hai, phương pháp được áp dụng thực tế, là đưa một xung dòng điện có giá trị nhất định vào giữa cực điều khiển và catôt. Xung dòng điện điều khiển sẽ chuyển trạng thái của tiristo từ trở kháng cao sang trở kháng thấp ở mức điện áp anôt - catôt nhỏ. Khi đó nếu dòng qua anôt - catôt lớn hơn một giá trị nhất định, gọi là dòng duy trì (I_{dt}) thì tiristo sẽ tiếp tục ở trong trạng thái mở dẫn dòng mà không cần đến sự tồn tại của xung dòng điều khiển nữa. Điều này nghĩa là có thể điều khiển các tiristo bằng các xung dòng có độ rộng xung nhất định, do đó công suất của mạch điều khiển có thể là rất nhỏ, so với công suất của mạch lực mà tiristo là một phần tử đóng cắt, không chế dòng điện.

2. Khoá tiristo

Một tiristo đang dẫn dòng sẽ trở về trạng thái khoá (điện trở tương đương mạch anôt - catôt tăng cao) nếu dòng điện giảm xuống, nhỏ hơn giá trị dòng duy trì, I_{dt} . Tuy nhiên để tiristo vẫn ở trạng thái khoá, với trở kháng cao, khi điện áp anôt - catôt lại dương ($U_{AK} > 0$) cần phải có một thời gian nhất định để các lớp tiếp giáp phục hồi hoàn toàn tính chất cản trở dòng điện của mình.

Khi tiristo dẫn dòng theo chiều thuận, $U_{AK} > 0$, hai lớp tiếp giáp J_1, J_3 phân cực thuận, các điện tích đi qua hai lớp này dễ dàng và lớp dây tiếp giáp J_2 đang bị phân cực ngược. Vì vậy mà dòng điện có thể chảy qua ba lớp tiếp giáp J_1, J_2, J_3 . Để khoá tiristo lại cần giảm dòng anôt - catôt về dưới mức dòng duy trì (I_{dt}) bằng cách hoặc là đổi chiều dòng điện hoặc áp một điện áp ngược lên giữa anôt và catôt của tiristo. Sau khi dòng về bằng không phải đặt một điện áp ngược lên anôt - catôt ($U_{AK} < 0$) trong một khoảng thời

gian tối thiểu, gọi là thời gian phục hồi, t_r , chỉ sau đó tiristo mới có thể cản trở dòng điện theo cả hai chiều. Trong thời gian phục hồi có một dòng điện ngược chạy giữa catôt và anôt. Dòng điện ngược này đi tản các điện tích ra khỏi tiếp giáp J_2 và nạp điện cho tụ điện tương đương của hai tiếp giáp J_1, J_3 được phục hồi. Thời gian phục hồi phụ thuộc vào lượng điện tích cần được đi tản ra ngoài cấu trúc bán dẫn của tiristo và nạp điện cho tiếp giáp J_1, J_3 đến điện áp ngược tại thời điểm đó.

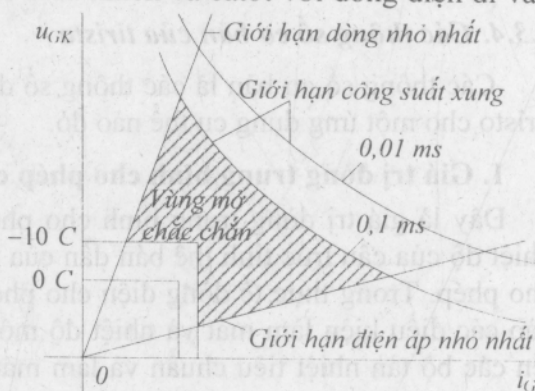
Quá trình khoá một tiristo có dạng gần giống như khoá một điôt, như được minh hoạ trên đồ thị hình 1.5.

Thời gian phục hồi là một trong những thông số quan trọng của tiristo. Thời gian phục hồi xác định dải tần số làm việc của tiristo. t_r có giá trị cỡ 5 – 50 μs đối với các tiristo tần số cao và cỡ 50 – 200 μs đối với các tiristo tần số thấp.

1.3.3. Các yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển tiristo

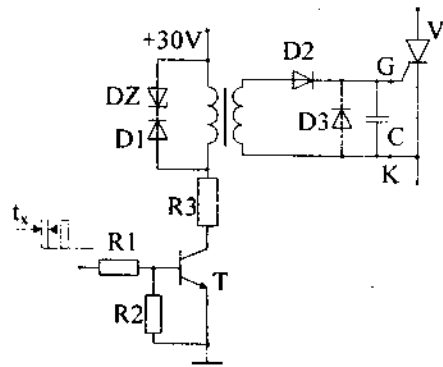
Quan hệ giữa điện áp trên cực điều khiển và catôt với dòng điện đi vào cực điều khiển xác định các yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển tiristo. Với cùng một loại tiristo nhà sản xuất sẽ cung cấp một họ đặc tính điều khiển, ví dụ như trên hình 1.8, trên đó có thể thấy được các đặc tính giới hạn về điện áp và dòng điện nhỏ nhất, ứng với một nhiệt độ môi trường nhất định mà tín hiệu điều khiển phải đảm bảo để mở được chắc chắn một tiristo. Dòng điều khiển đi qua tiếp giáp $p-n$ giữa cực điều khiển và catôt cũng làm phát nóng tiếp giáp này. Vì vậy tín hiệu điều khiển cũng phải bị hạn chế về công suất. Công suất giới hạn của tín hiệu điều khiển phụ thuộc độ rộng của xung điều khiển. Nếu tín hiệu điều khiển là một xung có độ rộng càng ngắn thì công suất cho phép có thể càng lớn.

Sơ đồ tiêu biểu của một mạch khuếch đại xung điều khiển tiristo được cho trên hình 1.9.



Hình 1.8. Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển tiristo.

Khoá tranzito T được điều khiển bởi một xung có độ rộng nhất định, đóng cắt điện áp phía sơ cấp biến áp xung. Xung điều khiển đưa đến cực điều khiển của tiristo ở phía bên cuộn thứ cấp. Như vậy mạch lực được cách ly hoàn toàn với mạch điều khiển bởi biến áp xung. Điện trở R3 hạn chế dòng qua tranzito và xác định nội trở của nguồn tín hiệu điều khiển. Điốt D1 ngăn mạch cuộn sơ cấp biến áp xung qua điốt ổn áp DZ khi tranzito T khoá lại để chống quá áp trên T. Điốt D2 ngăn xung âm vào cực điều khiển. Điốt D3 mắc song song với cực điều khiển và có thể song song với tụ C có tác dụng giảm quá áp trên tiếp giáp G-K khi tiristo bị phân cực ngược.



Hình 1.9. Sơ đồ tiêu biểu một mạch khuếch đại xung điều khiển tiristo.

1.3.4. Các thông số cơ bản của tiristo

Các thông số cơ bản là các thông số dựa vào đó ta có thể lựa chọn một tiristo cho một ứng dụng cụ thể nào đó.

1. Giá trị dòng trung bình cho phép chạy qua tiristo, I_V (A)

Đây là giá trị dòng trung bình cho phép chạy qua tiristo với điều kiện nhiệt độ của cấu trúc tinh thể bán dẫn của tiristo không vượt quá một giá trị cho phép. Trong thực tế dòng điện cho phép chạy qua tiristo còn phụ thuộc vào các điều kiện làm mát và nhiệt độ môi trường. Tiristo có thể được gắn lên các bộ tản nhiệt tiêu chuẩn và làm mát tự nhiên. Ngoài ra tiristo có thể phải được làm mát cưỡng bức nhờ quạt gió hoặc dùng nước để tải nhiệt lượng tỏa ra nhanh hơn. Vấn đề làm mát van bán dẫn sẽ được đề cập đến ở phần sau, tuy nhiên có thể lựa chọn dòng điện theo các điều kiện làm mát theo kinh nghiệm như sau:

- Làm mát tự nhiên: dòng sử dụng cho phép đến 30% I_V .
- Làm mát cưỡng bức bằng quạt gió: dòng sử dụng đến 60% I_V .
- Làm mát cưỡng bức bằng nước: có thể sử dụng 100% I_V .

2. Điện áp ngược cho phép lớn nhất, $U_{ng,max}$ (V)

Đây là giá trị điện áp ngược lớn nhất cho phép đặt lên tiristo. Trong các ứng dụng phải đảm bảo rằng, tại bất kỳ thời điểm nào điện áp giữa anôt - catôt U_{AK} luôn nhỏ hơn hoặc bằng $U_{ng,max}$. Ngoài ra phải đảm bảo một độ dự

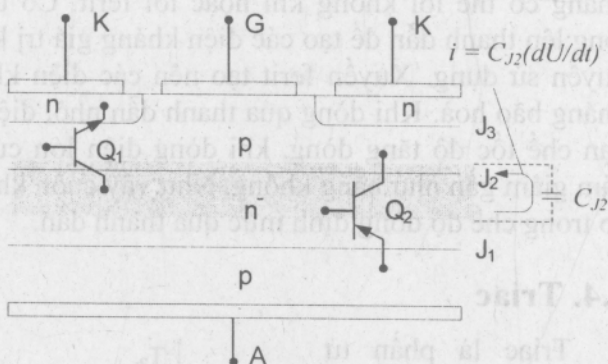
trở nhất định về điện áp, nghĩa là $U_{ng,max}$ phải được chọn ít nhất là bằng 1,2 – 1,5 lần giá trị biên độ lớn nhất của điện áp trên sơ đồ đó.

3. Thời gian phục hồi tính chất khoá của tiristo, t_r (μs)

Đây là thời gian tối thiểu phải đặt điện áp âm lên giữa anốt - catốt của tiristo sau khi dòng anốt - catốt đã về bằng không trước khi lại có thể có điện áp U_{AK} dương mà tiristo vẫn khoá. t_r là một thông số rất quan trọng của tiristo, nhất là trong các bộ nghịch lưu phụ thuộc hoặc nghịch lưu độc lập, trong đó phải luôn đảm bảo rằng thời gian dành cho quá trình khoá phải bằng 1,5 – 2 lần t_r .

4. Tốc độ tăng điện áp cho phép, $\frac{dU}{dt}$ (V/ μs)

Tiristo được sử dụng như một phần tử có điều khiển, nghĩa là mặc dù được phân cực thuận ($U_{AK} > 0$) nhưng vẫn phải có tín hiệu điều khiển thì nó mới cho phép dòng điện chạy qua. Khi tiristo được phân cực thuận phần lớn điện áp rơi trên lớp tiếp giáp J_2 như được chỉ ra trên hình 1.10.



Hình 1.10. Hiệu ứng dU/dt tác dụng như dòng điều khiển.

Lớp tiếp giáp J_2 bị phân cực ngược nên độ dày của nó nở ra, tạo ra vùng không gian nghèo điện tích, cản trở dòng điện chạy qua. Vùng không gian này có thể coi như một tụ điện có điện dung C_{J2} . Khi có điện áp biến thiên với tốc độ lớn, dòng điện của tụ có thể có giá trị đáng kể, đóng vai trò như dòng điều khiển. Kết quả là tiristo có thể mở ra khi chưa có tín hiệu điều khiển vào cực điều khiển G.

Tốc độ tăng điện áp là một thông số phân biệt tiristo tần số thấp với các tiristo tần số cao. Ở tiristo tần số thấp dU/dt vào khoảng 50 – 200 V/ μs , với các tiristo tần số cao dU/dt có thể đạt đến 500 – 2000 V/ μs .

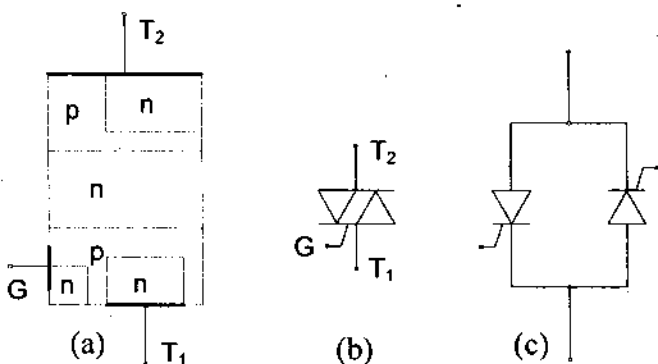
5. Tốc độ tăng dòng cho phép, $\frac{dI}{dt}$ (A/ μ s)

Khi tiristo bắt đầu mở không phải mọi điểm trên tiết diện tinh thể bán dẫn của nó đều dẫn dòng đồng đều. Dòng điện sẽ chạy qua bắt đầu ở một số điểm, gần với cực điều khiển nhất, sau đó sẽ lan toả dần sang các điểm khác trên toàn bộ tiết diện. Nếu tốc độ tăng dòng quá lớn có thể dẫn đến mật độ dòng điện ở các điểm dẫn ban đầu quá lớn, sự phát nhiệt cục bộ quá mạnh có thể dẫn đến hỏng cục bộ, từ đó dẫn đến hỏng toàn bộ tiết diện tinh thể bán dẫn.

Tốc độ tăng dòng cũng phân biệt tiristo tần số thấp, có dI/dt cỡ 50 – 100 A/ μ s, với các tiristo tần số cao với dI/dt cỡ 500 – 2000 A/ μ s. Trong các ứng dụng phải luôn đảm bảo tốc độ tăng dòng dưới mức cho phép. Điều này đạt được nhờ nối tiếp các van bán dẫn với các cuộn kháng trị số nhỏ. Cuộn kháng có thể lõi không khí hoặc lõi ferit. Có thể dùng những xuyên ferit lồng lên thanh dẫn để tạo các điện kháng giá trị khác nhau tùy theo số lượng xuyên sử dụng. Xuyên ferit tạo nên các điện kháng có tính chất của cuộn kháng bão hoà. Khi dòng qua thanh dẫn nhỏ, điện kháng sẽ có giá trị lớn để hạn chế tốc độ tăng dòng, khi dòng điện lớn cuộn kháng bị bão hoà, điện cảm giảm gần như bằng không. Như vậy cuộn kháng kiểu này không gây sụt áp trong chế độ dòng định mức qua thanh dẫn.

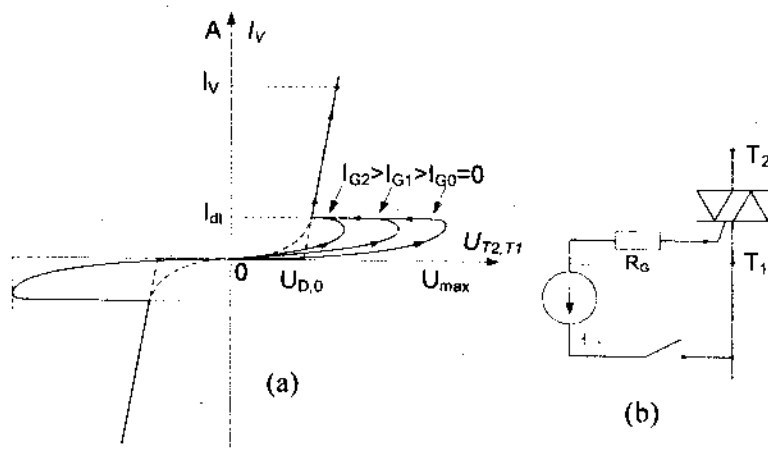
1.4. Triac

Triac là phần tử bán dẫn có cấu trúc bán dẫn gồm năm lớp, tạo nên cấu trúc $p-n-p-n$ như ở tiristo theo cả hai chiều giữa các cực T_1 và T_2 như được thể hiện trên hình 1.11a. Triac có ký hiệu trên sơ đồ như trên hình 1.11b, có thể dẫn dòng theo cả hai chiều giữa T_1 và T_2 . Về nguyên tắc, triac hoàn toàn có thể coi tương đương với hai tiristo đấu song song ngược như trên hình 1.11c.



Hình 1.11. Triac. (a) Cấu trúc bán dẫn; (b) Ký hiệu trên sơ đồ; (c) Mạch tương đương với cặp tiristo song song ngược.

Đặc tính vôn - ampe của triac bao gồm hai đoạn đặc tính ở góc phần tư thứ I và thứ III, mỗi đoạn đều giống như đặc tính thuận của một tiristo như được biểu diễn trên hình 1.12a.



Hình 1.12. (a) Đặc tính vôn - ampe của triac;
(b) Điều khiển triac bằng dòng điều khiển âm.

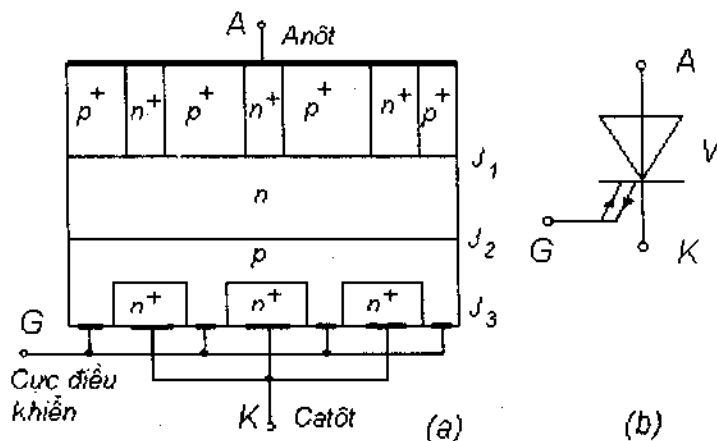
Triac có thể điều khiển mở dẫn dòng bằng cả xung dòng dương (dòng đi vào cực điều khiển) hoặc bằng xung dòng âm (dòng đi ra khỏi cực điều khiển). Tuy nhiên xung dòng điều khiển âm có độ nhạy kém hơn, nghĩa là dòng chỉ có thể chạy qua triac khi điện áp giữa T_1 và T_2 phải lớn hơn một giá trị nhất định, lớn hơn khi dùng dòng điều khiển dương. Vì vậy trong thực tế để đảm bảo tính đối xứng của dòng điện qua triac thì sử dụng xung điều khiển âm là tốt hơn cả. Nguyên lý thực hiện điều khiển bằng xung dòng điều khiển âm được biểu diễn trên hình 1.12b.

Triac đặc biệt hữu ích trong các ứng dụng điều chỉnh điện áp xoay chiều hoặc các công-tác-tơ tĩnh ở dải công suất vừa và nhỏ.

1.5. Tiristo khoá được bằng cực điều khiển, GTO (Gate Turn - Off Thyristor)

Tiristo thường được sử dụng rộng rãi trong các sơ đồ chỉnh lưu, từ công suất nhỏ vài kW đến công suất cực lớn, vài trăm MW. Đó là vì trong các sơ đồ chỉnh lưu tiristo có thể khoá lại một cách tự nhiên dưới tác dụng của điện áp lưới. Tuy nhiên với các ứng dụng trong các bộ biến đổi xung áp hoặc các bộ nghịch lưu, trong đó các van bán dẫn luôn bị đặt dưới điện áp một chiều thì điều kiện để khoá tự nhiên không có. Khi đó việc dùng các tiristo thường sẽ cần đến các mạch chuyển mạch cưỡng bức, rất phức tạp, gây tổn hao lớn

về công suất, giảm hiệu suất của các bộ biến đổi. Vào những năm 80 của thế kỷ trước, vấn đề chuyển mạch của tiristo được rất nhiều nhà nghiên cứu quan tâm giải quyết. Tuy nhiên, ngày nay các van bán dẫn điều khiển hoàn toàn với công nghệ hoàn chỉnh đã được sản xuất hàng loạt nên các vấn đề trên không còn tồn tại nữa.



Hình 1.13. GTO. (a) Cấu trúc bán dẫn; (b) Ký hiệu.

Các GTO, như tên gọi của nó, nghĩa là khoá lại được bằng cực điều khiển, có khả năng đóng cắt các dòng điện rất lớn, chịu được điện áp cao giống như tiristo, là một van điều khiển hoàn toàn, có thể chủ động cả thời điểm khoá dưới tác động của tín hiệu điều khiển. Việc ứng dụng các GTO đã phát huy ưu điểm cơ bản của các phần tử bán dẫn, đó là khả năng đóng cắt dòng điện lớn nhưng lại được điều khiển bởi các tín hiệu điện công suất nhỏ.

Cấu trúc bán dẫn của GTO phức tạp hơn so với tiristo như được chỉ ra trên hình 1.13. Ký hiệu của GTO cũng chỉ ra tính chất điều khiển hoàn toàn của nó. Đó là dòng điện đi vào cực điều khiển để mở GTO, còn dòng đi ra khỏi cực điều khiển dùng để di tản các điện tích ra khỏi cấu trúc bán dẫn của nó, nghĩa là để khoá GTO lại.

Trong cấu trúc bán dẫn của GTO lớp p , anôt, được bổ sung các lớp n^+ . Dấu + ở bên cạnh chỉ ra rằng mật độ các điện tích tương ứng, các lỗ hoặc điện tử, được làm giàu thêm với mục đích làm giảm điện trở khi dẫn của các vùng này. Cực điều khiển vẫn được nối vào lớp p thứ ba nhưng được chia nhỏ ra và phân bố đều so với lớp n^+ của catôt.

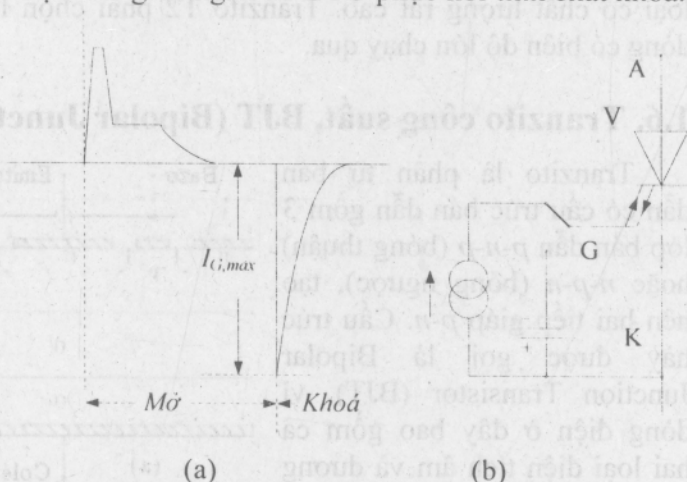
Khi chưa có dòng điều khiển, nếu anôt có điện áp dương hơn so với catôt thì toàn bộ điện áp sẽ rơi trên tiếp giáp J_2 ở giữa, giống như trong cấu trúc của tiristo. Tuy nhiên nếu catôt có điện áp dương hơn so với anôt thì

tiếp giáp $p^- - n$ ở sát anôt sẽ bị đánh thủng ngay ở điện áp rất thấp. Điều này nghĩa là GTO không thể chịu được điện áp ngược.

GTO được điều khiển mở bằng cách cho dòng vào cực điều khiển, giống như ở tiristo thường. Tuy nhiên do cấu trúc bán dẫn khác nhau nên dòng duy trì ở GTO cao hơn ở tiristo thường. Do đó dòng điều khiển phải có biên độ lớn hơn và duy trì trong thời gian dài hơn để dòng qua GTO kịp vượt qua giá trị dòng duy trì. Giống như ở tiristo thường, sau khi GTO đã dẫn thì dòng điều khiển không còn tác dụng nữa. Như vậy có thể mở GTO bằng các xung ngắn, với công suất không đáng kể.

Để khoá GTO, một xung dòng phải được lấy ra từ cực điều khiển. Khi van đang dẫn dòng, tiếp giáp J_2 chứa một số lượng lớn các điện tích sinh ra do tác dụng của hiệu ứng bắn phá vũ bão tạo nên vùng dẫn điện, cho phép các điện tử di chuyển từ catôt, vùng n^+ , đến anôt, vùng p^+ , tạo nên dòng anôt. Bằng cách lấy đi một số lượng lớn các điện tích qua cực điều khiển, vùng dẫn điện sẽ bị co hẹp và bị ép về phía vùng n^+ của anôt và vùng n^+ của catôt. Kết quả là dòng anôt sẽ bị giảm cho đến khi về đến không. Dòng điều khiển được duy trì một thời gian ngắn để GTO phục hồi tính chất khoá.

Yêu cầu về xung điều khiển và nguyên tắc thực hiện được thể hiện trên hình 1.14. Hình 1.14a thể hiện xung dòng khoá GTO phải có biên độ rất lớn, vào khoảng 20 – 25 % biên độ dòng anôt - catôt. Một yêu cầu quan trọng nữa là xung dòng điều khiển phải có độ dốc sườn xung rất lớn,

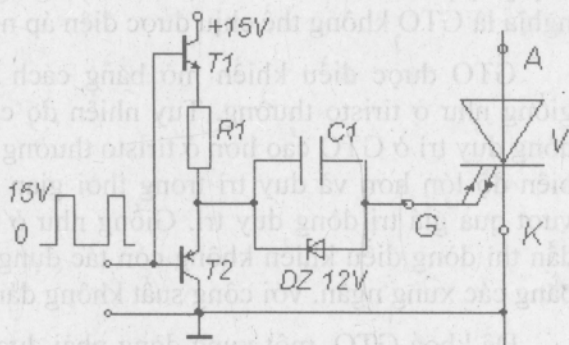


Hình 1.14. Xung điều khiển GTO. (a) Yêu cầu về dạng xung dòng; (b) Nguyên lý thực hiện.

nghĩa là biên độ dòng điều khiển phải đạt được sau khoảng 0,5 – 1 μs . Điều này giải thích tại sao nguyên lý thực hiện tạo xung dòng khoá là nối mạch cực điều khiển vào một nguồn áp. Về nguyên tắc, nguồn áp có nội trở bằng không và có thể cung cấp một dòng điện vô cùng lớn.

Sơ đồ đơn giản trên hình 1.15 mô tả việc thực hiện nguyên lý điều khiển trên. Mạch điện dùng hai khoá tranzito T1, T2. Khi tín hiệu điều khiển

là 15 V, T1 mở, dòng chạy từ nguồn 15 V qua điện trở hạn chế R1, nạp điện cho tụ C1, tạo nên dòng chạy vào cực điều khiển của GTO. Khi tụ C1 nạp đầy đến điện áp của diốt ổn áp DZ (12 V), dòng điều khiển kết thúc. Khi tín hiệu điều khiển rơi xuống mức 0 V, T1 bị khoá, T2 sẽ mở do có điện áp trên tụ C1. Tụ C1 bị ngắn mạch qua cực điều khiển và catốt, tranzito T2, tạo nên dòng đi ra khỏi cực điều khiển, khoá GTO lại. Diốt DZ ngăn không cho tụ C1 bị nạp ngược lại.

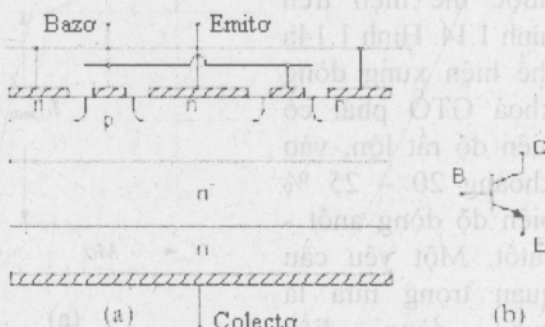


Hình 1.15. Sơ đồ đơn giản điều khiển GTO.

Ở đây vai trò của nguồn áp chính là tụ C1, do đó tụ C1 phải chọn là loại có chất lượng rất cao. Tranzito T2 phải chọn là loại chịu được xung dòng có biên độ lớn chạy qua.

1.6. Tranzito công suất, BJT (Bipolar Junction Transistor)

Tranzito là phần tử bán dẫn có cấu trúc bán dẫn gồm 3 lớp bán dẫn $p-n-p$ (bóng thuận) hoặc $n-p-n$ (bóng ngược), tạo nên hai tiếp giáp $p-n$. Cấu trúc này được gọi là Bipolar Junction Transistor (BJT), vì dòng điện ở đây bao gồm cả hai loại điện tích âm và dương (bipolar nghĩa là hai cực tính). Tranzito có ba cực: Bazơ (B), Colectơ (C) và Emitơ (E). BJT công suất thường là loại bóng ngược. Cấu trúc tiêu biểu và ký hiệu trên sơ đồ của một BJT công suất được biểu diễn trên hình 1.16, trong đó lớp bán dẫn n xác định điện áp đánh thủng của tiếp giáp B-C và do đó của C-E.



Hình 1.16. Tranzito. (a) Cấu trúc bán dẫn; (b) Ký hiệu.

Trong chế độ tuyến tính, hay còn gọi là chế độ khuếch đại, tranzito là phần tử khuếch đại dòng điện với dòng colector I_C , bằng β lần dòng bazơ (dòng điều khiển), trong đó β gọi là hệ số khuếch đại dòng điện.

$$I_C = \beta I_B.$$

Tuy nhiên, trong Điện tử công suất, tranzito chỉ được sử dụng như một phần tử khoá. Khi mở dòng điều khiển phải thoả mãn điều kiện:

$$I_B > I_C / \beta \text{ hay } I_B = k_{bh}(I_C / \beta),$$

trong đó $k_{bh} = 1,2 - 1,5$ gọi là hệ số bảo hoà. Trong chế độ bảo hoà, điện áp giữa colector và emitor rất nhỏ, cỡ $0,5 - 1,5$ V, gọi là điện áp bảo hoà, $U_{CE,bh}$.

Khi khoá, dòng điều khiển I_B bằng không, lúc đó dòng colector gần bằng không, điện áp U_{CE} sẽ lớn đến giá trị điện áp nguồn cung cấp cho mạch tải nối tiếp với tranzito.

Tổn hao công suất trên tranzito bằng tích của dòng điện colector với điện áp rơi trên colector - emitor sẽ có giá trị rất nhỏ trong chế độ khoá.

1.6.1. Các chế độ làm việc của BJT

Ở chế độ khoá, cả hai tiếp giáp B-E và B-C của BJT đều bị phân cực ngược. Điện áp đặt giữa colector - emitor sẽ rơi chủ yếu trên vùng trở kháng cao của tiếp giáp $p-n$. Độ dày và mật độ điện tích của lớp n xác định khả năng chịu điện áp của cấu trúc BJT.

Tranzito ở trong chế độ tuyến tính nếu tiếp giáp B-E phân cực thuận và tiếp giáp B-C phân cực ngược. Khi đó số điện tích dương đưa vào từ cực bazơ sẽ kích thích các điện tử từ tiếp giáp B-C thâm nhập vào vùng bazơ, tại đây chúng được trung hoà hết, kết quả là tốc độ trung hoà quyết định dòng colector tỷ lệ với dòng bazơ, $I_C = \beta I_B$.

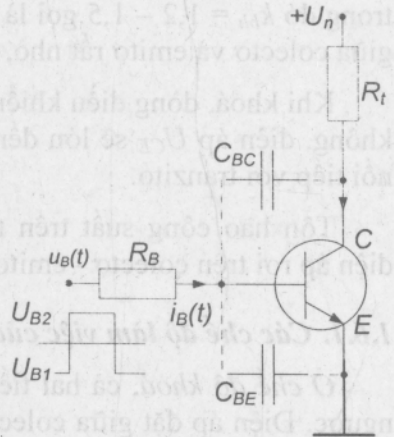
Tranzito ở trong chế độ bảo hoà nếu cả hai tiếp giáp B-E và B-C đều được phân cực thuận. Các điện tử sẽ thâm nhập vào đầy vùng bazơ, vùng p , từ cả hai tiếp giáp B-E và B-C và nếu các điện tích dương được đưa vào từ cực bazơ có số lượng dư thừa thì các điện tích sẽ không bị trung hoà hết, kết quả là vùng bazơ sẽ trở nên vùng có điện trở nhỏ, dòng điện có thể chạy qua. Cũng do tốc độ trung hoà điện tích không kịp nên tranzito không còn khả năng khống chế dòng điện được nữa mà giá trị dòng điện sẽ hoàn toàn do mạch ngoài quyết định. Cơ chế tạo ra dòng điện ở đây là sự thâm nhập của các điện tích khác dấu vào vùng bazơ p , các điện tử, vì vậy BJT còn gọi là cấu trúc với các hạt mang điện phi cơ bản, phân biệt với cấu trúc MOSFET, là cấu trúc với các hạt mang điện cơ bản.

1.6.2. Đặc tính đóng cắt của tranzito

Chế độ đóng cắt của tranzito phụ thuộc chủ yếu vào các tụ ký sinh giữa các tiếp giáp B-E và B-C, C_{BE} và C_{BC} . Ta phân tích quá trình đóng cắt của một tranzito qua sơ đồ khoá trên hình 1.17, trong đó tranzito đóng cắt một tải thuần trở R_t dưới điện áp U_n , điều khiển bởi tín hiệu điện áp từ $-U_{B1}$ đến $+U_{B2}$ và ngược lại. Dạng sóng dòng điện, điện áp cho trên hình 1.18.

1. Quá trình mở

Theo đồ thị hình 1.18, trong khoảng thời gian (1) BJT đang trong chế độ khoá với điện áp ngược $-U_{B1}$ đặt lên tiếp giáp B-E. Quá trình mở BJT bắt đầu khi tín hiệu điều khiển nhảy từ $-U_{B1}$ lên mức U_{B2} . Trong khoảng (2), tụ đầu vào, giá trị tương đương bằng $C_m = C_{BE} + C_{BC}$, nạp điện từ điện áp $-U_{B1}$ đến U_{B2} . Khi U_{BE} còn nhỏ hơn không, chưa có hiện tượng gì xảy ra đối với I_C và U_{CE} . Khi tụ C_m nạp đến giá trị ngưỡng mở U^* của tiếp giáp B-E, cỡ 0,6 – 0,7 V, bằng điện áp rơi trên diôt theo chiều thuận, thì quá trình nạp kết thúc. Dòng điện và điện áp trên BJT chỉ bắt đầu thay đổi khi U_{BE} vượt qua giá trị không ở đầu giai đoạn (3). Khoảng thời gian (2) gọi là thời gian trễ khi mở, $t_{d(on)}$, của BJT.



Hình 1.17. Sơ đồ thử nghiệm khoá BJT.

Trong khoảng (3), các điện tử xuất phát từ emítơ thâm nhập vào vùng bazơ, vượt qua tiếp giáp B-C làm xuất hiện dòng colectơ. Các điện tử thoát ra khỏi colectơ càng làm tăng thêm các điện tử đến từ emítơ. Quá trình tăng dòng I_C , I_E tiếp tục tiếp diễn cho đến khi trong bazơ đã tích lũy đủ lượng điện tích dư thừa ΔQ_B mà tốc độ tự trung hoà của chúng đảm bảo một dòng bazơ không đổi:

$$I_{B2} = \frac{U_{B2} - U^*}{R_B}$$

Tại điểm cộng dòng điện tại bazơ trên sơ đồ hình 1.17, ta có:

$$I_{B2} = i_{C,BE} + i_{C,BC} + i_B$$

trong đó: $i_{C,BE}$ là dòng nạp của tụ C_{BE} ,

$i_{C,BC}$ là dòng nạp của tụ C_{BC} ,

i_B là dòng đầu vào của tranzito, $i_C = \beta i_B$.

Dòng collector tăng dần theo quy luật hàm mũ, đến giá trị cuối cùng là $I_C(\infty) = \beta I_{B2}$. Tuy nhiên chỉ đến cuối giai đoạn (3) thì dòng I_C đã đạt đến giá trị bão hoà, $I_{C,bh}$, BJT ra khỏi chế độ tuyến tính và điều kiện $i_C = \beta i_B$ không còn tác dụng nữa. Trong chế độ bão hoà cả hai tiếp giáp B-E và B-C đều được phân cực thuận. Vì khoá làm việc với tải trở trên collector nên điện áp trên collector - emitter U_{CE} cũng giảm theo cùng tốc độ với sự tăng của dòng I_C . Khoảng thời gian (3) phụ thuộc vào độ lớn của dòng I_{B2} , nếu dòng này càng lớn thì thời gian này càng ngắn.

Trong khoảng (4) đuôi điện áp U_{CE} tiếp tục giảm đến giá trị điện áp bão hoà cuối cùng, xác định bởi biểu thức:

$$U_{CE,bh} = U_n - I_{C,bh} R_t.$$

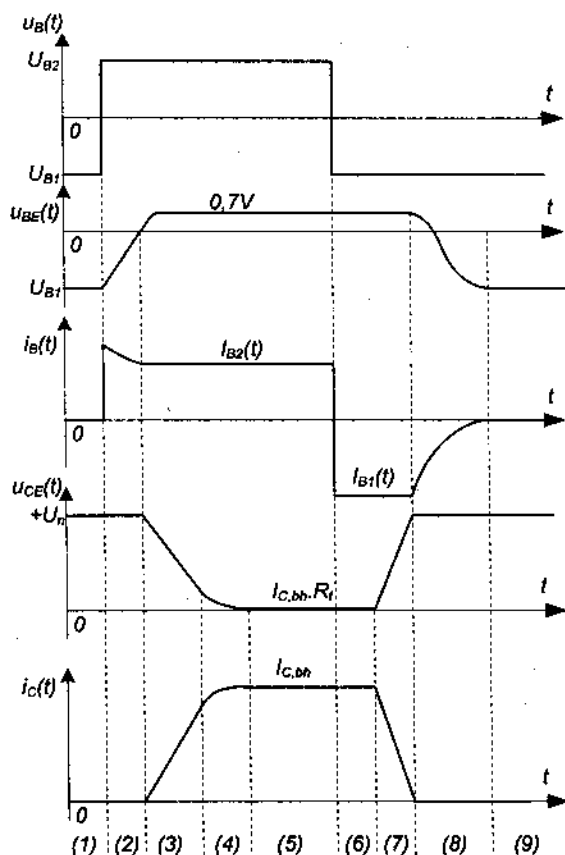
Thời gian (4) phụ thuộc quá trình suy giảm điện trở của vùng n' và phụ thuộc cấu tạo của BJT.

Trong giai đoạn (5) BJT hoàn toàn làm việc trong chế độ bão hoà.

2. Quá trình khoá BJT

Trong thời gian BJT ở trong chế độ bão hoà điện tích tích tụ không chỉ trong lớp bazơ mà cả trong lớp collector. Tuy nhiên những sự biến đổi bên ngoài hầu như không ảnh hưởng đến chế độ làm việc của khoá nữa.

Khi điện áp điều khiển thay đổi từ U_{B2} xuống $-U_{B1}$ ở đầu giai đoạn (6) điện tích tích lũy trong các lớp bán dẫn không thể thay đổi ngay lập tức được. Dòng I_B ngay lập tức sẽ có giá trị:



Hình 1.18. Đặc tính đóng cắt của khoá BJT.

$$I_{B1} = \frac{U_{B1} - U^*}{R_B}$$

Lúc đầu các điện tích được di tản ra ngoài bằng dòng không đổi I_{B1} . Giai đoạn di tản kết thúc ở cuối giai đoạn (6) khi mật độ điện tích trong tiếp giáp bazơ - colectơ giảm về bằng không và tiếp theo tiếp giáp này bắt đầu bị phân cực ngược. Khoảng thời gian (6) gọi là thời gian trễ khi khoá, $t_{d(off)}$.

Trong khoảng (7) dòng colectơ I_C bắt đầu giảm về bằng không, điện áp U_{CE} sẽ tăng dần tới giá trị U_n . Trong khoảng này BJT làm việc trong chế độ tuyến tính, dòng I_C tỷ lệ với dòng bazơ. Tụ C_{BC} bắt đầu nạp tới giá trị điện áp ngược, bằng U_n . Lưu ý rằng trong giai đoạn này, tại điểm cộng dòng điện ở bazơ trên sơ đồ hình 1.17, ta có:

$$I_{B1} = i_{C,BC} - i_B$$

Trong đó $i_{C,BC}$ là dòng nạp của tụ C_{BC} , i_B là dòng đầu vào của tranzito. Từ đó có thể thấy quy luật $i_C = \beta i_B$ vẫn được thực hiện. Tiếp giáp B-E vẫn được phân cực thuận, tiếp giáp B-C bị phân cực ngược. Đến cuối khoảng (7) tranzito mới khoá lại hoàn toàn.

Trong khoảng (8) tụ C_{BE} tiếp tục nạp tới điện áp ngược $-U_{B1}$. Tranzito ở trong chế độ khoá hoàn toàn trong khoảng (9).

3. Dạng tối ưu của dòng điều khiển khoá tranzito

Tranzito có thể khoá lại bằng cách cho điện áp đặt giữa bazơ - emitor bằng không, tuy nhiên khi đó thời gian khoá sẽ bị kéo dài đáng kể. Khi dòng $I_{B1} = 0$ toàn bộ điện tích tích lũy trong cấu trúc bán dẫn của tranzito sẽ chỉ bị suy giảm nhờ quá trình tự trung hoà sau một thời gian nhất định.

Có thể rút ngắn thời gian mở, khoá tranzito bằng cách cưỡng bức quá trình di tản điện tích nhờ dạng dòng điện điều khiển. Ở thời điểm mở, dòng I_{B2} có giá trị lớn hơn nhiều so với giá trị cần thiết để bão hoà BJT trong chế độ dẫn, $I_{B(on)} = k_{bh} I_C$. Như vậy thời gian trễ khi mở $t_{d(on)}$ và thời gian mở $t_{r(on)}$ (khoảng (3) trên đồ thị hình 1.18) sẽ được rút ngắn.

Dòng khoá I_{B1} cũng cần có biên độ lớn để rút ngắn thời gian trễ khi khoá $t_{d(off)}$ và thời gian khoá $t_{r(off)}$ (khoảng (7) trên đồ thị hình 1.18).

Tuy nhiên, dòng I_B cũng làm nóng các tiếp giáp trong BJT, vì vậy giá trị biên độ của chúng cũng phải được hạn chế phù hợp theo các giá trị giới hạn cho trong các đặc tính kỹ thuật của nhà sản xuất.

1.6.3. Các thông số cơ bản của BJT

Các thông số cơ bản của BJT bao gồm:

1. Dòng điện colectơ cho phép, $I_{C,max}$ (A).

Giá trị dòng I_C thường cho là dòng liên-tục hay còn gọi là dòng DC.

2. Điện áp cho phép giữa colectơ – emitor, $U_{CE,max}$ (V).

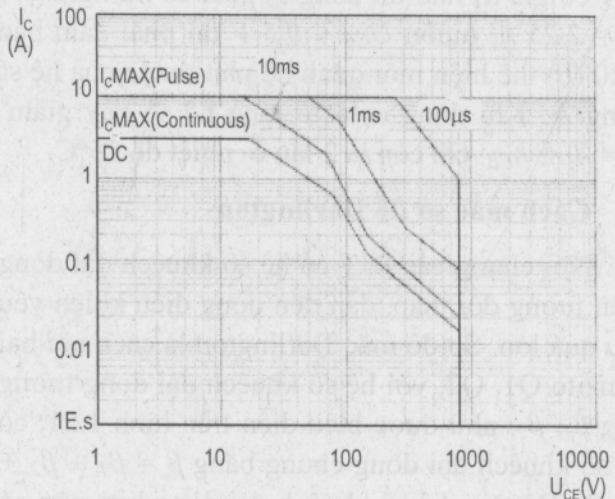
Điện áp cho phép $U_{CE,max}$ xác định điện áp đánh thủng giữa hai cực này. Đối với BJT điện áp đánh thủng còn phụ thuộc vào dòng I_B và dòng I_E và có ba giá trị khác nhau: BV_{CE0} , BV_{CB0} , BV_{SUS} . BV_{CB0} là điện áp đánh thủng tiếp giáp bazơ - colectơ khi hở mạch emitor. BV_{CE0} là điện áp đánh thủng colectơ - emitor khi dòng I_B bằng 0. BV_{CE0} có giá trị lớn hơn điện áp đánh thủng colectơ - emitor khi dòng điều khiển lớn hơn không, BV_{SUS} , vì vậy để tăng khả năng chịu điện áp của phần tử khi khoá phải đảm bảo rằng dòng I_B phải bằng không. Nói chung điện áp làm việc phải chọn nhỏ hơn BV_{SUS} .

3. Hệ số khuếch đại dòng điện: β (ký hiệu tương đương là h_{FE}).

Hệ số khuếch đại dòng phụ thuộc vào dòng I_C , thường được cho dưới dạng một đồ thị.

4. Vùng làm việc an toàn: SOA (Safe Operating Area).

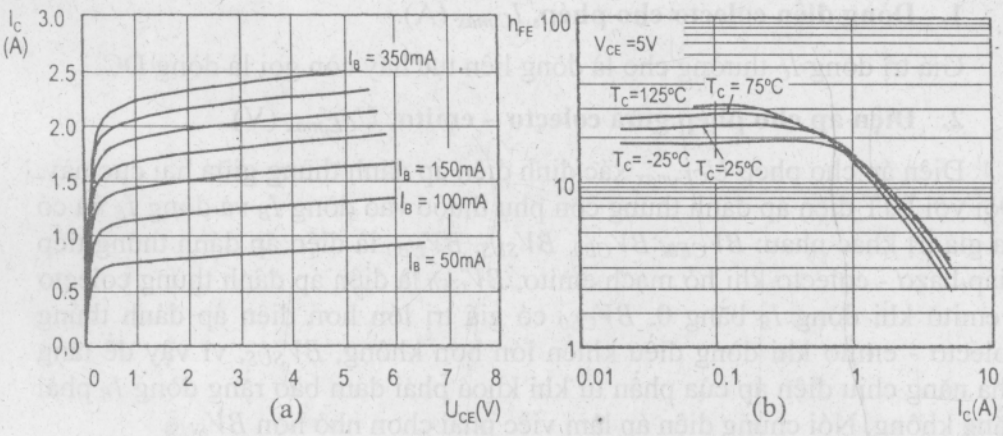
Vùng làm việc an toàn, SOA, thể hiện dưới dạng đồ thị mối quan hệ giữa giá trị điện áp và dòng điện lớn nhất mà phần tử có thể hoạt động được trong mọi chế độ, khi dẫn, khi khoá cũng như trong quá trình đóng cắt. SOA của BJT có dạng tiêu biểu như được biểu diễn như trên hình 1.19. SOA dạng hình chữ nhật với hạn chế ở góc phía trên, bên phải, tương ứng với chế độ dòng điện và điện áp lớn, với xung



Hình 1.19. Vùng làm việc an toàn của BJT.

dòng điện có độ rộng khác nhau. Có thể thấy khi xung dòng điện đóng cắt ngắn, ứng với tần số làm việc cao, thì khả năng đóng cắt công suất cao hơn.

Hình 1.19, 1.20 là các thông số của BJT FJP5027 của hãng Fairchild Semiconductor cung cấp dưới dạng đồ thị.

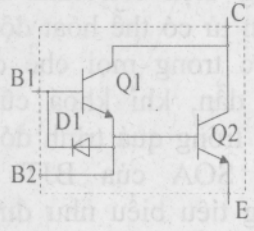


Hình 1.20. (a) Đặc tính tĩnh của BJT; (b) Hệ số khuếch đại phụ thuộc dòng.

Hình 1.20 (a) là đặc tính tĩnh, thể hiện quan hệ giữa I_C và U_{CE} với tham số là dòng điều khiển I_B , mô tả vùng cần quan tâm ở chế độ bão hoà. Trên đó có thể thấy ứng với một dòng điện I_C , muốn đảm bảo điện áp bão hoà U_{CE} có giá trị nhỏ thì dòng I_B phải có một giá trị nhất định. Ví dụ, với dòng $I_C = 2,25 A$, muốn $U_{CE} < 0,5 V$ thì phải đảm bảo dòng $I_B = 350 mA$. Hình 1.20 (b) thể hiện mối quan hệ phụ thuộc của hệ số khuếch đại dòng h_{FE} vào dòng I_C . Khi dòng collector tăng hệ số này giảm đáng kể. Ví dụ khi dòng $I_C = 4 A$, h_{FE} chỉ còn là 2 lần ở nhiệt độ 25°C.

Cách mắc sơ đồ Darlington

Nói chung các BJT có hệ số khuếch đại dòng điện tương đối thấp, dẫn đến dòng điều khiển yêu cầu quá lớn. Sơ đồ mắc Darlington là cách nối hai tranzito Q1, Q2, với hệ số khuếch đại dòng tương ứng β_1, β_2 , như được biểu diễn trên hình 1.21, có hệ số khuếch đại dòng chung bằng $\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2$. Để tăng hệ số khuếch đại dòng hơn nữa có thể mắc Darlington từ ba tranzito. Người ta sản xuất các tranzito Darlington trong cùng một vỏ, trong đó tích hợp diốt D1 dùng để cường bức quá trình khoá Q2.



Hình 1.21. Cách mắc Darlington.

Tuy nhiên cách nối Darlington làm cho điện áp rơi trên collector - emitter của tranzito hợp thành lớn hơn so với trường hợp chỉ dùng một tranzito, nghĩa là tổn thất trên phần tử khi dẫn dòng cũng lớn hơn. Có thể chứng tỏ điều này qua sơ đồ hình 1.21:

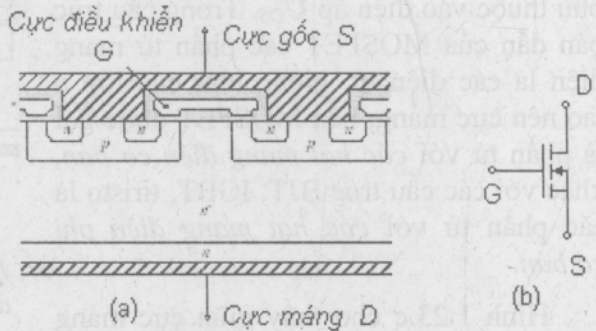
$$U_{CE} = U_{CE,Q1} + U_{BE,Q2},$$

trong đó $U_{BE,Q2}$ có giá trị không đổi khi tranzito dẫn dòng.

1.7. Tranzito trường, MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)

1.7.1. Cấu tạo và nguyên lý hoạt động của MOSFET

Khác với cấu trúc BJT, MOSFET có cấu trúc bán dẫn cho phép điều khiển bằng điện áp với dòng điện điều khiển cực nhỏ. Hình 1.22a, b thể hiện cấu trúc bán dẫn và ký hiệu của một MOSFET kênh dẫn kiểu n . G là cực điều khiển được cách ly hoàn toàn với cấu trúc bán dẫn còn lại bởi lớp điện môi cực mỏng nhưng có độ cách điện cực lớn



Hình 1.22. MOSFET. (a) Cấu trúc bán dẫn; (b) Ký hiệu.

dioxid - silic (SiO_2). Hai cực còn lại là cực gốc (S) và cực máng (D). Cực máng là cực đón các hạt mang điện. Nếu kênh dẫn là n thì các hạt mang điện sẽ là các điện tử (electron), do đó cực tính điện áp của cực máng sẽ là dương so với cực gốc. Trên ký hiệu phân tử, phần chấm gạch giữa D và S để chỉ ra rằng trong điều kiện bình thường không có một kênh dẫn thực sự nối giữa D và S. Cấu trúc bán dẫn của MOSFET kênh dẫn kiểu p cũng tương tự nhưng các lớp bán dẫn sẽ có kiểu dẫn điện ngược lại. Tuy nhiên đa số các MOSFET công suất là loại có kênh dẫn kiểu n .

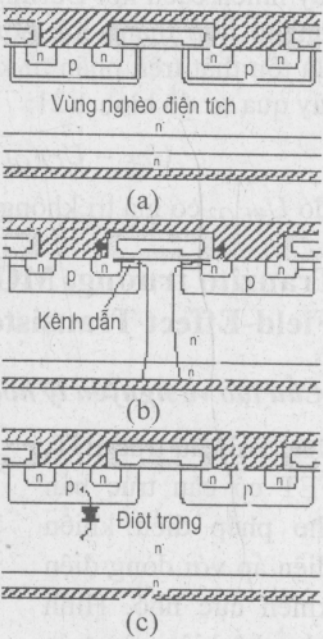
Hình 1.23 mô tả sự tạo thành kênh dẫn trong cấu trúc bán dẫn của MOSFET. Trong chế độ làm việc bình thường, $U_{DS} > 0$. Giả sử điện áp giữa cực điều khiển và cực gốc bằng không, $U_{GS} = 0$, khi đó kênh dẫn sẽ hoàn toàn không xuất hiện. Giữa cực gốc và cực máng sẽ là tiếp giáp p - n phân

cực ngược. Điện áp U_{DS} sẽ hoàn toàn rơi trên vùng nghèo điện tích của tiếp giáp này, (xem hình 1.23a).

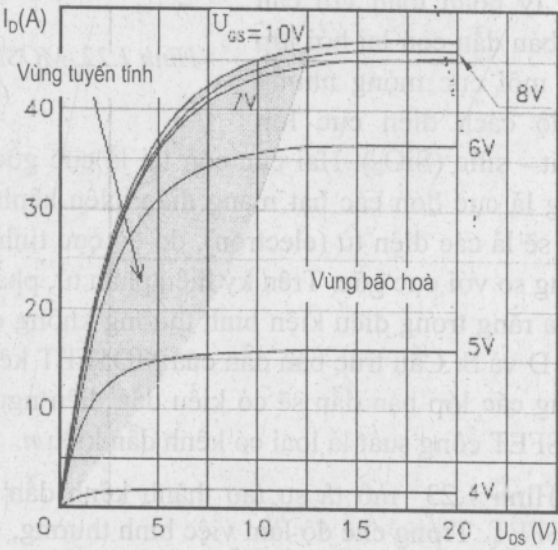
Nếu điện áp điều khiển âm, $U_{GS} < 0$, thì vùng bề mặt giáp cực điều khiển sẽ tích tụ các lỗ (p), do đó dòng điện giữa cực gốc và cực máng sẽ không thể xuất hiện. Khi điện áp điều khiển dương, $U_{GS} > 0$, và đủ lớn, bề mặt tiếp giáp cực điều khiển sẽ tích tụ các điện tử, như vậy một kênh dẫn thực sự đã hình thành (xem hình 1.23b). Dòng điện giữa cực gốc và cực máng bây giờ sẽ phụ thuộc vào điện áp U_{DS} . Trong cấu trúc bán dẫn của MOSFET các phần tử mang điện là các điện tử, giống như của lớp n tạo nên cực máng, nên MOSFET được gọi là phần tử với các hạt mang điện cơ bản, khác với các cấu trúc BJT, IGBT, tiristo là các phần tử với các hạt mang điện phi cơ bản.

Hình 1.23.c cho thấy giữa cực máng và cực gốc tồn tại một tiếp giáp $p-n$, tương đương với một diốt ngược nối giữa D và S. Diốt này có thể đóng vai trò diốt ngược mắc song song với các van bán dẫn trong các sơ đồ bộ biến đổi, để trao đổi năng lượng giữa tải và nguồn. Như vậy ưu điểm của MOSFET là đã có sẵn một diốt nội tại như vậy.

Hình 1.24 thể hiện đặc tính tĩnh của một khoá MOSFET, tức là mối quan hệ phụ thuộc



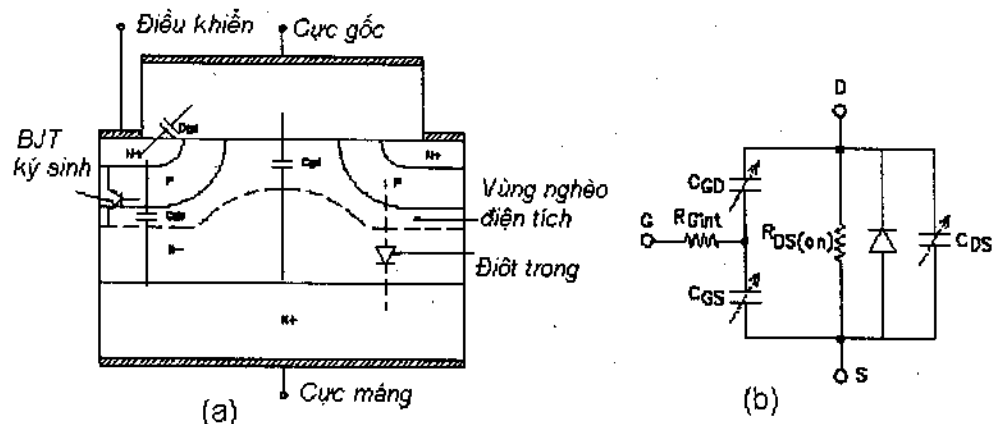
Hình 1.23. Sự tạo thành kênh dẫn trong cấu trúc MOSFET.



Hình 1.24. Đặc tính tĩnh của một khoá MOSFET.

giữa dòng cực máng I_D và điện áp giữa cực máng và cực gốc U_{DS} , với điện áp điều khiển U_{GS} là tham số. Vùng được bôi đen gọi là vùng tuyến tính vì trong vùng này sự thay đổi của U_{DS} tỷ lệ với sự thay đổi của I_D . Nói cách khác, trong vùng này kênh dẫn của MOSFET giống như một điện trở thuần, với điện trở tương đương bằng $R_{id} = \Delta U_{DS} / \Delta I_D$. Trong chế độ khoá khi dẫn dòng MOSFET làm việc ở đúng vùng này. Có thể thấy rằng nhược điểm của MOSFET so với BJT là sụt áp trên van khi dẫn dòng khá lớn, vì vậy MOSFET chỉ phù hợp với công suất nhỏ. Phía bên phải của vùng tuyến tính gọi là vùng bão hoà vì khi đó dòng I_D hầu như không phụ thuộc vào điện áp U_{DS} . Trong chế độ khoá, điểm làm việc (U_{DS} , I_D) chỉ chạy qua vùng này trong quá trình quá độ, chuyển từ dẫn sang khoá và ngược lại.

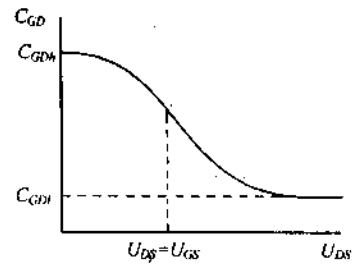
1.7.2. Đặc tính đóng cắt của MOSFET



Hình 1.25. Mô hình của một khoá MOSFET. (a) Các thành phần tụ ký sinh trong cấu trúc bán dẫn; (b) Mạch điện tương đương.

Do là một phần tử với các hạt mang điện cơ bản, MOSFET có thể đóng cắt với tần số rất cao. Cơ chế ảnh hưởng đến thời gian đóng cắt của MOSFET là các tụ điện ký sinh giữa các cực. Hình 1.25a thể hiện các thành phần tụ điện ký sinh tạo ra giữa các phần trong cấu trúc bán dẫn của MOSFET. Tụ điện giữa cực điều khiển và cực gốc C_{GS} phải được nạp đến điện áp $U_{GS(th)}$ trước khi dòng cực máng có thể xuất hiện. Tụ giữa cực điều khiển và cực máng C_{GD} có ảnh hưởng mạnh đến giới hạn tốc độ đóng cắt của MOSFET. Hình 1.25b chỉ ra sơ đồ tương đương của một MOSFET và các tụ ký sinh tương ứng. Các tụ này thực ra có giá trị thay đổi tùy theo mức điện áp, ví dụ C_{GD} thay đổi theo điện áp U_{DS} giữa giá trị thấp C_{GDI} và giá trị cao C_{GDH} như được chỉ ra trên hình 1.26.

Xét quá trình điều khiển một khoá MOSFET, làm việc với tải trở cảm, có diôt không. Đây là chế độ làm việc tiêu biểu của các khoá bán dẫn. Sơ đồ mạch điều khiển cho trên hình 1.27. Tải cảm trong sơ đồ thể hiện bằng nguồn dòng nối song song ngược với diôt dưới điện áp một chiều U_{DD} . MOSFET được điều khiển bởi đầu ra của vi mạch DRIVER dưới nguồn nuôi U_{CC} , nối tiếp qua điện trở R_{Gext} . Cực điều khiển có điện trở nội R_{Gint} . Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của quá trình mở, khoá được thể hiện trên hình 1.28(a) và (b).



Hình 1.26. Giá trị tụ ký sinh thay đổi theo điện áp.

1. Quá trình mở

Khi có xung dương ở đầu vào của DRIVER, ở đầu ra của nó sẽ có xung với biên độ U_P đưa đến trở R_{Gext} . Như vậy U_{GS} sẽ tăng với hằng số thời gian T_I , xác định bởi biểu thức sau :

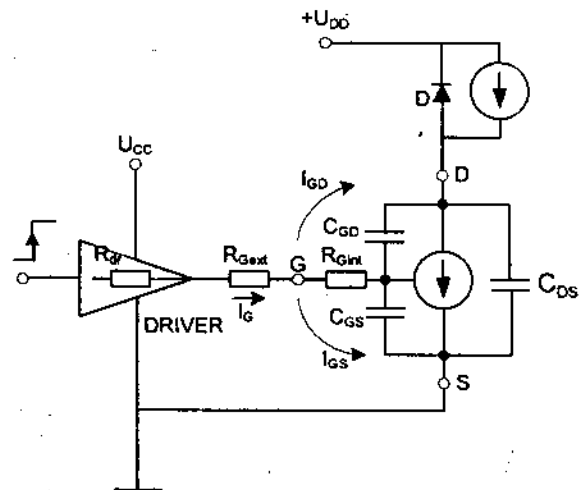
$$T_I = (R_{dr} + R_{Gext} + R_{Gint}) \cdot (C_{GS} + C_{GDI}),$$

trong đó tụ C_{GD} đang ở mức thấp C_{GDI} do điện áp U_{DS} đang ở mức cao.

Theo đồ thị, trong khoảng thời gian từ 0 đến t_1 , tụ $(C_{GS} + C_{DSI})$ được nạp theo quy luật hàm mũ tới giá trị ngưỡng $U_{GS(th)}$. Trong khoảng này cả điện áp U_{DS} lẫn dòng I_D đều chưa thay đổi. $t_{d(on)} = t_1$ gọi là thời gian trễ khi mở. Bắt đầu từ thời điểm t_1 khi U_{GS} đã vượt qua giá trị ngưỡng, dòng cực máng I_D bắt đầu tăng, tuy nhiên điện áp U_{DS} vẫn giữ nguyên ở giá trị điện áp nguồn U_{DD} .

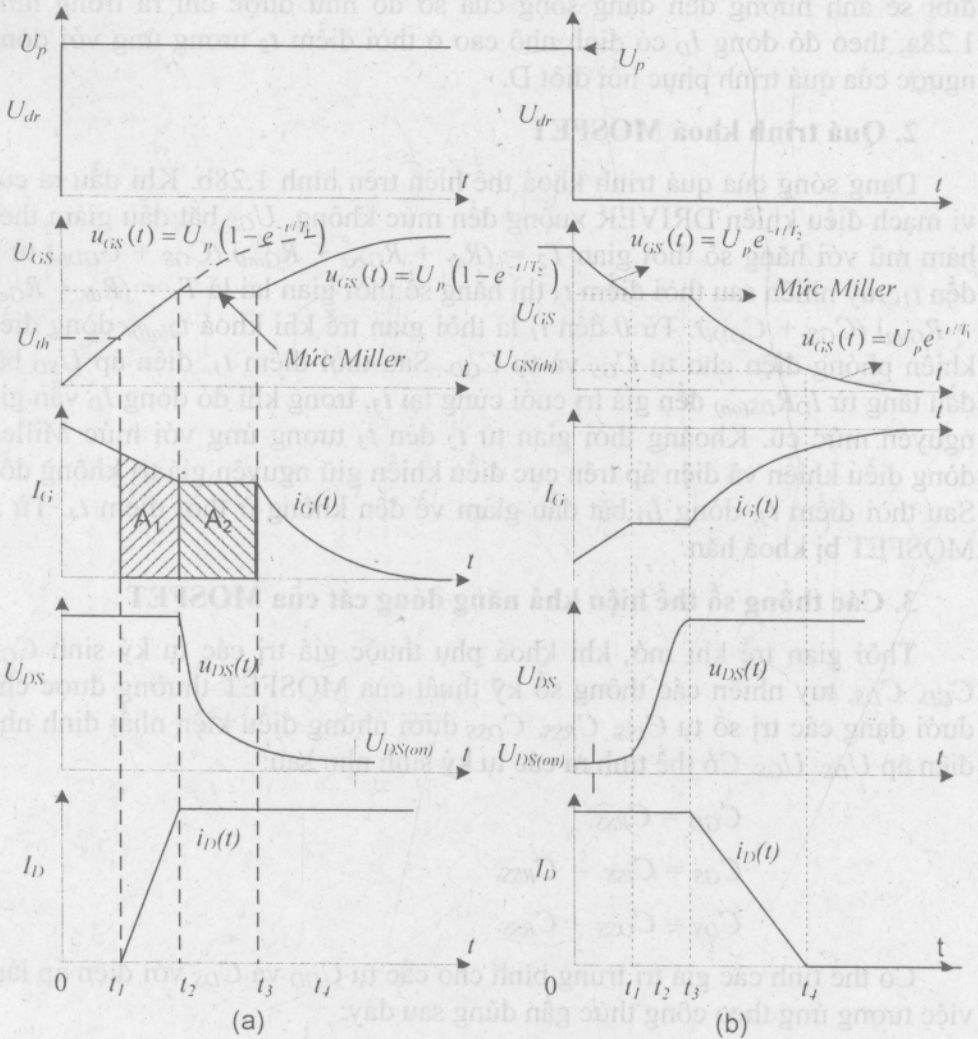
Trong khoảng t_1 đến t_2 dòng I_D tăng tuyến tính rất nhanh, đạt đến giá trị dòng tải.

Từ t_2 trở đi, khi U_{GS} đạt đến mức, gọi là mức Miller, điện áp U_{DS} bắt đầu giảm rất nhanh. Trong khoảng từ t_2 đến t_4 điện áp U_{GS} bị găm ở mức Miller,



Hình 1.27. Điều khiển mở MOSFET.

do đó dòng I_G cũng có giá trị không đổi. Khoảng này gọi là khoảng Miller. Trong khoảng thời gian này dòng điều khiển là dòng phóng cho tụ C_{GD} để giảm nhanh điện áp giữa cực máng và cực gốc U_{DS} .



Hình 1.28. Đồ thị dạng xung dòng điện, điện áp trên MOSFET.
(a) Quá trình điều khiển mở; (b) Quá trình điều khiển khoá.

Sau thời điểm t_4 , U_{GS} lại tăng tiếp tục với hằng số thời gian $T_2 = (R_{dr} + R_{Gext} + R_{Gml}) \cdot (C_{GS} + C_{GDh})$ vì lúc này tụ C_{GD} đã tăng đến giá trị cao C_{GDh} (theo hình 1.26). U_{GS} sẽ tăng đến giá trị cuối cùng, xác định giá trị thấp nhất của điện áp giữa cực gốc và cực máng, $U_{DS} = I_{DS}R_{DS(on)}$. Trên đồ thị

hình 1.28a, A_1 đặc trưng cho điện tích nạp cho tụ $(C_{GS} + C_{GD})$ trong khoảng t_1 đến t_2 , A_2 đặc trưng cho điện tích nạp cho tụ C_{GD} trong khoảng t_2 đến t_4 .

Nếu coi diốt không D không phải là lý tưởng thì quá trình phục hồi của diốt sẽ ảnh hưởng đến dạng sóng của sơ đồ như được chỉ ra trong hình 1.28a, theo đó dòng I_D có đỉnh nhô cao ở thời điểm t_2 tương ứng với dòng ngược của quá trình phục hồi diốt D.

2. Quá trình khoá MOSFET

Dạng sóng của quá trình khoá thể hiện trên hình 1.28b. Khi đầu ra của vi mạch điều khiển DRIVER xuống đến mức không, U_{GS} bắt đầu giảm theo hàm mũ với hằng số thời gian $T_2 = (R_{dr} + R_{Gext} + R_{Gint}).(C_{GS} + C_{GDh})$ từ 0 đến t_1 , tuy nhiên sau thời điểm t_3 thì hằng số thời gian lại là $T_1 = (R_{dr} + R_{Gext} + R_{Gint}).(C_{GS} + C_{GDI})$. Từ 0 đến t_1 là thời gian trễ khi khoá $t_{d(off)}$, dòng điều khiển phóng điện cho tụ C_{GS} và tụ C_{GD} . Sau thời điểm t_1 , điện áp U_{SD} bắt đầu tăng từ $I_D R_{DS(on)}$ đến giá trị cuối cùng tại t_3 , trong khi đó dòng I_D vẫn giữ nguyên mức cũ. Khoảng thời gian từ t_2 đến t_3 tương ứng với mức Miller, dòng điều khiển và điện áp trên cực điều khiển giữ nguyên giá trị không đổi. Sau thời điểm t_3 , dòng I_D bắt đầu giảm về đến không ở thời điểm t_4 . Từ t_4 MOSFET bị khoá hẳn.

3. Các thông số thể hiện khả năng đóng cắt của MOSFET

Thời gian trễ khi mở, khi khoá phụ thuộc giá trị các tụ ký sinh C_{GS} , C_{GD} , C_{DS} , tuy nhiên các thông số kỹ thuật của MOSFET thường được cho dưới dạng các trị số tụ C_{ISS} , C_{RSS} , C_{OSS} dưới những điều kiện nhất định như điện áp U_{DS} , U_{GS} . Có thể tính ra các tụ ký sinh như sau:

$$C_{GD} = C_{RSS};$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS};$$

$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS}.$$

Có thể tính các giá trị trung bình cho các tụ C_{GD} và C_{DS} với điện áp làm việc tương ứng theo công thức gần đúng sau đây:

$$C_{GD} = 2.(C_{RSS, \text{làm việc}}).(U_{DS, \text{làm việc}}/U_{DS, \text{off}})^{1/2},$$

$$C_{OSS} = 2.(C_{OSS, \text{làm việc}}).(U_{DS, \text{làm việc}}/U_{DS, \text{off}})^{1/2}.$$

Để xác định công suất cho mạch điều khiển MOSFET các tài liệu kỹ thuật thường cho thông số điện tích nạp cho cực điều khiển Q_G (đơn vị coulomb, C) dưới điện áp khi khoá giữa cực máng và cực gốc, $U_{DS(off)}$, nhất định. Khi đó công suất mạch điều khiển được tính bằng:

$$P_{\text{điều khiển}} = U_{CC} Q_{\text{đ}} f_{\text{sw}}$$

trong đó f_{sw} là tần số đóng cắt của MOSFET.

Tổn hao công suất do quá trình đóng cắt trên MOSFET được tính bằng:

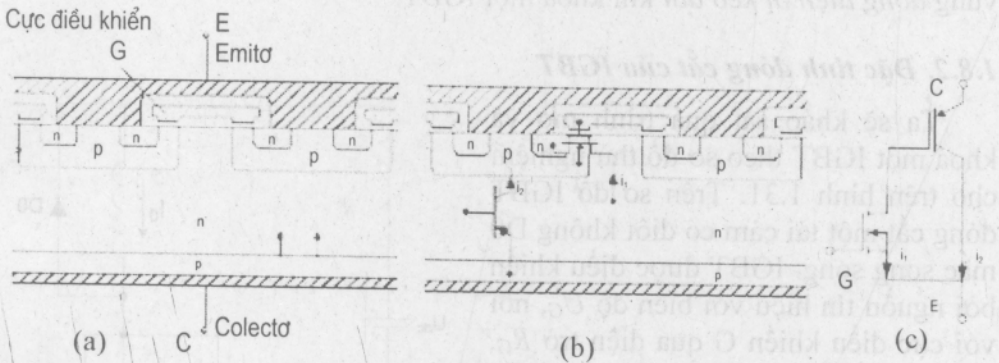
$$P_{\text{sw}} = \frac{1}{2} U_{\text{DS}} I_{\text{D}} f_{\text{sw}} (t_{\text{on}} + t_{\text{off}}),$$

trong đó t_{on} , t_{off} thời gian mở và khoá của MOSFET, tương ứng là các khoảng thời gian từ t_1 đến t_4 trên đồ thị dạng sóng các quá trình mở, khoá.

1.8. Tranzito có cực điều khiển cách ly, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

1.8.1. Cấu tạo và nguyên lý hoạt động

IGBT là phần tử kết hợp khả năng đóng cắt nhanh của MOSFET và khả năng chịu tải lớn của tranzito thường. Về mặt điều khiển IGBT gần như giống hoàn toàn MOSFET, nghĩa là được điều khiển bằng điện áp, do đó công suất điều khiển yêu cầu cực nhỏ. Hình 1.29 giới thiệu cấu trúc bán dẫn của một IGBT.

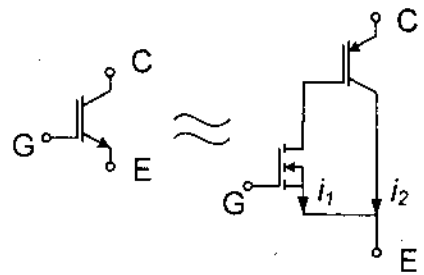


Hình 1.29. IGBT. (a) Cấu trúc bán dẫn; (b) Cấu trúc tương đương với n-p-n và một MOSFET; (c) Ký hiệu tương đương.

Về cấu trúc bán dẫn IGBT rất giống với MOSFET, điểm khác nhau là có thêm lớp p nối với collector tạo nên cấu trúc bán dẫn $p-n-p$ giữa emitter (tương tự cực gốc) với collector (tương tự với cực máng), chứ không phải là $n-n$ như ở MOSFET (hình 1.29b). Có thể coi IGBT tương đương với một tranzito $p-n-p$ với dòng bazơ được điều khiển bởi một MOSFET (hình 1.29b và c). IGBT được ký hiệu trên sơ đồ như trên hình 1.30.

Dưới tác dụng của điện áp điều khiển $U_{\text{GE}} > 0$ kênh dẫn với các hạt mang điện là các điện tử được hình thành, giống như ở cấu trúc MOSFET.

Các điện tử di chuyển về phía colector vượt qua lớp tiếp giáp $n-p$ như ở cấu trúc giữa bazơ và colector ở tranzito thường, tạo nên dòng colector. Do có cấu trúc $p-n-p$ mà điện áp thuận giữa C và E trong chế độ dẫn dòng ở IGBT thấp hơn so với ở MOSFET. Tuy nhiên cũng do cấu trúc này mà thời gian đóng cắt của IGBT chậm hơn so với MOSFET, đặc biệt là khi khoá lại. Trên hình 1.30, thể hiện sơ đồ tương đương của IGBT với một MOSFET và một $p-n-p$ tranzito, ký hiệu dòng qua IGBT gồm hai thành phần: i_1 là dòng qua MOSFET, i_2 là dòng qua tranzito. Phần MOSFET trong IGBT có thể khoá lại nhanh chóng nếu xả hết được điện tích giữa G và E, do đó dòng i_1 sẽ bằng không. Tuy nhiên thành phần dòng i_2 sẽ không thể suy giảm nhanh được do lượng điện tích tích lũy trong lớp n (tương đương với bazơ của cấu trúc $p-n-p$) chỉ có thể mất đi do quá trình tự trung hoà điện tích. Điều này dẫn đến xuất hiện vùng *dòng điện bị kéo dài* khi khoá một IGBT.



Hình 1.30. Ký hiệu IGBT và mạch điện tương đương.

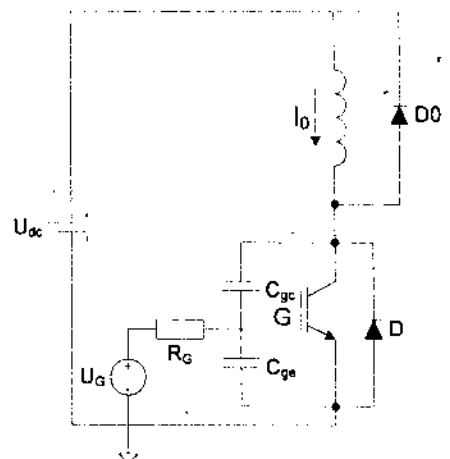
1.8.2. Đặc tính đóng cắt của IGBT

Ta sẽ khảo sát quá trình mở và khoá một IGBT theo sơ đồ thử nghiệm cho trên hình 1.31. Trên sơ đồ IGBT đóng cắt một tải cảm có diôt không D0 mắc song song. IGBT được điều khiển bởi nguồn tín hiệu với biên độ U_G , nối với cực điều khiển G qua điện trở R_G . Trên sơ đồ C_{gc} , C_{ge} thể hiện các tụ ký sinh giữa cực điều khiển và colector, emitter.

1. Quá trình mở IGBT

Quá trình mở IGBT diễn ra rất giống với quá trình này ở MOSFET khi điện áp điều khiển đầu vào tăng từ không đến giá trị U_G . Đồ thị quá trình thể hiện trên hình 1.32.

Trong thời gian trễ khi mở $t_{d(on)}$ tín hiệu điều khiển nạp điện cho tụ C_{ge} làm điện áp giữa cực điều khiển và emitter tăng theo quy luật hàm mũ, từ



Hình 1.31. Sơ đồ thử nghiệm khoá IGBT.

không đến giá trị ngưỡng $U_{GE(th)}$ (khoảng 3 – 5V), chỉ bắt đầu từ đó MOSFET trong cấu trúc của IGBT mới bắt đầu mở ra.

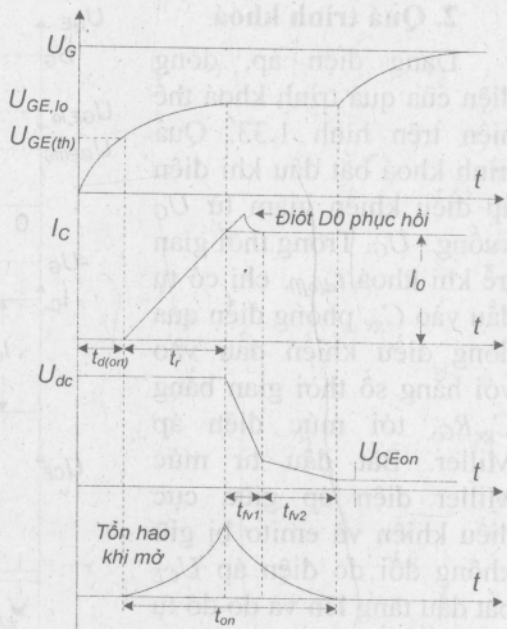
Dòng điện giữa colector - emitter tăng theo quy luật tuyến tính từ không đến dòng tải I_0 trong thời gian t_r . Trong thời gian t_r điện áp giữa cực điều khiển và emitter tăng đến giá trị $U_{GE,lo}$, xác định giá trị dòng I_0 qua colector. Do diốt D0 còn đang dẫn dòng tải I_0 nên điện áp U_{CE} vẫn bị găm lên mức điện áp nguồn một chiều U_{dc} . Tiếp theo quá trình mở diễn ra theo hai giai đoạn, t_{fv1} và t_{fv2} . Trong suốt hai giai đoạn này điện áp giữa cực điều khiển giữ nguyên ở mức $U_{GE,lo}$ (mức Miller), để duy trì dòng I_0 , do dòng điều khiển hoàn toàn là dòng phóng của tụ C_{gc} . IGBT vẫn làm việc trong chế độ tuyến tính. Trong giai đoạn đầu diễn ra quá trình khoá và phục hồi của diốt D0. Dòng phục hồi của diốt D0 tạo nên xung dòng trên mức dòng I_0 của IGBT. Điện áp U_{CE} bắt đầu giảm. IGBT chuyển điểm làm việc qua vùng chế độ tuyến tính để sang vùng bão hoà. Giai đoạn hai tiếp diễn quá trình giảm điện trở trong vùng thuận trở của colector, dẫn đến điện trở giữa colector - emitter về đến giá trị R_{on} khi khoá bão hoà hoàn toàn, $U_{CE,on} = I_0 R_{on}$.

Sau thời gian mở t_{on} , khi tụ C_{gc} đã phóng điện xong, điện áp giữa cực điều khiển và emitter tiếp tục tăng theo quy luật hàm mũ, với hằng số thời gian bằng $C_{ge}R_G$, đến giá trị cuối cùng U_G .

Tổn hao năng lượng khi mở được tính gần đúng bằng:

$$Q_{on} = \frac{U_{dc} I_0}{2} t_{on}$$

Nếu tính thêm ảnh hưởng của quá trình phục hồi của diốt D0 thì tổn hao năng lượng sẽ lớn hơn do xung dòng trên dòng colector.



Hình 1.32. Đồ thị dạng tín hiệu khi điều khiển mở một IGBT.

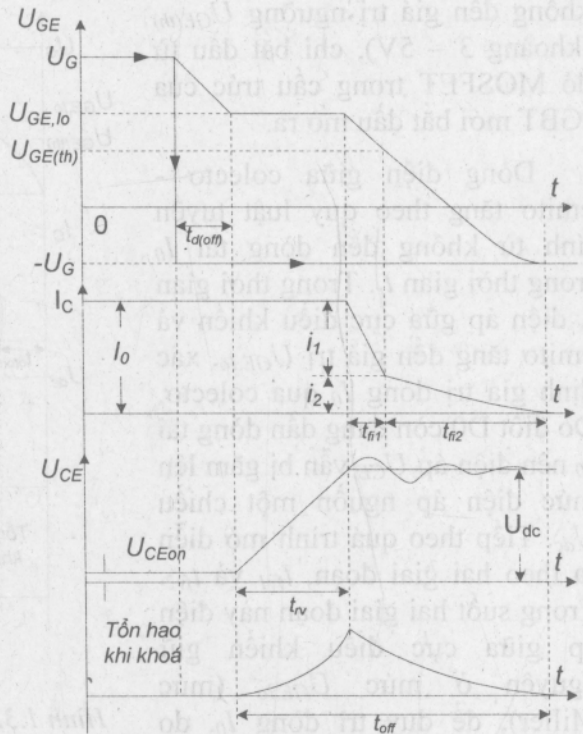
2. Quá trình khoá

Dạng điện áp, dòng điện của quá trình khoá thể hiện trên hình 1.33. Quá trình khoá bắt đầu khi điện áp điều khiển giảm từ U_G xuống $-U_G$. Trong thời gian trễ khi khoá $t_{d(off)}$, chỉ có tụ đầu vào C_{ge} phóng điện qua dòng điều khiển đầu vào với hằng số thời gian bằng $C_{ge}R_G$, tới mức điện áp Miller. Bắt đầu từ mức Miller điện áp giữa cực điều khiển và emitter bị giữ không đổi do điện áp U_{CE} bắt đầu tăng lên và do đó tụ C_{gc} bắt đầu được nạp điện. Dòng điều khiển bây giờ sẽ hoàn toàn là dòng nạp cho tụ C_{gc} nên điện áp U_{GE} được giữ không đổi.

Điện áp U_{CE} tăng từ giá trị bão hoà $U_{CE,on}$ tới giá trị điện áp nguồn U_{dc} sau khoảng thời gian t_{rV} . Từ cuối khoảng t_{rV} diốt D0 bắt đầu mở ra cho dòng tải I_0 ngắn mạch qua, do đó dòng collector bắt đầu giảm. Quá trình giảm dòng diễn ra theo hai giai đoạn, t_{f1} và t_{f2} . Trong giai đoạn đầu, thành phần dòng i_1 của MOSFET trong cấu trúc bán dẫn IGBT suy giảm nhanh chóng về không. Điện áp U_{GE} ra khỏi mức Miller và giảm về mức điện áp điều khiển ở đầu vào $-U_G$ với hằng số thời gian $R_G(C_{ge} + C_{gc})$. Ở cuối khoảng t_{f1} , U_{GE} đạt mức ngưỡng khoá của MOSFET, $U_{GE(th)}$, tương ứng với việc MOSFET bị khoá hoàn toàn. Trong giai đoạn hai, thành phần dòng i_2 của tranzito $p-n-p$ bắt đầu suy giảm. Quá trình giảm dòng này có thể kéo rất dài vì các điện tích trong lớp n^- chỉ bị mất đi do quá trình tự trung hoà điện tích tại chỗ. Đó là vấn đề đuôi dòng điện đã nói đến ở trên.

Tổn hao năng lượng khi khoá có thể tính gần đúng bằng:

$$Q_{off} = \frac{U_{dc} I_0}{2} t_{off}$$

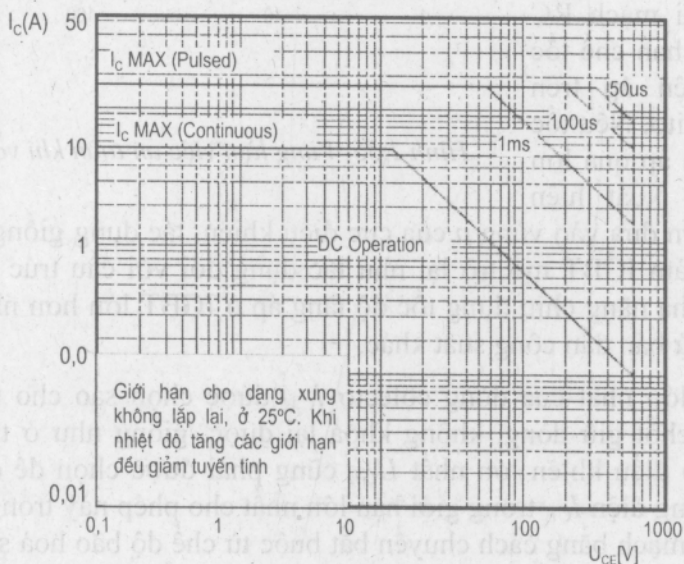


Hình 1.33. Đồ thị dạng tín hiệu khi điều khiển khoá một IGBT.

Lớp n^- trong cấu trúc bán dẫn của IGBT giúp giảm điện áp rơi khi dẫn vì khi đó số lượng các điện tích thiểu số (các lỗ) tích tụ trong lớp này làm giảm điện trở đáng kể. Tuy nhiên các điện tích tích tụ này lại không có cách gì đi tản ra ngoài một cách chủ động được, làm tăng thời gian khoá của phần tử. Ở đây công nghệ chế tạo bắt buộc phải thoả hiệp. So với MOSFET, IGBT có thời gian mở tương đương nhưng thời gian khoá thì dài hơn, cỡ 1 đến 5 μs .

1.8.3. Vùng làm việc an toàn, SOA (Safe Operating Area)

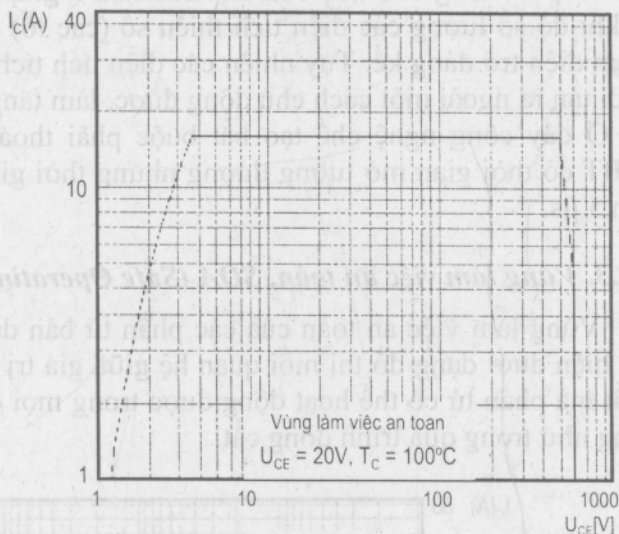
Vùng làm việc an toàn của các phần tử bán dẫn công suất, SOA, được thể hiện dưới dạng đồ thị mối quan hệ giữa giá trị điện áp và dòng điện lớn nhất mà phần tử có thể hoạt động được trong mọi chế độ, khi dẫn, khi khoá cũng như trong quá trình đóng cắt.



Hình 1.34. Vùng làm việc an toàn khi van dẫn.

Hình 1.34 thể hiện SOA của IGBT khi điện áp đặt lên cực điều khiển và emitter là dương, hình 1.35 là SOA khi điện áp này là âm. SOA khi điện áp điều khiển dương có dạng hình chữ nhật với hạn chế ở góc phía trên, bên phải, tương ứng với chế độ dòng điện và điện áp lớn. Khi xung dòng điện càng ngắn thì khả năng đóng cắt cho phép càng cao. Ví dụ, với xung dòng điện 50 μs , hệ số lấp đầy xung là 50%, thì vùng cho phép gần như vuông,

biên độ dòng điện đến 10 A, điện áp 600 V. SOA khi điện áp điều khiển chuyển từ dương xuống âm, hình 1.35 cho thấy IGBT có khả năng chịu được xung điện áp lớn với điều kiện dòng điện nằm trong giới hạn cho phép. Điều này phải được tính đến khi tính toán mạch RC song song với van (mạch snubber). Khi van khoá lại mạch RC có tác dụng hạn chế tốc độ tăng điện áp trên collector - emitter. Nếu tốc độ tăng điện áp quá lớn sẽ dẫn đến xuất hiện



Hình 1.35. Vùng làm việc an toàn khi van khoá.

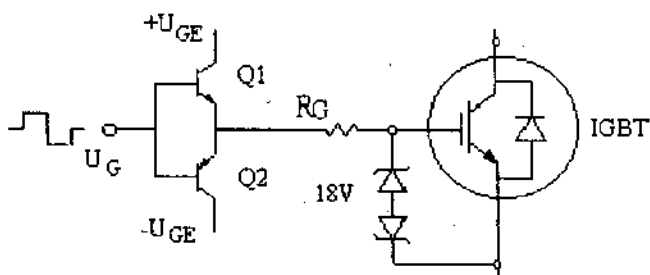
dòng điện lớn đưa vào vùng p của cực điều khiển, tác dụng giống như dòng điều khiển làm IGBT mở trở lại như tác dụng đối với cấu trúc của tiristo. Tuy nhiên khả năng chịu đựng tốc độ tăng áp ở IGBT lớn hơn nhiều so với ở các phần tử bán dẫn công suất khác.

Giá trị lớn nhất của dòng collector I_{CM} được chọn sao cho tránh được hiện tượng chốt giữ dòng, không khoá lại được, giống như ở tiristo. Hơn nữa, điện áp điều khiển lớn nhất U_{GE} cũng phải được chọn để có thể giới hạn được dòng điện I_{CE} trong giới hạn lớn nhất cho phép này trong điều kiện xảy ra ngắn mạch bằng cách chuyển bắt buộc từ chế độ bão hoà sang chế độ tuyến tính. Khi đó, dòng I_{CE} được giới hạn không đổi, không phụ thuộc vào điện áp U_{CE} lúc đó, tiếp theo IGBT phải được khoá lại trong cùng điều kiện đó, càng nhanh càng tốt để tránh phát nhiệt quá mãnh liệt. Để tránh hiện tượng chốt giữ dòng, phải liên tục theo dõi dòng collector, đó là điều cần phải làm khi thiết kế điều khiển cho IGBT.

1.8.4. Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển IGBT

IGBT là phần tử điều khiển bằng điện áp, giống như MOSFET, nên yêu cầu điện áp có mặt liên tục trên cực điều khiển và emitter để xác định chế độ khoá, mở. Mạch điều khiển cho IGBT có yêu cầu tối thiểu như được biểu

điễn qua sơ đồ trên hình 1.36. Cặp transisto Q1, Q2 gọi là mạch totem, có tác dụng chuyển tín hiệu logic điều khiển U_G thành tín hiệu mở có biên độ $+U_{GE}$, tín hiệu khoá có biên độ $-U_{GE}$, cung cấp cho mạch G-E qua điện trở R_G . G-E được bảo vệ bởi diốt ổn áp ở mức khoảng $\pm 18V$. Do có tụ ký sinh lớn giữa G và E nên kỹ thuật điều khiển như điều khiển MOSFET có thể được áp dụng, tuy nhiên điện áp khoá phải lớn hơn. Nói chung tín hiệu điều khiển thường được chọn là $+15V$ và $-5V$ là phù hợp.



Hình 1.36. Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển.

Điện trở R_G cũng ảnh hưởng đến tổn hao công suất điều khiển. Điện trở R_G nhỏ giảm thời gian xác lập tín hiệu điều khiển, giảm ảnh hưởng của dU_{CE}/dt , giảm tổn thất năng lượng trong quá trình điều khiển nhưng lại làm mạch điều khiển nhạy cảm hơn với điện cảm ký sinh trong mạch.

Dòng điều khiển đầu vào phải cung cấp được dòng điện có biên độ bằng:

$$I_{G,max} = \frac{\Delta U_{GE}}{R_{Gi}}$$

trong đó $\Delta U_{GE} = U_{GE(on)} + |U_{GE(off)}|$.

Tổn hao công suất trung bình có thể tính bằng:

$$P = U_{GE} Q_G f_{sw}$$

trong đó Q_G (milicoulông, mC) là điện tích nạp cho tụ đầu vào, giá trị thường được cho trong tài liệu kỹ thuật của nhà sản xuất, f_{sw} là tần số đóng cắt của IGBT.

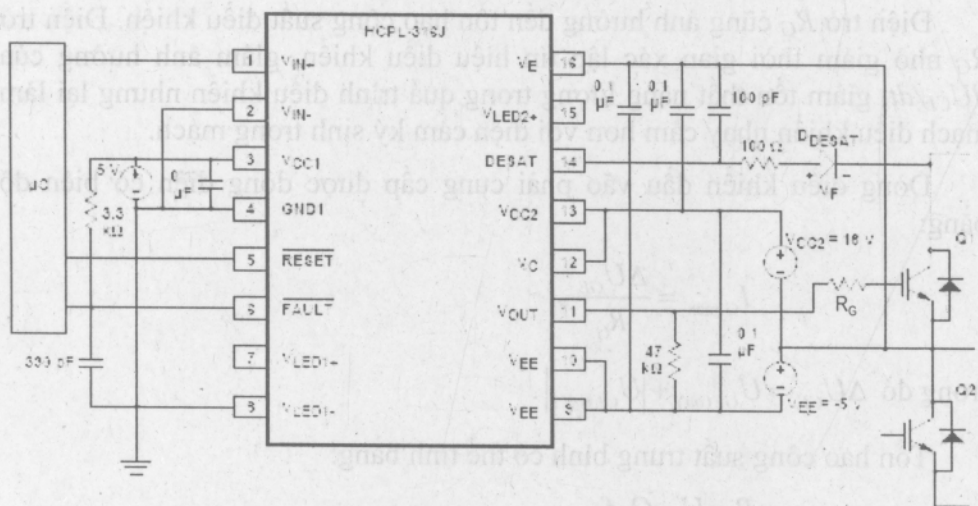
1.8.5. Vấn đề bảo vệ IGBT

IGBT thường được sử dụng trong các mạch nghịch lưu hoặc các bộ biến đổi xung áp một chiều, trong đó áp dụng các quy luật biến điệu khác nhau và thường yêu cầu van đóng cắt với tần số cao, từ 2 đến hàng chục KHz. Sự cố thường xảy ra nhất là quá dòng do ngắn mạch từ phía tải hoặc từ

các phần tử có lỗi do chế tạo hoặc do lắp ráp. Vì vậy vấn đề bảo vệ cho phần tử là nhiệm vụ đặt ra cực kỳ quan trọng.

Đối với IGBT có thể ngắt dòng điện bằng cách đưa điện áp điều khiển về giá trị âm. Tuy nhiên nếu khoá IGBT lại ngay lập tức khi dòng điện I_C lớn dẫn đến tốc độ tăng dòng dI/dt quá lớn, gây quá áp trên colectơ - emitter, đánh thủng phần tử ngay. Vấn đề ngắt dòng đột ngột không chỉ xảy ra trong chế độ sự cố mà còn xảy ra khi tắt nguồn hoặc khi dừng hoạt động, nghĩa là trong chế độ vận hành bình thường.

Có thể chống lại hậu quả của việc tắt dòng đột ngột bằng cách làm chậm lại quá trình khoá của IGBT, hay còn gọi là khoá mềm (soft turn-off). Trong trường hợp này điện áp trên cực điều khiển và emitter được giảm đi từ từ về đến điện áp âm. IGBT sẽ chuyển về trạng thái khoá qua chế độ tuyến tính, do đó dòng điện bị hạn chế và giảm dần về không, tránh được quá áp trên phần tử. Thời gian khoá của IGBT có thể được kéo dài 5 đến 10 lần thời gian khoá thông thường.



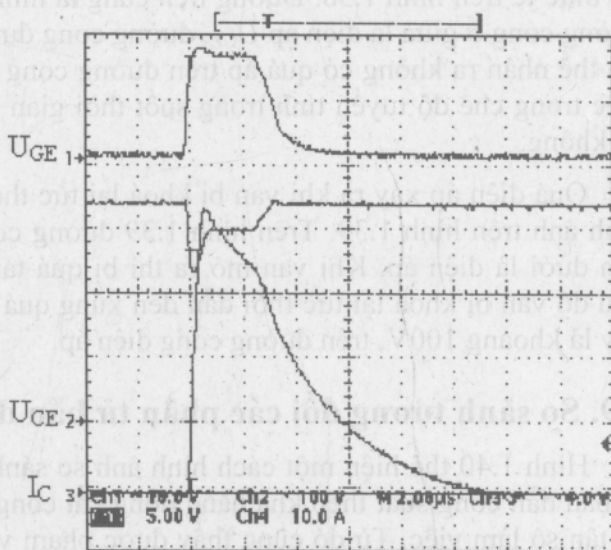
Hình 1.37. Sơ đồ sử dụng IC chuyên dụng HCPL-316J, tích hợp khả năng bảo vệ chống bão hoà cho IGBT.

Có thể phát hiện quá dòng bằng cách dùng các phần tử đo dòng điện tuyến tính như sensor Hall hoặc các mạch đo dòng điện trên shunt dòng. Tuy nhiên đối với IGBT có thể phát hiện quá dòng nếu theo dõi điện áp trên colectơ - emitter. Khi có tín hiệu mở nếu U_{CE} lớn hơn mức bão hoà, thông thường $U_{CE,bh} < 7V$, chứng tỏ IGBT ra khỏi chế độ bão hoà do dòng điện quá lớn. Một số vi mạch chuyên dụng được chế tạo sẵn cho mục đích phối hợp giữa tín hiệu điều khiển và phát hiện chưa bão hoà ở IGBT, hơn nữa lại

cách ly giữa mạch lực và mạch điều khiển. Chức năng phát xung và bảo vệ IGBT đã được tích hợp trong một số IC chuyên dụng, sử dụng dễ dàng. Ví dụ về một mạch tích hợp như vậy, HCPL-316J của Agilent Technologies, được cho trên hình 1.37.

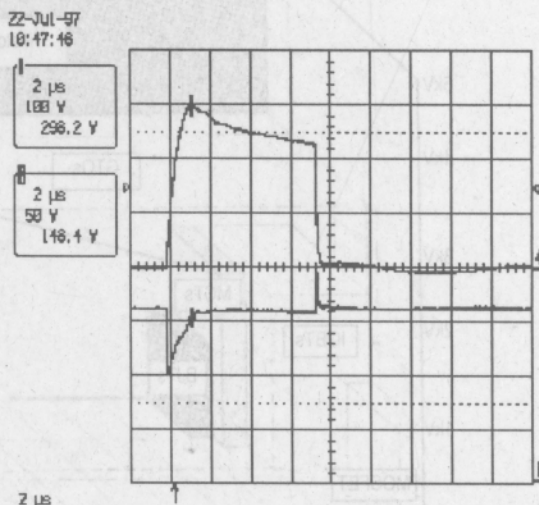
Trên hình 1.37 có thể thấy cực điều khiển của IGBT được cung cấp tín hiệu điều khiển từ đầu ra V_{OUT} qua điện trở R_G , với mức điện áp do các nguồn cung cấp $V_{CC2} = 18\text{ V}$ và $V_{EE} = -5\text{ V}$. Tín hiệu DESAT, được lấy từ collector qua diốt D_{DESAT} qua một mạch lọc tần thấp bằng điện trở $100\ \Omega$ và tụ 100 pF , đưa vào chân 14 của IC. Mức điện áp ở chân 14 được theo dõi để phát hiện mức độ bão hoà của IGBT. Nếu điện áp này lớn hơn 7 V sau khi có tín hiệu điều khiển mở IGBT chứng tỏ có quá dòng điện, mạch xử lý logic khoá mềm (Soft Shutdown) sẽ phát tín hiệu khoá và tự động tăng điện trở đưa đến cực điều khiển đến cỡ $500\ \Omega$, lớn hơn mười lần so với khi khoá, mở thông thường.

Tác dụng của mạch khoá mềm được minh hoạ qua đồ



$U_{GE}: 10\text{ V}/\div$; $I_C: 40\text{ A}/\div$; $U_{CE}: 100\text{ V}/\div$; $t: 2\ \mu\text{s}/\div$.

Hình 1.38. Tác dụng của khoá mềm.



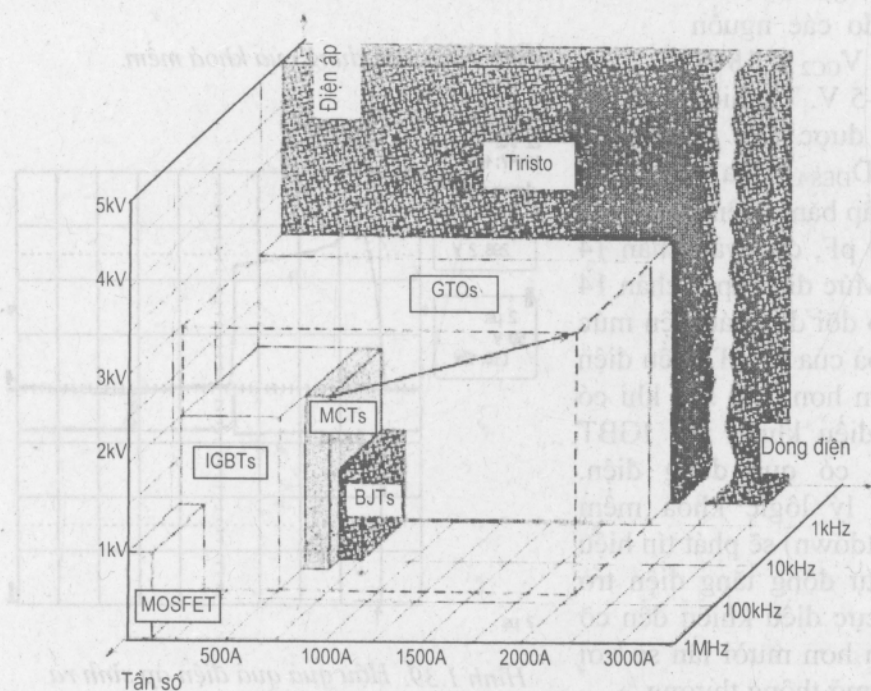
Hình 1.39. Hậu quả quá điện áp sinh ra do khoá van ngay lập tức.

thị thực tế trên hình 1.38. Đường trên cùng là hình dạng tín hiệu điều khiển, đường cong ở giữa là điện áp U_{CE} , đường cong dưới cùng là dạng dòng điện. Có thể nhận ra không có quá áp trên đường cong điện áp nhưng IGBT làm việc trong chế độ tuyến tính trong suốt thời gian T khi dòng điện giảm dần về không.

Quá điện áp xảy ra khi van bị khoá lại tức thời như được minh hoạ qua hình ảnh trên hình 1.39. Trên hình 1.39 đường cong bên trên là dòng điện, bên dưới là điện áp. Khi van mở ra thì bị quá tải nên điện áp lại tăng lên. Sau đó van bị khoá lại tức thời dẫn đến xung quá điện áp, trong trường hợp này là khoảng 100V, trên đường cong điện áp.

1.9. So sánh tương đối các phần tử bán dẫn công suất

Hình 1.40 thể hiện một cách hình ảnh so sánh tương đối giữa các phần tử bán dẫn công suất theo khả năng đóng cắt công suất (điện áp, dòng điện) và tần số làm việc. Từ đó cũng thấy được phạm vi ứng dụng của từng phần tử theo các dải điện áp, dòng điện và tần số khác nhau. Các đánh giá qua hình 1.40 lấy theo các số liệu năm 1995.



Hình 1.40. So sánh tương đối giữa các phần tử bán dẫn.

Tiristo và GTO là những phần tử làm việc ở dải tần số thấp nhất, dưới 1 kHz. Tiristo được chế tạo cho khả năng đóng cắt về điện áp, dòng điện lớn nhất. Phạm vi hoạt động về tần số với tiristo lại thấp nhất vì thời gian trễ mở, khoá của cấu trúc $p-n-p-n$ tương đối lớn, trễ khi mở cỡ 5 μs , trễ khi khoá cỡ 10 đến 200 μs . Vì vậy các tiristo được ứng dụng chủ yếu trong các sơ đồ chỉnh lưu, trong đó các van sẽ chuyển mạch tự nhiên dưới tác dụng của điện áp lưới xoay chiều, tần số 50 – 60 Hz. GTO là bước cải tiến đáng kể về công nghệ chế tạo tiristo. GTO có khả năng đóng cắt về công suất thấp hơn so với tiristo nhưng có tần số làm việc cao hơn do có khả năng khoá lại bằng cực điều khiển. GTO được ứng dụng trong các bộ biến tần với công suất lớn hàng trăm kW đến cực lớn, hàng MW.

Với tần số làm việc rất lớn, hơn 100 kHz, chiếm vị trí độc tôn là các MOSFET. Tuy nhiên do điện trở thuận khi dẫn dòng lớn nên MOSFET chỉ phù hợp với dòng điện cỡ 200 A trở xuống và điện áp dưới 1000V.

Bảng 1. Thông số cực đại của các phần tử bán dẫn công suất do Mitsubishi công bố

Chủng loại van bán dẫn công suất	Khả năng đóng cắt cực đại
Điôt công suất	2,8kV; 3,5kA
Điôt đóng cắt nhanh	6kV; 3,0 kA
Tiristo thường	12,0 kV; 1,5kA
Tiristo tần số cao	1,2kV; 1,5kA
Tiristo điều khiển bằng điôt quang	8,0kV; 3,6kA
GTO	6,0kV; 6,0kA
GCT tiristo	4,5kV; 4,0kA
IGBT điện áp cao (HVIGBT)	3,3kV; 1,2kA
Module công suất lớn (HVIPM)	3,3kV; 1,2kA

Các BJT có ưu thế hơn MOSFET ở dòng điện lớn hơn, tới 750A và khả năng chịu điện áp tốt hơn, tới 1500V. Tuy nhiên BJT đang dần bị thay thế bởi IGBT. IGBT có khả năng đóng cắt dòng điện tới 2000A và điện áp tới

2000V. Do khả năng điều khiển bằng điện áp, tần số đóng cắt của IGBT cao hơn nhiều so với BJT, đạt đến gần 100 kHz. Bước phát triển lớn nhất trong lĩnh vực các phần tử bán dẫn công suất chính là sự phát triển các phần tử điều khiển bằng điện áp, kiểu MOSFET, nhưng có điện trở khi dẫn nhỏ, kiểu BJT hoặc tiristo. Các phần tử loại này như IGBT, MCT sẽ chiếm lĩnh dải tần số làm việc từ 1 kHz đến 100 kHz, điện áp tới 3 kV và dòng điện tới 3000 A như các GTO.

Có thể thấy được sự phát triển đáng kinh ngạc trong công nghệ chế tạo các phần tử bán dẫn công suất qua các thông báo của các hãng chế tạo phần tử bán dẫn trong thời gian gần đây. Trong bảng 1 là thông số của các phần tử công suất lớn nhất do Mitsubishi công bố trong năm 2000.

1.10. Tổn hao công suất trên các phần tử bán dẫn công suất

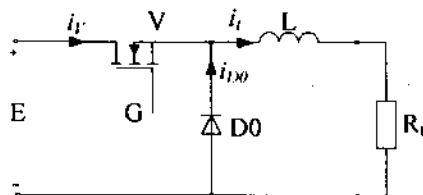
Ngoài tổn thất do mạch điều khiển sinh ra đã đề cập đến ở những phần tử cụ thể ở trên, ta sẽ phân tích các thành phần tổn thất trong các chế độ làm việc của van sau đây.

1.10.1. Tổn thất trong chế độ tĩnh, đang dẫn dòng hoặc đang khoá

Khi phần tử đang ở trong chế độ dẫn dòng hoặc đang khoá, tổn hao công suất bằng tích của dòng điện qua phần tử với điện áp rơi trên nó. Khi phần tử đang khoá, điện áp trên nó có thể lớn nhưng dòng rò qua van sẽ có giá trị rất nhỏ, vì vậy tổn hao công suất có thể bỏ qua. Tổn hao công suất trong chế độ tĩnh chủ yếu sinh ra khi van dẫn dòng. Với đa số các phần tử bán dẫn thì điện áp rơi trên van khi dẫn thường không đổi, ít phụ thuộc vào giá trị dòng điện chạy qua. Như vậy có thể dễ dàng xác định được tổn hao công suất trong trạng thái van dẫn.

1.10.2. Tổn thất trong quá trình đóng cắt

Trong quá trình đóng cắt, công suất tổn hao tức thời có thể có giá trị lớn vì dòng điện và điện áp trên van đều có thể có giá trị lớn đồng thời. Nói chung, thời gian đóng cắt chỉ chiếm một phần nhỏ trong cả chu kỳ hoạt động của phần tử, nên tổn hao công suất trong chế độ đóng cắt chỉ chiếm một phần nhỏ trong công suất tổn hao trung bình. Tuy nhiên khi phần tử phải làm việc với tần số đóng cắt



Hình 1.41. Bộ biến đổi xung áp một chiều dùng MOSFET.

cao thì tổn hao do đóng cắt lại chiếm một phần chính trong công suất phát nhiệt.

Xác định công suất tổn hao trong chế độ đóng cắt là một nhiệm vụ không đơn giản vì phải phân biệt các yếu tố ảnh hưởng đến quá trình đóng cắt, do đó ảnh hưởng đến tổn hao công suất. Để ví dụ ta sẽ xét các thành phần tổn hao công suất cho sơ đồ bộ biến đổi xung áp một chiều dùng MOSFET như trên hình 1.41.

1.10.3. Tổn hao do thời gian mở và khoá

Giả sử trong sơ đồ điôt là phần tử lý tưởng, còn MOSFET mở, khoá với thời gian hữu hạn. Với tải trở cảm, dòng điện $i_V(t)$ và điện áp $u_V(t)$ không thể thay đổi tức thời. Dạng dòng và áp trong quá trình khoá thể hiện trên hình 1.42.

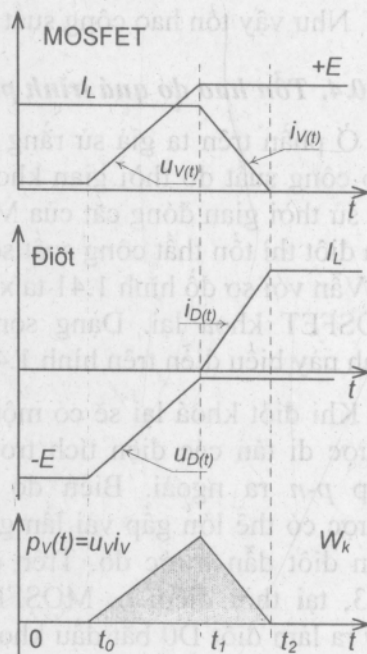
Trong thời gian chuyển mạch rất ngắn dòng tải chưa kịp thay đổi và có giá trị $i_t = I_t$ trong khoảng thời gian $t_0 < t < t_2$. Tại t_0 có tín hiệu khoá MOSFET V, điện áp trên V tăng tuyến tính từ không đến giá trị điện áp nguồn một chiều E trong khoảng từ t_0 đến t_1 . Trong khoảng này điôt D0 chưa mở nên dòng qua V vẫn bằng I_t . Bắt đầu từ t_1 điôt D0 mở ra, do đó dòng qua V giảm tuyến tính về 0 ở thời điểm t_2 , tại đó dòng qua điôt D0 tăng lên đến bằng dòng tải.

Tổn hao công suất tức thời trên V bằng $p_V(t) = i_V(t)u_V(t)$, đồ thị của nó tạo với trục hoành một tam giác trong khoảng $t_0 < t < t_2$. Tổn hao năng lượng trên V chính là diện tích của tam giác này:

$$W_{off} = (1/2)EI_t(t_2 - t_0) = (1/2)EI_t t_{off}$$

Trong đó t_{off} là thời gian khoá của MOSFET.

Trong quá trình mở, đồ thị dòng điện, điện áp trên các phần tử có dạng giống như hình 1.42 nhưng với trục thời gian quay ngược lại. Dòng qua V phải tăng từ 0 đến I_t , dòng qua điôt giảm từ I_t về 0. Chỉ khi dòng qua điôt đã



Hình 1.42. Dạng dòng điện, điện áp trong quá trình khoá trên sơ đồ 1.41.

về đến 0 thì điện áp trên V mới bắt đầu giảm từ E về đến 0. Năng lượng tổn hao khi mở bằng:

$$W_{on} = (1/2) E I_t t_{on}$$

Trong đó t_{on} là thời gian mở của van.

Tổng tổn hao công suất trong quá trình đóng cắt bằng $W_{off} + W_{on}$. Nếu chu kỳ hoạt động của van là T ứng với tần số đóng cắt của van là $f = 1/T$ thì công suất tổn hao sẽ bằng:

$$P_s = (1/T)(W_{off} + W_{on}) = f(W_{off} + W_{on}).$$

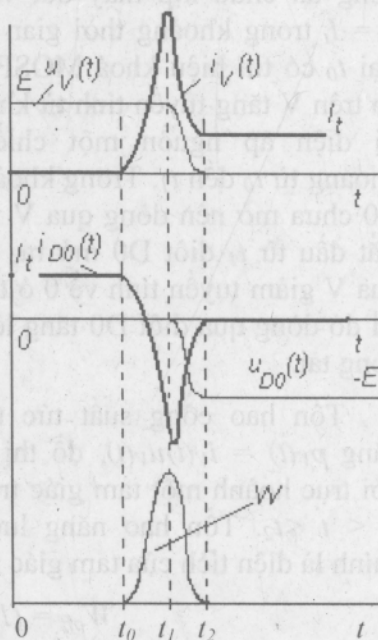
Như vậy tổn hao công suất tỷ lệ với tần số đóng cắt.

1.10.4. Tổn hao do quá trình phục hồi

Ở phần trên ta giả sử rằng diôt là phần tử lý tưởng mà chỉ xét đến tổn hao công suất do thời gian khoá, mở của MOSFET gây ra. Bây giờ nếu ta giả sử thời gian đóng cắt của MOSFET là rất ngắn so với thời gian khoá lại của diôt thì tổn thất công suất sẽ chủ yếu do quá trình phục hồi của diôt sinh ra. Vẫn với sơ đồ hình 1.41 ta xét quá trình MOSFET khoá lại. Dạng sóng của quá trình này biểu diễn trên hình 1.43.

Khi diôt khoá lại sẽ có một dòng điện ngược di tản các điện tích trong lớp tiếp giáp $p-n$ ra ngoài. Biên độ dòng điện ngược có thể lớn gấp vài lần giá trị dòng điện diôt dẫn trước đó. Trên đồ thị hình 1.43, tại thời điểm t_0 , MOSFET bắt đầu mở ra làm diôt D0 bắt đầu khoá lại. Dòng điện ngược của diôt tạo nên xung dòng trên giá trị I_t qua van V. Trong khoảng t_0 đến t_1 diôt vẫn còn phân cực thuận nên điện áp trên van V vẫn bằng E . Tại t_1 dòng qua diôt bằng 0, diôt bắt đầu bị phân cực ngược. Từ t_1 đến t_2 dòng điện ngược của diôt nạp cho tụ tương đương của tiếp giáp $p-n$ phân cực ngược. Điện áp trên van V giảm dần về 0 tại t_2 , tại đó diôt khoá lại hoàn toàn.

Khoảng thời gian từ t_0 đến t_2 gọi là thời gian phục hồi của diôt, t_r . Những diôt



Hình 1.43. Quá trình mở của MOSFET trong sơ đồ hình 1.41.

có khoảng thời gian $t_2 - t_1$ nhỏ hơn nhiều lần khoảng $t_1 - t_0$ gọi là diốt dập, hay diốt cắt nhanh. Nếu thời gian cắt dòng của diốt rất ngắn thì thời gian đóng cắt của các phần tử cũng sẽ rất nhanh. Tuy nhiên, tốc độ giảm dòng quá nhanh sẽ dẫn đến quá điện áp trên các điện cảm ký sinh, và do đó, cho các phần tử trong mạch. Quá điện áp có thể được suy giảm bằng các mạch RC song song với phần tử (snubber circuit) nhưng các mạch này lại tăng thêm các tổn thất phụ. Vì vậy phải có một sự thoả hiệp giữa mong muốn giảm tổn thất trong quá trình đóng cắt với việc tăng độ an toàn cho các phần tử trên sơ đồ.

Tổn thất năng lượng trong quá trình mở van V được tính bằng:

$$W = \int_{t_0}^{t_2} u_V(t) i_V(t) dt$$

Nếu dùng diốt cắt nhanh thì $(t_2 - t_1) \ll (t_1 - t_0)$, từ đó tích phân này có thể được tính đơn giản hơn. Coi điện áp trên van V bằng E trong phần lớn thời gian phục hồi $t_r = t_2 - t_0$, dòng qua van $i_V(t) = I_L - i_{D0}(t)$, do đó:

$$\begin{aligned} W &= \int_{t_0}^{t_2} E(I_L - i_V(t)) dt \\ &= EI_L t_r + EQ_r \end{aligned}$$

trong đó Q_r là điện tích phục hồi của diốt, giá trị này có thể tìm thấy trong đặc tính kỹ thuật của diốt.

Tổn thất năng lượng do thời gian phục hồi của diốt phụ thuộc thời gian phục hồi t_r của diốt và điện áp một chiều của bộ biến đổi. Năng lượng này có thể chiếm một phần lớn trong tổn thất do quá trình đóng cắt. Tổn hao này có thể giảm đáng kể nếu sử dụng các diốt cắt nhanh, tuy nhiên khi đó phải áp dụng các biện pháp để tránh quá áp cho các phần tử trong sơ đồ.

1.10.5. Tổn hao do các phần tử phản kháng

Các phần tử phản kháng như tụ điện, điện cảm cũng gây nên tổn thất công suất. Tụ điện tương đương song song với các phần tử sẽ phóng điện khi các phần tử này mở ra và tiêu tán toàn bộ năng lượng tích lũy trước đó. Các tụ đó được nạp không mất năng lượng khi phần tử khoá lại. Các điện cảm nối tiếp với phần tử sẽ được nạp năng lượng khi phần tử mở ra và tiêu tán năng lượng đó khi phần tử khoá lại.

Năng lượng tích lũy trong tụ điện và điện cảm tương ứng là:

$$W_c = \sum_i \frac{1}{2} C_i U_i^2; W_L = \sum_i \frac{1}{2} L_i I_i^2.$$

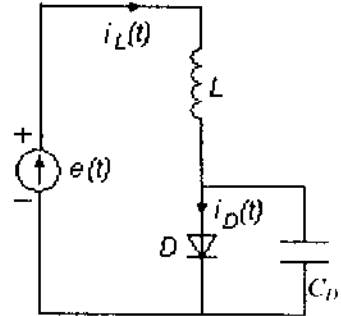
Ví dụ, đối với MOSFET ta có tụ điện tương đương giữa cực máng và cực gốc là C_{DS} , còn điôt song song có tụ là C_D . Tổn hao công suất khi MOSFET mở ra sẽ là:

$$W_c = \frac{1}{2} (C_{DS} + C_D) E^2$$

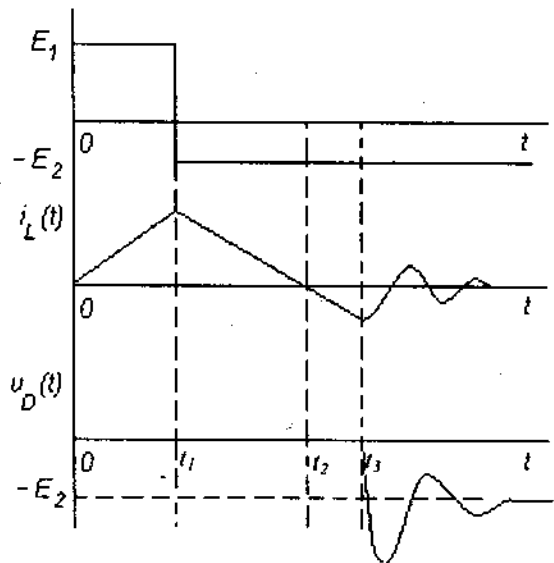
Nếu biết các thông số liên quan đến tụ điện tương đương của phần tử, ta có thể xác định được các thành phần tổn hao công suất trên.

Điện cảm nối tiếp với các phần tử có thể là điện cảm dây nối, điện cảm thêm vào để giảm tốc độ tăng dòng. Các điện cảm này gây nên quá điện áp khi phần tử khoá lại. Chúng cũng là nguyên nhân gây nên tổn hao công suất, nhất là trong những ứng dụng có dòng điện rất lớn.

Để ví dụ, ta xét sơ đồ hình 1.44, trong đó $e(t)$ là nguồn xung áp chữ nhật lý tưởng. Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử cho trên hình 1.45. Nguồn áp $e(t)$ lúc đầu có giá trị dương làm điôt phân cực thuận, điôt mở cho dòng qua cuộn cảm tăng tuyến tính với độ dốc E_1/L . Tại thời điểm $t = t_1$ điện áp $e(t)$ trở nên âm, dòng $i_L(t)$ bắt đầu giảm với độ dốc $-E_2/L$. Đến $t = t_2$ dòng qua điôt bằng 0 nhưng trong tiếp giáp $p-n$ vẫn còn tích lũy một điện tích Q . Điôt vẫn còn phân cực thuận đến



Hình 1.44. Sơ đồ mô tả tổn hao công suất trên điện cảm trong quá trình đóng cắt điôt.



Hình 1.45. Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử của sơ đồ hình 1.44.

thời điểm $t = t_3$, do đó dòng qua cuộn cảm vẫn tiếp tục giảm với độ dốc $-E_2/L$. Bắt đầu từ thời điểm t_3 điện tích tích lũy trong diôt đã hết, diôt bắt đầu phân cực ngược. Dòng ngược sẽ nạp cho tụ C tới điện áp nguồn $-E_2$. Từ t_3 dòng qua cuộn cảm phải chạy qua tụ C, tạo nên mạch dao động nối tiếp, do đó dòng có dạng hình sin tắt dần.

Quá trình phục hồi của diôt gây nên tổn hao trên sơ đồ. Trong khoảng $t_2 < t < t_3$ điện tích phục hồi bằng:

$$Q_r = \int_{t_2}^{t_3} i_L(t) dt$$

Điện tích này liên quan trực tiếp đến năng lượng tích lũy trong cuộn cảm:

$$W_L = \int_{t_2}^{t_3} u_L(t) i_L(t) dt$$

Trong khoảng này điện áp trên cuộn cảm bằng $-E_2$, vậy ta có:

$$W_L = \int_{t_2}^{t_3} u_L(t) i_L(t) dt = (-E_2) \int_{t_2}^{t_3} i_L(t) dt = E_2 Q_r$$

Như vậy năng lượng trên cuộn cảm L tỷ lệ với tích của điện áp trên cuộn cảm với điện tích phục hồi của diôt. Khi $t > t_3$ năng lượng chỉ trao đổi trong mạch dao động tạo bởi cuộn cảm và tụ và sẽ tắt dần do tiêu tán trên điện trở dây cuốn và tổn hao trên tụ.

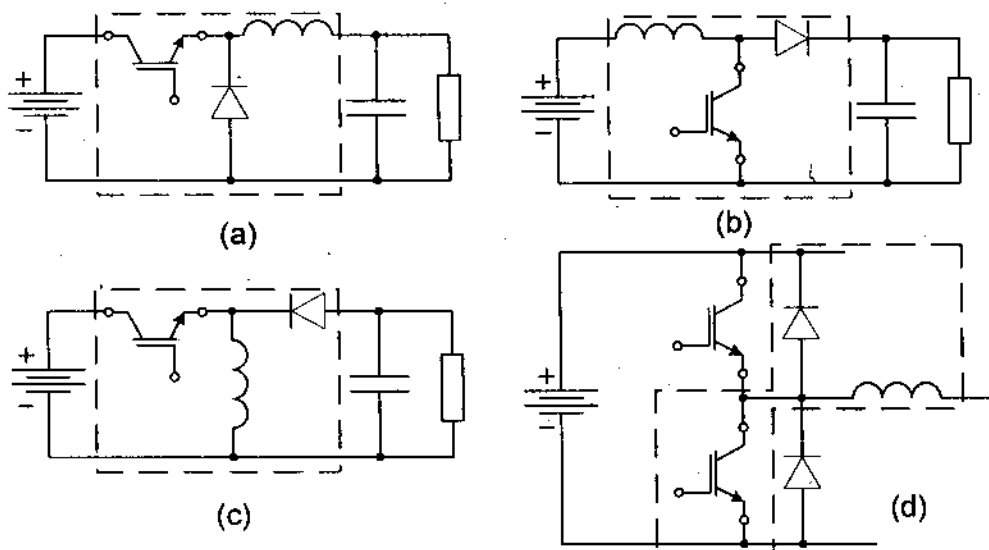
1.11. Mạch trợ giúp đóng mở (snubber circuit)

Mạch trợ giúp van là những mạch được nối thêm vào cạnh van, giúp bảo vệ và tăng hiệu quả làm việc của van. Mạch trợ giúp có thể đem lại nhiều khả năng cho van:

- Giảm hoặc triệt tiêu các xung quá áp hoặc quá dòng.
- Hạn chế dU/dt , dI/dt .
- Đưa điểm làm việc của van về vùng làm việc an toàn (SOA).
- Truyền năng lượng phát nhiệt của van sang điện trở ngoài hoặc sang hướng khác có lợi.
- Giảm tổn hao công suất trong quá trình đóng cắt.
- Giảm phát sóng vô tuyến ra chung quanh do dập tắt nhanh các dao động điện từ.

Tất cả các hiệu quả trên đây không thể đạt được đồng thời. Mục đích trước hết là đảm bảo an toàn cho các van bán dẫn trong mọi chế độ làm việc, những tác dụng khác có thể được tính đến và thoả hiệp trong những điều kiện cụ thể. Khi van làm việc với những dòng điện và điện áp nhỏ thì tổn hao phát nhiệt do các mạch trợ giúp gây ra có thể không đáng kể, nhưng khi công suất đóng cắt của van lớn lên, cỡ vài trăm kW, thì công suất phát nhiệt cỡ vài kW trên mạch trợ giúp gây khó khăn lớn cho vấn đề tản nhiệt. Sau đây sẽ trình bày những giải pháp mạch cơ bản và những phương pháp tính toán liên quan cho việc thiết kế các mạch trợ giúp.

Những đặc tính đóng cắt của van như thời gian khoá, mở, dạng dòng điện, điện áp sẽ khác nhau ở các van khác nhau và trong những điều kiện làm việc khác nhau. Tuy nhiên quá trình đóng cắt của các van đều có thể đưa về bốn dạng cơ bản như được biểu diễn qua các sơ đồ như trên hình 1.46. Sơ đồ 1.46a là sơ đồ bộ biến đổi xung áp nối tiếp, giống như sơ đồ hình 1.41, có dạng sóng điện áp, dòng điện như biểu diễn trên hình 1.42. Có thể minh hoạ dạng sóng của sơ đồ hình 1.46b như trên hình 1.47a và b.

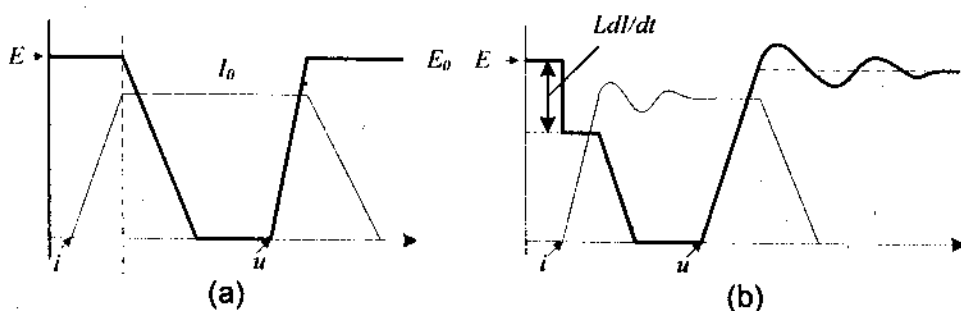


Hình 1.46. Các dạng chuyển mạch cơ bản của các van bán dẫn. (a) Sơ đồ biến đổi xung áp nối tiếp; (b) Sơ đồ biến đổi xung áp song song; (c) Sơ đồ biến đổi xung áp nối tiếp - song song; (d) Mạch nhánh nghịch lưu nửa cầu.

Trong thực tế thời gian khoá, mở của van bán dẫn rất ngắn, cỡ μs , vì vậy có thể coi khi đó van làm việc dưới điện áp E không đổi. Trong mạch điện bao giờ cũng tồn tại điện cảm của đường dẫn hoặc của tải, do đó cũng

có thể coi dòng tải trong thời gian van đóng cắt là không đổi I . Những giả thiết này làm đơn giản quá trình phân tích tiếp theo.

Theo đồ thị hình 1.47a, khi van mở ra, dòng điện sẽ tăng tuyến tính từ 0 đến I_0 . Chỉ khi dòng điện đạt giá trị I_0 điôt mới khoá lại, bắt đầu từ đó điện áp trên van mới giảm từ E về đến 0. Khi van khoá lại quá trình xảy ra với chiều thời gian ngược lại. Giống như trên đồ thị hình 1.42, tồn tại những thời điểm mà cả điện áp trên van lẫn dòng điện đều có giá trị lớn. Quá trình chuyển mạch như vậy gọi là chuyển mạch “nặng”, đặc trưng bởi tổn thất lớn trong quá trình chuyển mạch. Nếu tính đến những yếu tố thực tế như điện cảm trên đường dẫn đến van, tụ điện ký sinh song song với van, thì khi van đóng cắt sẽ dẫn đến những dao động, gây nên xung dòng khi van mở và xung áp khi van khoá lại. Khi có điện cảm L_p nối tiếp với van, dạng sóng khi van khoá, mở có dạng như trên hình 1.47b.



Hình 1.47. Dạng dòng điện, điện áp trên van trong sơ đồ hình 1.46 (b).

(a) Trường hợp lý tưởng; (b) Tính đến các thành phần điện cảm và tụ điện ký sinh trong sơ đồ.

1.11.1. Mạch trợ giúp RC đơn giản

Mạch RC mắc song song với van sẽ giúp giảm tổn thất trong quá trình đóng cắt và giảm xung áp trên van. Trong sơ đồ hình 1.48, giả sử van đóng cắt dòng điện I_0 dưới điện áp E_0 , nối tiếp với van là điện cảm L_p , song song với van là mạch R_s, C_s . Tụ ký sinh của bản thân van là C_p .

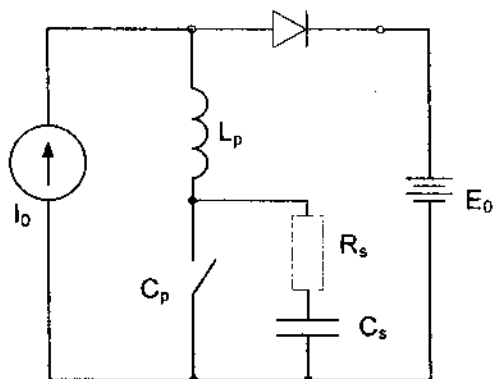
R_s được chọn sao cho $I_0 = E_0/R_s$. Như vậy khi van khoá dòng có thể chuyển sang mạch trợ giúp mà điện áp trên van không vượt quá mức E_0 . Tụ điện C_s được chọn sao cho dao động sinh ra khi chuyển mạch là tắt dần. Muốn vậy, ít nhất phải chọn C_s bằng hoặc lớn hơn hai lần tụ ký sinh tương đương của phần tử C_p .

Công suất tiêu tán trên trở R_s có thể được xác định qua năng lượng tích trữ trong tụ C_s :

$$W_c = \frac{1}{2} C_s E_0^2$$

Năng lượng này tiêu tán trên R_s trong quá trình đóng cắt. Như vậy nếu tần số đóng cắt là f_s thì công suất tiêu tán trên trở R_s là:

$$P_R = \frac{1}{2} C_s E_0^2 f_s$$



Hình 1.48. Mạch trợ giúp RC.

Ví dụ 1.1: Một MOSFET IRF740 với $I_o = 5A$, $E_o = 160V$, $C_{DSS} = 170pF$, $f_s = 100kHz$. Chọn $C_s = 340pF$, bằng hai lần C_{DSS} . Chọn giá trị tụ tiêu chuẩn lớn hơn là $C_s = 390pF$, $R_s = E_o/I_o = 32\Omega$, $P_R = 0,5W$.

Cách tính đơn giản này không giảm được xung điện áp trên van nên ta có thể phải tối ưu hoá mạch RC theo phương pháp sau đây.

1.11.2. Tối ưu hoá mạch RC

Có thể tiến hành tối ưu hoá mạch RC theo phương pháp của McMurray, sử dụng đồ thị trên hình 1.49. Ta đưa ra các ký hiệu sau đây:

$$Z_o = (L_p/C_s)^{1/2}$$

$$\chi = (I_o/E_o)Z_o \quad : \text{Hệ số dòng ban đầu,}$$

$$\chi^2 = L_p I_o^2 / C_s E_o^2 \quad : \text{Năng lượng ban đầu trong } L_p / \text{năng lượng trên } C_s,$$

$$\zeta = P / 2Z_o \quad : \text{Hệ số tắt dần,}$$

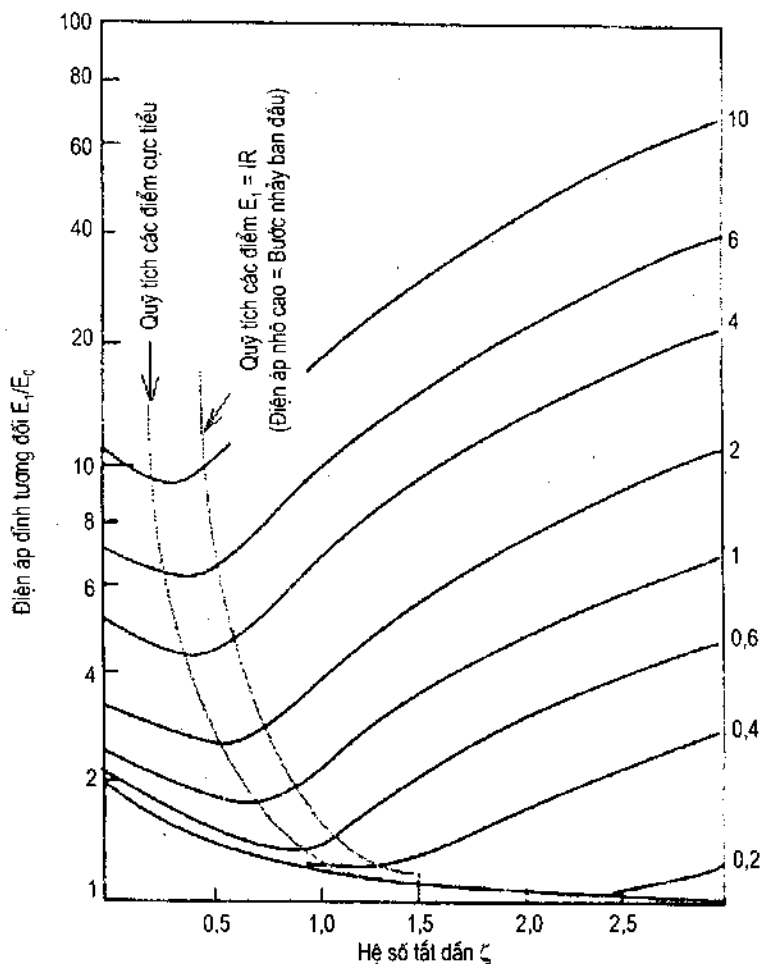
$$E_l = \quad : \text{Điện áp đỉnh,}$$

$$E_l/E_o = \quad : \text{Điện áp đỉnh tương đối.}$$

Trong đó các giá trị I_o , E_o , L_p là các giá trị đã biết. Cần xác định R_s , C_s theo điện áp đỉnh tương đối chấp nhận được.

Hình 1.49 thể hiện mối quan hệ giữa điện áp đỉnh tương đối với hệ số dòng ban đầu $E_l/E_o(\chi)$, trong đó hệ số tắt dần ζ là tham số. Từ đồ thị có thể thấy rằng với một χ xác định tồn tại một giá trị minimum cho điện áp đỉnh tương đối. Mặt khác những giá trị minimum này nhỏ hơn nếu χ nhỏ hơn,

nghĩa là Z_o nhỏ hơn hay C_s lớn hơn. Điều này cũng có nghĩa là nếu muốn giảm xung đỉnh điện áp thì tổn hao phát nhiệt sẽ lớn hơn.



Hình 1.49. Đường cong quan hệ giữa điện áp đỉnh tương đối với hệ số tắt dần (Hệ số dòng ban đầu là thông số).

Thủ tục xác định tối ưu mạch trợ giúp RC sử dụng đồ thị hình 1.49 sẽ rất đơn giản theo các bước sau:

1. Xác định E_o , I_o , L_p theo sơ đồ cụ thể.
2. Lựa chọn giá trị điện áp đỉnh tương đối theo mong muốn.
3. Tính E_1/E_o .

4. Từ đồ thị xác định giá trị χ và ζ .
5. Từ giá trị nhận được χ và ζ tính R_s và C_s .

Ta tiến hành tính toán theo ví dụ 1.2 sau đây. Nếu $I_o = 5 \text{ A}$, $E_o = 300 \text{ V}$, $L_p = 1 \mu\text{H}$ và $E_I = 400 \text{ V}$ thì $E_I/E_o = 1,33$. Theo đồ thị xác định được $\chi_o = 0,65$ và $\zeta_o = 0,8$. Từ đó tính được:

$$C_s = \left(\frac{I_o}{E_o} \right)^2 \left(\frac{L_p}{\chi_o^2} \right) = 657 \text{ pF}$$

$$R_s = 2\zeta_o \sqrt{\frac{L_p}{C_s}} = 61,4 \Omega$$

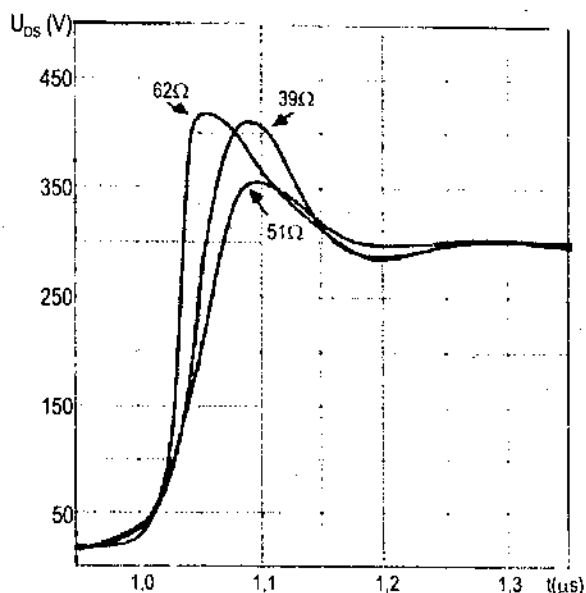
Chọn các giá trị tiêu chuẩn $C_s = 680 \text{ pF}$; $R_s = 62 \Omega$.

Đồ thị hình 1.49 chưa tính đến thời gian đóng cắt hữu hạn của van bán dẫn và tụ điện tương đương trên van. Để chính xác hơn các kết quả ta có thể dùng mô phỏng bằng MATLAB SIMILINK hoặc bằng PSPICE. Dạng của điện áp trên van với ví dụ trên đây và kết quả mô phỏng được biểu diễn trên hình 1.50 cho thấy giá trị tối ưu là $R_s = 51 \Omega$, các giá trị 62Ω và 39Ω đều cho xung điện áp trên van cao hơn. Như vậy đồ thị cho phép ta xác định thô các giá trị của mạch RC và mô phỏng cho phép ta tối ưu hoá với độ chính xác cao hơn.

Các giá trị E_o , I_o có thể xác định dễ dàng bằng việc phân tích mạch. Tuy nhiên giá trị L_p sẽ khó xác định hơn. Biện pháp đơn giản nhất là xác định L_p bằng thực nghiệm. Tiến hành đo chu kỳ dao động T_1 khi van đóng cắt, sau đó mắc song song với van một tụ điện thử, có giá trị đã biết C_{test} , đo chu kỳ dao động T_2 , sau đó tính L_p theo công thức sau:

$$L_p = (T_2^2 - T_1^2) \left(\frac{1}{4\pi^2 C_{test}} \right)$$

Với các van bán dẫn công suất lớn có thể xác định L_p nếu chấp nhận bước nhảy của điện áp trên van U_{step} , U_{CF} hoặc U_{DS} do tác dụng của di/dt .



Hình 1.50. Dạng điện áp trên van khi khoá lại với các R_s khác nhau.

Khi van mở ra, bước nhảy điện áp chấp nhận bằng:

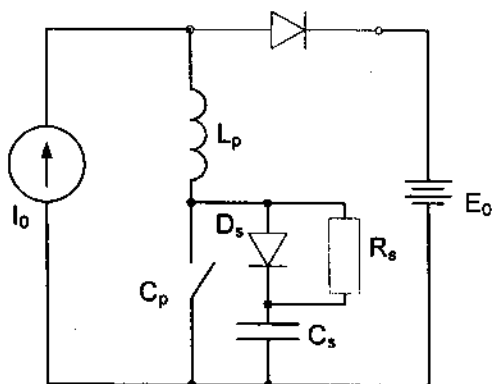
$$L = \frac{U_{step}}{(di/dt)}$$

Trong mạch dùng tiristo để giới hạn di/dt có thể bắt buộc phải sử dụng L_p nối tiếp với van. Khi đó việc xác định L_p sẽ dễ dàng hơn khi dựa vào thông số kỹ thuật của tiristo.

Mạch RC đơn giản có ứng dụng rộng rãi, chủ yếu trong các sơ đồ với công suất nhỏ và vừa. Đối với các phần tử không điều khiển như diôt hoặc điều khiển không hoàn toàn như tiristo, triac, mạch trợ giúp RC tối ưu thường được sử dụng và tỏ ra hoàn toàn phù hợp. Khi công suất lớn hơn và nhất là đối với các phần tử điều khiển hoàn toàn, khi đó có khả năng chủ động thời điểm khoá của van, như GTO, MOSFET, BJT, IGBT thì sử dụng những các mạch trợ giúp phức tạp hơn như mạch RCD giới thiệu sau đây sẽ mang lại những hiệu quả tốt hơn.

1.11.3. Mạch trợ giúp RCD

Trong mạch trợ giúp RC khi van mở ra tụ C_s phóng điện qua điện trở R_s , qua van. Dòng điện này có thể có đỉnh khá lớn, tuy nhiên thời gian rất ngắn nên không nguy hại nhiều lắm về phát nhiệt trên van. Thế nhưng dòng điện phóng của tụ gây phức tạp cho vấn đề di/dt và làm tăng thời gian mở của van. Mạch trợ giúp RCD (trở - tụ - diôt) có thể khắc phục nhược điểm này. Trong mạch RCD tụ vẫn phóng điện qua trở khi van mở nhưng giá trị của trở không tham gia vào vấn đề giảm xung điện áp đỉnh trên van nên giá trị có thể chọn linh hoạt hơn. Sơ đồ mạch RCD cho trên hình 1.51 bỏ qua điện cảm L_p .



Hình 1.51. Mạch trợ giúp RCD.

Mạch RCD có những ưu điểm hơn so với mạch RC như sau:

- Mạch cho phép suy giảm xung điện áp đỉnh và làm giảm tổn thất đóng cắt của van cũng như tổn thất trên mạch trợ giúp.
- Cho phép van làm việc trong vùng an toàn tốt hơn.

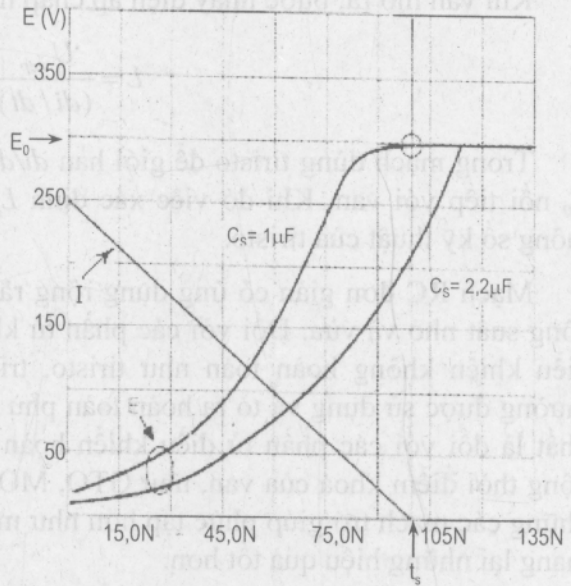
Nhược điểm của mạch là dòng nạp tụ lấy thẳng qua điôt, không phải là giá trị tối ưu, do đó quá điện áp E_I sẽ lớn hơn so với sơ đồ RC tối ưu.

Dạng sóng của quá trình khoá van cho trên hình 1.52. Có thể thấy là khi van bắt đầu khoá, điện áp trên van tăng chậm trong khi dòng bắt đầu giảm vì dòng đã chuyển sang mạch điôt, tụ, D-C. Như vậy van sẽ chuyển mạch trong vùng an toàn và tổn hao đóng cắt cũng giảm đáng kể.

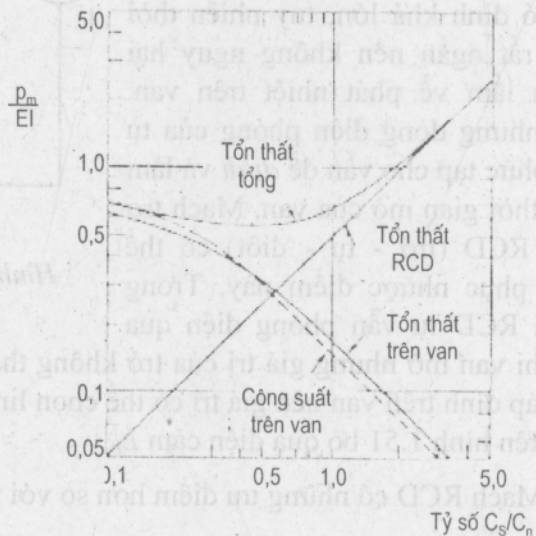
Phụ thuộc vào C_s , điện áp E có thể tăng tới E_o trước hoặc sau khi dòng đã về đến 0. Nếu áp tăng đến E_o đúng thời điểm dòng về đến 0 thì tụ $C_s = C_n$, trong đó

$$C_n = \frac{I_o t_s}{2E_o}$$
, với t_s là thời gian khoá của van.

Quan hệ giữa tổn hao công suất tổng (tổn hao trên van và tổn hao trên mạch trợ giúp) phụ thuộc tỷ số C_s/C_n được biểu diễn trên hình 1.53. Theo đồ thị khi C_s càng lớn thì tổn hao trên mạch trợ giúp càng lớn nhưng tổn hao đóng cắt thì nhỏ. Giá trị tối ưu về tổn hao công suất đạt được khi $C_s/C_n = 0,45$.



Hình 1.52. Dạng điện áp, dòng điện khi khoá van có mạch RCD.

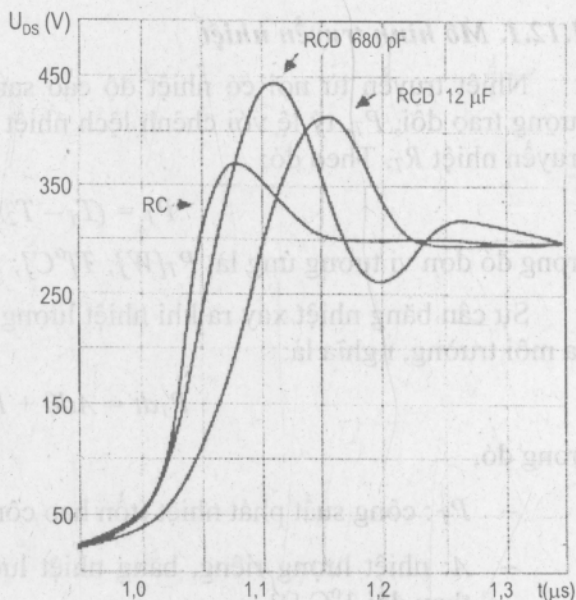


Hình 1.53. Tổn thất trên van và trên mạch RCD.

Khi muốn giảm tối đa tổn hao công suất có thể chọn $C_s = 0,5 C_n$. Chỉ cần chọn R_s để tụ phóng hết điện trong khoảng thời gian mở của van, t_{on} . Tụ sẽ phóng điện theo hàm mũ với hằng số thời gian $R_s C_s$. Như vậy có thể cho tụ phóng điện sau hai lần hằng số thời gian là đủ, nghĩa là có thể xác định R_s như sau:

$$R_s = \frac{t_{on}}{2C_s}$$

Khi có điện cảm L_p trong mạch, khi van khoá xuất hiện dao động điện áp. Vì vậy giá trị của tụ cần được chính xác hoá thêm. Có thể dùng mô phỏng hoặc đo trực tiếp để biết được hiệu quả của giá trị R_s , C_s đã xác định được. Cần thoả hiệp giữa độ quá áp và mong muốn giảm tổn thất trên sơ đồ. Hình 1.54 biểu diễn hình dạng điện áp trên van với các mạch trợ giúp khác nhau, RC và RCD, cho cùng ví dụ van khoá lại ở ví dụ trên đây. Mạch RC tối ưu cho điện áp đỉnh thấp nhất. Với mạch RCD, điện áp đỉnh giảm nếu tăng giá trị của tụ C_s . Tuy nhiên lưu ý rằng khi đó tổn thất trong mạch cũng sẽ tăng theo.



Hình 1.53. Dạng điện áp trên van với RCD.

Các phần tử bán dẫn công suất lớn hiện đại, như IGBT, có khả năng chịu du/dt và di/dt rất lớn. Đa số các ứng dụng với tần số nhỏ hơn 20kHz đều sử dụng IGBT “chuyển mạch nặng”, nghĩa là bỏ qua mạch trợ giúp. Tuy nhiên ở dải tần số lớn hơn thì tổn thất đóng cắt sẽ đóng vai trò chính, vì vậy việc phải sử dụng mạch trợ giúp là không tránh khỏi. Mạch trợ giúp cho các phần tử làm việc ở tần số cao cần có những nghiên cứu sâu thêm, ngoài phạm vi của tài liệu này.

1.12. Vấn đề làm mát van bán dẫn

Tổn hao công suất, bằng tích của dòng điện chạy qua phần tử với điện áp rơi trên phần tử, toả ra dưới dạng nhiệt trong quá trình làm việc. Nhiệt

lượng toả ra tỷ lệ với giá trị trung bình của tổn hao công suất. Trong quá trình làm việc nhiệt độ của bản thân cấu trúc bán dẫn phải luôn ở dưới một giá trị cho phép (khoảng 120°C đến 150°C theo đặc tính kỹ thuật của phần tử), vì vậy nhiệt lượng sinh ra cần phải được dẫn ra ngoài. Đó chính là quá trình làm mát các phần tử bán dẫn.

1.12.1. Mô hình truyền nhiệt

Nhiệt truyền từ nơi có nhiệt độ cao sang nơi có nhiệt độ thấp. Nhiệt lượng trao đổi, P_T , tỷ lệ với chênh lệch nhiệt độ theo hệ số, gọi là trở kháng truyền nhiệt R_T . Theo đó:

$$P_T = (T_1 - T_2)/R_T,$$

trong đó đơn vị tương ứng là: $P_T[W]$; $T[^\circ C]$; $R_T[^\circ C/W]$.

Sự cân bằng nhiệt xảy ra khi nhiệt lượng phát sinh bằng nhiệt lượng toả ra môi trường, nghĩa là:

$$P_T dt = A d\theta + B \theta dt,$$

trong đó,

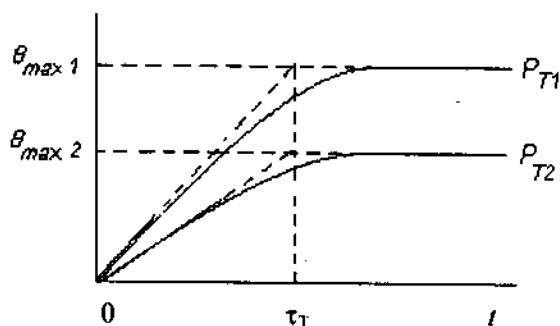
- P_T : công suất phát nhiệt (tổn hao công suất) trên phần tử $[W]$.
- A : nhiệt lượng riêng, bằng nhiệt lượng làm cho nhiệt độ phần tử thay đổi 1°C $[J]$.
- B : là công suất toả ra để nhiệt độ môi trường tăng thêm 1°C $[J]$.
- θ : chênh lệch nhiệt độ giữa phần tử và môi trường $[^\circ C]$.

Viết lại phương trình vi phân trên dưới dạng:

$$P_T = A \frac{d\theta}{dt} + B\theta.$$

Giả sử tại thời điểm $t = 0$ chênh lệch nhiệt độ là $\theta = 0$, nghiệm của phương trình trên sẽ là:

$$\theta = \theta_{\max} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_r}} \right),$$



Hình 1.55. Đường cong phát nhiệt.

trong đó: $\theta_{\max} = \frac{P_T}{B}$ là chênh lệch nhiệt độ lớn nhất đạt được;

$\tau_T = \frac{A}{B}$ là hằng số thời gian nhiệt.

Đường cong thay đổi nhiệt độ được thể hiện trên hình 1.55 ứng với hai công suất phát nhiệt khác nhau $P_{T1} > P_{T2}$.

Dạng đường cong nhiệt độ như trên hình 1.55 chỉ đúng cho môi trường đồng nhất, ví dụ một bản đồng hay nhôm. Tuy nhiên phần tử bán dẫn được gắn lên bộ phận tản nhiệt là một môi trường không đồng nhất. Vì thể tích nhỏ nên khả năng tích nhiệt kém, nhiệt độ trên phần tử sẽ tăng rất nhanh. Nhiệt lượng từ phần tử truyền ra tản nhiệt, từ tản nhiệt truyền ra môi trường. Sẽ có sự chênh lệch nhiệt độ giữa phần tử, cánh tản nhiệt, môi trường. Tương ứng giữa các bộ phận tiếp giáp nhau sẽ có một trở kháng truyền nhiệt khác nhau. Mô hình của hệ thống truyền nhiệt như vậy cho trên hình 1.56, trên đó cũng thể hiện đường nhiệt độ giảm từ phần tử T_J , tới vỏ phần tử T_v , tới cánh tản nhiệt T_h , và tới môi trường T_a .

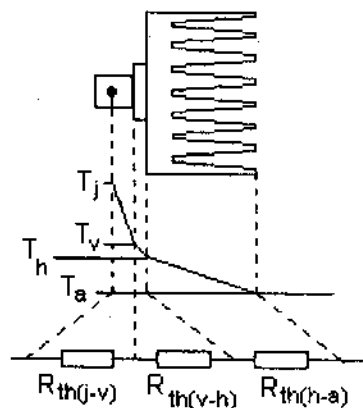
Dòng nhiệt truyền từ cấu trúc bán dẫn ra đến vỏ phần tử, từ vỏ tới cánh tản nhiệt, từ cánh tản nhiệt ra đến môi trường. Giữa các môi trường tiếp giáp nhau trở kháng nhiệt là: $R_{th(j-v)}$, $R_{th(v-h)}$, $R_{th(h-a)}$. Do đó trở kháng nhiệt sẽ bằng tổng trở kháng nhiệt giữa các vùng tiếp giáp nhau:

$$R_{th} = R_{th(j-v)} + R_{th(v-h)} + R_{th(h-a)}$$

Như vậy nhiệt độ giả tưởng của cấu trúc bán dẫn sẽ là:

$$T_J = T_a + P_T R_{th}$$

Biểu thức này thường được sử dụng để xác định R_{th} cần thiết khi biết nhiệt độ cho phép giới hạn T_J của phần tử, nhiệt độ làm việc của môi trường T_a và công suất phát nhiệt P_T .



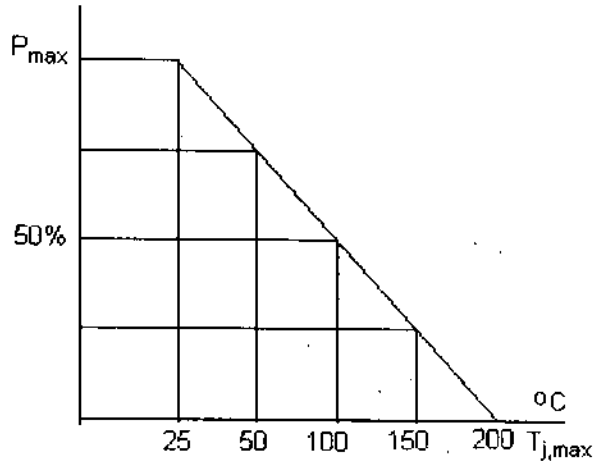
Hình 1.56. Mô hình truyền nhiệt.

1.12.2. Tính toán tản nhiệt

Giữa công suất lớn nhất có thể được toả ra ngoài môi trường và nhiệt độ vỏ phần tử phụ thuộc nhau theo biểu thức:

$$P_{\max} = \frac{T_{v,\max} - 25}{R_{th(j-v)}} = \text{const}$$

Trong đó giả thiết nhiệt độ môi trường là 25°C. Mỗi quan hệ này được biểu diễn trên đồ thị hình 1.57, theo đó khi nhiệt độ cấu trúc bán dẫn bằng nhiệt độ maximum cho phép $T_{j,\max}$ thì công suất toả ra sẽ bằng 0, đồng nghĩa với việc phân tử bị phá huỷ. Các số liệu này, kể cả đồ thị hình 1.57, cho mỗi phân tử bán dẫn, được cho trong đặc tính kỹ thuật của nhà sản xuất. Để đảm bảo nhiệt độ môi trường ở một nhiệt độ thích hợp ta phải gắn phân tử bán dẫn lên một cánh tản nhiệt. Khi đó công suất tản nhiệt lớn nhất được xác định là:



Hình 1.57. Đồ thị nhiệt độ và công suất tản nhiệt lớn nhất cho phép.

$$P_{\max} = \frac{T_{v,\max} - T_a}{R_{th(j-a)}}$$

Các ký hiệu trên mô hình truyền nhiệt hình 1.56 có ý nghĩa như sau:

- T_j : nhiệt độ của cấu trúc bán dẫn, cho bởi nhà sản xuất.
- T_v : nhiệt độ vỏ phân tử.
- T_h : nhiệt độ cánh tản nhiệt.
- T_a : nhiệt độ môi trường.
- P_T : tổn hao phát nhiệt trong phân tử, được tính toán bởi người sử dụng.
- $R_{th(j-v)}$: trở kháng nhiệt giữa cấu trúc bán dẫn và vỏ, cho bởi nhà sản xuất.
- $R_{th(v-h)}$: trở kháng nhiệt giữa vỏ và cánh tản nhiệt, phụ thuộc hình dạng, kích thước vỏ phân tử, cho bởi nhà sản xuất.
- $R_{th(h-a)}$: trở kháng nhiệt giữa cánh tản nhiệt và môi trường, cho bởi nhà sản xuất cánh tản nhiệt.

Nếu đã tính toán được tổn hao phát nhiệt trên phần tử $P_{th,max}$ thì có thể xác định được trở kháng truyền nhiệt theo yêu cầu của cánh tản nhiệt:

$$R_{th(h-a)} = \frac{T_{j,max} - T_a}{P_{th,max}} - (R_{th(j-v)} + R_{th(v-h)})$$

Giá trị $R_{th(h-a)}$ cho phép chọn được loại tản nhiệt theo yêu cầu dựa vào đặc tính của một số loại tản nhiệt do các nhà sản xuất cung cấp.

Ví dụ: Tiristo BTW 67-1200, vỏ loại CB-332, trở kháng nhiệt từ cầu trúc bán dẫn ra vỏ $R_{th(j-v)} = 0,93^{\circ}C/W$, trở kháng nhiệt từ vỏ ra tản nhiệt $R_{th(v-h)} = 0,1^{\circ}C/W$, $T_{j,max} = 110^{\circ}C$, $I_V = 25A$, $U_{ng,max} = 1200V$.

Giả sử tổn hao công suất trong quá trình làm việc đã tính toán được là 50W, nhiệt độ môi trường là $40^{\circ}C$. Trở kháng nhiệt của tản nhiệt yêu cầu là:

$$R_{th(h-a)} = \frac{T_{j,max} - T_a}{P_{th,max}} - (R_{th(j-v)} + R_{th(v-h)}) = \frac{110 - 40}{50} - (0,93 + 0,1) \\ = 0,37(^{\circ}C/W)$$

Từ giá trị này có thể chọn được loại tản nhiệt theo yêu cầu.

Câu hỏi ôn tập

1. Nêu các đặc tính cơ bản của các phần tử bán dẫn công suất?
2. Nêu cách lựa chọn các phần tử bán dẫn (điốt, tiristo, MOSFET, BJT, IGBT) cho một ứng dụng cụ thể?
3. Phân biệt vấn đề điều khiển giữa các van bán dẫn, tiristo với GTO, MOSFET và IGBT với BJT.
4. Có thể bảo vệ quá tải cho IGBT như thế nào?
5. Nêu các phương pháp tính toán tổn thất trên van bán dẫn?
6. Trình bày các phương pháp tính toán mạch trợ giúp đóng mở: RC đơn giản, RC tối ưu, RCD?
7. Thế nào là làm mát các van bán dẫn? Mô hình truyền nhiệt phục vụ cho tính toán làm mát như thế nào? Cho một ví dụ cụ thể.

Chương 2 CHỈNH LƯU

2.1. Các vấn đề chung

2.1.1. Các ứng dụng và phân loại các sơ đồ chỉnh lưu

Chỉnh lưu là thiết bị dùng để biến đổi nguồn điện xoay chiều thành nguồn điện một chiều, cung cấp cho nhiều loại phụ tải một chiều khác nhau. Có thể kể ra một số thiết bị điện hoặc các quy trình công nghệ yêu cầu nguồn điện một chiều sau đây:

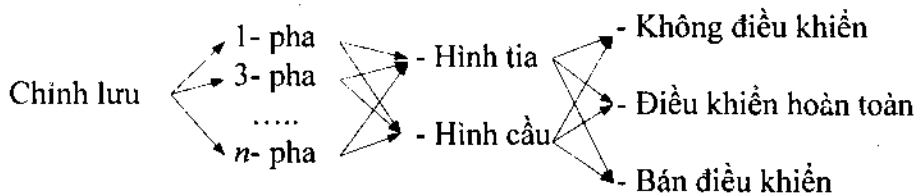
- Các động cơ điện một chiều.
- Hệ thống cung cấp kích từ cho các máy điện đồng bộ, máy phát hoặc động cơ.
- Các quá trình công nghệ điện hoá yêu cầu nguồn một chiều dòng điện rất lớn như mạ, điện phân, xử lý hoá học bề mặt, anốt hoá, ...
- Các hệ thống nạp điện cho ắc quy.
- Các bộ nguồn một chiều cho các thiết bị điều khiển, viễn thông.
- Trong hệ thống truyền tải điện một chiều với công suất rất lớn.
- ...

Ngoài ra, chỉnh lưu còn là khâu biến đổi năng lượng điện đầu vào, lấy từ lưới điện, trong các bộ biến đổi bán dẫn khác như các bộ biến tần. Nói chung, chỉnh lưu là một loại bộ biến đổi cơ bản, có vai trò cực kỳ quan trọng trong lĩnh vực biến đổi điện năng.

Chỉnh lưu được phân loại theo số pha của nguồn xoay chiều đầu vào, là chỉnh lưu một pha, ba pha hoặc n -pha. Nếu dòng xoay chiều đầu vào chạy giữa dây pha và dây trung tính thì chỉnh lưu gọi là hình tia. Nếu dòng chỉ chạy giữa các dây pha với nhau thì chỉnh lưu là sơ đồ cầu.

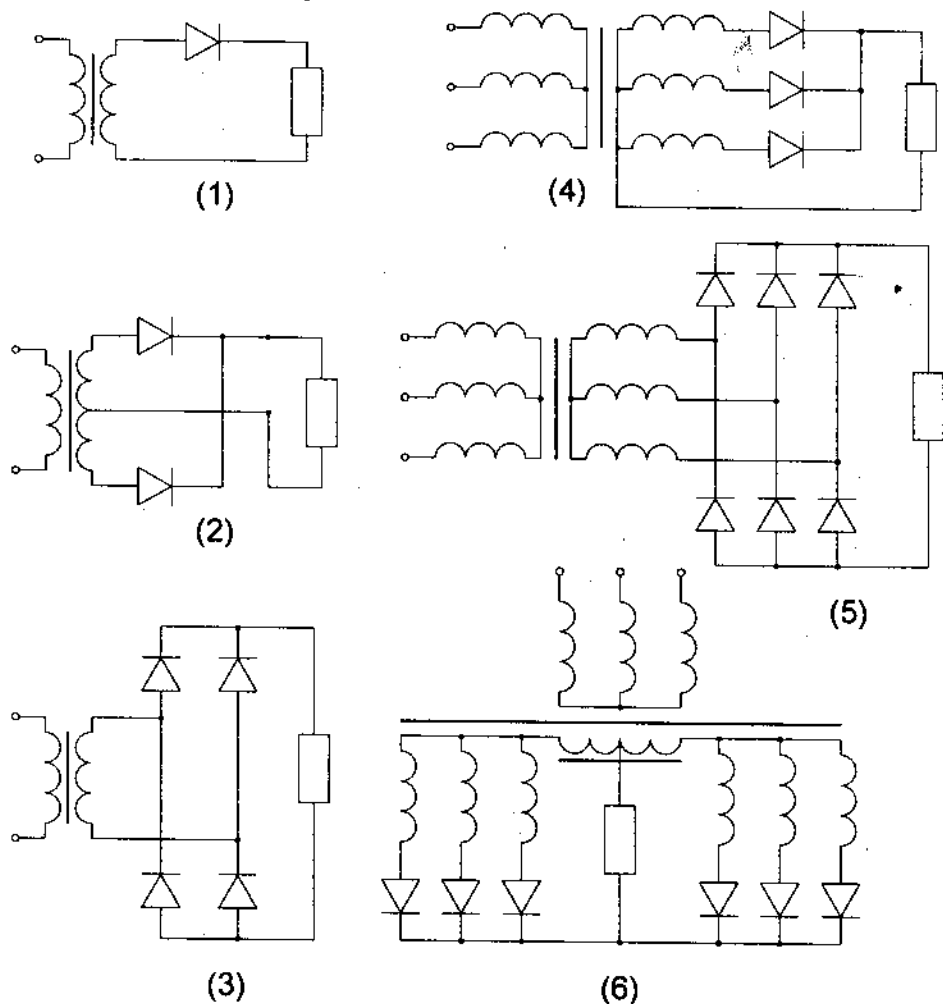
Chỉnh lưu gọi là không điều khiển, có điều khiển, bán điều khiển tùy theo sơ đồ dùng toàn diốt hay dùng tiristo, hoặc dùng cả hai loại van.

Theo các cách phân loại trên, chỉnh lưu được gọi tên theo sơ đồ sau:



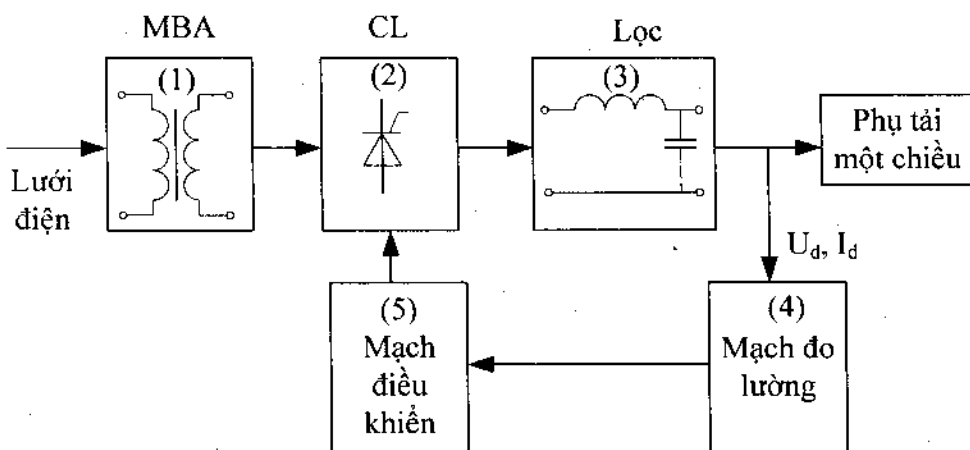
- Ví dụ:**
1. Sơ đồ chỉnh lưu một pha hình tia không điều khiển.
 2. Sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình cầu điều khiển hoàn toàn.
 3. Sơ đồ chỉnh lưu ba pha cầu, bán điều khiển.

Các sơ đồ chỉnh lưu cơ bản được biểu diễn trên hình 2.1. Từ các sơ đồ cơ bản này có thể xây dựng nên tất cả các sơ đồ chỉnh lưu phức tạp khác với công suất yêu cầu lớn bất kỳ.



Hình 2.1. Các dạng sơ đồ chỉnh lưu cơ bản. (1) Sơ đồ chỉnh lưu một pha, nửa chu kỳ; (2) Sơ đồ chỉnh lưu một pha hình tia; (3) Sơ đồ chỉnh lưu một pha cầu; (4) Sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình tia; (5) Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha; (6) Sơ đồ chỉnh lưu sáu pha có cuộn kháng cân bằng.

2.1.2. Cấu trúc chung của một sơ đồ chỉnh lưu



Hình 2.2. Cấu trúc của một sơ đồ chỉnh lưu.

Cấu trúc chung của một sơ đồ chỉnh lưu cho trên hình 2.2, bao gồm các thành phần chính sau đây:

1. MBA: Máy biến áp dùng để phối hợp mức điện áp giữa lưới điện và điện áp ở đầu vào chỉnh lưu. MBA là bộ phận bắt buộc đối với các sơ đồ hình tia nhưng không bắt buộc đối với các sơ đồ hình cầu.

2. CL: Sơ đồ van chỉnh lưu. Đây là bộ phận gồm các van bán dẫn được nối theo sơ đồ cầu hoặc sơ đồ hình tia, thực hiện chức năng biến đổi điện áp xoay chiều thành điện áp một chiều.

3. Khâu lọc: Gồm các phần tử phản kháng như tụ điện, cuộn cảm có chức năng san bằng điện áp chỉnh lưu, giảm thành phần đập mạch của điện áp ra một chiều đến một mức độ cho phép. Trong nhiều ứng dụng, nhất là với công suất lớn, bản thân phụ tải đã có tính chất lọc nên khâu lọc không nhất thiết phải có.

4. Mạch đo lường: Gồm các khâu tạo ra tín hiệu về dòng điện, điện áp, phục vụ cho các chức năng về điều chỉnh, các chức năng theo dõi, hiển thị và bảo vệ của cả hệ thống.

5. Mạch điều khiển: Đây là khâu quan trọng trong sơ đồ chỉnh lưu. Mạch điều khiển có nhiệm vụ tạo ra các xung điều khiển với góc pha điều khiển điều chỉnh được, đồng pha với điện áp lưới xoay chiều, đưa đến cực điều khiển của tiristo trong các khoảng thời gian mà điện áp anôt - catôt trên van đang dương. Mạch điều khiển phải có khả năng thay đổi góc điều khiển α trong toàn bộ dải điều chỉnh, về lý thuyết là từ 0° đến 180° , qua đó điều chỉnh được điện áp chỉnh lưu trong toàn bộ dải yêu cầu. Mạch điều khiển

cũng thực hiện các chức năng của các mạch vòng điều chỉnh tự động, các chức năng bảo vệ và tín hiệu hoá cho toàn hệ thống.

2.1.3. Các đặc tính cơ bản của sơ đồ chỉnh lưu

Các đặc tính của một sơ đồ chỉnh lưu thể hiện qua một nhóm các thông số cơ bản. Quá trình nghiên cứu các sơ đồ chỉnh lưu chính là để làm rõ sơ đồ chỉnh lưu có thoả mãn các yêu cầu đặt ra trong các ứng dụng cụ thể hay không, thông qua các thông số này. Các yêu cầu kỹ thuật thường cho dưới dạng:

- Giá trị điện áp và dòng điện chỉnh lưu (U_d, I_d), hoặc điện áp và công suất chỉnh lưu yêu cầu (U_d, P_d).

- Điện áp nguồn xoay chiều đầu vào, ví dụ, điện áp lấy vào từ lưới điện, một pha hoặc ba pha.

Vì vậy các thông số cơ bản của sơ đồ chỉnh lưu phải được biểu diễn qua các yêu cầu này, bao gồm:

1. Các thông số đánh giá chất lượng của điện áp chỉnh lưu. Điện áp chỉnh lưu không có dạng bằng phẳng hoàn toàn mà có dạng đập mạch vì nó được tạo thành từ các mảnh của điện áp xoay chiều hình sin. Số lần lặp lại của các đoạn điện áp xoay chiều này gọi là số lần đập mạch của điện áp chỉnh lưu. Thông số này xác định độ “bằng phẳng” của điện áp một chiều đầu ra. Số lần đập mạch càng lớn càng tốt vì sẽ càng dễ làm phẳng điện áp chỉnh lưu hơn.

2. Các thông số về van. Các thông số này cần thiết để có thể lựa chọn được van cho một sơ đồ chỉnh lưu. Hai thông số cần thiết nhất để chọn van trong mạch chỉnh lưu là:

- Dòng trung bình qua van, biểu diễn qua dòng chỉnh lưu $I_D(I_d)$.

- Giá trị điện áp ngược lớn nhất trên van, biểu diễn qua điện áp chỉnh lưu yêu cầu, $U_{D,max}(U_d)$.

3. Các thông số của máy biến áp. Các thông số này cần thiết cho việc thiết kế, chế tạo máy biến áp. Để chế tạo một máy biến áp cần biết được:

- Công suất tính toán máy biến áp phụ thuộc công suất chỉnh lưu cầu, $S_{ba}(P_d)$. Công suất này xác định kích thước cũng như trọng lượng sắt của mạch từ máy biến áp.

- Điện áp trên cuộn sơ cấp, thứ cấp máy biến áp, phụ thuộc điện áp lưới và điện áp chỉnh lưu yêu cầu, $U_1, U_2(U_d)$. Các điện áp này xác định số vòng dây cuộn của mỗi cuộn dây.

- Giá trị hiệu dụng dòng sơ cấp, thứ cấp máy biến áp, phụ thuộc dòng chỉnh lưu yêu cầu, $I_1(I_d), I_2(I_d)$. Các giá trị này dùng để xác định tiết diện dây cuộn với mật độ dòng điện thường lấy từ 2 đến 2,5 A/mm².

4. Các thông số xác định ảnh hưởng của sơ đồ chỉnh lưu đối với lưới điện. Ảnh hưởng của sơ đồ chỉnh lưu với điện áp lưới thể hiện qua độ méo phi tuyến của dòng xoay chiều đầu vào chỉnh lưu và hệ số công suất $\cos\varphi$, trong đó φ là góc lệch pha giữa dòng điện và điện áp đầu vào.

– Dòng điện đầu vào chỉnh lưu không có dạng sin, vì vậy có thể gây nên méo điện áp lưới, ảnh hưởng đến các phụ tải khác, đặc biệt đối với lưới điện yếu hoặc khi công suất chỉnh lưu chiếm phần đáng kể trong công suất trạm biến áp nguồn. Đánh giá độ méo phi tuyến cho phép xác định có cần các bộ lọc đầu vào chỉnh lưu hay không hoặc phải chuyển sang dùng các sơ đồ nhiều pha để giảm thiểu ảnh hưởng của chỉnh lưu đối với lưới điện.

– Các sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển có hệ số công suất $\cos\varphi$ thấp, nhất là ở dải điều chỉnh rộng. Mặt khác do dòng đầu vào chỉnh lưu chứa nhiều thành phần sóng hài bậc cao nên không thể dùng các biện pháp bù công suất phản kháng bằng tụ tĩnh điện như với lưới điện thông thường. Vì vậy việc xác định hệ số công suất của sơ đồ chỉnh lưu giúp cho việc thiết kế, tính toán hệ thống điện cung cấp hợp lý. Nếu có thể trong các ứng dụng nên lựa chọn một sơ đồ chỉnh lưu không điều khiển.

2.2. Sơ đồ chỉnh lưu một pha, nửa chu kỳ

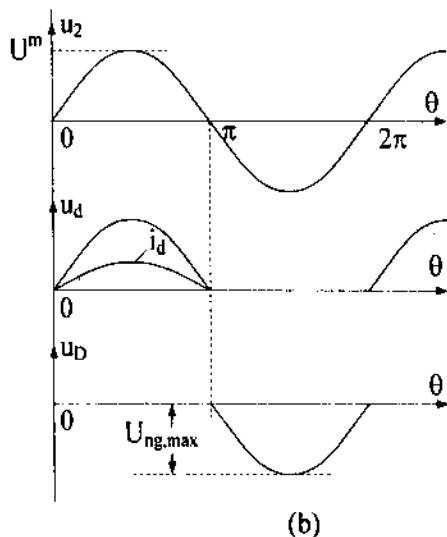
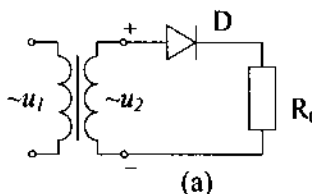
2.2.1. Sơ đồ dùng diôt

Đây là sơ đồ chỉnh lưu đơn giản nhất, rất ít ứng dụng thực tế. Sơ đồ cho trên hình 2.3.a, chỉ được xét đến với mục đích minh họa những khái niệm cơ bản liên quan đến các bộ chỉnh lưu.

Giả sử tải là thuần trở. Trên sơ đồ điện áp sơ cấp và thứ cấp máy biến áp đều có dạng sin:

$$u_1 = U_1^m \sin \theta;$$

$$u_2 = U_2^m \sin \theta$$



Hình 2.3. Chỉnh lưu một pha, nửa chu kỳ. (a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử.

Trong đó:

U_1^m, U_2^m : giá trị biên độ của điện áp xoay chiều sơ cấp và thứ cấp máy biến áp, [V];

$U^m = \sqrt{2}U$: với U là giá trị hiệu dụng;

$\theta = \omega t$: góc pha, [rad];

$\omega = 2\pi f$: tần số góc, [rad/s];

f : tần số điện áp lưới, [Hz].

Giả thiết trong nửa chu kỳ đầu của điện áp lưới, $\theta = 0 \div \pi$, cực tính điện áp thứ cấp máy biến áp được đánh dấu như hình vẽ (hình 2.3.a). Điốt D được phân cực thuận nên D dẫn, nối tải R_l vào nguồn. Điện áp trên tải lặp lại như điện áp u_2 . Nếu tải là thuần trở, dòng tải sẽ lặp lại như dạng điện áp, với giá trị:

$$i_d = \frac{u_2}{R_l}.$$

Dạng điện áp và dạng dòng tải trong khoảng $\theta = 0 \div \pi$ biểu diễn trên đồ thị hình 2.3.b.

Đến nửa chu kỳ sau điện áp xoay chiều đầu vào đảo cực tính, dòng tải có xu hướng đảo chiều. Tuy nhiên điốt không cho dòng chạy qua theo chiều ngược lại nên điốt khoá lại, ngắt tải ra khỏi nguồn. Điện áp và dòng trên tải bằng không.

Trong khoảng $\theta = \pi \div 2\pi$ điốt D không thông. Điện áp đặt lên điốt lặp lại như dạng điện áp nguồn u_2 và có cực tính ngược đối với điốt.

Từ hình 2.3 (b) có thể tính được giá trị điện áp chỉnh lưu trung bình:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi u_2 d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_2^m \sin \theta d\theta = \frac{U_2^m}{2\pi} (-\cos \theta) \Big|_0^\pi = \frac{U_2^m}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}.$$

Tương tự dòng tải trung bình được tính bằng:

$$I_d = \frac{U_d}{\pi} = \frac{U_2^m}{\pi R_l} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_l}.$$

Điện áp ngược lớn nhất trên điốt bằng giá trị biên độ của điện áp xoay chiều u_2 , bằng:

$$U_{ng, \max} = U_2^m = \sqrt{2}U_2.$$

2.2.2. Sơ đồ dùng tiristo, tải trở cảm

Sơ đồ chỉnh lưu trên hình 2.3 có rất ít ứng dụng thực tế. Tuy nhiên sơ đồ trên hình 2.4.a lại được dùng khá phổ biến, nhất là cho các mạch kích từ máy điện một chiều và các máy phát đồng bộ, công suất nhỏ.

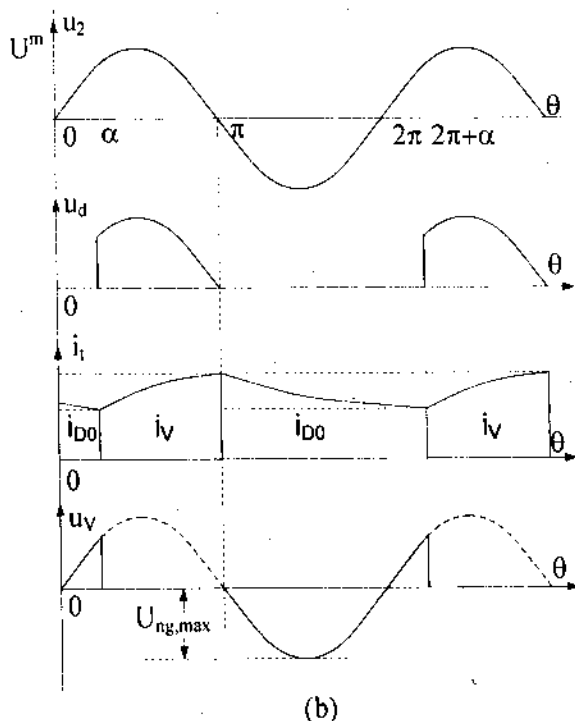
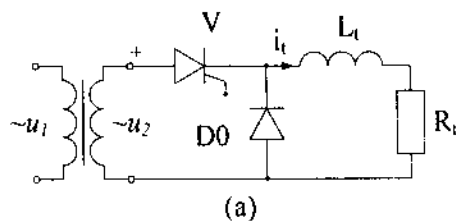
Đặc điểm của các cuộn kích từ là có điện cảm lớn, vì vậy ta xét tải của sơ đồ ở đây là tải trở cảm, $R-L$. Vì tải có tính cảm lớn nên sơ đồ phải có diốt D0, gọi là diốt không, tạo đường dẫn cho dòng tải khi tiristo khoá và điện áp trên tải u_d có một cực tính.

Nguyên lý làm việc của sơ đồ trên hình 2.4.a như sau:

Giả sử tiristo V nhận được tín hiệu điều khiển chậm sau điểm điện áp nguồn qua không một góc α , gọi là góc điều khiển, V sẽ thông. Đến thời điểm $\theta = \pi$ điện áp nguồn bắt đầu đổi dấu, dẫn đến diốt D0 được phân cực thuận. D0 mở ra, đặt điện áp ngược lên tiristo V làm V khoá lại. Do tính chất cảm của tải, dòng điện vẫn tiếp tục chạy theo chiều như cũ và được nối vòng qua diốt D0. Ta nói tải bị ngắn mạch qua diốt D0 và điện áp trên tải bằng 0.

Nếu đến thời điểm $\theta = 2\pi + \alpha$ có tín hiệu điều khiển tiếp theo, dòng qua tải chưa về đến 0, tiristo sẽ bắt đầu dẫn dòng với giá trị ban đầu khác 0. Chế độ này gọi là chế độ dòng liên tục, như ví dụ được mô tả trên đồ thị hình 2.4.b qua dạng dòng tải i_t .

Nếu dòng qua diốt D0 bằng 0 trước khi thời điểm $\theta = 2\pi + \alpha$, tiristo sẽ bắt đầu dẫn dòng từ 0. Chế độ này gọi chế độ dòng gián đoạn.



Hình 2.4. Chỉnh lưu một pha, nửa chu kỳ, có điều khiển. (a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử.

Dạng điện áp, dòng điện trên tải và điện áp ngược đặt lên tiristo u_V biểu diễn trên hình 2.4.b. Có thể xác định được giá trị tức thời của dòng tải qua các dòng điện chạy qua tiristo và điốt như sau:

– Trong chế độ dòng liên tục:

$$i_t = \frac{U_2^m}{Z} \left\{ \frac{e^{-a(\theta-\alpha)}}{1-e^{-a\alpha}} [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi)] + \sin(\theta - \varphi) \right\}$$

$$i_{D0} = \frac{U_2^m}{Z} \left\{ \frac{e^{-a(\theta-\alpha)}}{1-e^{-a\alpha}} [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi)] - e^{a(\theta-\pi)} \sin \varphi \right\}$$

Trong đó: $a=R/X_L$; $X_L=\omega L_t$; $Z=\sqrt{R_t^2+X_L^2}$; $\varphi=\arctg\left(\frac{X_L}{R_t}\right)$.

– Trong chế độ dòng gián đoạn:

$$i_t = \frac{U_2^m}{Z} [\sin(\theta - \varphi) - e^{a(\theta-\alpha)} \sin(\alpha - \varphi)]$$

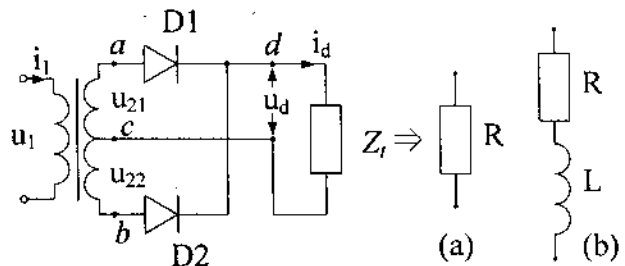
$$i_{D0} = \frac{U_2^m}{Z} [\sin(\theta - \varphi) - e^{a(\pi-\alpha)} \sin(\alpha - \varphi)] e^{a(\theta-\pi)}$$

Việc phân tích sơ đồ trên đây cho thấy để xác định giá trị tức thời của dòng điện cho một sơ đồ đơn giản nhưng kết quả lại hoàn toàn không đơn giản. Chính vì vậy phải đưa ra một số giả thiết gần đúng để đơn giản hoá quá trình phân tích các sơ đồ nhưng vẫn đảm bảo độ chính xác cần thiết cho các ứng dụng thực tế. Đó là cách mà ta sẽ áp dụng cho các sơ đồ sau đây.

2.3. Chỉnh lưu một pha, hình tia

2.3.1. Chỉnh lưu điốt

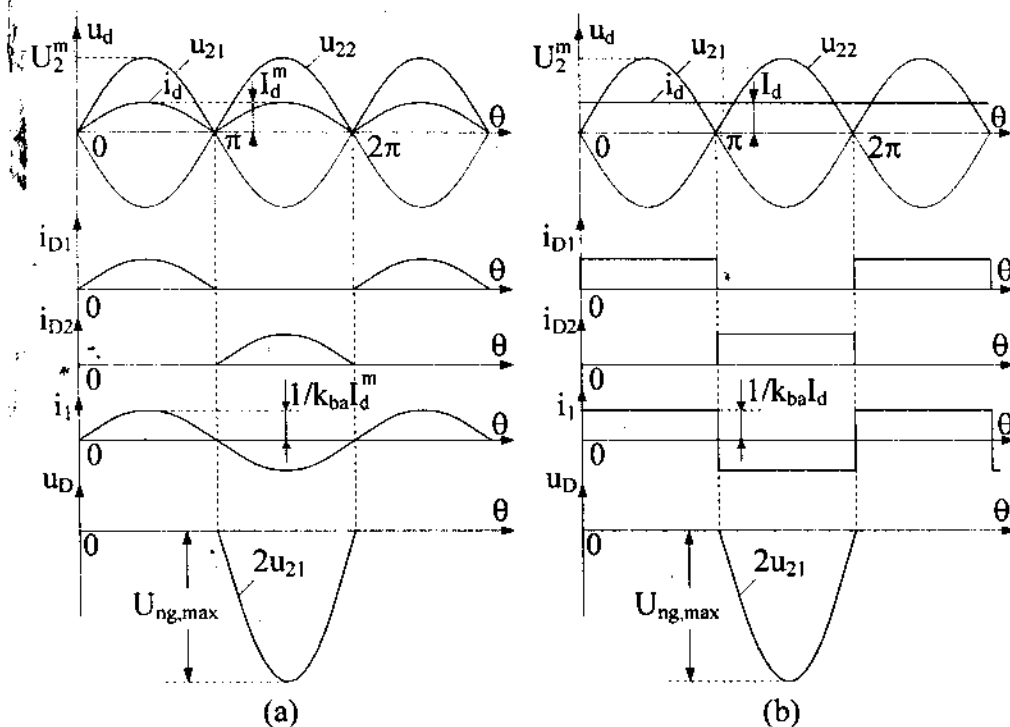
Chỉnh lưu một pha hình tia cấu tạo từ máy biến áp và hai điốt D1, D2 như được thể hiện trên hình 2.5. Thứ cấp máy biến áp gồm hai nửa cuộn dây; có cực tính dây cuộn như biểu diễn trên hình vẽ, do đó điện áp thứ cấp u_{21} , u_{22} có giá trị bằng nhau nhưng ngược pha nhau 180° .



Hình 2.5. Sơ đồ chỉnh lưu một pha hình tia. (a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm.

Từ sơ đồ nguyên lý có thể thấy rằng, trong nửa chu kỳ đầu của điện áp nguồn, khi $u_{ac} > 0$, $u_{bc} < 0$, diốt D1 thông, $u_d = u_{dc} = u_{ac} = u_{21}$. Đến nửa chu kỳ sau, điện áp nguồn đảo cực tính, $u_{ac} < 0$, $u_{bc} > 0$, diốt D2 thông, $u_d = u_{dc} = u_{bc} = u_{22}$. Điện áp trên tải có dạng đập mạch với cực tính điểm d dương hơn so với điểm c .

Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ ứng với hai loại tải thuần trở và trở cảm được biểu diễn trên hình 2.6a và 2.6b.



Hình 2.6. Dạng điện áp, dòng điện của các phần tử trên sơ đồ hình 2.5.

(a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm.

1. Xét trường hợp tải thuần trở

Trên sơ đồ, giá trị tức thời của điện áp sơ cấp máy biến áp bằng:

$$u_1 = U_1^m \sin(\omega t) = U_1^m \sin \theta,$$

với $\theta = \omega t$: góc pha;

$\omega = 2\pi f$: tần số góc;

f : tần số điện áp lưới;

$U_1^m = \sqrt{2}U_1$: giá trị biên độ của điện áp lưới;

U_1 : giá trị hiệu dụng.

Tương tự như vậy, giá trị tức thời của điện áp phía thứ cấp máy biến áp bằng:

$$u_{21} = -u_{22} = U_2^m \sin(\omega t) = U_2^m \sin \theta,$$

với các ký hiệu có ý nghĩa như đã nêu trên.

Trên đồ thị hình 2.6.a giá trị tức thời của điện áp chỉnh lưu u_d là đường bao phía trên của hai điện áp u_{21} và u_{22} . Vì vậy giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu bằng:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_2^m \sin \theta = \frac{U_2^m}{\pi} (-\cos \theta) \Big|_0^\pi = \frac{2U_2^m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}$$

$$U_d \approx 0,9U_2$$

Với tải thuần trở, dạng dòng điện lặp lại giống như dạng điện áp, như được biểu diễn ngay phía dưới đường điện áp chỉnh lưu. Ký hiệu giá trị biên độ của dòng chỉnh lưu là I_d^m , có thể biểu diễn giá trị dòng trung bình qua giá trị biên độ như sau:

$$I_d = \frac{2I_d^m}{\pi}.$$

Dòng qua cuộn thứ cấp máy biến áp cũng chính là dòng qua các điôt D1, D2, có dạng là các nửa hình sin với biên độ bằng I_d^m . Từ đó có thể tính được giá trị hiệu dụng:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_d^m \sin \theta)^2 d\theta} = \frac{I_d^m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\int_0^\pi \frac{1 - \cos 2\theta}{2} d\theta} = \frac{I_d^m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{1}{2}\pi} = \frac{I_d^m}{2}$$

Từ đó biểu diễn dòng hiệu dụng I_2 qua dòng chỉnh lưu trung bình I_d như sau:

$$I_2 = \frac{\pi}{4} I_d.$$

Dòng qua cuộn sơ cấp máy biến áp i_1 có dạng sin với biên độ chỉ khác biên độ dòng thứ cấp qua tỷ số máy biến áp. Vì vậy có thể tính được:

$$I_1 = \frac{I_1^m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_d^m}{k_{ba}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_d}{k_{ba}},$$

trong đó $k_{ba} = U_1/U_2$ là tỷ số máy biến áp.

Bây giờ có thể tính được công suất tính toán của máy biến áp qua công suất chỉnh lưu yêu cầu như sau:

$$S_{ba} = \frac{S_1 + S_2}{2},$$

trong đó:

$$S_1 = U_1 I_1 = k_{ba} U_2 I_1 = k_{ba} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_d}{k_{ba}} = \frac{\pi^2}{8} P_d,$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 2 \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{\pi}{4} I_d = \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} P_d,$$

$$S_{ba} = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} + \frac{\pi^2}{8} \right) P_d \approx 1,48 P_d.$$

Có thể thấy rằng $S_2 > S_1$, đó là vì dòng qua cuộn thứ cấp có dạng không đối xứng. Biểu thức công suất tính toán máy biến áp nói lên rằng máy biến áp phải có công suất lớn hơn 1,48 lần công suất chỉnh lưu yêu cầu. Nói một cách khác, chỉnh lưu hình tia một pha chỉ sử dụng được 66% công suất huy động từ lưới điện.

Mỗi điôt dẫn dòng trong một nửa chu kỳ nên dòng trung bình qua van bằng:

$$I_D = \frac{1}{2} I_d.$$

Khi điôt D1 khoá thì D2 dẫn, do đó điện áp trên điôt D1 chính bằng $u_{ac} = 2u_{21}$. Vậy điện áp ngược lớn nhất trên điôt, như biểu diễn trên đồ thị hình 2.6a, bằng hai lần giá trị biên độ của điện áp thứ cấp máy biến áp.

$$U_{ng, \max} = 2U_2^m = 2\sqrt{2}U_2.$$

2. Xét trường hợp tải trở cảm

Các điện cảm có tính chất cản trở sự thay đổi của dòng điện. Khi có một điện áp đặt lên một cuộn cảm L , dòng điện qua cuộn cảm sẽ có một biến thiên theo quy luật:

$$L \frac{di_L}{dt} = u_L, \text{ hay } \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} u_L.$$

Có thể hiểu rằng, nếu điện cảm L có giá trị đủ lớn thì tốc độ biến thiên của dòng điện di_L/dt sẽ rất chậm, đến mức có thể coi là dòng điện không đổi. Điều này dẫn đến giả thiết rằng, nếu điện cảm trong mạch một chiều có giá trị rất lớn, $L \approx \infty$, thì dòng điện hầu như không thay đổi giá trị sau mỗi chu kỳ điện áp lưới, hay nói cách khác, là dòng được là phẳng hoàn toàn. Giả thiết này làm đơn giản đáng kể quá trình phân tích các mạch chỉnh lưu, với sai số so với cách tính toán chính xác cỡ 15 – 20 %. Điều này là hoàn toàn có thể chấp nhận được trong thực tế.

Dạng điện áp, dòng điện của các phần tử trong trường hợp này cho trên hình 2.6b. Theo đồ thị dạng điện áp chỉnh lưu vẫn có dạng như trường hợp tải thuần trở nên có giá trị trung bình bằng:

$$U_d = \frac{2U_2^m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,9U_2.$$

Dòng hiệu dụng thứ cấp máy biến áp được tính rất đơn giản như sau:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_d)^2 d\theta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}.$$

Dòng hiệu dụng sơ cấp máy biến áp bằng:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_d}{k_{ba}}\right)^2 d\theta} = \frac{I_d}{k_{ba}}.$$

Công suất tính toán máy biến áp được tính bằng:

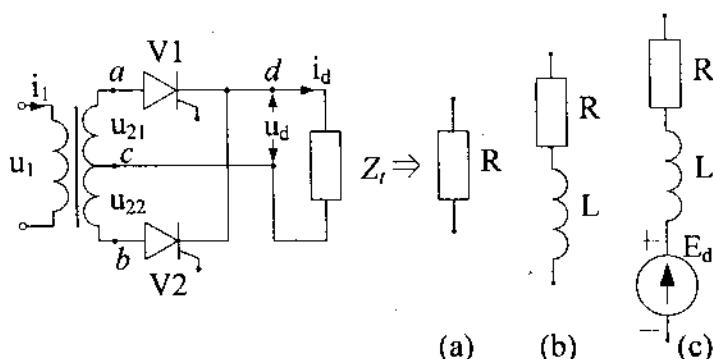
$$S_1 = U_1 I_1 = k_{ba} U_2 I_1 = k_{ba} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{I_d}{k_{ba}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} P_d,$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 2 \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = \frac{\pi}{2} P_d,$$

$$S_{ba} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} + \frac{\pi}{2} \right) P_d \approx 1,34 P_d.$$

Trong trường hợp này công suất máy biến áp yêu cầu nhỏ hơn so với khi tải thuần trở.

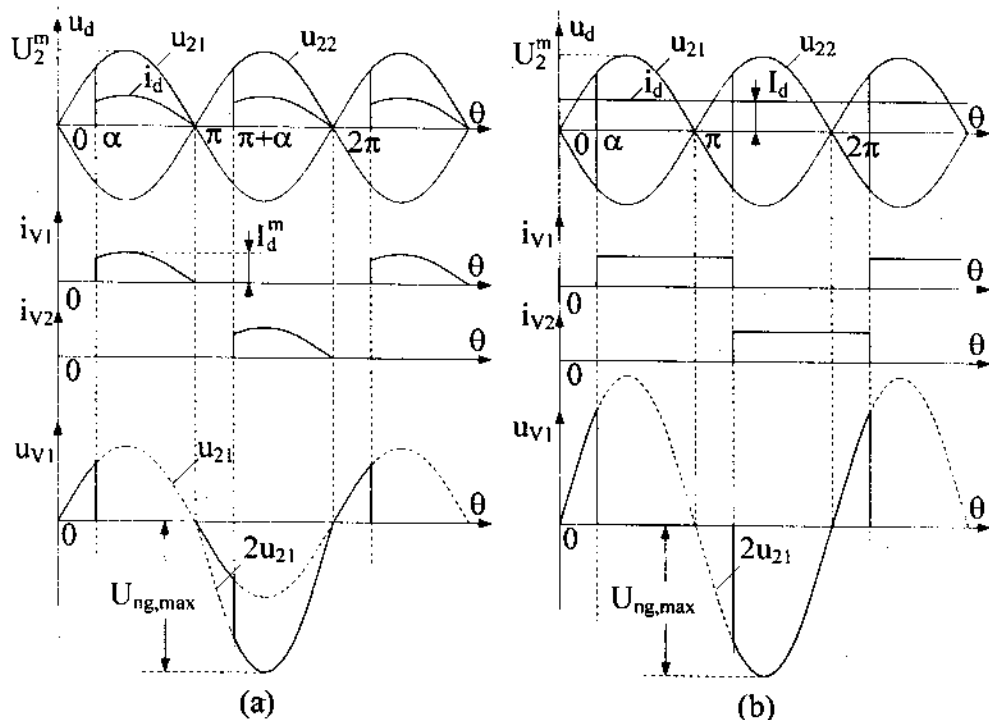
2.3.2. Chỉnh lưu một pha hình tia tiristo



Hình 2.7. Chỉnh lưu một pha hình tia tiristo. (a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm; (c) Tải có sức phản điện động.

Sơ đồ chỉnh lưu một pha hình tia dùng tiristo cho trên hình 2.7, với ba dạng tải đặc trưng khác nhau.

1. Xét trường hợp tải thuần trở



Hình 2.8. Dạng dòng điện, điện áp trên các phân tử trong sơ đồ hình 2.7.

(a) Trường hợp tải thuần trở; (b) Trường hợp tải trở cảm, $L = \infty$.

Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của sơ đồ trong trường hợp tải thuần trở cho trên hình 2.8a. Theo đồ thị có thể thấy rằng, trong khoảng $0 \leq \theta \leq \pi$, điện áp $u_{ac} > 0$, $u_{bc} < 0$, tiristo V1 được phân cực thuận. V1 có thể mở ra được nếu nhận được tín hiệu điều khiển. Tín hiệu điều khiển được đưa đến V1 tại thời điểm $\theta = \alpha$, trong đó α là góc chậm pha so với điểm điện áp nguồn qua không. α gọi là góc điều khiển. Khi V1 thông, điện áp trên tải lặp lại dạng của điện áp u_{ac} . Dòng i_d có dạng lặp lại dạng của u_d .

Đến cuối nửa chu kỳ, từ $\theta = \pi$, điện áp nguồn đổi cực tính, $u_{ac} < 0$, $u_{bc} > 0$, dòng trên tải có xu hướng chạy theo chiều ngược lại. Tuy nhiên tiristo không cho phép dòng chạy theo chiều ngược nên V1 khoá lại. Trong khoảng $\pi \leq \theta \leq \pi + \alpha$, V2 chưa nhận được tín hiệu điều khiển nên không có van nào dẫn. Điện áp và dòng trên tải đều bằng không.

V2 nhận được tín hiệu điều khiển mở tại thời điểm $\theta = \pi + \alpha$. Khi V2 mở, điện áp trên tải lặp lại dạng của điện áp u_{bc} .

Giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu được tính bằng:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_2^m \sin \theta d\theta = \frac{U_2^m}{\pi} (-\cos \theta) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{U_2^m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$= \frac{2U_2^m}{\pi} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right)$$

Với lưu ý rằng $\frac{2U_2^m}{\pi}$ chính là điện áp chỉnh lưu ở sơ đồ không điều khiển. Đặt $U_{d0} = \frac{2U_2^m}{\pi}$, viết lại biểu thức tính điện áp chỉnh lưu trung bình như sau:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right).$$

Biểu thức này thể hiện rõ đặc tính điều chỉnh điện áp của chỉnh lưu có điều khiển, đó là $\alpha = 0 \div \pi, U_{d\alpha} = U_{d0} \div 0$.

Điện áp trên tiristo bằng 0 khi van dẫn. Khi V2 dẫn điện áp trên V1 bằng $u_{ab} = 2u_{2f}$. Trong các khoảng $0 \leq \theta \leq \alpha, \pi \leq \theta \leq \pi + \alpha$, không có van nào dẫn dòng. Khi không có dòng tải, thế của điểm d bằng với thế của điểm c , do đó điện áp trên van V1 chính là điện áp $u_{ad} = u_{ac} = u_{2f}$. Điều này được thể hiện trên đồ thị dạng điện áp trên van u_{V1} trên hình 2.8a.

2. Xét trường hợp tải trở cảm

Với giả thiết điện cảm tải là vô cùng lớn, dòng tải có thể coi là được là phẳng hoàn toàn, $i_d = I_d$. Tiristo V1 bắt đầu dẫn dòng từ thời điểm $\theta = \alpha$. Trong khoảng $\pi \leq \theta \leq \pi + \alpha$, V2 chưa nhận được tín hiệu điều khiển nên chưa vào dẫn dòng, mặc dù vậy dòng tải vẫn giữ nguyên giá trị I_d và chạy theo chiều cũ. Vì vậy V1 vẫn tiếp tục phải dẫn dòng nên điện áp trên tải vẫn lặp lại điện áp u_{ac} , dẫn đến xuất hiện phản điện áp âm trên đường điện áp chỉnh lưu.

Theo đồ thị trên hình 2.8b, giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu được tính bằng:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_2^m \sin \theta d\theta = \frac{U_2^m}{\pi} (-\cos \theta) \Big|_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{2U_2^m}{\pi} \cos \alpha$$

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha.$$

Biểu thức cuối cùng thể hiện đặc tính điều chỉnh điện áp của chỉnh lưu có điều khiển, $\alpha = 0 \div \pi/2, U_{d\alpha} = U_{d0} \div 0$. Đây là biểu thức cho chỉnh lưu

hình tia một pha nhưng biểu thức này đúng cho mọi sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển khác, với mọi loại tải, miễn là dòng tải có dạng liên tục.

Có thể thấy trên đồ thị, khi góc điều khiển $\alpha = \pi/2$, phần diện tích dương và âm trên đường điện áp chỉnh lưu bằng nhau nên điện áp chỉnh lưu trung bình bằng 0.

Với tải trở cảm, V1 và V2 thay nhau dẫn trong mỗi nửa chu kỳ điện áp lưới. Khi V2 dẫn, điện áp trên van V1 là $u_{V1} = u_{ab} = 2u_{21}$, vì vậy dạng điện áp trên van V1 không có đoạn nhảy cấp tại thời điểm $\theta = \pi + \alpha$, như đối với tải thuần trở, (hình 2.8b).

3. Xét trường hợp tải có sức phản điện động (s.p.đ.đ.)

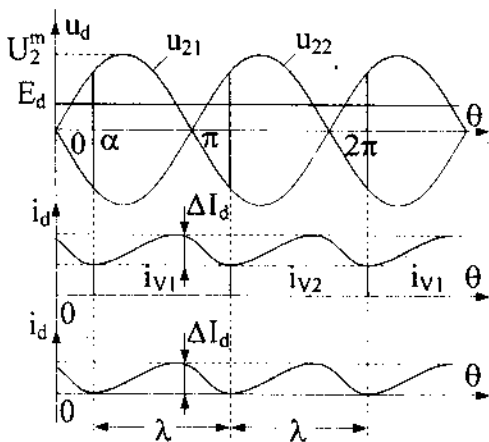
Đóng vai trò s.p.đ.đ. là một nguồn s.đ.đ. nào đó, có bản chất khác điện. Ví dụ s.đ.đ. của một ắc quy có bản chất là hoá năng. S.đ.đ. của mạch phản ứng động cơ điện một chiều có bản chất là cơ năng, $E_d = K\Phi\omega$, trong đó K là hằng số phụ thuộc cấu tạo động cơ, Φ là từ thông động cơ, ω là tốc độ góc trục động cơ. Chỉ khi có sự quay thì mới xuất hiện sức điện động tự cảm, chính là s.đ.đ. mạch phản ứng động cơ.

Nói chung s.đ.đ. thay đổi theo thời gian và theo chế độ làm việc. Ví dụ, s.đ.đ. của một ắc quy thay đổi theo quá trình nạp. S.đ.đ. phản ứng động cơ thay đổi theo tốc độ động cơ, bằng 0 khi động cơ bắt đầu khởi động và có một giá trị nhất định ứng với một tốc độ ω nào đó. Trong mạch một chiều của chỉnh lưu, s.đ.đ. đóng vai trò là *sức phản điện động* nếu cực tính của nó cản trở dòng i_d , nghĩa là dòng đi vào ở cực dương và đi ra ở cực âm của E_d .

Trong quá trình làm việc nếu E_d lớn, nó sẽ cản trở dòng i_d làm cho dòng có giá trị nhỏ. Khi đó năng lượng tích lũy trong cuộn cảm L sẽ không còn đủ để duy trì, kéo dài dòng điện, dẫn đến xuất hiện chế độ dòng gián đoạn.

Việc phân tích các yếu tố ảnh hưởng đến dòng điện, điện áp trên tải trong các sơ đồ chỉnh lưu trong chế độ dòng gián đoạn tương đối phức tạp. Dưới đây đưa ra cách phân tích đơn giản, áp dụng cho trường hợp tổng quát đối với các chỉnh lưu n -pha.

Trước hết cần hiểu rằng các chế độ dòng điện phụ thuộc vào mối quan hệ giữa các thông số của sơ đồ là: góc điều khiển α , các thông số của tải L_d , R_d . Để giúp



Hình 2.9. Hình dạng dòng điện, điện áp chỉnh lưu trong chế độ dòng liên tục và dòng tới hạn.

cho việc biểu diễn các biểu thức tính toán ngắn gọn hơn, ta đưa ra một số ký hiệu.

Góc điều khiển quy đổi về thời điểm điện áp nguồn qua 0:

$$\alpha^* = \alpha + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} \right), n \text{ là số lần đập mạch của điện áp chỉnh lưu.}$$

Các thông số của tải:

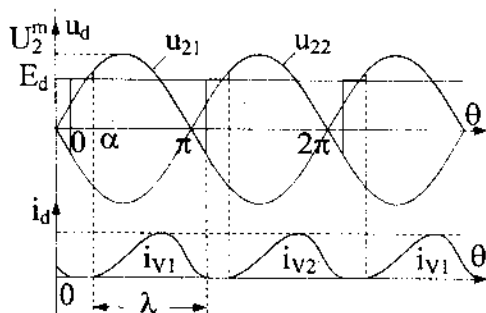
$$Z = \sqrt{R_d^2 + L_d^2}, Q = \frac{X_d}{R_d} = \frac{\omega L_d}{R_d}, \varphi = \arctg Q.$$

a) Chế độ dòng liên tục

Trong chế độ này giá trị bé nhất của dòng i_d lớn hơn 0, mỗi van dẫn trong khoảng bằng nhau và bằng $\lambda = 2\pi/n$. Ví dụ về hình dạng dòng điện, điện áp chỉnh lưu cho trường hợp dòng liên tục cho trên hình 2.9. Việc tính toán dựa vào các biểu thức sau:

$$U_{da} = U_{d0} \cos \alpha,$$

$$I_d = \frac{U_{da} - E_d}{R_d}.$$



b) Chế độ dòng gián đoạn

Trong chế độ này giá trị bé nhất của dòng i_d bằng 0, mỗi van dẫn trong khoảng $\lambda < 2\pi/n$. Hình dạng dòng điện, điện áp chỉnh lưu cho trên hình 2.10. λ xác định từ phương trình siêu việt sau:

Hình 2.10. Hình dạng dòng điện, điện áp chỉnh lưu trong chế độ dòng gián đoạn.

$$\sin(\alpha^* - \varphi + \lambda) - \sin(\alpha^* - \varphi) e^{-\frac{\lambda}{Q}} = \frac{E_d}{U_2^m} \frac{Z}{R_d} \left(1 - e^{-\frac{\lambda}{Q}} \right).$$

Sau khi xác định được λ sẽ xác định được điện áp chỉnh lưu trung bình:

$$U_{da} = \frac{n}{2\pi} \left\{ U_2^m [\cos \alpha^* - \cos(\alpha^* + \lambda)] + E_d \left(\frac{2\pi}{n} - \lambda \right) \right\}.$$

Dòng chỉnh lưu trung bình tính bằng:

$$I_d = \frac{U_{da} - E_d}{R_d}.$$

c) Chế độ tới hạn

Đây là chế độ ranh giới giữa chế độ dòng liên tục và dòng gián đoạn. Giá trị nhỏ nhất của i_d đúng bằng 0 và góc dẫn của van đúng bằng $\lambda = 2\pi/n$, như biểu diễn trên hình 2.9. Ứng với chế độ này góc điều khiển α có giá trị bằng góc tới hạn, xác định từ phương trình siêu việt sau:

$$\sin\left(\alpha_{th}^* - \varphi + \frac{2\pi}{n}\right) - \sin(\alpha_{th}^* - \varphi) e^{-\frac{2\pi}{nQ}} = \frac{E_d}{U_2^m} \frac{Z}{R_d} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{nQ}}\right).$$

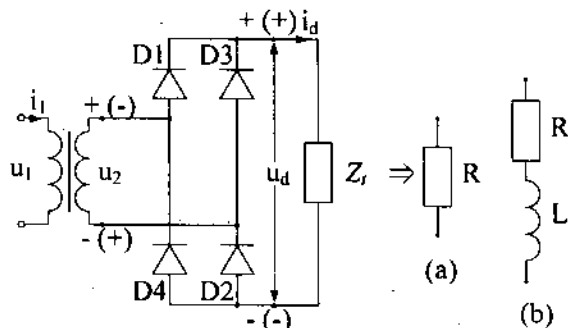
Khi góc điều khiển $\alpha^* < \alpha_{th}^*$ ta có chế độ dòng liên tục, tính toán như mục (a). Khi $\alpha^* > \alpha_{th}^*$ có chế độ dòng gián đoạn, tính toán như mục (b).

2.4. Chinh lưu cầu một pha

Chinh lưu cầu một pha có nhiều điểm giống với sơ đồ tia một pha, ví dụ như dạng điện áp chinh lưu, dạng dòng điện qua các van, ... Vì vậy ở đây sẽ chỉ chú ý đến các điểm khác biệt giữa hai sơ đồ, như khả năng sử dụng máy biến áp, dạng điện áp trên van.

2.4.1. Sơ đồ không điều khiển

Chinh lưu cầu một pha dùng diốt, có sơ đồ biểu diễn trên hình 2.11, cầu tạo từ 4 diốt, D1, D3 mắc catốt chung, D2, D4 mắc anốt chung. Sơ đồ có thể dùng máy biến áp hoặc nối trực tiếp vào lưới điện. Các diốt dẫn dòng theo từng cặp, D1 cùng D2 khi cực tính điện áp u_2 có dấu cộng, trừ không đổi trong ngoặc, D3 cùng D4 khi cực tính điện áp u_2 có dấu cộng, trừ đổi trong ngoặc. Kết quả là điện áp trên tải u_d lặp lại dạng của u_2 nhưng đã được "chinh lưu" lại để có dạng một chiều đập mạch. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ ứng với hai loại tải cho trên hình 2.12. Có thể thấy dạng điện áp chinh lưu, dạng dòng qua các van trong sơ đồ cầu giống như ở

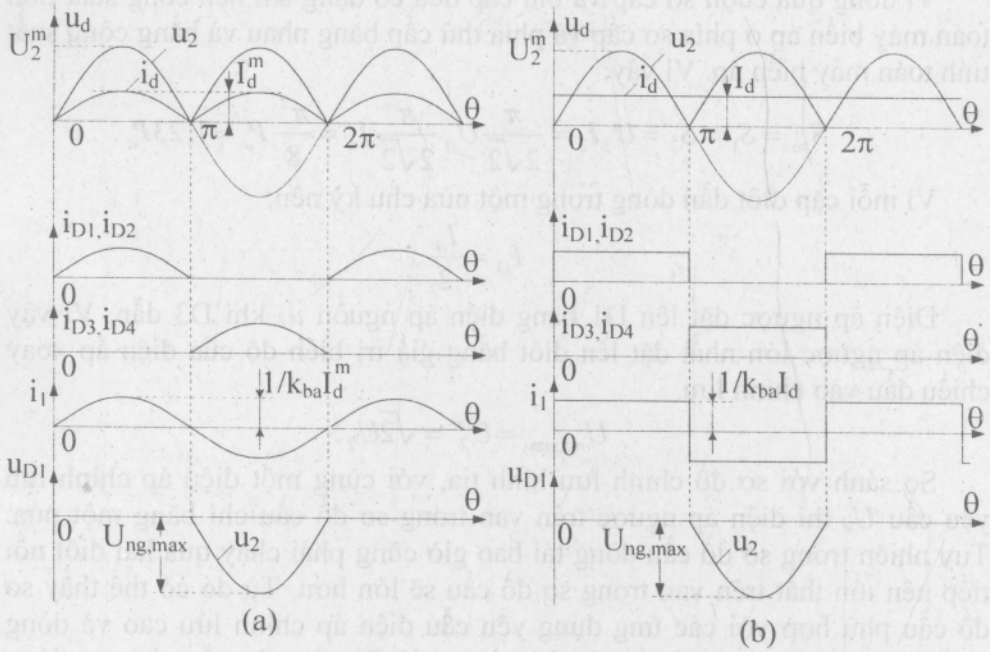


Hình 2.11. Sơ đồ chinh lưu cầu một pha.

(a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm.

sơ đồ hình tia, ngoại trừ dạng điện áp trên van chỉ là u_2 chứ không phải là $2u_2$.

1. Xét trường hợp tải thuần trở (xem đồ thị hình 2.12.a)



Hình 2.12. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha. (a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm.

Do dạng điện áp chỉnh lưu giống như trong sơ đồ hình tia nên điện áp chỉnh lưu trung bình bằng:

$$U_d = \frac{2U_2^m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,9U_2.$$

Dòng qua tải có dạng lặp lại dạng của điện áp chỉnh lưu nên có thể biểu diễn dòng trung bình qua giá trị biên độ như sau:

$$I_d = \frac{2I_d^m}{\pi}, \text{ hay ta viết lại là: } I_d^m = \frac{\pi}{2} I_d.$$

Dòng i_2 là dòng qua các cặp điôt (D1, D2) và (D3, D4) nên có dạng sin xoay chiều với biên độ bằng I_d^m , vì vậy có giá trị hiệu dụng bằng:

$$I_2 = \frac{I_d^m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d.$$

Vì dòng i_2 có dạng sin nên i_1 cũng có dạng sin, vì vậy:

$$I_1 = \frac{1}{k_{ba}} I_2 = \frac{1}{k_{ba}} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d.$$

Vì dòng qua cuộn sơ cấp và thứ cấp đều có dạng sin nên công suất tính toán máy biến áp ở phía sơ cấp và phía thứ cấp bằng nhau và bằng công suất tính toán máy biến áp. Vì vậy:

$$S_{ba} = S_1 = S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d = \frac{\pi^2}{8} P_d \approx 1,23 P_d.$$

Vì mỗi cặp điôt dẫn dòng trong một nửa chu kỳ nên:

$$I_D = \frac{I_d}{2}.$$

Điện áp ngược đặt lên D1 bằng điện áp nguồn u_2 khi D3 dẫn. Vì vậy điện áp ngược lớn nhất đặt lên điôt bằng giá trị biên độ của điện áp xoay chiều đầu vào chỉnh lưu.

$$U_{ng,max} = U_2^m = \sqrt{2} U_2.$$

So sánh với sơ đồ chỉnh lưu hình tia, với cùng một điện áp chỉnh lưu yêu cầu U_d thì điện áp ngược trên van trong sơ đồ cầu chỉ bằng một nửa. Tuy nhiên trong sơ đồ cầu dòng tải bao giờ cũng phải chạy qua hai điôt nối tiếp nên tổn thất trên van trong sơ đồ cầu sẽ lớn hơn. Từ đó có thể thấy sơ đồ cầu phù hợp với các ứng dụng yêu cầu điện áp chỉnh lưu cao và dòng điện nhỏ, còn sơ đồ hình tia phù hợp hơn với điện áp yêu cầu nhỏ mà dòng lại lớn.

2. Xét trường hợp tải trở cảm, $L_d \approx \infty$ (xem đồ thị hình 2.12b)

Điện áp chỉnh lưu trung bình vẫn bằng:

$$U_d = \frac{2U_2^m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,9U_2.$$

Dòng trung bình qua các điôt:

$$I_D = \frac{I_d}{2}.$$

Điện áp ngược lớn nhất trên van vẫn bằng giá trị biên độ của điện áp xoay chiều đầu vào:

$$U_{ng,max} = U_2^m = \sqrt{2} U_2.$$

Dòng qua thứ cấp máy biến áp có dạng các xung chữ nhật đối xứng với biên độ bằng I_d , vì vậy:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_d)^2 d\theta} = I_d.$$

Dòng qua phía sơ cấp máy biến áp cũng có dạng chữ nhật đối xứng nên:

$$I_1 = \frac{1}{k_{ba}} I_2 = \frac{1}{k_{ba}} I_d.$$

$$I_1 = \frac{1}{k_{ba}} I_2 = \frac{1}{k_{ba}} I_d.$$

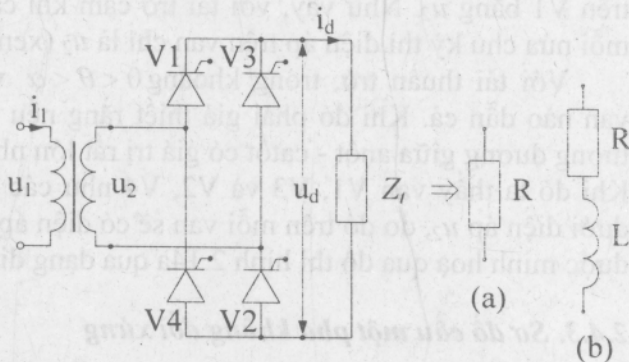
Công suất tính toán máy biến áp:

$$S_{bu} = S_1 = S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} P_d \approx 1,11 P_d.$$

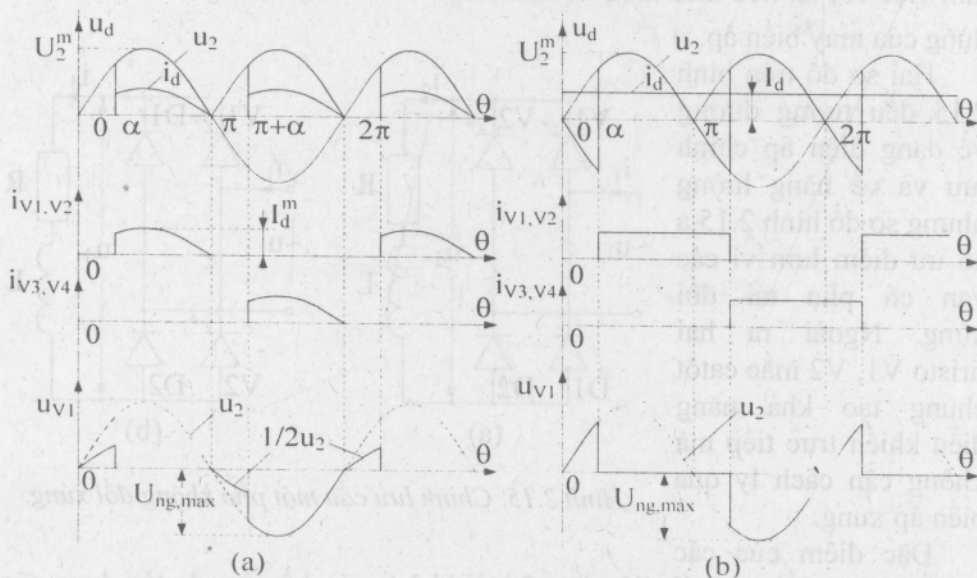
Công suất tính toán
máy biến áp nhỏ hơn so
với trường hợp tải thuần
trở.

2.4.2. Sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha có điều khiển

Sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha tiristo cho trên hình 2.13, với hai loại tải đặc trưng, thuần trở và trở cảm.



Hình 2.13. Sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha có điều khiển. (a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm.



Hình 2.14. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha tiristo. (a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm.

Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử cho trên hình 2.14, (a) cho tải thuần trở, (b) cho tải trở cảm với điện cảm tải vô cùng lớn. Có thể thấy dạng điện áp chỉnh lưu và dạng dòng qua các van giống hoàn toàn như ở sơ đồ hình tia một pha (xem hình 2.8). Vì vậy các biểu thức tính toán cũng giống như vậy.

Điểm khác biệt chủ yếu giữa hai sơ đồ là dạng điện áp trên van. Xét sơ đồ hình 2.13, ví dụ đối với van V1, có thể thấy rằng nếu V3 dẫn thì điện áp trên V1 bằng u_2 . Như vậy, với tải trở cảm khi các van thay nhau dẫn trong mỗi nửa chu kỳ thì điện áp trên van chỉ là u_2 (xem đồ thị hình 2.14b).

Với tải thuần trở, trong khoảng $0 < \theta < \alpha$ và $\pi < \theta < \pi + \alpha$ không có van nào dẫn cả. Khi đó phải giả thiết rằng nếu van không dẫn thì điện trở tương đương giữa anôt - catôt có giá trị rất lớn nhưng hữu hạn và bằng nhau. Khi đó ta thấy van V1, V3 và V2, V4 như các điện trở nối tiếp nhau nằm dưới điện áp u_2 , do đó trên mỗi van sẽ có điện áp bằng một nửa u_2 . Điều này được minh họa qua đồ thị hình 2.14a qua dạng điện áp trên van V1.

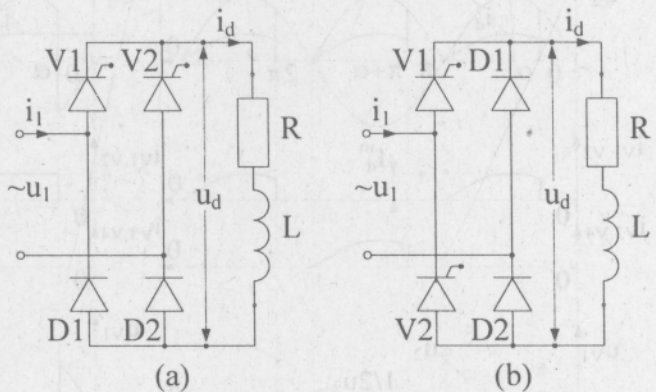
2.4.3. Sơ đồ cầu một pha không đối xứng

Sơ đồ cầu một pha có dạng không đối xứng, hay còn gọi là sơ đồ bán điều khiển, có hai dạng như được biểu diễn trên hình 2.15. Cả hai sơ đồ đều làm việc với tải tiêu biểu kiểu trở cảm, $L_d \approx \infty$. Ở đây không cần xét đến tác dụng của máy biến áp.

Hai sơ đồ trên hình 2.15 đều tương đương về dạng điện áp chỉnh lưu và về năng lượng nhưng sơ đồ hình 2.15.a có ưu điểm hơn vì các van có phụ tải đối xứng. Ngoài ra hai tiristo V1, V2 mắc catôt chung tạo khả năng điều khiển trực tiếp mà không cần cách ly qua biến áp xung.

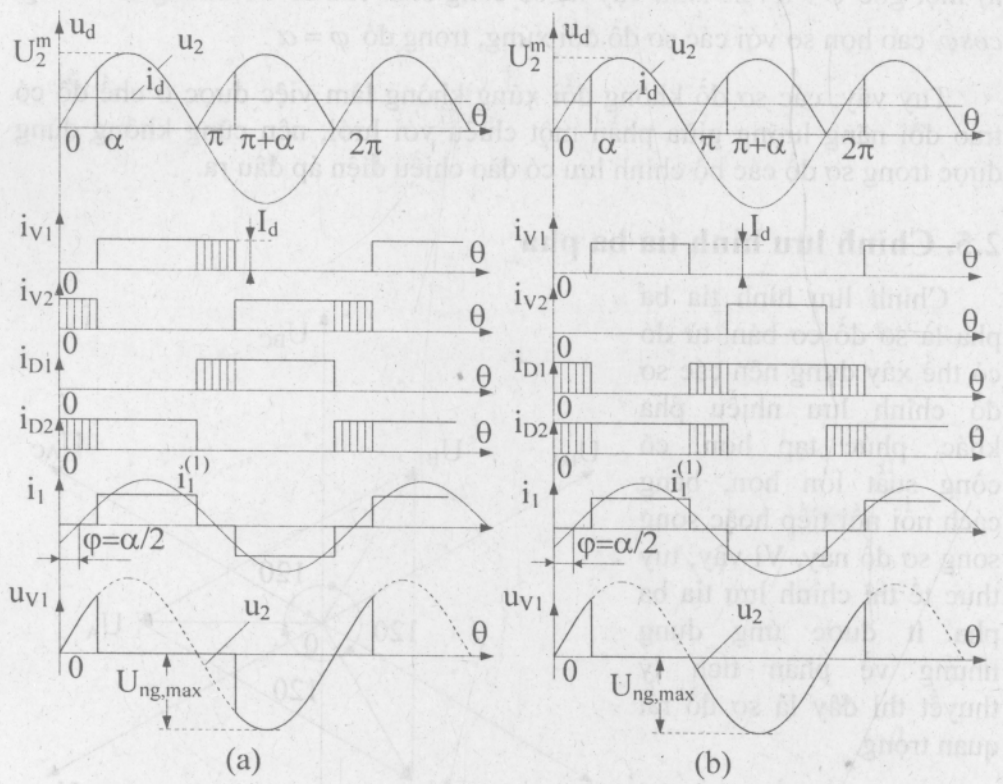
Đặc điểm của các sơ đồ không đối xứng là điện áp trên tải không có phần âm do tác dụng của các diôt. Vì vậy, điện áp chỉnh lưu trung bình sẽ được biểu diễn bởi biểu thức:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$



Hình 2.15. Chỉnh lưu cầu một pha không đối xứng.

Ưu điểm cơ bản của các sơ đồ không đối xứng là sử dụng ít tiristo hơn nên giá thành hạ. Tuy nhiên ưu thế chính của sơ đồ bán điều khiển là ở hệ số công suất cao hơn các sơ đồ điều khiển hoàn toàn. Điều này được minh hoạ qua đồ thị dạng điện áp, dòng điện của các phần tử trên sơ đồ như trên hình 2.16a và 2.16b.



Hình 2.16. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ.
(a) Cho sơ đồ hình 2.15a; (b) Cho sơ đồ hình 2.15b.

Để ví dụ ta phân tích dạng dòng điện, điện áp của các phần tử của sơ đồ bán điều khiển hình 2.15a. Các đồ thị biểu diễn trên hình 2.16a. Tiristo V1 bắt đầu dẫn dòng từ thời điểm $\theta = \alpha$, cùng với điôt D2. Dòng tải được là phẳng hoàn toàn, có giá trị $i_d = I_d$. Đến cuối nửa chu kỳ điện áp u_1 bắt đầu đổi dấu làm cho điôt D1 được phân cực thuận. D1 mở ra thay thế cho D2. Trong khoảng $\pi < \theta < \pi + \alpha$ dòng tải không chạy qua nguồn mà ngắn mạch qua tiristo V1 và điôt D2. Từ $\theta = \pi + \alpha$ trở đi V2 mở, dẫn dòng cùng với điôt D2. Trên đồ thị các khoảng dòng điện qua các van có gạch thẳng biểu diễn các khoảng tải bị ngắn mạch.

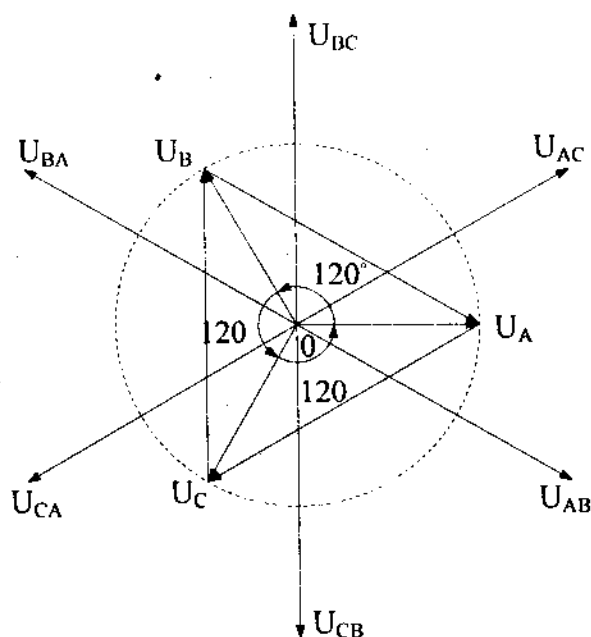
Do có các khoảng tải ngắn mạch, không lấy dòng từ nguồn nên dòng xoay chiều đầu vào i_1 có dạng là các xung chữ nhật đối xứng, rộng $\lambda = \pi - \alpha$. Nếu phân tích dạng dòng điện này ra chuỗi Furiê, ta sẽ thấy thành phần sóng hài bậc nhất, ký hiệu là $i_1^{(1)}$, chậm pha so với điện áp nguồn u_1 một góc $\varphi = \alpha/2$. Như vậy hệ số công suất của sơ đồ không đối xứng, $\cos\varphi$, cao hơn so với các sơ đồ đối xứng, trong đó $\varphi = \alpha$.

Tuy vậy, các sơ đồ không đối xứng không làm việc được ở chế độ có trao đổi năng lượng giữa phần một chiều với lưới, nên cũng không dùng được trong sơ đồ các bộ chỉnh lưu có đảo chiều điện áp đầu ra.

2.5. Chỉnh lưu hình tia ba pha

Chỉnh lưu hình tia ba pha là sơ đồ cơ bản, từ đó có thể xây dựng nên các sơ đồ chỉnh lưu nhiều pha khác, phức tạp hơn, có công suất lớn hơn, bằng cách nối nối tiếp hoặc song song sơ đồ này. Vì vậy, tuy thực tế thì chỉnh lưu tia ba pha ít được ứng dụng nhưng về phân tích lý thuyết thì đây là sơ đồ rất quan trọng.

Trước hết cần nhắc lại một số khái niệm cơ bản về hệ thống điện áp ba pha. Hệ thống điện áp ba pha bao gồm ba điện áp một pha, có cùng biên độ, cùng tần số nhưng lệch pha nhau một góc 120° . Đây là hệ thống điện áp do máy phát đồng bộ đưa ra và là hệ thống điện áp truyền trên lưới điện. Lưới điện nói chung bao gồm ba đường dây truyền tải ba điện áp pha với trung tính thường là đất nên không cần dây trung tính. Hệ thống điện áp ba pha, bốn dây, bao gồm cả dây trung tính chỉ có ở lưới hạ áp, nơi thường có các phụ tải một pha.



Hình 2.17. Biểu đồ vector của hệ thống điện áp ba pha.

Hệ thống điện áp ba pha có thể mô tả dưới dạng biểu thức như sau:

$$u_A = U_1^m \sin \theta,$$

$$u_B = U_1^m \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right),$$

$$u_C = U_1^m \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right).$$

Trong đó, $U_1^m = \sqrt{2}U_1$: giá trị biên độ [V]; U_1 : giá trị hiệu dụng [V]; $\theta = \omega t$: góc pha [Rad]; $\omega = 2\pi f$: tần số góc [Rad/s]; f : tần số [Hz]; t : thời gian [s].

Hệ thống điện áp ba pha còn được mô tả dưới dạng biểu đồ vector như trên hình 2.17. Các vectơ điện áp pha $\vec{U}_A$, $\vec{U}_B$, $\vec{U}_C$ cách nhau 120° theo chiều quy ước ngược chiều kim đồng hồ. Mỗi vectơ có độ dài bằng giá trị biên độ của điện áp. Trên đồ thị vector cũng chỉ ra các vectơ điện áp dây, $\vec{U}_{AB}$, $\vec{U}_{AC}$, $\vec{U}_{BC}$, $\vec{U}_{BA}$, $\vec{U}_{CA}$, $\vec{U}_{CB}$, với góc pha tương ứng và độ dài bằng giá trị biên độ của điện áp dây, $U_{1d}^m = \sqrt{3}U_1^m$. Bằng các phép toán vector có thể xác định các điện áp dây:

$$\vec{U}_{AB} = \vec{U}_A - \vec{U}_B;$$

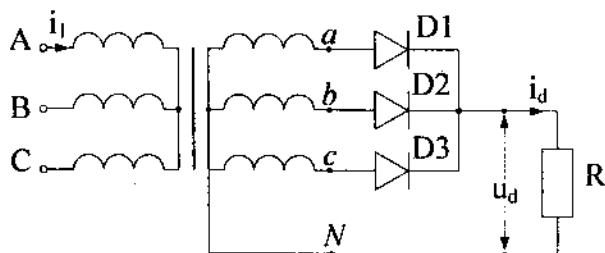
$$\vec{U}_{BC} = \vec{U}_B - \vec{U}_C; \dots$$

Trên hình 2.17 các vector điện áp dây cũng được đưa về cùng gốc tọa độ để có thể thấy được mối quan hệ về góc pha. Ví dụ, vector $\vec{U}_A$ vượt trước vector $\vec{U}_{AB}$ một góc bằng 30° .

2.5.1. Chỉnh lưu hình tia ba pha dùng điôt

Chỉnh lưu hình tia ba pha, sơ đồ biểu diễn trên hình 2.18, cấu tạo từ máy biến áp và ba điôt D1, D2, D3. Máy biến áp đấu dây kiểu Y/Y, tuy nhiên có thể dùng cách đấu Δ/Y , miễn là phía thứ cấp phải đấu sao để có điểm trung tính.

Các điôt đấu catôt chung, tải đấu giữa điểm catôt chung và điểm trung tính N của thứ cấp máy biến áp. Có thể đấu các điôt theo kiểu anôt chung nhưng khi đó cực tính điện áp trên



Hình 2.18. Sơ đồ chỉnh lưu hình tia ba pha.

tải sẽ ngược lại. Nếu hệ thống điện áp phía sơ cấp MBA là hệ thống điện áp ba pha thì điện áp phía thứ cấp cũng là một hệ thống điện áp ba pha. Có thể biểu diễn hệ thống điện áp thứ cấp như sau:

$$u_a = U_2^m \sin \theta,$$

$$u_b = U_2^m \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right),$$

$$u_c = U_2^m \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right).$$

Trong đó: U_2^m là biên độ điện áp pha thứ cấp MBA.

Trong các sơ đồ chỉnh lưu nhiều pha, khi chưa có van nào dẫn, trong các van cùng một nhóm (anôt chung hoặc catôt chung), có thể có nhiều van cùng có điện áp anôt dương hơn điện áp anôt, tuy nhiên sẽ chỉ có một van được dẫn. Việc xác định van nào dẫn tuân theo hai quy tắc sau đây:

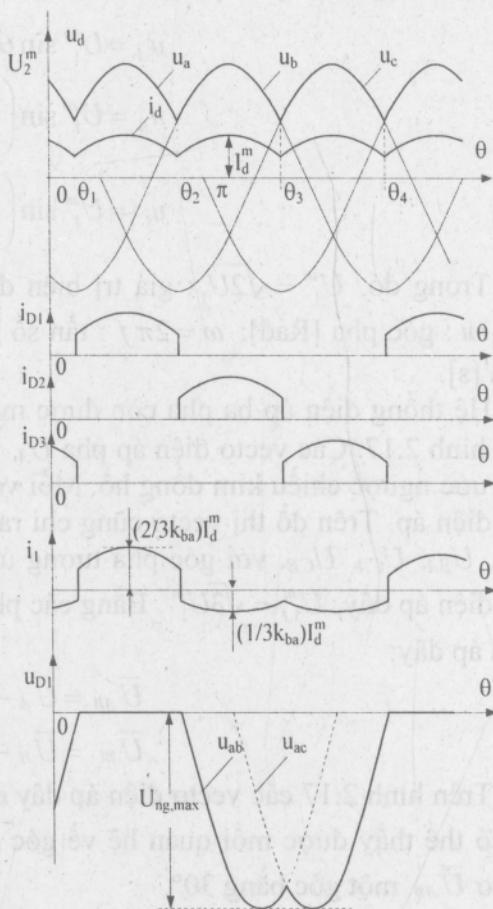
- Trong các van có catôt chung, van nào có anôt dương nhất van đó sẽ dẫn.

- Trong các van có anôt chung, van nào có catôt âm nhất van đó sẽ dẫn.

Đây là hai quy tắc quan trọng, sẽ được áp dụng cho tất cả các sơ đồ chỉnh lưu nhiều pha sau này. Đối với các sơ đồ có điều khiển, dùng tiristo, thì các quy tắc này xác định điều kiện có thể vào làm việc của các van, nghĩa là van trong điều kiện như vậy sẽ mở ra được nếu nhận được tín hiệu điều khiển.

1. Sự hình thành điện áp chỉnh lưu

Trên đồ thị các đường điện áp pha u_a , u_b , u_c đánh dấu các điểm điện áp nguồn cắt nhau với hoành độ tại θ_1 , θ_2 , θ_3 , ..., gọi là các điểm chuyển mạch



Hình 2.19. Đồ thị dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ chỉnh lưu tia ba pha.

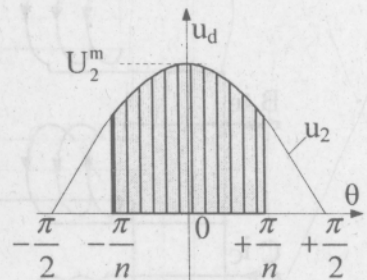
tự nhiên. Tại các điểm này một điôt mới sẽ vào dẫn dòng, điôt dẫn dòng trước đó sẽ khoá lại. Có thể thấy rõ điều này qua việc xét các khoảng dẫn của điôt, áp dụng hai quy tắc trên, như trong bảng sau:

θ	Pha dương nhất	Van dẫn	$u_d =$
$\theta_1 \div \theta_2$	u_a	D1	u_a
$\theta_2 \div \theta_3$	u_b	D2	u_b
$\theta_3 \div \theta_4$	u_c	D3	u_c
....			

Như vậy điện áp chỉnh lưu được tạo ra là đường bao phía trên các đường điện áp pha như thể hiện trên đồ thị u_d trên hình 2.19, đập mạch ba lần trong một chu kỳ.

2. Tính toán điện áp chỉnh lưu trung bình

Để tính toán giá trị điện áp chỉnh lưu trung bình ta sử dụng công thức tính tổng quát cho trường hợp chỉnh lưu n -pha đưa ra sau đây. Trên hình 2.20 thể hiện dạng của điện áp chỉnh lưu u_d của một chỉnh lưu n -pha, có dạng đập mạch n lần một chu kỳ điện áp lưới. Mỗi lần đập mạch điện áp chỉnh lưu lại lặp lại điện áp của một pha với độ rộng $\frac{2\pi}{n}$. Để thuận



Hình 2.20. Điện áp u_d của một chỉnh lưu n -pha.

tiện ta biểu diễn điện áp pha theo hàm cosin, như vậy khoảng đập mạch của điện áp chỉnh lưu nằm giữa $-\frac{\pi}{n}$ và $+\frac{\pi}{n}$. Điện áp chỉnh lưu trung bình bằng:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{n}}^{+\frac{\pi}{n}} U_2^m \cos \theta d\theta = \frac{n}{2\pi} U_2^m (\sin \theta) \Big|_{-\frac{\pi}{n}}^{+\frac{\pi}{n}} = \frac{n}{\pi} U_2^m \sin \left(\frac{\pi}{n} \right).$$

Đây là biểu thức tính giá trị điện áp chỉnh lưu trung bình cho trường hợp tổng quát, chỉnh lưu n -pha.

Áp dụng biểu thức trên cho sơ đồ tia ba pha với $n = 3$, ta có:

$$U_d = \frac{3}{\pi} U_2^m \sin \frac{\pi}{3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_2^m = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \approx 1,17 U_2.$$

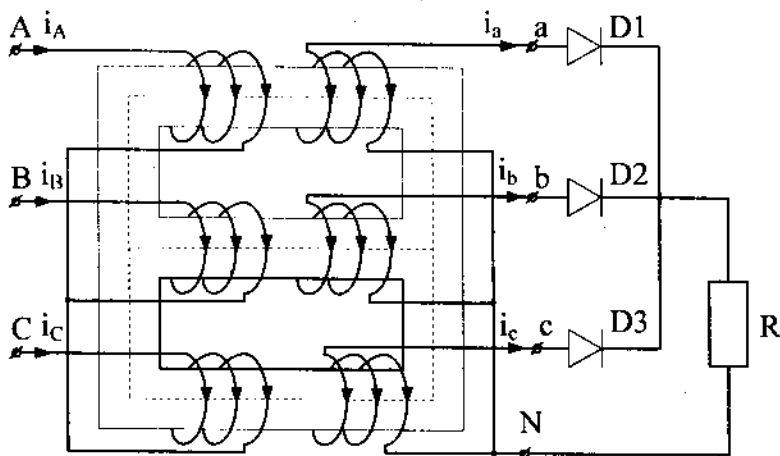
3. Tính toán các thông số máy biến áp

Với tải thuần trở dòng tải lặp lại như dạng điện áp, vì vậy có thể biểu diễn dòng tải trung bình qua giá trị biên độ như sau:

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} I_d^m, \text{ hay viết lại dưới dạng: } I_d^m = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} I_d.$$

Giá trị biên độ của dòng tải cũng chính là biên độ của dòng qua các van và cũng chính là dòng qua cuộn thứ cấp máy biến áp như được thể hiện trên đồ thị dòng i_D trên hình 2.19. Từ hình dạng của dòng thứ cấp có thể tính được giá trị hiệu dụng như sau:

$$I_2 = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} (I_d^m \cos \theta)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{3}{2\pi}} I_d^m \sqrt{\int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{1 + \cos 2\theta}{2} \right) d\theta} \approx 0,58 I_d$$



Hình 2.21. Mô hình mạch từ của máy biến áp ba pha.

Việc xác định dòng sơ cấp máy biến áp phức tạp hơn. Giả sử có mô hình mạch từ máy biến áp như trên hình 2.21, trên đó cũng chỉ ra chiều dòng điện quy ước. Trong khoảng $\theta_1 < \theta < \theta_2$, khi D1 đang dẫn, $i_a = i_{D1}$; $i_b = i_c = 0$, viết phương trình cân bằng sức từ động cho hai mạch từ kín giữa pha A với pha B và giữa pha B với pha C:

$$i_A w_1 - i_a w_2 - i_B w_1 = 0$$

$$i_B w_1 - i_c w_1 = 0.$$

Trong đó w_1 , w_2 là số vòng dây cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp máy biến áp.

Phương trình thứ ba viết cho nút dòng điện tại điểm ba pha chung nhau:

$$i_A + i_B + i_C = 0.$$

Giải hệ ba phương trình trên, tìm được giá trị dòng điện tương ứng là:

$$i_A = \frac{2}{3} \frac{w_2}{w_1} i_a = \frac{2}{3} k_{ba} i_a; \quad i_B = i_C = -\frac{1}{3} k_{ba} i_a.$$

Dấu của dòng điện i_A so với dòng i_a chỉ ra dòng i_A tại thời điểm đang xét đang đi vào pha A, phù hợp với cực tính cuộn dây theo sơ đồ mạch từ trên hình 2.21, theo đó sức từ động của cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp có tác dụng khử nhau theo nguyên lý hoạt động của máy biến áp.

Kết quả trên tính được tương tự cho giai đoạn D2, D3 dẫn. Từ đó có được dạng dòng pha i_A như biểu diễn trên đồ thị. Dựa theo hình dạng dòng điện ta tính được giá trị hiệu dụng:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int (i_A)^2 d\theta} = \frac{1}{k_{ba}} I_d \frac{3}{4} \sqrt{\frac{\pi}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + 2\pi \right)} \approx 0,47 \frac{1}{k_{ba}} I_d.$$

Công suất tính toán máy biến áp:

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3k_{ba} U_2 I_1 = 3 \frac{U_d}{1,17} 0,47 I_d = 1,21 P_d;$$

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \frac{U_d}{1,17} 0,58 I_d = 1,49 P_d;$$

$$S_{ba} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1}{2} (1,21 + 1,49) P_d = 1,35 P_d.$$

Điều này chứng tỏ công suất tính toán máy biến áp phải lớn hơn công suất chỉnh lưu cỡ 1,35 lần.

4. Các thông số của van

Dòng trung bình qua van: $I_D = \frac{I_d}{3}.$

Từ sơ đồ trên hình 2.18 có thể thấy khi D2 dẫn thì điện áp trên van $u_{DI} = u_{ab}$, khi D3 dẫn thì $u_{DI} = u_{ac}$, như biểu diễn trên đồ thị hình 2.19. Vì vậy điện áp ngược lớn nhất trên van bằng giá trị biên độ của điện áp dây thứ cấp máy biến áp,

$$U_{ng,max} = U_{2,I}^m = \sqrt{2} U_1 = \sqrt{6} U_2.$$

5. Hiện tượng từ hoá cưỡng bức một chiều

Trong chỉnh lưu tia ba pha có hiện tượng từ hoá cưỡng bức một chiều, làm tăng tổn thất trong máy biến áp. Để có khái niệm về hiện tượng này ta

hãy thử tính toán sức từ động tổng trên ba trụ của máy biến áp tại một khoảng dẫn của van nào đó, ví dụ khi D1 dẫn. Theo mô hình mạch từ cho trên hình 2.21 sức từ động tổng trên ba trụ có thể được xác định là:

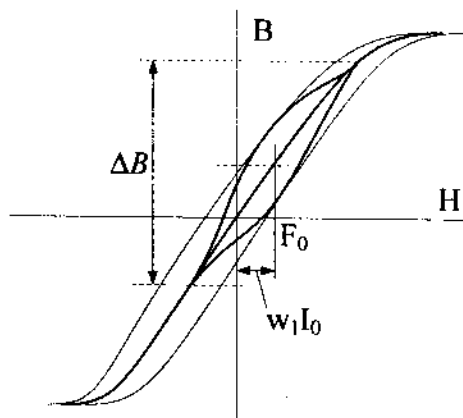
$$F_0 = F_A + F_B + F_C$$

$$F_A = i_A w_1 - i_a w_2; F_B = i_B w_1; F_C = i_C w_1$$

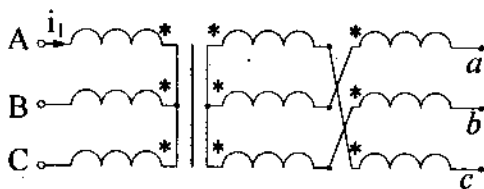
$$\text{Vậy: } F_0 = w_1 (i_A + i_B + i_C) - w_2 i_a = -w_2 i_a$$

Kết quả cho thấy sức từ động tổng F_0 tại một thời điểm bất kỳ là khác không, dẫn đến máy biến áp bị từ hoá cưỡng bức một chiều. Như mô tả trên đường cong từ hoá máy biến áp cho trên hình 2.22, F_0 làm xuất hiện dòng từ hoá I_0 . Hiện tượng này xuất hiện ngay cả trong mô hình máy biến áp lý tưởng, trong đó coi biến áp chỉ thuần túy là bộ biến đổi điện áp theo tỷ số giữa các vòng dây cuộn cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp.

Trong thực tế, khi sử dụng sơ đồ tia ba pha ta phải tăng công suất tính toán của máy biến áp lên 15 đến 20 % để đảm bảo nhiệt độ làm việc trong phạm vi cho phép. Dùng cách đấu dây phức tạp hơn có thể triệt dòng từ hoá, như cách đấu dây zic-zắc trên hình 2.23. Để dàng kiểm tra lại theo cách tính toán sức từ động tổng như trên để thấy rằng sơ đồ đấu dây này đảm bảo $F_0 = 0$ tại một thời điểm bất kỳ. Nói chung cách đấu dây phức tạp thì tổn thất công suất cũng tăng lên. Vì lý do này mà sơ đồ tia pha chỉ phù hợp với công suất nhỏ.

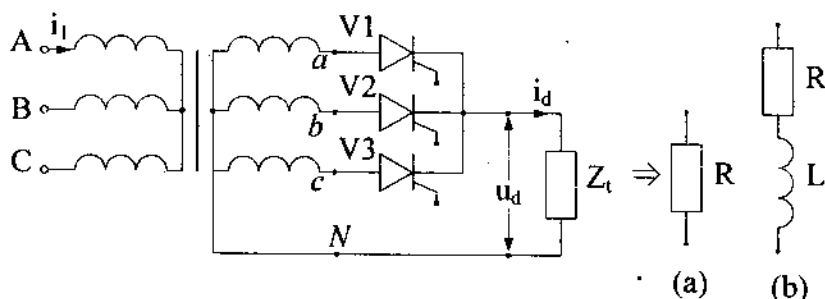


Hình 2.22. Sự xuất hiện dòng từ hoá I_0 do sức từ động tổng không triệt tiêu.



Hình 2.23. Cách đấu dây zic-zắc để triệt tiêu dòng từ hoá I_0 .

2.5.2. Sơ đồ tia ba pha có điều khiển



Hình 2.24. Sơ đồ chỉnh lưu hình tia ba pha có điều khiển.
(a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm.

Trong sơ đồ có điều khiển ta thay các diôt bằng các tiristo (hình 2.24). Trong các sơ đồ nhiều pha góc điều khiển α được tính từ các điểm chuyển mạch tự nhiên, tại đó trong sơ đồ diôt các diôt tự chuyển mạch với nhau.

1. Xét trường hợp tải thuần trở

Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ cho trên đồ thị hình 2.25, với góc điều khiển $\alpha = 30^\circ$.

Trong khoảng $\theta_1 < \theta < \theta_2$ điện áp pha a đang dương nhất. Nếu tiristo V1 nhận được tín hiệu điều khiển tại thời điểm $\theta_1 + \alpha$, V1 sẽ mở thông, nối tải vào pha xoay chiều u_a , nên $u_d = u_a$.

Trong khoảng $\theta_2 < \theta < \theta_3$ điện áp pha b đang dương nhất. Nếu tiristo V2 nhận được tín hiệu điều khiển tại thời điểm $\theta_2 + \alpha$, V2 sẽ mở thông, nối tải vào pha xoay chiều u_b , nên $u_d = u_b$. Khi V2 mở sẽ đặt điện áp ngược lên V1 khoá V1 lại vì lúc đó $u_{ab} < 0$. Tương tự như vậy có thể xét các khoảng van dẫn còn lại.

Với tải thuần trở, dòng tải sẽ lặp lại như dạng điện áp. Do đó với góc điều khiển $\alpha \leq 30^\circ$ dòng tải có dạng liên tục. Khi $\alpha \geq 30^\circ$ dòng tải bằng 0 tại $\theta = 180^\circ$. Tiristo khoá tự nhiên ở $\theta > 180^\circ$ nên sơ đồ làm việc trong chế độ dòng gián đoạn.

Biểu thức tính giá trị điện áp chỉnh lưu trung bình khác nhau giữa hai chế độ dòng điện. Với $\alpha \leq 30^\circ$, dòng tải liên tục nên điện áp chỉnh lưu được biểu diễn bởi biểu thức chung là:

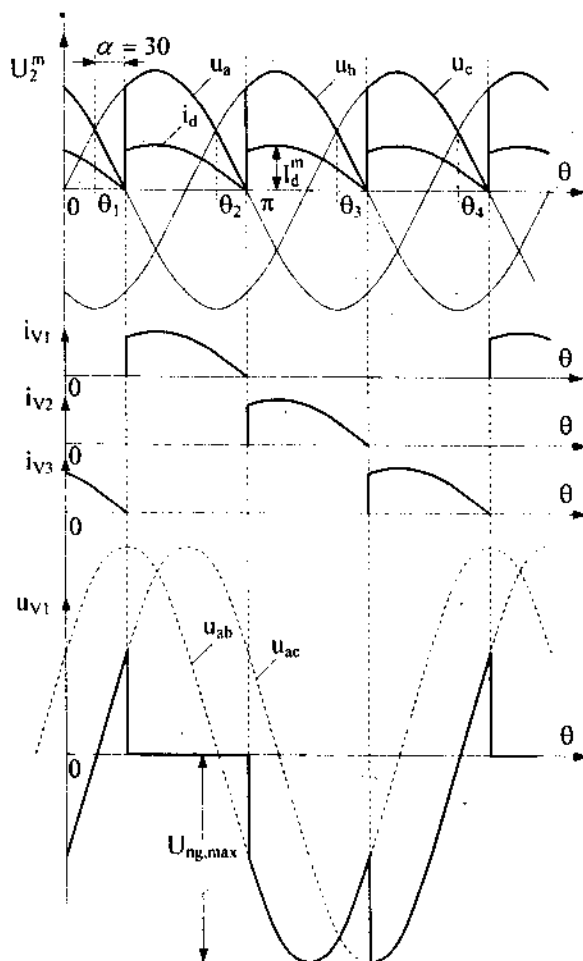
$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$$

Với $\alpha \geq 30^\circ$, dòng tải sẽ gián đoạn. Ta phải tính điện áp chỉnh lưu trung bình một cách trực tiếp như sau:

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} U_2^m \sin \theta d\theta = \frac{3}{2\pi} U_2^m \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) + 1 \right]$$

Khi $\alpha = \frac{5\pi}{6}$ hay $\alpha = 150^\circ$ ta có $U_{d\alpha} = 0$.

Vậy với tải thuần trở đặc tính điều chỉnh điện áp của chỉnh lưu tia ba pha là: $\alpha = 0 \div \frac{5\pi}{6}$, $U_{d\alpha} = U_{d0} \div 0$.



Hình 2.25. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ ba pha chỉnh lưu tia, tải thuần trở.

2. Xét tải trở cảm

Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ cho trên đồ thị hình 2.26, với góc điều khiển $\alpha = 45^\circ$.

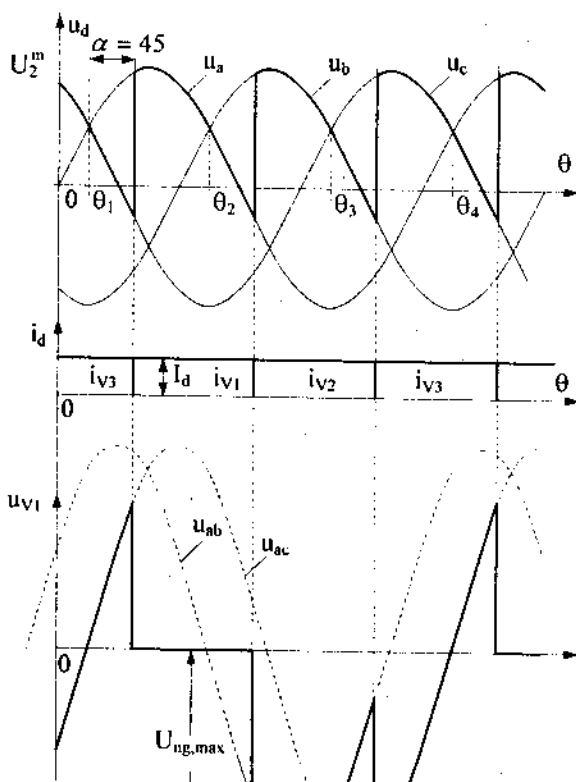
Khi điện cảm tải coi là vô cùng lớn, dòng tải được là phẳng hoàn toàn, các tiristo sẽ tiếp tục dẫn dòng khi điện áp pha đã đổi cực tính tại $\theta = \pi$. Góc dẫn của mỗi van sẽ bằng nhau và bằng $\lambda = 2\pi/3$. Khi góc điều khiển $\alpha > 30^\circ$ trên đường điện áp u_d xuất hiện phần điện áp âm.

Điện áp chỉnh lưu trung bình, khi dòng tải liên tục, được biểu diễn bởi biểu thức chung là:

$$U_{da} = U_{d0} \cos \alpha$$

Đặc tính điều chỉnh điện áp của sơ đồ là:

$$\alpha = 0 \div \frac{\pi}{2}, U_{da} = U_{d0} \div 0.$$



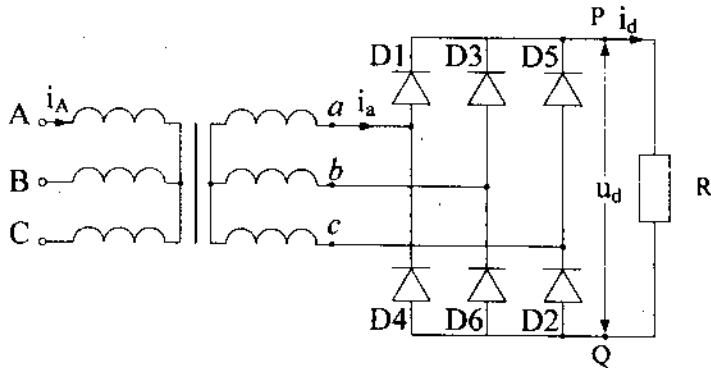
Hình 2.26. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ ba pha hình tia, tải trở cảm.

2.6. Chỉnh lưu cầu ba pha

Chỉnh lưu cầu ba pha là sơ đồ quan trọng nhất trong các sơ đồ chỉnh lưu vì nó có ứng dụng thực tế rộng rãi. Lý do là vì sơ đồ này có chất lượng điện áp ra tốt, dòng đầu vào có dạng đối xứng, khai thác tốt công suất huy động từ lưới hay là từ máy biến áp. Sơ đồ cũng thường được dùng để nối trực tiếp với lưới điện ba pha mà không cần dùng máy biến áp.

Có thể coi chỉnh lưu cầu ba pha như một dạng mắc nối tiếp của hai sơ đồ chỉnh lưu tia ba pha. Như đã nói đến ở trên, các sơ đồ chỉnh lưu nhiều pha đều được cấu tạo từ các dạng nối khác nhau của sơ đồ nhiều pha cơ bản nhất, đó là chỉnh lưu tia ba pha.

2.6.1. Sơ đồ dùng điôt



Hình 2.27. Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha dùng điôt.

Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha, cho trên hình 2.27, cấu tạo từ 6 điôt: D1, D2, D3 mắc catôt chung, D2, D4, D6 mắc anôt chung. Thứ tự đánh dấu các van trên sơ đồ hình 2.27 có ý nghĩa quan trọng vì nó phù hợp với thứ tự vào làm việc của các van sau mỗi 60° , với điều kiện điện áp pha đầu vào cung cấp theo đúng thứ tự pha A, B, C như hình vẽ. Sơ đồ có thể dùng với máy biến áp hoặc không, tùy thuộc vào yêu cầu có cần phải phối hợp mức điện áp hay không.

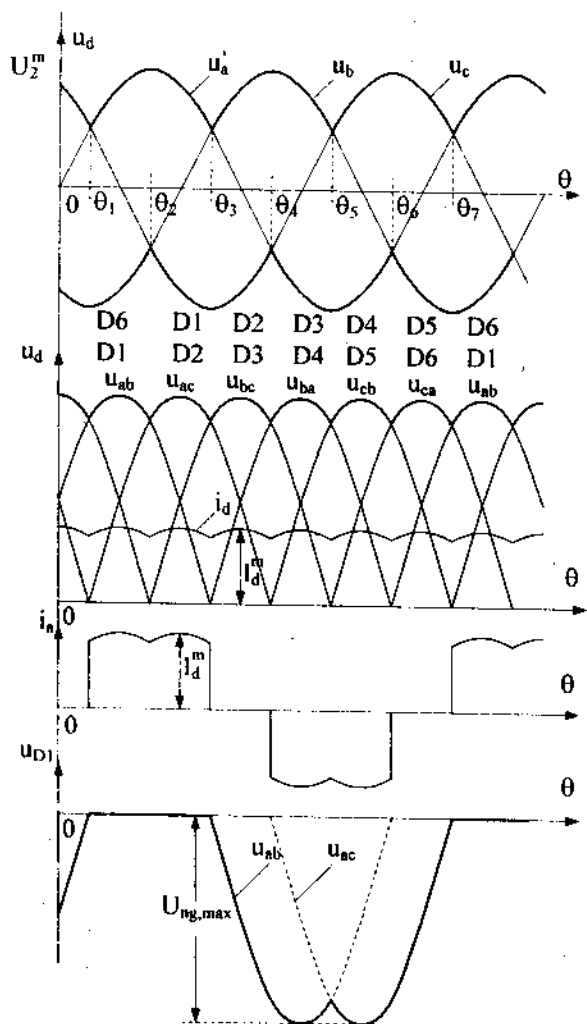
Để phân tích sự làm việc của sơ đồ ta phải sử dụng cả hai quy tắc xác định van dẫn dòng đã nêu ở phần trên cho các van anôt chung và các van catôt chung.

1. Sự hình thành điện áp chỉnh lưu

θ	Pha dương nhất	Pha âm nhất	Van dẫn	$u_d =$
$\theta_1 \div \theta_2$	u_a	u_b	D6, D1	u_{ab}
$\theta_2 \div \theta_3$	u_a	u_c	D1, D2	u_{ac}
$\theta_3 \div \theta_4$	u_b	u_c	D2, D3	u_{bc}
$\theta_4 \div \theta_5$	u_b	u_a	D3, D4	u_{ba}
$\theta_5 \div \theta_6$	u_c	u_a	D4, D5	u_{ca}
$\theta_6 \div \theta_7$	u_c	u_b	D5, D6	u_{cb}
....			...	...

Trên đồ thị các đường điện áp pha u_a, u_b, u_c , hình 2.28, đánh dấu các điểm điện áp nguồn cắt nhau, cả phía trên và phía dưới trục hoành, gọi là các điểm chuyển mạch tự nhiên, với hoành độ tại $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6$... Khoảng dẫn của các diốt được xét như trong bảng trên đây.

Từ bảng này có thể thấy rằng khi các van nhóm catôt chung dẫn sẽ làm cho thế của điểm P trên đầu ra tải lặp lại đường bao phía trên các đường điện áp pha. Khi các van nhóm anôt chung dẫn sẽ làm cho thế của điểm Q trên đầu ra tải lặp lại đường bao phía dưới các đường điện áp pha.



Hình 2.28. Đồ thị dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha, biểu diễn trên hình 2.27.

Nếu đo điện áp ra trên tải giữa hai điểm P và Q giữa các khoảng liên tiếp, $\theta_1 < \theta < \theta_2$, $\theta_2 < \theta < \theta_3$, ... sẽ thấy điện áp ra trên tải lặp lại các đường điện áp dây u_{ab} , u_{ac} , ... Như vậy điện áp chỉnh lưu lặp lại 6 lần trong một chu kỳ điện áp lưới, mỗi lần lặp lại một phần của một điện áp dây tương ứng. Điều này được thể hiện trên đồ thị hình 2.28.

2. Tính toán các thông số của sơ đồ

Để tính toán giá trị điện áp chỉnh lưu trung bình ta sử dụng công thức tính tổng quát cho trường hợp chỉnh lưu n -pha. Với $n = 6$, ta có:

$$U_d = \frac{6}{\pi} U_{2,l}^m \sin \frac{\pi}{6} = \frac{3}{\pi} U_{2,l}^m$$

Trong đó $U_{2,l}^m$ là giá trị biên độ của điện áp dây. Biểu diễn U_d qua điện áp pha, ta có:

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_2^m = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \approx 2,34 U_2$$

Có thể thấy rằng với cùng một điện áp U_2 thì điện áp ra trong sơ đồ cầu lớn gấp đôi so với sơ đồ hình tia. Điều này hoàn toàn có lý vì có thể lý giải được rằng chỉnh lưu cầu ba pha chính là dạng mắc nối tiếp của hai sơ đồ tia ba pha. Ba điôt nhóm catôt chung với đầu ra là điểm P và điểm trung tính thứ cấp máy biến áp N tạo nên một sơ đồ tia ba pha, điểm N và điểm Q của nhóm van anôt chung tạo nên sơ đồ hình tia thứ hai. Do tải được nối giữa hai điểm P, Q nên ta có thể không cần đến điểm N trong sơ đồ. Trong sơ đồ cầu, tại một thời điểm bất kỳ, dòng tải phải chạy qua ít nhất là hai van nối tiếp, một thuộc nhóm catôt chung, một thuộc nhóm anôt chung.

Với tải thuần trở, dòng tải lặp lại như dạng điện áp, vì vậy có thể biểu diễn dòng trung bình qua giá trị biên độ, tương tự như công thức của điện áp chỉnh lưu, như sau:

$$I_d = \frac{3}{\pi} I_d^m$$

Dòng xoay chiều đầu vào chỉnh lưu là dòng của hai van trên cùng một nhánh cầu nên có dạng đối xứng, như được biểu diễn qua dòng i_a trên đồ thị hình 2.28.

Do dòng thứ cấp máy biến áp có dạng đối xứng nên dòng sơ cấp cũng có dạng như vậy và chỉ khác về tỷ số máy biến áp, không cần phải biểu diễn lại trên đồ thị. Vì vậy công suất tính toán của bên sơ cấp và bên thứ cấp bằng nhau và bằng công suất tính toán máy biến áp.

Từ những suy luận như trên ta có được các biểu thức tính toán giá trị hiệu dụng dòng thứ cấp và công suất tính toán máy biến áp như sau:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} 4 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} (I_d^m \cos \theta)^2 d\theta} = I_d^m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right)}$$

$$I_2 \approx 0,816 I_d,$$

$$I_1 = \frac{1}{k_{ba}} I_2.$$

$$S_{ba} = S_1 = S_2 = 3U_2 I_2 \approx 1,05 P_d.$$

Biểu thức trên cho thấy chỉnh lưu cầu ba pha là sơ đồ sử dụng máy biến áp hiệu quả nhất vì công suất tính toán máy biến áp chỉ hơn công suất chỉnh lưu yêu cầu 5 %. Nói một cách khác, chỉnh lưu cầu ba pha chỉ huy động công suất từ phía xoay chiều đầu vào hơn 5 % để tạo ra công suất trên tải một chiều P_d .

3. Các thông số của van

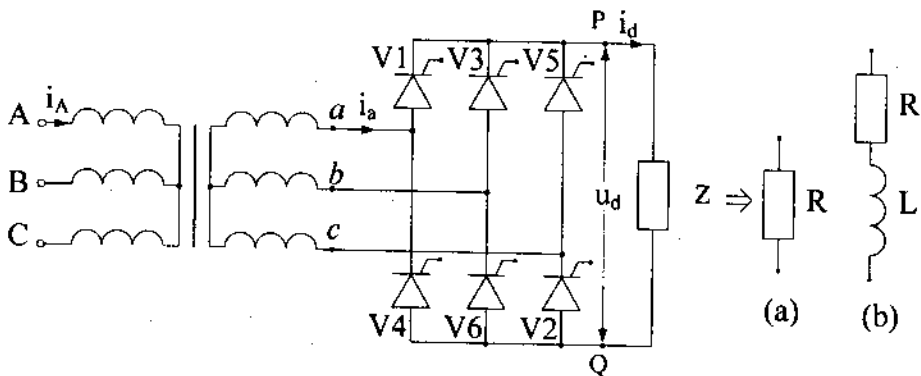
Dòng trung bình qua van: $I_D = \frac{I_d}{3}$.

Điện áp ngược lớn nhất trên van: Từ sơ đồ trên hình 2.27 có thể thấy khi D3 dẫn thì điện áp trên van $u_{DI} = u_{ab}$, khi D5 dẫn thì $u_{DI} = u_{ac}$, như biểu diễn trên đồ thị hình 2.28. Vì vậy điện áp ngược lớn nhất trên van bằng giá trị biên độ của điện áp dây xoay chiều đầu vào.

$$U_{ng,max} = U_{2,l} = \sqrt{2}U_1 = \sqrt{6}U_2.$$

2.6.2. Sơ đồ có điều khiển

Trên hình 2.29 thể hiện sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha có điều khiển, với hai loại tải tiêu biểu là thuần trở và trở cảm.



Hình 2.29. Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha có điều khiển.

1. Xét tải thuần trở

Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử của sơ đồ cho trên hình 2.30, tại góc điều khiển $\alpha = 45^\circ$. Trên đồ thị điện áp pha, ta biểu diễn riêng rẽ quá trình điều khiển cho các van thuộc nhóm catôt chung và các van thuộc nhóm anôt chung.

Đường bao phía trên các đường điện áp pha cho thấy hình dạng thế của điểm ra tải P khi V1, V3, V5 được điều khiển với góc α so với các điểm chuyển mạch tự nhiên.

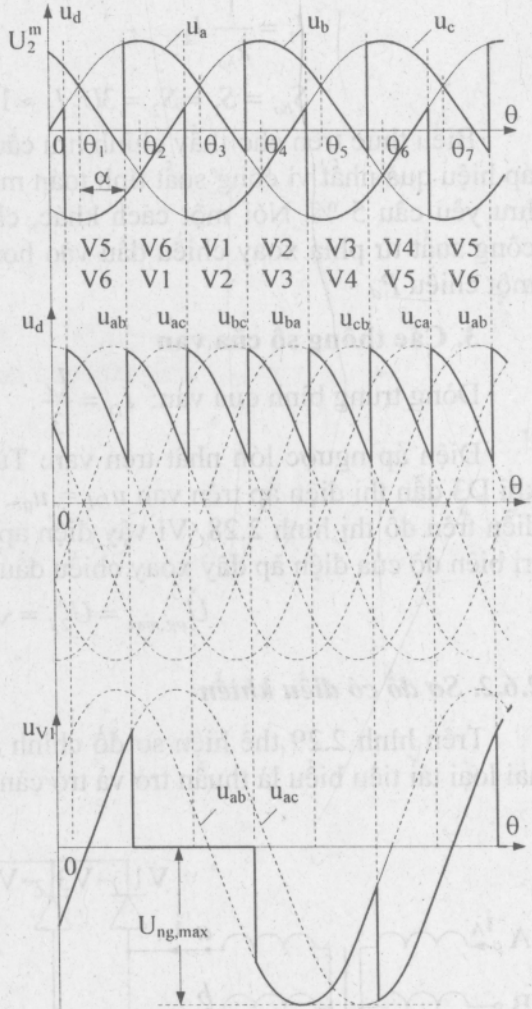
Đường bao phía dưới các đường điện áp pha cho thấy hình dạng thế của điểm ra tải Q khi V2, V4, V6 được điều khiển với góc α so với các điểm chuyển mạch tự nhiên.

Dạng thế của P và Q so với điểm trung tính của nguồn giống với dạng điện áp ra của một chỉnh lưu hình tia ba pha. Nếu đo điện áp giữa các điểm P và Q ta có dạng điện áp ra của chỉnh lưu cầu ba pha biểu diễn trên hệ thống điện áp dây $u_{ab}, u_{ac}, u_{bc}, \dots$

Với tải thuần trở, dòng tải lặp lại giống như dạng điện áp. Vì vậy với góc điều khiển $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ dòng ra tải là liên tục, điện áp chỉnh lưu bằng:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$$

Khi $\alpha > 60^\circ$ dòng i_d sẽ bằng 0 ở góc π trên đường điện áp dây khi điện áp này bắt đầu đổi cực tính, vì vậy dòng tải sẽ là gián đoạn. Điện áp chỉnh lưu được xác định như sau:

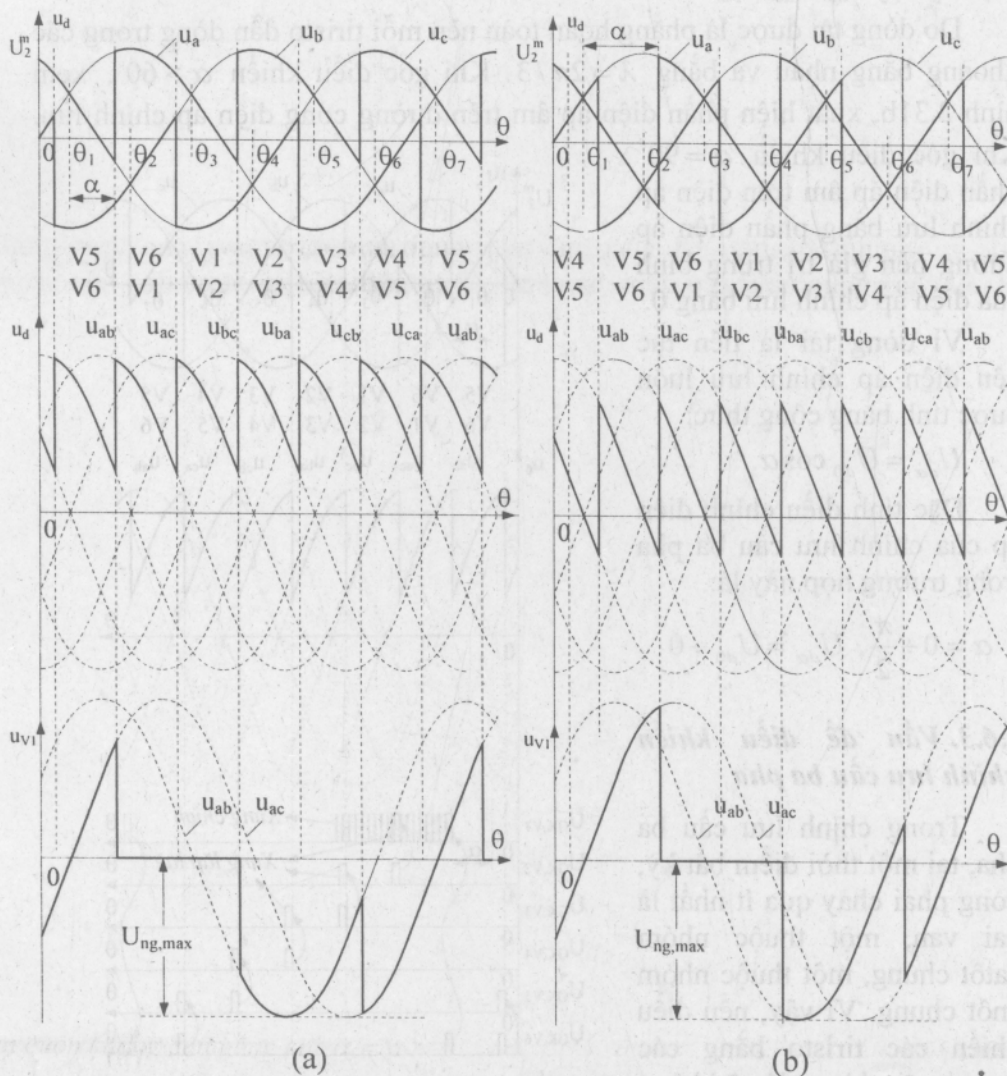


Hình 2.30. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha, tải thuần trở, $\alpha = 45^\circ$.

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} U_{2,l}^m \sin \theta d\theta = \frac{3U_{2,l}^m}{\pi} (-\cos \theta) \Big|_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{\pi} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]$$

Đặc tính điều chỉnh điện áp của chỉnh lưu cầu ba pha là:

$$\alpha = 0 \div \frac{2\pi}{3}, \quad U_{d\alpha} = U_{d0} \div 0.$$



Hình 2.31. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha, tải trở cảm, $L = \infty$; (a) $\alpha = 45^\circ$; (b) $\alpha = 75^\circ$.

2. Xét tải trở cảm

Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử trên sơ đồ cho trên hình 2.31a, 2.31b, cho hai trường hợp góc điều khiển khác nhau, $\alpha = 45^\circ$ và $\alpha = 75^\circ$. Dạng thể của P và Q so với điểm trung tính của nguồn giống với dạng điện áp ra của một chỉnh lưu hình tia ba pha. Nếu đo điện áp giữa các điểm P và Q ta có dạng điện áp ra u_d của chỉnh lưu cầu ba pha biểu diễn trên hệ thống điện áp dây $u_{ab}, u_{ac}, u_{bc}, \dots$

Do dòng tải được là phẳng hoàn toàn nên mỗi tiristo dẫn dòng trong các khoảng bằng nhau và bằng $\lambda = 2\pi/3$. Khi góc điều khiển $\alpha > 60^\circ$, xem hình 2.31b, xuất hiện phần điện áp âm trên đường cong điện áp chỉnh lưu. Khi góc điều khiển $\alpha = 90^\circ$ phần điện áp âm trên điện áp chỉnh lưu bằng phần điện áp dương nên giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu bằng 0.

Vì dòng tải là liên tục nên điện áp chỉnh lưu luôn được tính bằng công thức:

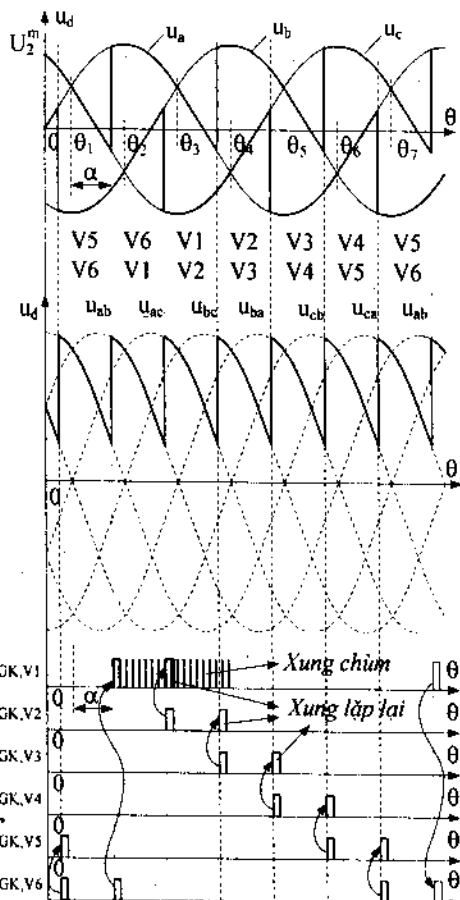
$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$$

Đặc tính điều chỉnh điện áp của chỉnh lưu cầu ba pha trong trường hợp này là:

$$\alpha = 0 \div \frac{\pi}{2}, U_{d\alpha} = U_{d0} \div 0$$

2.6.3. Vấn đề điều khiển chỉnh lưu cầu ba pha

Trong chỉnh lưu cầu ba pha, tại một thời điểm bất kỳ, dòng phải chảy qua ít nhất là hai van, một thuộc nhóm catôt chung, một thuộc nhóm anôt chung. Vì vậy, nếu điều khiển các tiristo bằng các xung ngắn thì sơ đồ sẽ không khởi động được hoặc không làm việc được trong chế độ dòng gián đoạn.



Hình 2.32. Dạng xung điều khiển chỉnh lưu cầu ba pha.

Trong thực tế vấn đề này được giải quyết bằng một trong hai cách sau đây:

1. Điều khiển bằng hệ thống xung kép. Theo cách này mỗi tiristo khi nhận được tín hiệu điều khiển mở thì xung điều khiển đó cũng được lặp lại ở tiristo đã vào làm việc ngay trước đó. Như vậy mỗi tiristo sẽ nhận được hai xung điều khiển, mỗi xung cách nhau 60° , như được minh hoạ trên đồ thị hình 2.32.

2. Điều khiển bằng xung rộng. Theo cách này mỗi tiristo sẽ nhận được tín hiệu điều khiển có độ rộng bằng $\pi - \alpha$, nghĩa là trong suốt thời gian mà van có thể phải dẫn dòng. Tuy nhiên việc truyền các xung có độ rộng lớn qua các biến áp xung đòi hỏi công suất mạch khuếch đại xung lớn và kích thước của biến áp xung công kênh.

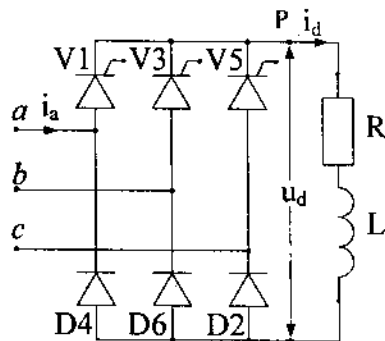
Cách giải quyết là băm xung có độ rộng lớn thành một chùm xung có độ rộng nhỏ hơn bằng cách trộn xung rộng với xung có tần số cao, cỡ 8-10 kHz, ứng với chu kỳ xung cỡ 100 – 125 μ s. Cách này gọi là *điều khiển bằng xung chùm*, rất phổ biến trong thực tế. Hình 2.32 mô tả cách điều khiển bằng xung ngắn và bằng xung chùm.

2.6.4. Chỉnh lưu cầu ba pha không đối xứng

Chỉnh lưu cầu ba pha có dạng không đối xứng, trong đó một nhóm van thuộc nhóm catôt chung hoặc anôt chung được thay bằng các diôt. Sơ đồ có nhiều ứng dụng có nhóm van catôt chung dùng tiristo, nhóm van anôt chung dùng diôt, như sơ đồ trên hình 2.33. Ưu điểm của sơ đồ là có thể điều khiển trực tiếp các tiristo mà không cần dùng biến áp xung. Điều này có lợi nếu điện áp chỉnh lưu yêu cầu thấp, ví dụ đối với nguồn hàn hồ quang một chiều U_d yêu cầu cỡ 60 – 80 VDC.

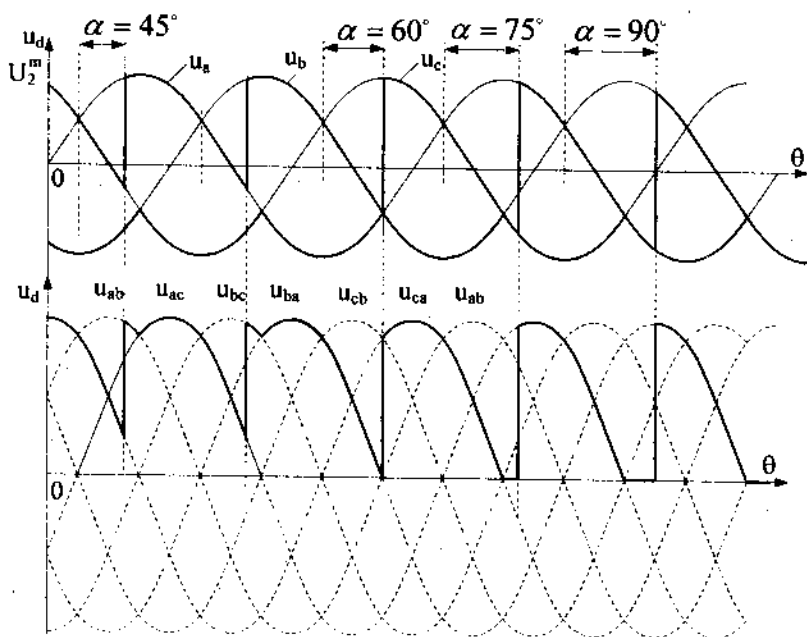
Giống như các sơ đồ không đối xứng cầu một pha, ưu điểm cơ bản của các sơ đồ này là hệ số công suất $\cos\varphi$ cao hơn các sơ đồ đối xứng, số lượng van điều khiển ít hơn nên giá thành hạ.

Nhược điểm của sơ đồ không đối xứng là dạng điện áp chỉnh lưu ra phụ thuộc vào dải điều chỉnh. Khi góc điều khiển nhỏ, điện áp chỉnh lưu ra có dạng gần giống sơ đồ điều khiển hoàn toàn. Khi góc điều khiển $\alpha > 60^\circ$



Hình 2.33. Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha không đối xứng.

điện áp ra chỉ còn đập mạch ba lần trong một chu kỳ. Trên hình 2.34 mô tả dạng điện áp chỉnh lưu với các góc điều khiển khác nhau.



Hình 2.34. Dạng điện áp chỉnh lưu của sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha bán điều khiển, với các góc điều khiển khác nhau.

Các thông số cơ bản của sơ đồ có thể được tính toán như đối với sơ đồ đối xứng đã trình bày ở trên.

2.7. Chỉnh lưu sáu pha có cuộn kháng cân bằng

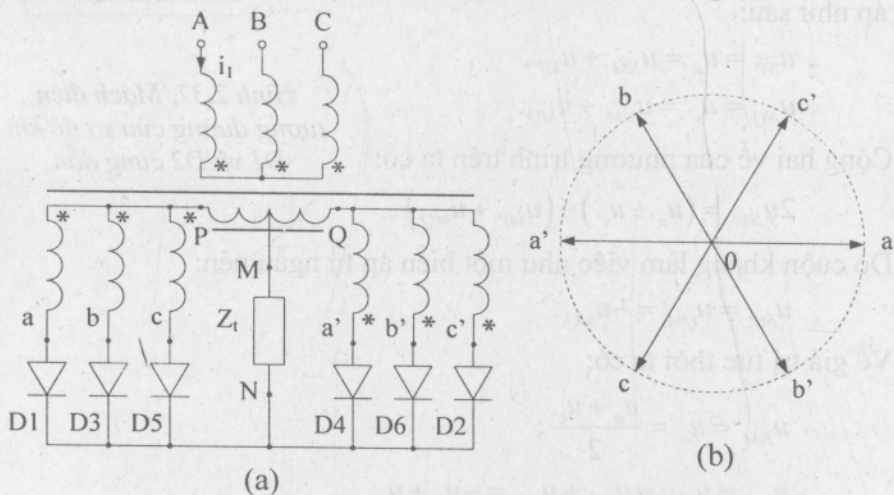
Chỉnh lưu sáu pha có cuộn kháng cân bằng chính là một dạng mắc song song của hai sơ đồ hình tia ba pha. Nếu như chỉnh lưu cầu là một dạng mắc nối tiếp, cho lợi thế về điện áp trên van thì cách mắc song song sẽ cho lợi thế về dòng điện qua van.

2.7.1. Sơ đồ dùng điôt

Sơ đồ chỉnh lưu sáu pha có cuộn kháng cân bằng biểu diễn trên hình 2.35 a, có cấu tạo gồm máy biến áp động lực, cuộn kháng cân bằng L_{cb} , sáu điôt chia làm hai nhóm, D1, D3, D5 và D2, D4, D6.

Máy biến áp có cấu tạo Y/YY hoặc Δ /YY, có hai hệ thống cuộn dây thứ cấp, u_a, u_b, u_c và u_a', u_b', u_c' , nối trung tính riêng biệt tại điểm P và điểm Q.

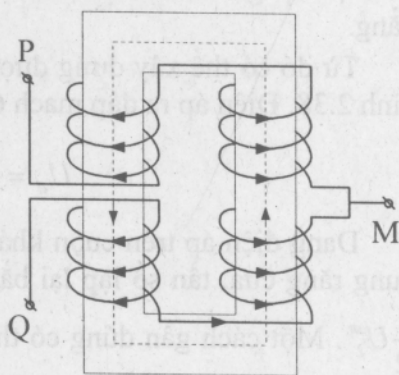
Trên mỗi pha hai cuộn thứ cấp có số vòng như nhau nhưng đầu nối chum trung tính có cực tính ngược nhau nên điện áp ngược pha nhau 180° . Hệ thống điện áp u_a, u_b, u_c và $u_{a'}, u_{b'}, u_{c'}$ có thể coi là một hệ thống điện áp 6-pha, với biểu đồ vector thể hiện trên hình 2.35b. Tuy nhiên hai trung tính P và Q chỉ được nối với nhau thông qua cuộn kháng cân bằng L_{cb} .



Hình 2.35. Chinh lưu sáu pha, có cuộn kháng cân bằng.
(a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Hệ thống điện áp thứ cấp máy biến áp.

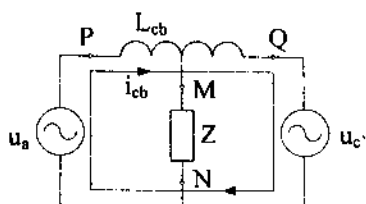
Cuộn kháng cân bằng, có cấu tạo mạch từ và dây cuốn như được biểu diễn trên hình 2.36, cấu tạo như một biến áp tự ngẫu. Mạch từ cấu tạo hình chữ O, mỗi nửa cuộn dây được phân bố đều trên hai trụ của mạch từ tạo nên mỗi liên kết từ chặt chẽ, giảm thiểu tổn hao trên mạch từ và giảm được tiếng ồn sinh ra do các lực điện động. Theo sơ đồ cấu tạo có thể chứng tỏ được rằng dòng i_d đi vào từ điểm M sẽ được chia làm đôi và sức từ động tổng trong mạch từ bằng 0. Vì vậy cuộn kháng hoạt động như một máy biến áp.

Các diôt chia làm hai nhóm, mỗi nhóm làm việc độc lập như một sơ đồ tia ba pha. Sự chênh lệch về giá trị tức thời ở đầu ra của hai chỉnh lưu sẽ rơi trên cuộn kháng L_{cb} . Cuộn kháng có tác dụng hạn chế dòng cân bằng móc vòng giữa hai cuộn dây nào đó của máy biến áp.



Hình 2.36. Cấu tạo của cuộn kháng cân bằng.

Để thấy được vai trò của cuộn kháng cân bằng ta hãy xét một thời điểm nào đó, ví dụ khi D1, D2 cùng dẫn. Khi đó sơ đồ trở nên có mạch điện tương đương như trên hình 2.37. Từ đây viết được các phương trình cân bằng điện áp như sau:



Hình 2.37. Mạch điện tương đương của sơ đồ khi D1 và D2 cùng dẫn.

$$u_{NP} = u_a = u_{NM} + u_{MP},$$

$$u_{NQ} = u_c = u_{NM} + u_{MQ}.$$

Cộng hai vế của phương trình trên ta có:

$$2u_{NM} = (u_a + u_c) - (u_{MP} + u_{MQ}).$$

Do cuộn kháng làm việc như một biến áp tự ngẫu nên:

$$u_{MP} = u_{QM} = -u_{MQ}.$$

Về giá trị tức thời ta có:

$$u_{NM} = u_d = \frac{u_a + u_c}{2};$$

$$u_{PQ} = u_{Lcb} = u_{PN} + u_{NQ} = -u_a + u_c.$$

Các biểu thức trên cho thấy, về giá trị tức thời, điện áp chỉnh lưu ở đầu ra bằng trung bình cộng của hai điện áp chỉnh lưu tia ba pha, còn chênh lệch về điện áp giữa hai chỉnh lưu này lại rơi hoàn toàn trên cuộn kháng cân bằng.

Từ đó có thể xây dựng được dạng điện áp chỉnh lưu u_d như trên đồ thị hình 2.38. Điện áp ra đập mạch 6 lần một chu kỳ, giá trị trung bình bằng:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \approx 1,17 U_2.$$

Dạng điện áp trên cuộn kháng cân bằng $u_{Lcb} = u_{PQ}$ có dạng gần như các xung răng cưa, tần số lặp lại bằng ba lần tần số điện áp lưới, biên độ bằng $\frac{1}{2} U_2$. Một cách gần đúng có thể coi điện áp này là hình sin với cùng biên độ, dòng cân bằng cũng có dạng sin, chậm pha so với điện áp 90° , như biểu diễn trên đồ thị hình 2.38.

Do tác dụng của cuộn kháng cân bằng, dòng tải một chiều I_d coi như được lọc phẳng và được chia đôi cho mỗi cầu chỉnh lưu. Vì vậy dòng một chiều qua mỗi điôt có giá trị biên độ bằng $I_d/2$. Dòng qua mỗi cuộn dây thứ cấp máy biến áp là tổng của dòng qua điôt và dòng cân bằng, ví dụ có dạng như dòng i_a , biểu diễn trên đồ thị hình 2.38.

Một cách gần đúng, có thể tính được giá trị của dòng cân bằng như sau:

$$I_{cb} = \frac{U_{l,cb}}{3\omega L_{cb}} = \frac{U_2}{6\omega L_{cb}}$$

Trong thực tế cần hạn chế dòng cân bằng ở mức 5 – 10 % dòng tải định mức. Nếu chọn $I_{cb} = 0,1I_d$, có thể xác định giá trị điện cảm cân bằng:

$$L_{cb} \geq \frac{U_2}{6\omega(0,1I_d)}$$

Dòng hiệu dụng thứ cấp máy biến áp bằng:

$$I_2 = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} \approx 0,29I_d$$

Dòng sơ cấp có dạng các xung chữ nhật đối xứng. Vì vậy:

$$I_1 = \frac{1}{k_{ba}} \frac{I_d}{\sqrt{6}} \approx \frac{1}{k_{ba}} 0,41I_d$$

Công suất tính toán máy biến áp bằng:

$$S_1 = 3U_1I_1 = 3k_{ba} \frac{U_d}{1,17} \frac{1}{k_{ba}} 0,41I_d = 1,03P_d,$$

$$S_2 = 6U_2I_2 = 6 \frac{U_d}{1,17} 0,29I_d = 1,49P_d,$$

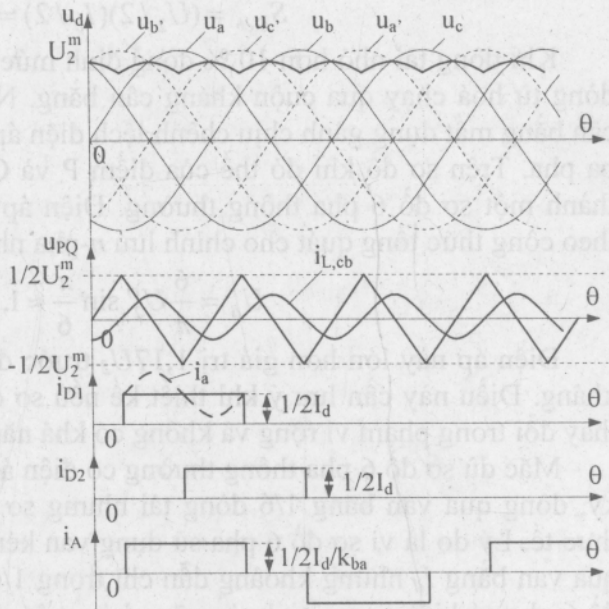
$$S_{ba} = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,26P_d.$$

Dòng trung bình qua diôt bằng: $I_D = \frac{1}{6}I_d$.

Điện áp ngược lớn nhất trên van, giống như ở sơ đồ tia ba pha, bằng giá trị biên độ của điện áp dây thứ cấp máy biến áp:

$$U_{ng,max} = \sqrt{6}U_2.$$

Bỏ qua dòng từ hoá có thể coi dòng qua cuộn kháng cân bằng bằng $I_d/2$, vậy công suất của cuộn kháng tính gần đúng bằng:



Hình 2.38. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ chỉnh lưu sáu pha, có cuộn kháng cân bằng.

$$S_{L,cb} = (U_2/2)(I_d/2) = 0,21P_d.$$

Khi dòng tải nhỏ hơn 10 % dòng định mức, các diôt sẽ không cho phép dòng từ hoá chạy qua cuộn kháng cân bằng. Nói cách khác là cuộn kháng cân bằng mất dụng gánh chịu chênh lệch điện áp giữa hai sơ đồ chỉnh lưu tia ba pha. Trên sơ đồ khi đó thế của điểm P và Q sẽ bằng nhau và sơ đồ trở thành một sơ đồ 6 pha thông thường. Điện áp chỉnh lưu khi đó tính được theo công thức tổng quát cho chỉnh lưu n -pha như sau:

$$U_d = \frac{6}{\pi} U_2^m \sin \frac{\pi}{6} \approx 1,35 U_2.$$

Điện áp này lớn hơn giá trị $1,17 U_2$ trước đó, khi có tác dụng của cuộn kháng. Điều này cần lưu ý khi thiết kế nếu sơ đồ phải làm việc với phụ tải thay đổi trong phạm vi rộng và không có khả năng chịu quá áp.

Mặc dù sơ đồ 6 pha thông thường có điện áp ra đập mạch 6 lần một chu kỳ, dòng qua van bằng $1/6$ dòng tải nhưng sơ đồ này không có ứng dụng thực tế. Lý do là vì sơ đồ 6 pha sử dụng van kém hiệu quả khi biên độ dòng qua van bằng I_d nhưng khoảng dẫn chỉ trong $1/6$ chu kỳ. Hơn nữa, trong sơ đồ 6 pha có hiện tượng từ hoá cưỡng bức một chiều, làm tăng tổn thất trong máy biến áp, giống như ở sơ đồ tia ba pha hay các sơ đồ hình tia nói chung.

2.7.2. Sơ đồ dùng tiristo

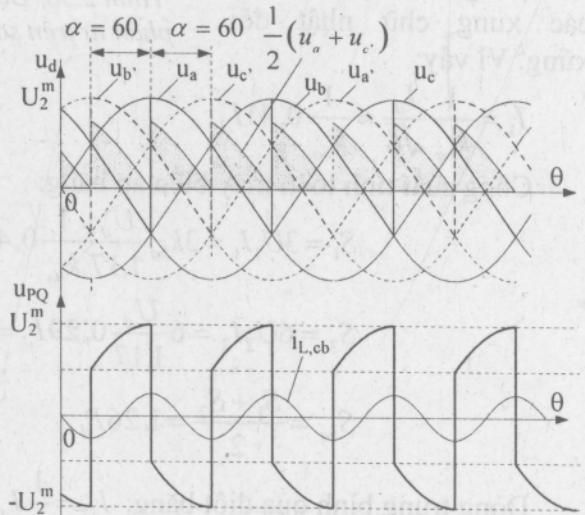
Khi thay các diôt trong sơ đồ hình 2.35 bằng các tiristo ta sẽ có sơ đồ chỉnh lưu 6 pha, có cuộn kháng cân bằng, có điều khiển. Do tác dụng của cuộn kháng cân bằng hai sơ đồ tia ba pha sẽ làm việc song song nhưng độc lập với nhau. Sử dụng mạch điện tương đương như hình 2.37 suy ra các biểu thức tính giá trị tức thời u_d

$u_{L,cb} = u_{PQ}$ như sau:

$$u_d = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2},$$

$$u_{L,cb} = -u_{d1} + u_{d2}.$$

Trong đó u_{d1} , u_{d2} là giá trị tức thời của điện áp chỉnh lưu của hai sơ đồ tia ba pha thành phần. Dựa trên các biểu thức này có thể vẽ được dạng điện áp chỉnh lưu và điện áp trên cuộn kháng như trên các đồ thị hình 2.39.



Hình 2.39. Dạng điện áp chỉnh lưu và điện áp trên cuộn kháng cân bằng khi $\alpha = 60^\circ$.

Có thể thấy rằng khi góc điều khiển α tăng lên, biên độ điện áp cân bằng tăng lên đáng kể, đạt giá trị lớn nhất khi $\alpha = 90^\circ$, bằng biên độ của điện áp thứ cấp máy biến áp. Vì vậy trong sơ đồ có điều khiển công suất của cuộn kháng phải được tính toán với dòng I_d định mức, điện áp với biên độ U_2^m , tần số bằng 3 lần tần số điện áp nguồn.

Câu hỏi ôn tập

1. Hãy nêu các đặc tính cơ bản của một sơ đồ chỉnh lưu.
2. Hãy phân tích các đặc tính cơ bản nhất của các sơ đồ: chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ, tia một pha, cầu một pha, tia ba pha, cầu ba pha, sáu pha có kháng cân bằng, với các loại tải khác nhau.
3. Hãy so sánh các sơ đồ cầu với sơ đồ tia, một pha, ba pha.
4. Hãy so sánh sơ đồ cầu ba pha và sơ đồ sáu pha, có kháng cân bằng theo các đặc tính cơ bản của sơ đồ chỉnh lưu.
5. Có thể điều khiển chỉnh lưu cầu ba pha như thế nào?

Chương 3

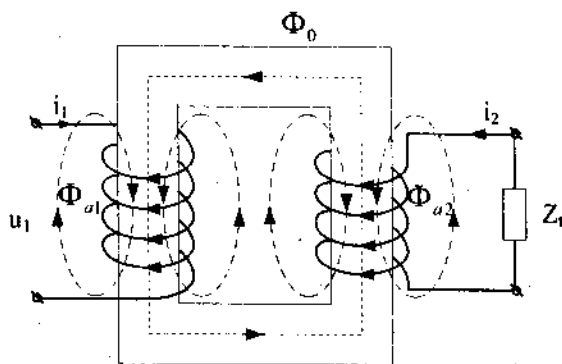
VẤN ĐỀ CHUYỂN MẠCH VÀ NGHỊCH LƯU PHỤ THUỘC

3.1. Hiện tượng chuyển mạch

Nghiên cứu về các bộ chỉnh lưu trong chương 2 dựa trên các giả thiết lý tưởng hoá, ví dụ: máy biến áp đơn thuần chỉ là bộ biến đổi điện áp qua tỷ số vòng dây cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp; van bán dẫn là một khoá điện từ lý tưởng với thời gian đóng cắt bằng 0; nguồn xoay chiều đầu vào thuần túy là nguồn điện áp với trở kháng trong bằng 0,... Hình dạng của điện áp chỉnh lưu, quan hệ giữa dòng điện xoay chiều với dòng một chiều, các đặc tính của van bán dẫn đã được thiết lập dựa trên chính mô hình bộ biến đổi lý tưởng này.

Trong chương này các đặc tính thu được từ mô hình bộ biến đổi lý tưởng sẽ được làm chính xác thêm lên bằng cách đưa dần các yếu tố thực tế vào mô hình. Việc xem xét chế độ nghịch lưu của các sơ đồ chỉnh lưu và bộ biến đổi có đảo chiều chỉ có ý nghĩa nếu tính đến các yếu tố thực tế này.

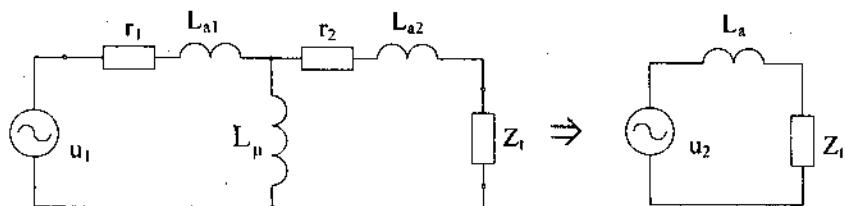
Trong thực tế, đường dây cung cấp nguồn xoay chiều đầu vào chỉnh lưu luôn có một giá trị điện cảm nhất định. Bản thân các máy biến áp cũng có điện trở thuần của dây cuộn và trở kháng tản do một phần từ thông móc vòng ra ngoài không khí. Đối với dải công suất lớn điện trở thuần của đường dây thường là không đáng kể so với trở kháng do các điện cảm tạo nên. Các thành phần điện cảm trên đầu vào xoay chiều của các bộ chỉnh lưu cản trở dòng điện qua các van bán dẫn thay đổi một cách tức thời. Cụ thể là, khi một van khoá lại phải mất một thời gian nhất định để dòng qua van trở về 0, tương tự đối với van mới mở ra, phải mất một thời gian như vậy để dòng qua van tăng từ 0 đến giá trị dòng tải. Hiện tượng này gọi là *hiện tượng chuyển mạch*, thời gian diễn ra quá trình này gọi là *thời gian chuyển mạch*. Quá trình chuyển mạch diễn ra ngay cả khi giả thiết các van bán dẫn là lý tưởng với thời gian đóng cắt (t_m, t_k) đều bằng 0.



Hình 3.1. Mô hình mạch từ máy biến áp.

Khái niệm về từ thông tản được giải thích qua sơ đồ mạch từ của máy biến áp hai cuộn dây, cho trên hình 3.1. Ngoài thành phần từ thông chính Φ_0 móc vòng trong lõi sắt máy biến áp còn có thành phần từ thông do dòng điện cuộn sơ cấp và thứ cấp móc vòng ra không khí Φ_{a1}, Φ_{a2} , gọi là từ thông tản. Để mô tả các thành phần từ thông này trong sơ đồ tương đương của máy biến áp, cho trên hình 3.2, ta đưa vào các thành phần điện cảm tản

$$L_{a1} = \frac{\Phi_{a1}}{I_1}, L_{a2} = \frac{\Phi_{a2}}{I_2}.$$

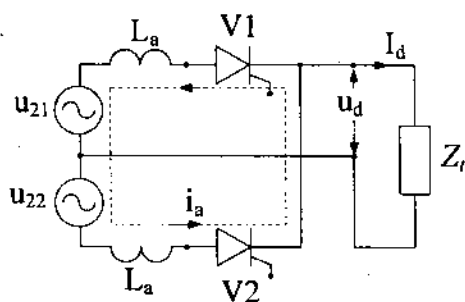


Hình 3.2. Mạch điện tương đương của máy biến áp.

Các điện trở thuần r_1, r_2 có thể bỏ qua. L_μ là điện cảm từ hoá máy biến áp, có giá trị rất lớn. Vì vậy sơ đồ tương đương còn có thể đơn giản hoá hơn nữa, chỉ còn lại nguồn áp bằng điện áp thứ cấp u_2 , các điện cảm tản quy đổi về phía thứ cấp thành điện cảm L_a nói chung.

3.1.1. Chuyển mạch trong sơ đồ tia một pha

Quá trình chuyển mạch được xét đến trước tiên cho sơ đồ đơn giản nhất, chỉnh lưu tia một pha. Bằng cách biến đổi tương đương máy biến áp đã nói đến ở trên có thể biểu diễn sơ đồ chỉnh lưu như trên hình 3.3. Trên hình 3.3 điện áp xoay chiều đầu vào chỉnh lưu được thay thế bởi hai nguồn s.đ.đ $u_{21},$



Hình 3.3. Mạch vòng chuyển mạch trong sơ đồ tia một pha.

u_{22} , nối tiếp với một điện cảm tản L_a .

Giả sử tiristo V1 đang dẫn dòng, đến thời điểm $\theta = \pi + \alpha$, tín hiệu điều khiển đến mở V2. V2 mở ra được vì điện áp anôt - catôt của nó đang dương. Do có điện cảm L_a trong mạch, dòng qua V1 không thể về 0 lập tức, dòng qua V2 không thể bằng ngay I_d . Như vậy tồn tại một khoảng thời gian V1 và V2 cùng dẫn, tạo nên một mạch vòng dòng điện gồm $u_{21}, u_{22}, L_a, V2, V1, L_a$.

Trong mạch vòng này xuất hiện dòng i_a , gọi là dòng chuyển mạch, có chiều tăng cường dòng qua V2 và làm giảm dòng qua V1. Giả thiết rằng khoảng thời gian diễn ra chuyển mạch là tương đối ngắn so với chu kỳ đóng cắt của các van nên dòng tải chưa kịp thay đổi, giữ nguyên giá trị I_d .

Trong giai đoạn chuyển mạch, ta có: $i_{v1} = I_d - i_a$; $i_{v2} = i_a$.

Kết thúc chuyển mạch, ta có: $i_{v1} = 0$; $i_{v2} = I_d$.

Viết phương trình cho mạch vòng chuyển mạch:

$$2X_a \frac{di_a}{d\theta} = 2u_2,$$

trong đó: $X_a = \omega L_a$; $\theta = \omega t$; $u_2 = U_2^m \sin \theta$.

Với điều kiện đầu, tại $\theta = \alpha$ thì $i_a = 0$, phương trình vi phân trên có nghiệm dạng:

$$i_a = \frac{U_2^m}{X_a} (\cos \alpha - \cos \theta)$$

Gọi γ là góc diễn ra chuyển mạch, tại $\theta = \alpha + \gamma$ thì chuyển mạch kết thúc, nghĩa là $i_a = I_d$, có thể viết được:

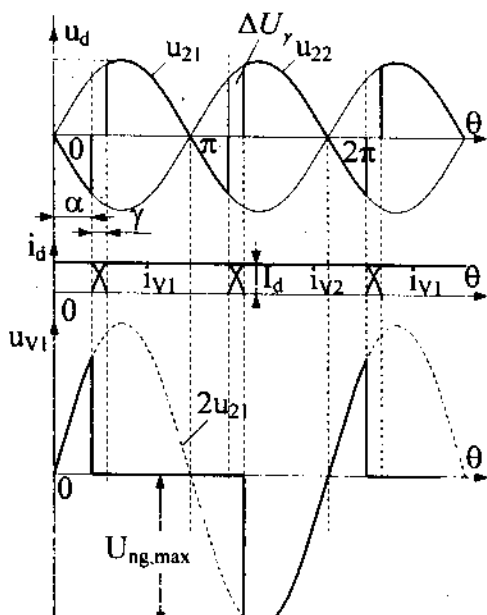
$$I_d = \frac{U_2^m}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)],$$

$$\text{Hay: } [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{X_a I_d}{\sqrt{2} U_2}.$$

Biểu thức này cho phép xác định góc chuyển mạch γ phụ thuộc góc điều khiển α , dòng tải I_d và các tham số của mạch X_a , U_2 .

Trong khoảng γ , V1 và V2 cùng dẫn, điện áp trên hai điện cảm L_a bằng nhau nên thế của điểm catốt chung của hai van bằng thế của điểm nối giữa hai nguồn u_{21} , u_{22} , nghĩa là $u_d = 0$. Vì vậy, điện áp chỉnh lưu bị mất đi một phần, được bôi đen trên đồ thị hình 3.4. Giá trị phần bị mất đi, ký hiệu qua ΔU_a , gọi là sụt áp do quá trình chuyển mạch, tính được như sau:

$$\Delta U_\gamma = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} U_2^m \sin \theta d\theta = \frac{U_2^m}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$



Hình 3.4. Dạng dòng điện, điện áp trong quá trình chuyển mạch.

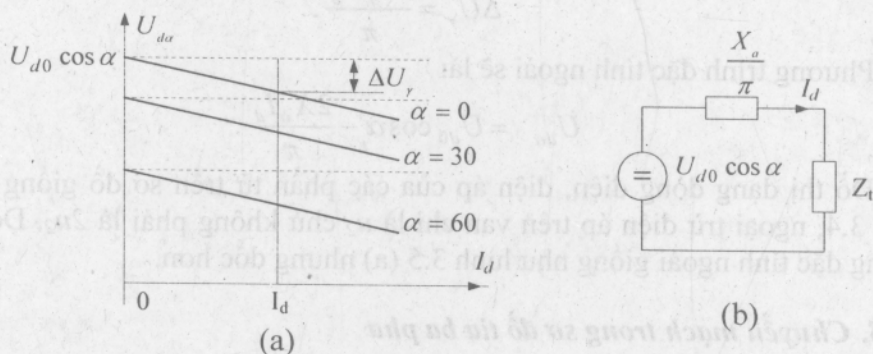
Kết hợp các biểu thức trên, ta có:

$$\Delta U_\gamma = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}U_2} = \frac{I_d X_a}{\pi}$$

Như vậy điện áp chỉnh lưu có thể biểu diễn như sau:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma = U_{d0} \cos \alpha - \frac{X_a I_d}{\pi}$$

Biểu thức thể hiện mối quan hệ giữa $U_{d\alpha}$ và dòng chỉnh lưu I_d , gọi là đặc tính ngoài của chỉnh lưu, có đồ thị cho trên hình 3.5 (a). Ý nghĩa của đặc tính ngoài là ta có thể thay thế bộ chỉnh lưu bằng sơ đồ tương đương như trên hình 3.5 (b), trong đó chỉnh lưu giống như một nguồn điện, có s.d.đ trong $U_{d\alpha} \cos \alpha$, với nội trở bằng $\frac{X_a}{\pi}$.

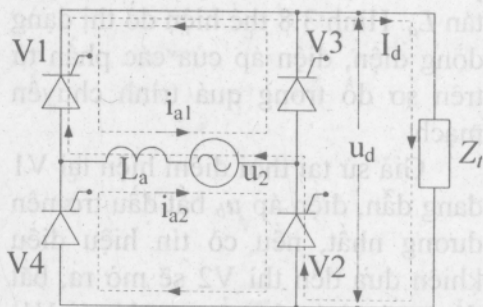


Hình 3.5. (a) Đồ thị đường đặc tính ngoài của chỉnh lưu tia một pha;
(b) Sơ đồ thay thế tương đương.

3.1.2. Chuyển mạch trong sơ đồ cầu một pha

Chuyển mạch trong sơ đồ cầu một pha giữa hai van trong cùng một nhóm, catôt chung hoặc anôt chung, xảy ra giống như trong sơ đồ tia một pha. Sự khác nhau giữa hai sơ đồ là trong sơ đồ cầu có bốn van chuyển mạch cùng một lúc. Điều này được thể hiện trên sơ đồ tương đương như trên hình 3.6.

Giả sử V1, V2 đang dẫn dòng tải I_d , có tín hiệu điều khiển đến mở V2



Hình 3.6. Sơ đồ tương đương của quá trình chuyển mạch trong sơ đồ cầu.

và V4. Theo sơ đồ tương đương, khi đó xảy ra chuyển mạch giữa V1 với V3 và giữa V2 với V4. Có hai mạch vòng chuyển mạch cùng hai dòng chuyển mạch i_{a1} , i_{a2} . Điều kiện xảy ra và kết thúc chuyển mạch giống y như trong sơ đồ tia một pha.

Điều kiện đầu: tại $\theta = \alpha$ thì $i_{a1} = i_{a2} = 0$.

Kết thúc chuyển mạch: tại $\theta = \alpha + \gamma$, $i_{a1} = i_{a2} = I_d$.

Do đó biểu thức để xác định góc chuyển mạch vẫn là:

$$[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{X_a I_d}{\sqrt{2} U_2}$$

Hai sơ đồ chỉ khác nhau về sụt áp trong quá trình chuyển mạch. Trong sơ đồ cầu sụt áp sinh ra do có hai dòng chuyển mạch cùng chạy qua điện cảm tản L_a , vì vậy sụt áp sẽ lớn gấp đôi, nghĩa là:

$$\Delta U_\gamma = \frac{2 I_d X_a}{\pi}$$

Phương trình đặc tính ngoài sẽ là:

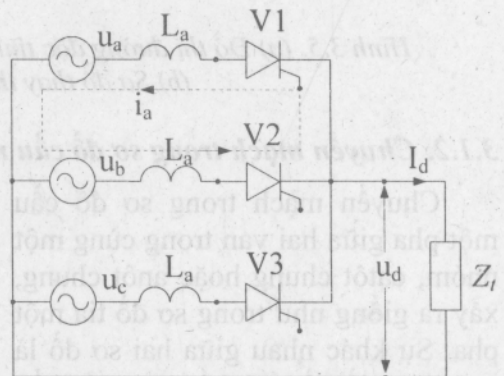
$$U_{da} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{2 X_a I_d}{\pi}$$

Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ giống như hình 3.4, ngoại trừ điện áp trên van chỉ là u_2 chứ không phải là $2u_2$. Đồ thị đường đặc tính ngoài giống như hình 3.5 (a) nhưng dốc hơn.

3.1.3. Chuyển mạch trong sơ đồ tia ba pha

Hình 3.7 thể hiện sơ đồ tương đương của chỉnh lưu tia ba pha, trong đó nguồn điện áp xoay chiều được thay thế bằng nguồn s.d.đ ba pha u_a , u_b , u_c , nối tiếp với điện cảm tản L_a . Hình 3.8 thể hiện đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ trong quá trình chuyển mạch.

Giả sử tại thời điểm hiện tại V1 đang dẫn, điện áp u_b bắt đầu trở nên dương nhất, nếu có tín hiệu điều khiển đưa đến thì V2 sẽ mở ra, bắt đầu quá trình chuyển mạch với V1. Mạch vòng chuyển mạch được tạo nên gồm u_b , L_a , V2, V1, L_a , u_a . Lưu



Hình 3.7. Sơ đồ tương đương của chỉnh lưu tia ba pha trong quá trình chuyển mạch.

ý rằng điện áp tạo nên dòng chuyển mạch i_a là điện áp dây u_{ba} , có thể viết được phương trình của mạch vòng chuyển mạch dưới dạng:

$$2X_a \frac{di_a}{d\theta} = u_{ba},$$

trong đó,

$u_{ba} = U_{2,l}^m \sin \theta$; $U_{2,l}^m$: giá trị biên độ của điện áp dây;

$$X_a = \omega L_a;$$

θ : góc tính từ điểm chuyển mạch tự nhiên.

Trong giai đoạn chuyển mạch: $i_{V1} = I_d - i_a$; $i_{V2} = i_a$.

Chuyển mạch kết thúc khi: $i_{V1} = 0$; $i_{V2} = I_d$.

Giải phương trình mạch vòng chuyển mạch với các điều kiện đầu, tìm được giá trị dòng điện dưới dạng:

$$i_a = \frac{U_{2,l}^m}{2X_a} (\cos \alpha - \cos \theta).$$

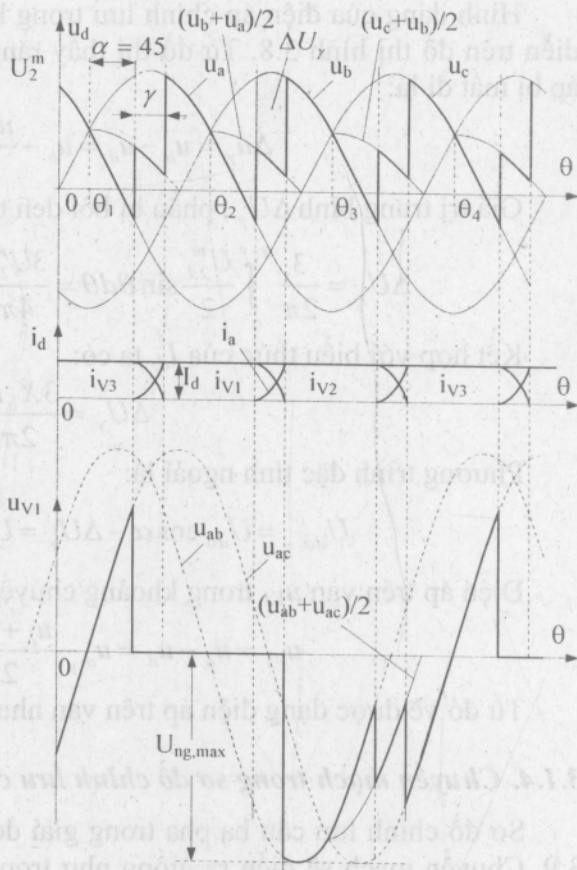
Tại $\theta = \alpha + \gamma$ chuyển mạch kết thúc, dòng chuyển mạch bằng dòng tải, $i_a = I_d$. Từ đây suy ra biểu thức để xác định góc chuyển mạch γ , phụ thuộc góc điều khiển α , dòng tải I_d và các tham số của mạch X_a , U_2 như sau:

$$I_d = \frac{U_{2,l}^m}{2X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

Từ sơ đồ hình 3.7 ta nhận thấy, trong khoảng chuyển mạch, thế của điểm catốt chung của V1, V2, so với điểm trung tính của nguồn dùng bằng $(u_a + u_b)/2$ do tác dụng phân áp của hai điện cảm L_a . Điều này cũng có thể lý giải bằng các phép tính toán sau đây.

Trong khoảng $\alpha \leq \theta < \alpha + \gamma$:

$$u_d = u_b - u_{L,a} = u_b - X_a \frac{di_a}{d\theta} = u_b - \frac{u_{ba}}{2} = u_b - \frac{u_b - u_a}{2} = \frac{u_a + u_b}{2}$$



Hình 3.8. Dạng điện áp, dòng điện trong quá trình chuyển mạch trên sơ đồ tia ba pha.

Hình dạng của điện áp chỉnh lưu trong khoảng chuyển mạch được biểu diễn trên đồ thị hình 3.8. Từ đồ thị thấy rằng giá trị tức thời của phần điện áp bị mất đi là:

$$\Delta u_{\gamma} = u_b - u_d = u_b - \frac{u_b + u_a}{2} = \frac{u_{ba}}{2}.$$

Giá trị trung bình ΔU_{γ} , phần bị bôi đen trên đồ thị, tính được là:

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{U_{2,l}^m}{2} \sin \theta d\theta = \frac{3U_{2,l}^m}{4\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

Kết hợp với biểu thức của I_d , ta có:

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{3X_a I_d}{2\pi}.$$

Phương trình đặc tính ngoài là:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_{\gamma} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3X_a I_d}{2\pi}.$$

Điện áp trên van u_{V1} trong khoảng chuyển mạch giữa V2 với V3 bằng:

$$u_{V1} = u_a - u_d = u_a - \frac{u_c + u_b}{2} = \frac{u_{ac} + u_{ab}}{2}.$$

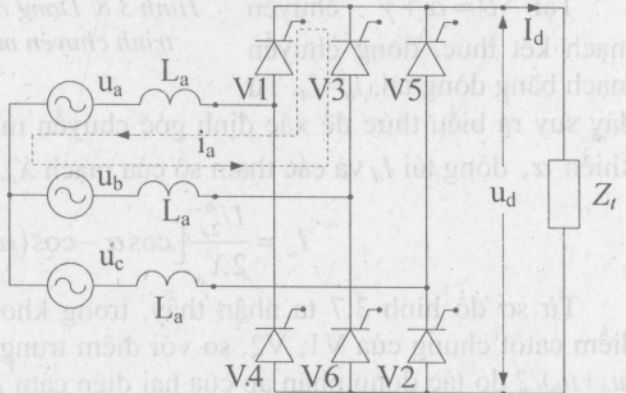
Từ đó vẽ được dạng điện áp trên van như trên đồ thị hình 3.8.

3.1.4. Chuyển mạch trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha

Sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha trong giai đoạn chuyển mạch cho trên hình 3.9. Chuyển mạch sẽ diễn ra giống như trong sơ đồ tia ba pha đối với mỗi nhóm van catôt chung hoặc anôt chung. Trong mỗi chu kỳ điện áp lưới xảy ra 6 lần chuyển mạch, nhiều hơn hai lần so với ở sơ đồ hình tia, do đó sụt áp do quá trình chuyển mạch cũng lớn gấp đôi.

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{3X_a I_d}{\pi}.$$

Vì các điều kiện diễn ra chuyển mạch cũng giống như ở sơ đồ tia ba pha nên biểu thức để xác định góc chuyển mạch γ ,



Hình 3.9. Sơ đồ tương đương của chỉnh lưu cầu ba pha trong giai đoạn chuyển mạch.

phụ thuộc góc α , dòng tải I_d và các tham số của mạch X_a , U_2 vẫn là:

$$I_d = \frac{U_{2,j}^m}{2X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

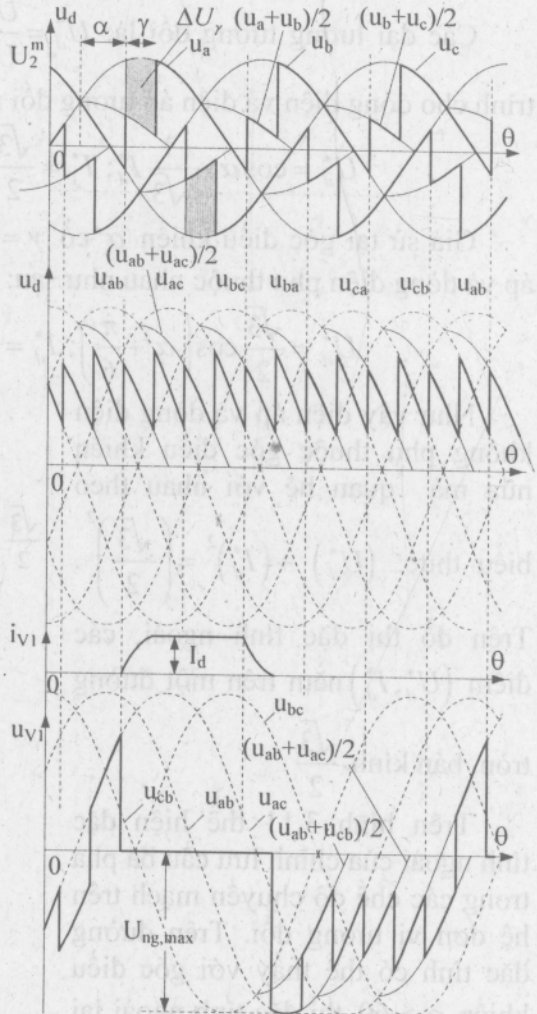
Phương trình đặc tính ngoài của chỉnh lưu cầu ba pha sẽ là:

$$U_{da} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3X_a I_d}{\pi}.$$

Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trong quá trình chuyển mạch cho trên hình 3.10.

Ngoài ra trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha còn có các chế độ chuyển mạch phức tạp hơn. Sau đây sẽ đưa ra một số vấn đề liên quan dành cho các người đọc có nhu cầu tìm hiểu sâu hơn.

Đối với chỉnh lưu cầu, một sơ đồ có nhiều ứng dụng quan trọng thì việc phân tích các chế độ làm việc không bình thường có ý nghĩa to lớn. Đó là các chế độ quá tải, ngắn mạch, khi dòng tải lớn lên bất thường. Khi dòng tải lớn các chế độ chuyển mạch sẽ khác so với việc phân tích đơn giản hoá trên đây. Như đã thấy qua biểu thức xác định góc chuyển mạch γ , có thể thấy rằng với cùng một góc điều khiển α , góc γ sẽ tăng cùng với dòng I_d . Đến một giá trị nào đó của dòng I_d , sẽ xảy ra tình huống $\gamma = 60^\circ$. Bắt đầu từ đây sơ đồ chuyển sang chế độ lúc nào cũng có 3 van cùng dẫn. Đó là vì trong sơ đồ chỉnh lưu cầu sau mỗi 60° lại có một van mới vào làm việc. Rơi vào chế độ này, sơ đồ sẽ tự động



Hình 3.10. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trong quá trình chuyển mạch trong chỉnh lưu cầu.

điều chỉnh điện áp $U_{d\alpha}$ cùng với dòng chỉnh lưu I_d sao cho góc điều khiển α sẽ không thay đổi được nữa.

Để lý giải trước hết ta viết lại các phương trình trong hệ đơn vị tương đối. Đặt các giá trị cơ sở là dòng ngắn mạch I_{nm} và điện áp chỉnh lưu khi chưa điều khiển:

$$I_{nm} = \frac{\sqrt{2}U_2}{X_d}; U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_2.$$

Các đại lượng tương đối là: $U_d^* = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}}; I_d^* = \frac{I_d}{I_{nm}}$. Viết lại các phương trình cho dòng điện và điện áp tương đối như sau:

$$U_d^* = \cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} I_d^*; I_d^* = \frac{\sqrt{3}}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

Giả sử tại góc điều khiển α' có $\gamma = 60^\circ$. Khi đó có thể tính được điện áp và dòng điện phụ thuộc nhau như sau:

$$U_d^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\alpha' + \frac{\pi}{6}\right); I_d^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\alpha' + \frac{\pi}{6}\right).$$

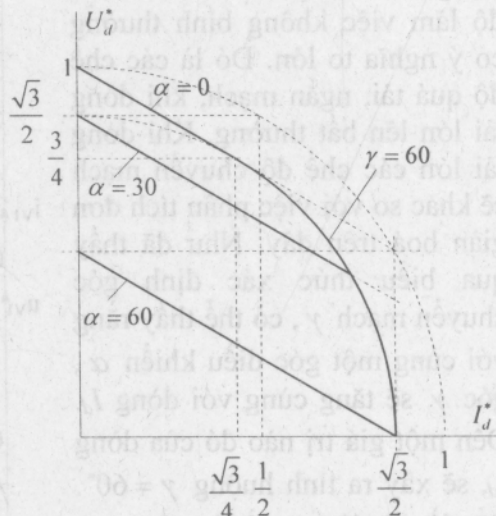
Như vậy điện áp và dòng điện không phụ thuộc góc điều khiển nữa mà quan hệ với nhau theo

biểu thức: $(U_d^*)^2 + (I_d^*)^2 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2$.

Trên đồ thị đặc tính ngoài, các điểm (U_d^*, I_d^*) nằm trên một đường

tròn, bán kính $\frac{\sqrt{3}}{2}$.

Trên hình 3.11 thể hiện đặc tính ngoài của chỉnh lưu cầu ba pha trong các chế độ chuyển mạch trên hệ đơn vị tương đối. Trên đường đặc tính có thể thấy với góc điều khiển $\alpha > 60^\circ$ thì đặc tính ngoài lại là một đường thẳng.



Hình 3.11. Đặc tính ngoài của chỉnh lưu cầu ba pha trên hệ đơn vị tương đối.

3.2. Nghịch lưu phụ thuộc

Nghịch lưu phụ thuộc là chế độ làm việc của các sơ đồ chỉnh lưu, trong đó năng lượng từ phía một chiều được đưa trả về phía xoay chiều. Đây là chế độ làm việc phổ biến của các bộ chỉnh lưu, nhất là trong ứng dụng với các hệ thống truyền động điện một chiều. Khi một máy điện một chiều được điều khiển bởi bộ chỉnh lưu, máy điện có thể là động cơ tiêu thụ năng lượng từ lưới điện nhưng cũng có thể đóng vai trò là nguồn phát năng lượng, đưa trả về lưới. Điều này xảy ra trong chế độ động cơ hãm tái sinh, trong đó động năng tích lũy trong phần quay của động cơ được đưa trả về phía lưới xoay chiều. Tuy nhiên vấn đề trao đổi năng lượng giữa phía một chiều và phía xoay chiều còn xảy ra luân phiên trong các hệ thống biến tần trực tiếp và trong các hệ thống truyền tải điện một chiều.

Để thực hiện được chế độ nghịch lưu phụ thuộc phải có ba điều kiện sau đây:

1. Trong mạch một chiều phải có nguồn s.d.đ E_d , có cực tính tăng cường dòng I_d , nghĩa là dòng đi vào ở cực âm và đi ra ở cực dương của E_d .
2. Góc điều khiển α phải lớn hơn 90° . Điều này dẫn đến $U_{da} = U_{d0} \cos \alpha < 0$. Như vậy bộ chỉnh lưu không phải là nguồn cấp năng lượng vì dòng đi ra ở cực âm và đi vào ở cực dương của U_{da} .

3. Góc khoá của van $\delta = \pi - (\alpha + \gamma)$ phải lớn hơn một góc khoá tối thiểu, xác định bởi thời gian phục hồi tính khoá của van t_r , $\delta \geq \delta_{\min} = \omega t_r$. Đây là điều kiện quan trọng liên quan đến quá trình khoá của van trong chế độ nghịch lưu.

Trong các sơ đồ cụ thể sau đây, ý nghĩa của các điều kiện trên sẽ được làm rõ.

3.2.1. Nghịch lưu phụ thuộc trong sơ đồ tia một pha

Sơ đồ cho trên hình 3.12a. Lưu ý rằng cực tính của E_d có chiều tăng cường dòng I_d . Trên hình 3.12c thể hiện sơ đồ thay thế tương đương của chỉnh lưu và mạch một chiều. Có thể thấy rằng với góc điều khiển $0 \leq \alpha < 90^\circ$, $U_{da} > 0$, cả phía chỉnh lưu lẫn phía nguồn s.d.đ E_d đều làm việc trong chế độ máy phát. Phần tử tiêu thụ năng lượng duy nhất trong mạch là điện trở R .

Khi tăng góc điều khiển α đến lớn hơn 90° sẽ có $U_{da} < 0$, dòng I_d đi ra ở cực (-), đi vào ở cực (+) của U_{da} . Vậy phía chỉnh lưu làm việc trong chế độ phụ tải. Tuy nhiên phía chỉnh lưu không có phần tử biến đổi năng lượng nào, vậy chỉ có thể là năng lượng đó được đưa trả về phía lưới xoay chiều.

Phần năng lượng lưới nhận được chính là: $P_d = |U_{d\alpha}| I_d$.

Dòng I_d đi ra ở cực (+), đi vào ở cực (-) của E_d , vậy E_d làm việc trong chế độ máy phát.

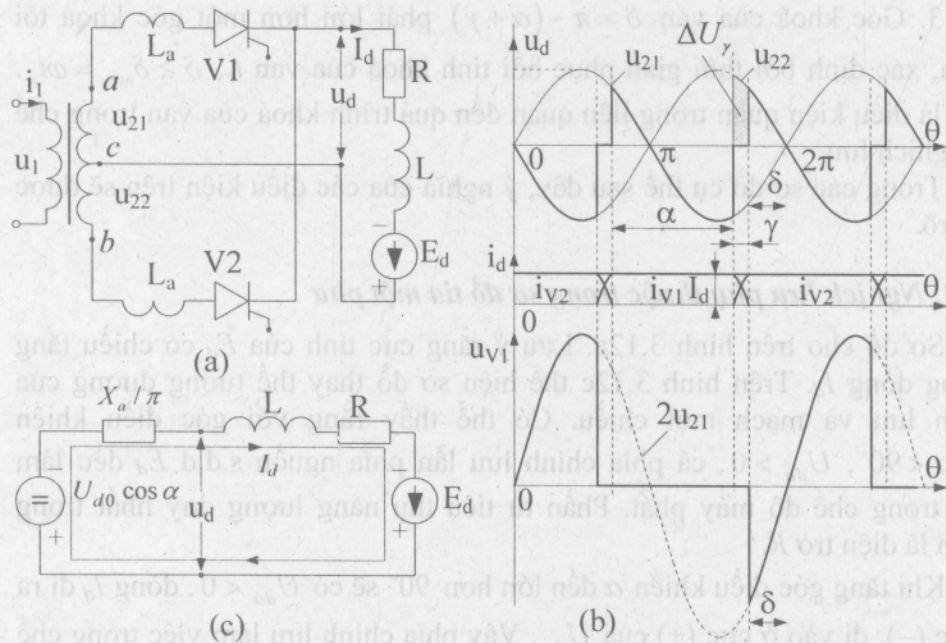
Ký hiệu góc $\beta = \pi - \alpha$, gọi là góc nghịch lưu.

$\beta = \gamma + \delta$, trong đó γ là góc chuyển mạch, δ gọi là góc khoá của van. Ý nghĩa của góc khoá thể hiện trên đồ thị hình 3.12b qua đồ thị dạng điện áp trên van V1. Khi V2 mở ra thì trong khoảng δ điện áp đặt lên V1 có cực tính âm. Vậy đó chính là khoảng thời gian dành cho V1 phục hồi tính chất khoá của mình. Để V1 có thể khoá lại trước khi điện áp trên anôt - catôt của nó lại dương, phải đảm bảo rằng $\delta \geq \omega t_r$, trong đó t_r là thời gian phục hồi của van.

Nếu $\delta < \omega t_r$, van V1 sẽ chưa khoá lại được trong khi V2 đã mở ra dẫn đến ngắn mạch nguồn giữa u_{21} và u_{22} . Đây là hiện tượng sự cố, gọi là lật nghịch lưu.

1. Phương trình đặc tính vào

Phương trình mô tả sự phụ thuộc của $U_{d\alpha}$ vào I_d có dạng tương tự như phương trình đặc tính ra của sơ đồ chỉnh lưu, nhưng ở đây gọi là đặc tính vào:



Hình 3.12. Nghịch lưu phụ thuộc sơ đồ tia một pha. (a) Sơ đồ; (b) Đồ thị dạng dòng điện, điện áp; (c) Mạch điện thay thế tương đương.

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma = -U_{d0} \cos \beta - \Delta U_\gamma \\
 &= U_{d0} \cos \alpha - \frac{X_a I_d}{\pi}.
 \end{aligned}$$

Có thể thấy rằng trong nghịch lưu phụ thuộc ΔU_γ làm tăng giá trị tuyệt đối của $U_{d\alpha}$.

$$\text{Dòng chỉnh lưu trung bình xác định bằng: } I_d = \frac{U_{d\alpha} + E_d}{R}.$$

Phương trình để xác định góc chuyển mạch:

$$I_d = \frac{U_2^m}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

Vì $\alpha + \gamma + \delta = \pi$ nên $\cos(\alpha + \gamma) = -\cos \delta$. Viết lại biểu thức trên như sau:

$$\cos \alpha + \cos \delta = \frac{X_a I_d}{U_2^m}.$$

Góc khoá của van phải thoả mãn điều kiện:

$\delta \geq \delta_{th} = \omega t_r \Rightarrow \cos \delta \leq \cos \delta_{th}$, trong đó δ_{th} là góc khoá tối thiểu của van, hay còn gọi là góc khoá tới hạn. Từ đây suy ra điều kiện ràng buộc đối với góc điều khiển α :

$$\cos \alpha + \cos \delta \leq \cos \alpha + \cos \delta_{th} \Rightarrow \frac{X_a I_d}{U_2^m} \leq \cos \alpha + \cos \delta_{th} \Rightarrow \cos \alpha \geq \frac{X_a I_d}{U_2^m} - \cos \delta_{th}.$$

Quan hệ trên đây cho phép xác định *góc điều khiển lớn nhất cho phép*, $\alpha_{\max}$, ứng với một dòng điện I_d nào đó. Thông thường lấy góc khoá tới hạn khoảng $\delta_{th} = 5 \div 15^\circ$.

2. Đặc tính tổng quát

Kết hợp giữa đặc tính ra của sơ đồ chỉnh lưu với đặc tính vào của nghịch lưu phụ thuộc ta có *đặc tính tổng quát* của một sơ đồ chỉnh lưu, như biểu diễn trên hình 3.13.

3. Đặc tính tới hạn

Với một góc điều khiển α thì dòng tải tới hạn xác định từ biểu thức:

$$\cos \alpha + \cos \delta_{th} = \frac{X_a I_{d,th}}{U_2^m} \Rightarrow \cos \alpha = \frac{X_a I_{d,th}}{U_2^m} - \cos \delta_{th}$$

Ứng với dòng tải tới hạn đó, thay biểu thức $\cos \alpha$ vào biểu thức điện áp chỉnh lưu, sẽ có giá trị tới hạn của điện áp như sau:

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha,th} &= U_{d0} \cos \alpha - \frac{X_a I_{d,th}}{\pi} \\
 &= \frac{2U_2^m}{\pi} \left(\frac{X_a I_{d,th}}{U_2^m} - \cos \delta_{th} \right) - \frac{X_a I_{d,th}}{\pi} = -\frac{2U_2^m}{\pi} \cos \delta_{th} + \frac{X_a I_{d,th}}{\pi} \\
 &= -U_{d0} \cos \delta_{th} + \frac{X_a I_{d,th}}{\pi}
 \end{aligned}$$

Đường đặc tính tới hạn

$(U_{d\alpha,th}, I_{d,th})$ chính là đường đối xứng qua trục hoành của đặc tính $(U_{d0} \cos \delta_{th}, I_{d,th})$, biểu diễn trên đặc tính tổng quát của một sơ đồ chỉnh lưu như trên hình 3.13.

3.2.2. Nghịch lưu phụ thuộc, sơ đồ cầu một pha

Chế độ nghịch lưu phụ thuộc trong sơ đồ cầu một pha xảy ra trong những điều kiện tương tự như ở sơ đồ tia một pha. Những biểu thức tính toán chỉ khác do sụt áp do quá trình chuyển mạch sẽ lớn gấp đôi:

$$\Delta U_\gamma = \frac{2I_d X_a}{\pi}.$$

Dòng chỉnh lưu trung bình xác định bằng: $I_d = \frac{U_{d\alpha} + E_d}{R}$.

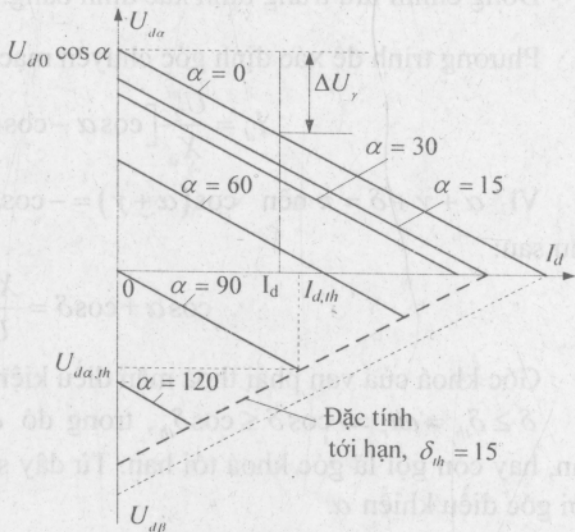
Phương trình để xác định góc chuyển mạch:

$$I_d = \frac{U_2^m}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

Phương trình đặc tính vào sẽ có dạng:

$$U_{d\beta} = -U_{d0} \cos \beta - \frac{2X_a I_d}{\pi} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{2X_a I_d}{\pi}.$$

Đặc tính tổng quát được xây dựng giống như ở sơ đồ tia một pha.



Hình 3.13. Đặc tính tổng quát của một sơ đồ chỉnh lưu.

3.2.3. Nghịch lưu phụ thuộc, sơ đồ tia ba pha

Các biểu thức để tính toán chế độ nghịch lưu phụ thuộc bao gồm:

$$\Delta U_\gamma = \frac{3X_a I_d}{2\pi}$$

$$I_d = \frac{U_{2\gamma}^m}{2X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

$$U_{d\beta} = -U_{d0} \cos \beta - \Delta U_\gamma = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3X_a I_d}{2\pi}$$

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} + E_d}{R}$$

3.2.4. Nghịch lưu phụ thuộc, sơ đồ cầu ba pha

Các biểu thức tính toán:

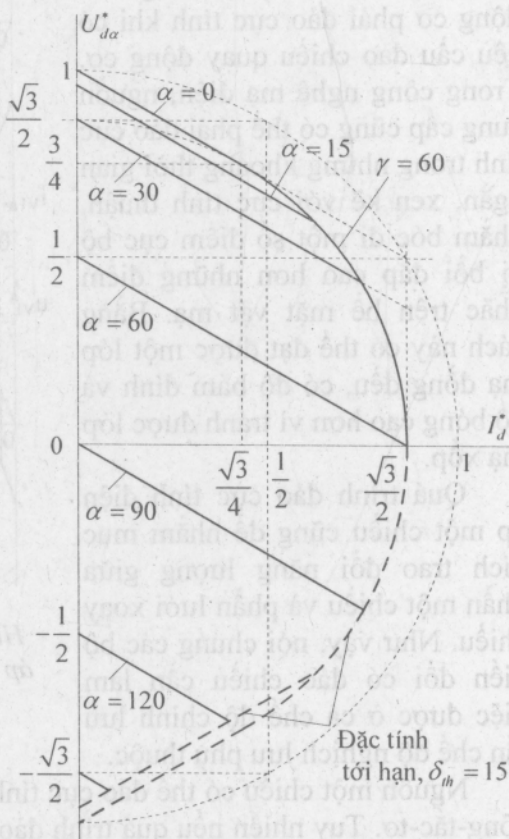
$$I_d = \frac{U_{2\gamma}^m}{2X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

$$U_{d\beta} = -U_{d0} \cos \beta - \Delta U_\gamma = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3X_a I_d}{\pi}$$

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} + E_d}{R}$$

Phối hợp với đặc tính ra của chỉnh lưu cầu ba pha cho trên hình 3.11, xây dựng đặc tính giới hạn tương tự như ở hình 3.13, có thể xây dựng được đặc tính tổng quát của chỉnh lưu cầu ba pha trên hệ đơn vị tương đối như trên hình 3.14.

Việc xác định dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ cầu ba pha khá phức tạp. Cách tốt nhất là dùng trợ giúp của các công cụ mô phỏng mạch điện tử công suất như Toolbox SimPowerSystems của MATLAB – SIMULINK hoặc PSIM.



Hình 3.14. Đặc tính tổng quát của chỉnh lưu cầu ba pha trên hệ đơn vị tương đối.

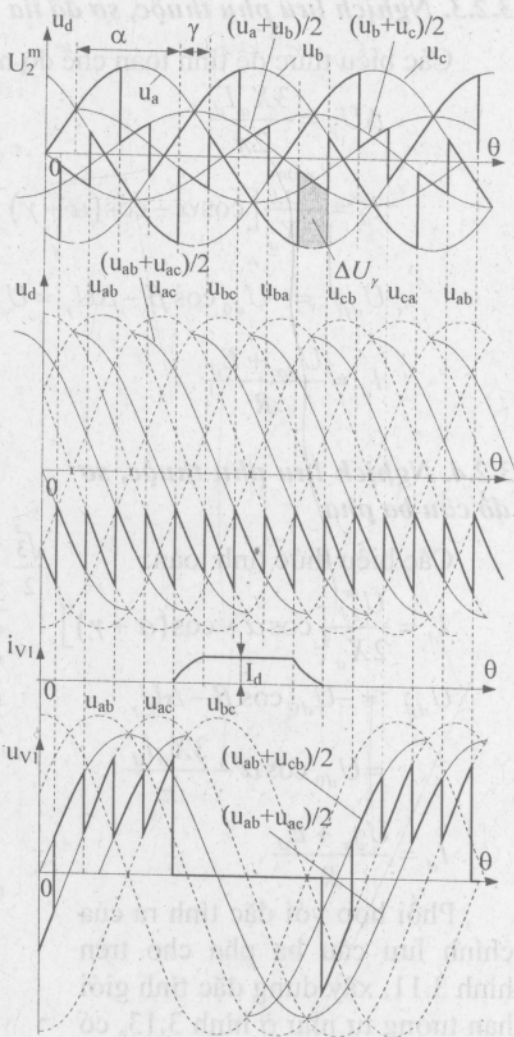
Để bạn đọc tiện tham khảo trên hình 3.15 đưa ra đồ thị dạng dòng điện, điện áp trong chế độ nghịch lưu phụ thuộc cho trường hợp $\alpha = 105^\circ, \gamma = 30^\circ$.

3.3. Bộ biến đổi có đảo chiều

Một số phụ tải một chiều yêu cầu nguồn điện cung cấp có thể đảo được cực tính. Ví dụ, trong hệ truyền động điện một chiều, điện áp đặt lên mạch phản ứng của động cơ phải đảo cực tính khi có yêu cầu đảo chiều quay động cơ. Trong công nghệ mạ điện, nguồn cung cấp cũng có thể phải đảo cực tính trong những khoảng thời gian ngắn, xen kẽ với cực tính thuận, nhằm bóc đi một số điểm cục bộ bị bồi đắp cao hơn những điểm khác trên bề mặt vật mạ. Bằng cách này có thể đạt được một lớp mạ đồng đều, có độ bám dính và độ bóng cao hơn vì tránh được lớp mạ xốp.

Quá trình đảo cực tính điện áp một chiều cũng để nhằm mục đích trao đổi năng lượng giữa phần một chiều và phần lưới xoay chiều. Như vậy, nói chung các bộ biến đổi có đảo chiều cần làm việc được ở cả chế độ chỉnh lưu lẫn chế độ nghịch lưu phụ thuộc.

Nguồn một chiều có thể đảo cực tính bằng cách dùng cặp tiếp điểm của công-tắc-tơ. Tuy nhiên nếu quá trình đảo chiều yêu cầu diễn ra rất nhanh và nhiều lần thì các phần tử có tiếp điểm không thể đáp ứng được. Trong hệ thống truyền động một chiều, các chế độ động cơ hoặc hãm tái sinh có thể xảy ra liên tục khi động cơ phải làm việc với phụ tải động, do đó nguồn một

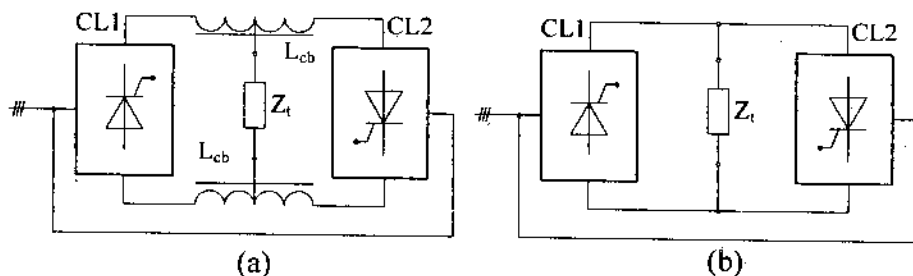


Hình 3.15. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trong nghịch lưu cầu ba pha, $\alpha = 105^\circ, \gamma = 30^\circ$.

chiều cung cấp phải đảo chiều liên tục. Trong công nghệ mạ đảo dòng, thời gian “mạ ngược” chỉ chiếm vài trăm ms trong cả chu kỳ mạ, cỡ 1000 ms.

Về nguyên tắc, bộ biến đổi có đảo chiều cấu tạo từ hai bộ chỉnh lưu CL1, CL2, thuận và ngược, cùng được cung cấp bởi một nguồn xoay chiều, như được chỉ ra trên hình 3.16.

Các bộ biến đổi có đảo chiều được điều khiển bằng một trong hai phương pháp, điều khiển chung hoặc điều khiển riêng.



Hình 3.16. Sơ đồ cấu trúc bộ biến đổi có đảo chiều.
(a) Điều khiển chung; (b) Điều khiển riêng.

3.3.1. Điều khiển chung

Theo phương pháp điều khiển chung hai bộ chỉnh lưu CL1, CL2 làm việc song song đồng thời ở mọi thời điểm. Điều kiện để hai bộ biến đổi làm việc song song là giá trị trung bình của điện áp trên đầu ra của chúng phải bằng nhau. Do hai bộ chỉnh lưu có cực tính điện áp ra ngược nhau nên nếu CL1 làm việc ở chế độ chỉnh lưu với góc điều khiển $\alpha_1 \leq 90^\circ$ thì bộ thứ hai phải làm việc trong chế độ nghịch lưu phụ thuộc, với góc điều khiển $\alpha_2 \geq 90^\circ$. Khi đó ta có:

$$U_{da1} = U_{d0} \cos \alpha_1; U_{da2} = U_{d0} \cos \alpha_2.$$

Để $U_{da1} = U_{da2}$, mà $\alpha_1 \neq \alpha_2$ và hai bộ chỉnh lưu có cực tính điện áp ra ngược nhau, suy ra $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$.

Tuy bằng nhau về giá trị trung bình nhưng điện áp hai đầu ra chỉnh lưu sẽ khác nhau về giá trị tức thời. Do đó cần có cuộn kháng cân bằng L_{cb} mắc giữa hai đầu ra của các bộ biến đổi để hạn chế dòng cân bằng. Khái niệm về hai bộ biến đổi làm việc song song và vai trò của cuộn kháng cân bằng đã được đề cập đến ở chương 2, trong sơ đồ chỉnh lưu 6 pha, có cuộn kháng cân bằng.

Cấu trúc điều khiển chung có ưu điểm là độ tác động nhanh cao, không hề có trễ khi cần đảo cực tính điện áp ra tải. Nhược điểm của cấu trúc này là

cuộn kháng cân bằng có kích thước lớn, làm tăng công suất lắp đặt của bộ biến đổi. Cuộn kháng cũng làm chậm lại quá trình điện từ diễn ra trong mạch tải, dẫn đến giảm độ tác động nhanh của hệ thống nói chung.

3.3.2. Điều khiển riêng

Trong cấu trúc điều khiển riêng các bộ biến đổi sẽ làm việc độc lập. Tại mỗi một thời điểm, chỉ có một bộ biến đổi làm việc, đảm bảo một cực tính điện áp ra tải. Nhờ đó không cần đến cuộn kháng cân bằng, công suất lắp đặt giảm đến mức tối thiểu, gọn nhẹ, hiệu suất cao. Đây là cấu trúc được áp dụng cho phần lớn các bộ biến đổi có đảo chiều hiện đại.

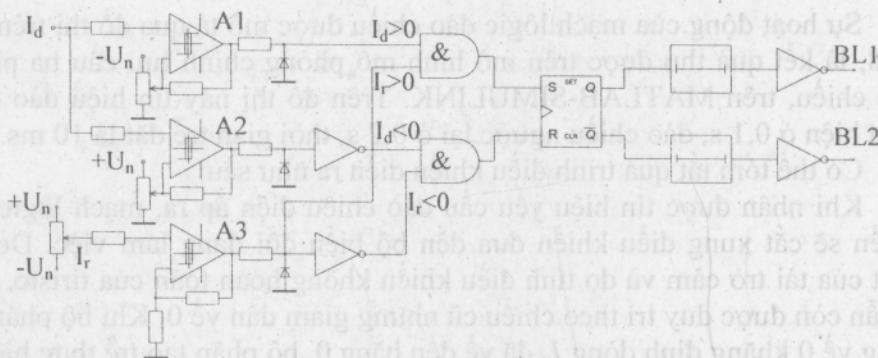
Vấn đề chính trong thực hiện phương pháp điều khiển riêng là đảm bảo quá trình đảo chiều diễn ra sao cho thời gian trễ là ngắn nhất mà không để xảy ra ngắn mạch. Mạch điện từ điều khiển quá trình đảo chiều này gọi là *mạch logic đảo chiều*, có sơ đồ cấu trúc cho trên hình 3.17, bao gồm các bộ phận chính sau đây:

1. Bộ cảm biến đo dòng điện và xác định dòng về không (zero detector). Bộ phận phát hiện dòng về không luôn theo dõi dòng điện I_d và cho ra tín hiệu logic dòng khác không hay bằng không, hoặc cho tín hiệu về chiều dòng điện, $I_d > 0$ và $I_d < 0$.

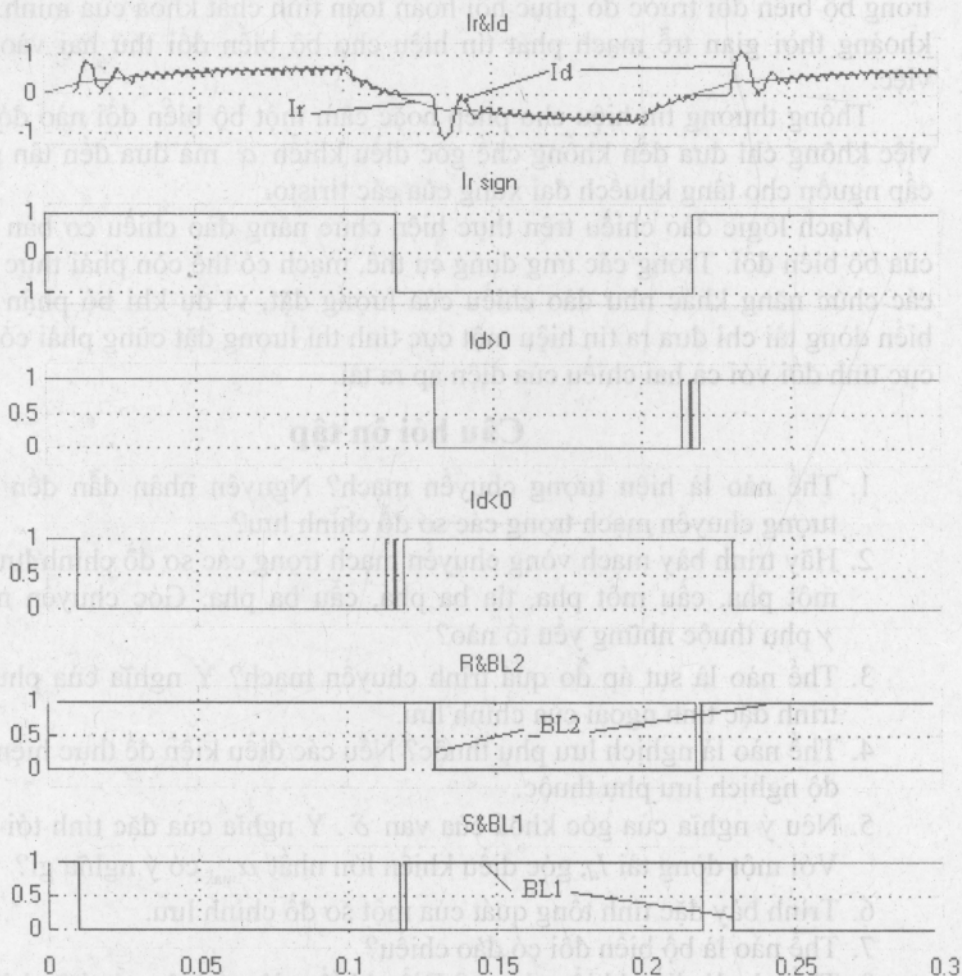
2. Bộ phận nhận biết tín hiệu yêu cầu đảo chiều. Thông thường tín hiệu yêu cầu đảo chiều đến từ sự thay đổi dấu của lượng đặt.

3. Bộ phận tạo trễ. Thời gian trễ thường có thể điều chỉnh được trong khoảng $\tau = 10 \div 100 ms$.

Trên sơ đồ hình 3.17, I_d là tín hiệu dòng tải phía một chiều, do cảm biến dòng đưa đến. I_r là tín hiệu đặt dòng điện. Trong thực tế tín hiệu đặt dòng điện thường là đầu ra của bộ điều chỉnh dòng điện. Trên sơ đồ I_r giả định là được tạo ra từ một chiết áp đặt giữa nguồn nuôi $+U_n$ và $-U_n$. A1, A2, A3 là các bộ so sánh có vùng kém nhạy để tăng khả năng chống nhiễu. A1, A2 dùng để phát hiện dòng về không (zero detector), mỗi bộ cho một chiều dòng điện. A3 dùng để phát hiện dấu của tín hiệu đặt dòng điện, nghĩa là yêu cầu đảo chiều. Đầu ra của các bộ so sánh này là các tín hiệu logic $I_d > 0$, $I_d < 0$, $I_r > 0$, $I_r < 0$. Lưu ý rằng tín hiệu $I_d > 0$ được phát hiện khi so sánh dòng I_d từ một mức nhỏ hơn 0, tín hiệu $I_d < 0$ phát hiện từ một mức dòng I_d lớn hơn 0. Các tín hiệu logic tổng hợp với nhau qua cổng AND và đưa đến đầu vào của một R-S trigơ. Đầu ra Q và $\bar{Q}$ của trigơ đưa qua bộ tạo thời gian trễ $\tau = 10 \div 100 ms$, sau đó đảo lại để tạo nên tín hiệu logic BL1, BL2, là tín hiệu cảm các bộ CL1, CL2 làm việc. Tất cả các tín hiệu logic đều có mức tích cực là mức cao. Bộ chỉnh lưu CL1 cho ra dòng điện dương, CL2 cho ra dòng điện âm.



Hình 3.17. Sơ đồ cấu trúc mạch logic đảo chiều.



Hình 3.18. Đồ thị các tín hiệu của mạch logic đảo chiều.

Sự hoạt động của mạch logic đảo chiều được mô tả qua đồ thị trên hình 3.18, là kết quả thu được trên mô hình mô phỏng chỉnh lưu cầu ba pha có đảo chiều, trên MATLAB-SIMULINK. Trên đồ thị này tín hiệu đảo chiều xuất hiện ở 0,1 s, đảo chiều ngược lại ở 0,2 s, thời gian trễ đặt là 10 ms.

Có thể tóm tắt quá trình điều khiển diễn ra như sau:

Khi nhận được tín hiệu yêu cầu đảo chiều điện áp ra, mạch logic điều khiển sẽ cắt xung điều khiển đưa đến bộ biến đổi đang làm việc. Do tính chất của tải trở cảm và do tính điều khiển không hoàn toàn của tiristo, dòng I_d vẫn còn được duy trì theo chiều cũ nhưng giảm dần về 0. Khi bộ phát hiện dòng về 0 khẳng định dòng I_d đã về đến bằng 0, bộ phận tạo trễ thực hiện trễ một khoảng thời gian $\tau = 10 \div 100 \text{ ms}$. Thời gian trễ cần thiết để các van trong bộ biến đổi trước đó phục hồi hoàn toàn tính chất khoá của mình. Sau khoảng thời gian trễ mạch phát tín hiệu cho bộ biến đổi thứ hai vào làm việc.

Thông thường tín hiệu cho phép hoặc cấm một bộ biến đổi nào đó làm việc không chỉ đưa đến không chế góc điều khiển α mà đưa đến tận phần cấp nguồn cho tầng khuếch đại xung của các tiristo.

Mạch logic đảo chiều trên thực hiện chức năng đảo chiều cơ bản nhất của bộ biến đổi. Trong các ứng dụng cụ thể, mạch có thể còn phải thực hiện các chức năng khác như đảo chiều của lượng đặt, ví dụ khi bộ phận cảm biến dòng tải chỉ đưa ra tín hiệu một cực tính thì lượng đặt cũng phải có một cực tính đối với cả hai chiều của điện áp ra tải.

Câu hỏi ôn tập

1. Thế nào là hiện tượng chuyển mạch? Nguyên nhân dẫn đến hiện tượng chuyển mạch trong các sơ đồ chỉnh lưu?
2. Hãy trình bày mạch vòng chuyển mạch trong các sơ đồ chỉnh lưu: tia một pha, cầu một pha, tia ba pha, cầu ba pha. Góc chuyển mạch γ phụ thuộc những yếu tố nào?
3. Thế nào là sụt áp do quá trình chuyển mạch? Ý nghĩa của phương trình đặc tính ngoài của chỉnh lưu.
4. Thế nào là nghịch lưu phụ thuộc? Nêu các điều kiện để thực hiện chế độ nghịch lưu phụ thuộc.
5. Nêu ý nghĩa của góc khoá của van δ . Ý nghĩa của đặc tính tới hạn. Với một dòng tải I_d , góc điều khiển lớn nhất $\alpha_{\max}$ có ý nghĩa gì?
6. Trình bày đặc tính tổng quát của một sơ đồ chỉnh lưu.
7. Thế nào là bộ biến đổi có đảo chiều?
8. Thế nào là điều khiển chung? Điều khiển riêng? Nêu các bộ phận cơ bản và các chức năng chính của mạch logic đảo chiều.

Chương 4

CÁC BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP

Các bộ biến đổi xung áp có chức năng biến đổi mức điện áp. Nguyên lý biến đổi xung áp là dùng một phần tử khoá nối tải vào nguồn trong một thời gian nhất định t_x theo một chu kỳ lặp lại T . Bằng cách thay đổi độ rộng xung t_x trong khoảng $0 \div T$, ta thay đổi được giá trị trung bình của điện áp ra tải trong chu kỳ T . Nguyên lý biến đổi điện áp này có ưu điểm cơ bản là có thể thay đổi giá trị điện áp trong một phạm vi rộng mà hiệu suất của bộ biến đổi rất cao vì tổn thất trong bộ biến đổi, chủ yếu là trên phần tử đóng cắt, rất nhỏ.

Ta sẽ xem xét hai dạng bộ biến đổi xung áp, đó là biến đổi xung áp xoay chiều (XAAC) và biến đổi xung áp một chiều (XADC).

4.1. Các bộ biến đổi xung áp xoay chiều

Các bộ XAAC được dùng để điều chỉnh giá trị điện áp xoay chiều với hiệu suất cao, trong khi tần số của sóng hài cơ bản thì giữ nguyên không đổi, bằng tần số của điện áp lưới. XAAC chủ yếu sử dụng các tiristo mắc song song ngược hoặc triac để thay đổi giá trị điện áp trong mỗi nửa chu kỳ điện áp lưới theo góc mở α , từ đó mà thay đổi được giá trị hiệu dụng của điện áp ra tải.

Nhược điểm của XAAC là dạng điện áp ra bị méo, nghĩa là ngoài sóng hài cơ bản có tần số bằng tần số lưới, xuất hiện các thành phần sóng hài bậc cao. Tuy nhiên do cấu trúc rất đơn giản, độ tin cậy cao nên các sơ đồ loại này vẫn được ứng dụng, đặc biệt trong các trường hợp mà độ méo điện áp không ảnh hưởng nhiều đến phụ tải.

Có thể kể ra hai trường hợp mà XAAC có những ứng dụng quan trọng. Một là đối với tải thuần trở, ví dụ như cần điều chỉnh điện áp cấp cho sợi đốt của các lò điện trở, một pha hoặc ba pha. Rõ ràng là đối với các tải trở thì dạng điện áp không hề ảnh hưởng đến khả năng phát nhiệt của chúng. Cũng là tải thuần trở có thể kể đến các loại đèn sợi đốt cần điều chỉnh ánh sáng trong một phạm vi rộng, ví dụ trong nhà hát hay các rạp chiếu phim, ở đó đèn sợi đốt là loại duy nhất có thể điều chỉnh ánh sáng bằng điều chỉnh điện áp. Trường hợp thứ hai ứng dụng XAAC là khi quá trình điều chỉnh chỉ diễn ra trong một thời gian ngắn hoặc trong một phạm vi hẹp. Các bộ khởi động mềm động cơ không đồng bộ thuộc loại này, trong đó do thời gian khởi

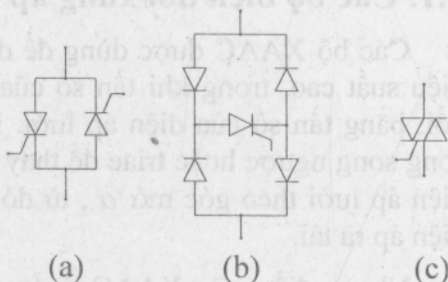
động chỉ diễn ra một vài giây nên độ méo điện áp có thể chấp nhận được. Sau khi đã khởi động có thể cần điều chỉnh tốc độ hoặc mômen của động cơ trong một dải hẹp nhờ điều chỉnh điện áp xoay chiều, khi đó độ méo điện áp là không lớn lắm.

XAAC còn có ứng dụng trong các bộ chỉnh lưu điều khiển phía sơ cấp máy biến áp. Hai trường hợp đặc trưng cho các ứng dụng này. Một là, trong các chỉnh lưu cao áp, trong đó phần một chiều yêu cầu điện áp rất cao, 50 – 100 kV, nhưng dòng điện lại rất nhỏ, cỡ 0,5 đến 2 A, như trong phần nguồn cho các bộ lọc bụi tĩnh điện. Khi đó điều chỉnh phía thứ cấp sẽ bất lợi và nguy hiểm vì điện áp khá cao. Giải pháp tốt hơn là điều chỉnh phía sơ cấp máy biến áp với điện áp thấp và dòng điện không lớn lắm. Hai là, ngược lại trường hợp trên, một số nguồn chỉnh lưu yêu cầu dòng rất lớn, cỡ 10000 đến 100000 A nhưng điện áp lại nhỏ, cỡ 12 – 24 VDC. Khi đó điều chỉnh phía thứ cấp cũng bất lợi vì nhiều van phải mắc song song để chịu được dòng điện lớn. Do đó giải pháp điều chỉnh phía sơ cấp với dòng điện tương đối nhỏ sẽ có lợi hơn.

4.1.1. Các sơ đồ van

XAAC sử dụng các sơ đồ van cơ bản như đã cho trên hình 4.1. Các sơ đồ này là tương đương nhau trong chức năng điều chỉnh điện áp xoay chiều.

Trong sơ đồ (b) nếu thay tiristo bằng một transistor thì có thể thực hiện điều chỉnh điện áp bằng phương pháp điều chế độ rộng xung ở mỗi nửa chu kỳ điện áp lưới. Tuy nhiên tổn hao công suất trong sơ đồ này cao hơn ở các sơ đồ (a) và (c) nên chỉ áp dụng với dải công suất nhỏ.



Hình 4.1. Các sơ đồ van cơ bản.

(a) Tiristo song song ngược;
(b) Cầu điôt; (c) Triac.

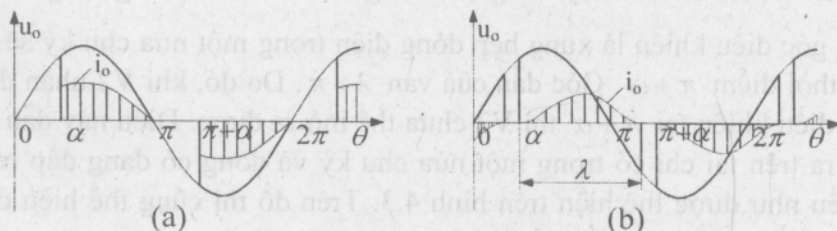
4.1.2. Xung áp xoay chiều một pha

1. Tải thuần trở

Với tải thuần trở điện áp trên tải phụ thuộc góc điều khiển α và có dạng như được biểu diễn trên hình 4.2a. Giá trị hiệu dụng của điện áp trên tải phụ thuộc góc điều khiển α theo biểu thức sau:

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (U_1^m \sin \theta)^2 d\theta} = U_1 \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\theta) d\theta} = U_1 \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}}$$

Vậy đặc tính điều chỉnh điện áp của sơ đồ có dạng: $\alpha = 0 \div \pi$, $U_o = U_1 \div 0$.



Hình 4.2. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp trong XAAC.

(a) Tải thuần trở; (b) Tải trở cảm.

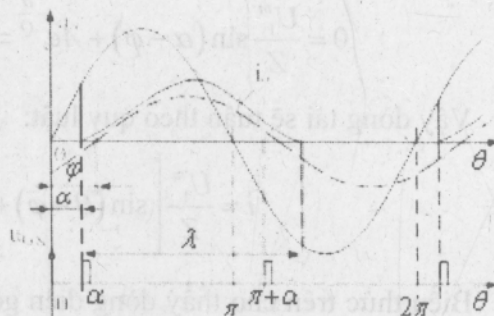
2. Tải trở cảm

Với tải trở cảm cần phải xác định được dạng của dòng điện. Khi một tiristo nào đó thông, tải RL được nối vào nguồn xoay chiều. Theo mạch điện tương đương ta có phương trình:

$$Ri + X_L \frac{di}{d\theta} = U_1^m \sin \theta.$$

Giải phương trình trên ta tìm được nghiệm dưới dạng:

$$i = \frac{U_1^m}{Z} \sin(\theta - \alpha) + Ae^{-\frac{\theta}{Q}},$$



Hình 4.3. Dạng dòng điện, điện áp trên tải trở cảm khi điều khiển bằng xung ngắn.

trong đó:

- A : là một hằng số cần xác định;
- $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$: tổng trở của mạch tải;
- U_1^m : biên độ điện áp nguồn đầu vào;
- $X_L = \omega L$; $Q = \frac{X_L}{R}$; $\varphi = \arctg Q$. φ gọi là góc pha của tải. Đó chính

là góc lệch pha giữa dòng điện và điện áp trên tải khi điện áp trên tải là hình sin.

Khi góc điều khiển $\alpha < \varphi$, dòng tải sẽ là liên tục và không phụ thuộc vào góc điều khiển. Điều này đúng nếu xung điều khiển là xung rộng.

Khi góc điều khiển là xung hẹp dòng điện trong một nửa chu kỳ sẽ kéo dài quá thời điểm $\pi + \alpha$. Góc dẫn của van $\lambda > \pi$. Do đó, khi V2 nhận được tín hiệu điều khiển tại $\pi + \alpha$ thì V2 chưa thể mở ra được. Điều này dẫn đến điện áp ra trên tải chỉ có trong một nửa chu kỳ và dòng có dạng đập mạch một chiều như được thể hiện trên hình 4.3. Trên đồ thị cũng thể hiện dạng của xung điều khiển đưa đến các tiristo u_{GK} .

Với góc điều khiển $\alpha > \varphi$ dòng tải sẽ có dạng gián đoạn như ở đồ thị hình 4.2 (b) và luôn bắt đầu từ 0 tại $\theta = \alpha$. Đó là điều kiện đầu để có thể xác định hằng số A trong biểu thức nghiệm tổng quát của dòng điện.

$$0 = \frac{U_1^m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + Ae^{-\frac{\alpha}{Q}} \Rightarrow A = -\frac{U_1^m}{Z} \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{\alpha}{Q}}.$$

Vậy dòng tải sẽ tuân theo quy luật:

$$i = \frac{U_1^m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) + e^{-\frac{\theta - \alpha}{Q}} \sin(\alpha - \varphi) \right].$$

Biểu thức trên cho thấy dòng điện gồm hai thành phần. Một thành phần cường bức hình sin như khi tải được nối thẳng với nguồn xoay chiều, một thành phần tự do suy giảm theo hàm mũ.

Khoảng dẫn dòng λ của van có thể được xác định theo điều kiện $i = 0$ tại $\theta = \alpha + \lambda$. Thay điều kiện này vào biểu thức dòng điện ta được phương trình sau đây:

$$\sin(\alpha + \lambda - \varphi) - e^{-\frac{\lambda}{Q}} \sin(\alpha - \varphi) = 0.$$

Đây là phương trình siêu việt, không thể giải ra nghiệm tường minh đối với λ nhưng có thể giải gần đúng bằng một số phép thử liên tiếp.

4.1.3. Xung áp xoay chiều 3 pha

1. Các sơ đồ ứng dụng

XAAC 3 pha có thể thực hiện theo các phương án như trên hình 4.4. Trên sơ đồ hình 4.4.a các cặp tiristo song song ngược, mắc nối tiếp giữa tải ba pha và nguồn. Tải có thể đấu sao hoặc tam giác. Sơ đồ này có thể áp

dụng bán điều khiển, ví dụ thay V4, V6, V2 bằng 3 diôt. Sơ đồ trên hình 4.4.b lại dùng cách đấu tiết kiệm van bán dẫn, trong đó ba van V1, V2, V3 khi dẫn dòng sẽ đóng vai trò tạo nên trung tính giả cho tải Z_A , Z_B , Z_C . Có thể thấy rằng dòng điện qua các van sẽ không đối xứng, ví dụ dòng chạy giữa pha A và pha B, trong nửa chu kỳ chạy qua V1 thì nửa chu kỳ sau phải chạy qua hai van nối tiếp V2, V3.

Các sơ đồ trên hình 4.4 còn có thể dùng như những công-tắc-tơ tĩnh, nghĩa là đóng cắt tải không tiếp điểm. Khi đó các tiristo làm việc với góc điều khiển bằng 0.

2. Ưu nhược điểm của sơ đồ

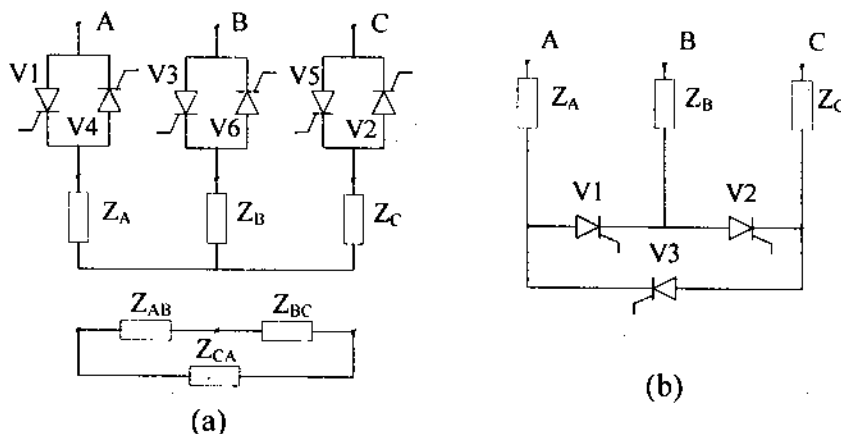
– Các sơ đồ XAAC nói chung đều đơn giản, do đó cho hiệu quả cao trong quá trình điều chỉnh điện áp xoay chiều.

– Dạng điện áp ra phụ thuộc nhiều vào góc điều khiển và tính chất của tải. Dạng điện áp ra cũng rất không sin.

– Phù hợp với các ứng dụng yêu cầu công suất vừa và nhỏ, nhất là với tải thuần trở vì khi đó dạng điện áp trên tải không yêu cầu khắc khe.

– Với công suất lớn có thể áp dụng trong những trường hợp dài điều chỉnh điện áp yêu cầu hẹp hoặc quá trình điều chỉnh chỉ diễn ra trong một thời gian ngắn, ví dụ trong các bộ khởi động động cơ.

– Có thể cải thiện đáng kể đặc tính của XAAC nếu sử dụng các van điều khiển hoàn toàn. Khi đó việc điều chỉnh sẽ áp dụng phương pháp điều chế độ rộng xung ở mỗi nửa chu kỳ điện áp lưới.



Hình 4.4. Các dạng sơ đồ xung áp xoay chiều ba pha.

3. Phân tích sự hoạt động của sơ đồ

Ta xét sơ đồ 4.4a với tải thuần trở đầu sao, $Z_A = Z_B = Z_C$. Đồ thị dạng điện áp trên tải với góc điều khiển $\alpha = 30^\circ$ được biểu diễn trên hình 4.5.

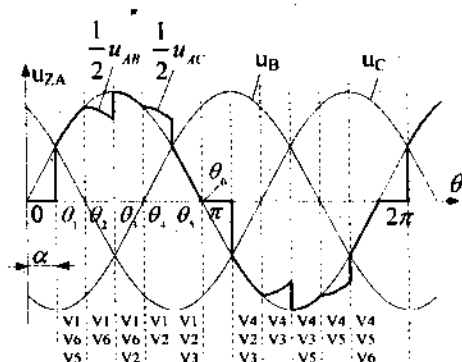
Góc điều khiển trong XAAC được tính từ thời điểm điện áp nguồn qua không. Cần lưu ý rằng trong hệ thống điện áp 3 pha, dòng có thể chảy qua cả 3 pha hoặc chỉ qua 2 pha. Khi dòng chảy qua cả 3 pha thì điện áp trên mỗi pha đúng bằng điện áp pha. Khi dòng chỉ chảy qua hai pha thì điện áp trên các pha tương ứng sẽ bằng một nửa điện áp dây.

Như trên đồ thị hình 4.5, với $\theta_1 \leq \theta < \theta_2$ dòng chảy qua cả 3 pha. Khi đó V1 dẫn ở pha A, V6 dẫn ở pha B, V5 dẫn ở pha C.

$$u_{ZA} = u_A.$$

Với $\theta_2 \leq \theta < \theta_3$ ở pha C dòng không thể chảy qua V5 được nữa vì u_C đã đảo chiều nên chỉ còn lại V1 dẫn dòng ở pha A cùng với V6 ở pha B. Do đó:

$$u_{ZA} = 1/2 u_{AB}.$$



Hình 4.5. Đồ thị dạng điện áp trên tải tại góc điều khiển $\alpha = 30^\circ$.

θ	Pha A	Pha B	Pha C	$u_{ZA} =$
$\theta_1 \leq \theta < \theta_2$	V1	V6	V5	u_A
$\theta_2 \leq \theta < \theta_3$	V1	V6	-	$1/2 u_{AB}$
$\theta_3 \leq \theta < \theta_4$	V1	V6	V2	u_A
$\theta_4 \leq \theta < \theta_5$	V1	-	V2	$1/2 u_{AC}$
$\theta_5 \leq \theta < \theta_6$	V1	V3	V2	u_A
$\theta_6 \leq \theta < \theta_7$	-	-	-	0

Có thể xét tương tự cho các khoảng góc còn lại. Kết quả thể hiện như trong bảng trên đây.

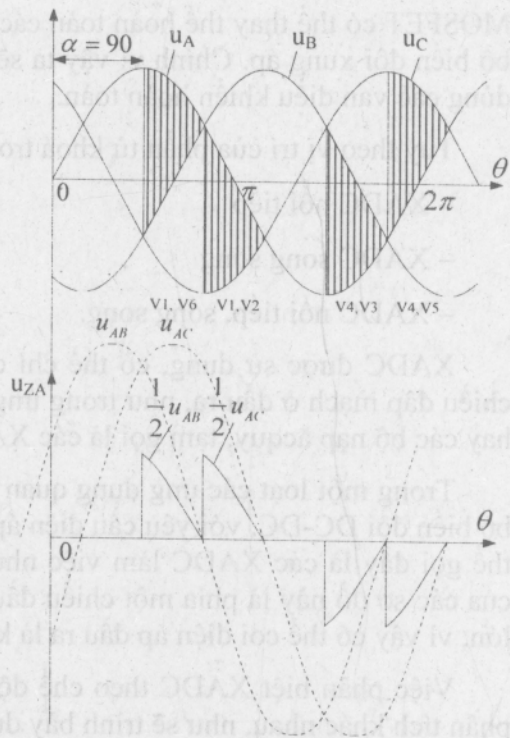
Bằng tính chất đối xứng có thể xác định được điện áp trên Z_A trong nửa chu kỳ sau. Từ phân tích trên có thể thấy rằng:

Với $0 < \alpha \leq 60^\circ$ có các giai đoạn 3 van và 2 van cùng dẫn.

Với $60^\circ < \alpha \leq 90^\circ$ chỉ có các giai đoạn 2 van cùng dẫn.

Với $90^\circ < \alpha \leq 150^\circ$ chỉ có các giai đoạn 2 van dẫn hoặc không có van nào dẫn cả.

Ví dụ về dạng điện áp trên tải với góc điều khiển $\alpha = 90^\circ$ được cho trên hình 4.6. Trên đồ thị các đường điện áp pha phần có gạch sô thẳng chỉ ra điện áp đưa ra tải nằm giữa hai pha A, B và A, C. Từ đó có thể thấy được điện áp trên tải u_{ZA} là một nửa của các điện áp dây u_{AB} , u_{AC} như được chỉ ra trên đồ thị phía dưới.



Hình 4.6. Đồ thị dạng điện áp trên tải tại góc điều khiển $\alpha = 90^\circ$.

4.2. Các bộ biến đổi xung áp một chiều (XADC)

XADC dùng cho các ứng dụng biến đổi mức điện áp một chiều. Nguyên lý biến đổi xung áp cơ bản vẫn là dùng một khoá điện tử nối tải vào nguồn trong những khoảng thời gian nhất định t_x , lặp lại theo chu kỳ T . Điện áp ra thay đổi nhờ thay đổi $t_x = 0 \div T$. Ưu điểm cơ bản của các bộ biến đổi xung áp một chiều là với tần số đóng cắt cao, từ vài kHz đến vài trăm kHz, phụ thuộc vào loại van sử dụng, kích thước của các phần tử phản kháng như tụ điện, điện cảm sẽ rất nhỏ.

Phần tử khoá trong XADC có thể là tiristo hoặc các van điều khiển hoàn toàn. Nếu dùng tiristo sẽ phải có thêm các mạch khoá cưỡng bức làm phức tạp thêm sơ đồ và tăng tổn hao trong quá trình hoạt động. Công nghệ hiện đại đã sản xuất ra các van điều khiển hoàn toàn như GTO, IGBT,

MOSFET có thể thay thế hoàn toàn các tiristo ở mọi dải công suất trong các bộ biến đổi xung áp. Chính vì vậy ta sẽ chỉ cần xét các bộ biến đổi xung áp dùng các van điều khiển hoàn toàn.

Tuỳ theo vị trí của phần tử khoá trong sơ đồ mà XADC phân loại thành:

- XADC nối tiếp
- XADC song song
- XADC nối tiếp, song song.

XADC được sử dụng, có thể chỉ cần để điều chỉnh được điện áp một chiều đập mạch ở đầu ra, như trong ứng dụng điều khiển động cơ một chiều hay các bộ nạp ắcquy, tạm gọi là các XADC điều chỉnh.

Trong một loạt các ứng dụng quan trọng, XADC được sử dụng như các bộ biến đổi DC-DC, với yêu cầu điện áp đầu ra được là phẳng hoàn toàn. Có thể gọi đây là các XADC làm việc như một bộ biến đổi nguồn. Đặc trưng của các sơ đồ này là phía một chiều đầu ra có mắc tụ san bằng, có giá trị đủ lớn, vì vậy có thể coi điện áp đầu ra là không đổi hoặc thay đổi chậm.

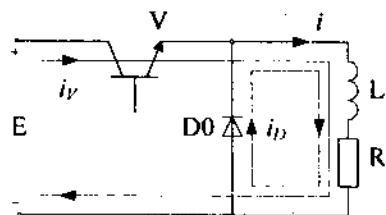
Việc phân biệt XADC theo chế độ làm việc dẫn đến các phương pháp phân tích khác nhau, như sẽ trình bày dưới đây.

4.2.1. Xung áp một chiều nối tiếp, chế độ điều chỉnh

Sơ đồ XADC nối tiếp cho trên hình 4.7. Trên sơ đồ, phần tử cơ bản là khoá điện tử V, là một van điều khiển hoàn toàn nào đó (GTO, IGBT, MOSFET, BJT), được mắc nối tiếp giữa tải và nguồn. Từ đó sơ đồ có tên gọi là XADC nối tiếp. Điốt D0 có vai trò quan trọng trong sự hoạt động của sơ đồ, gọi là điốt không. Điốt này sẽ dẫn dòng tải khi V khoá.

Sơ đồ hoạt động theo nguyên lý sau:

- Từ 0 đến t_x : V thông, nối tải vào nguồn, $U_t = E$;
- Từ t_x đến T : V khoá lại, tải bị cắt khỏi nguồn. Nếu tải có tính cảm, do năng lượng tích lũy trong điện cảm tải, dòng tải phải tiếp tục duy trì qua điốt D0, $U_t = 0$.



Hình 4.7. XADC nối tiếp.

1. Xét trường hợp tải trở cảm

Ta có hệ phương trình mô tả hoạt động của sơ đồ là:

Khi V thông: $iR + L \frac{di}{dt} = E$

Khi V không thông: $iR + L \frac{di}{dt} = 0$

Các phương trình vi phân này có nghiệm tổng quát dạng: $i = Ae^{-\frac{R}{L}t}$, trong đó $Q = \frac{R}{L}$ gọi là hằng số thời gian mạch tải.

Nghiệm tổng quát thỏa mãn phương trình khi V thông có dạng:

$$i = \frac{E}{R} + Be^{-\frac{t}{Q}}.$$

Nếu xác định được các hằng số A và B có thể xác định được dòng điện. Trong chế độ xác lập dòng điện ở đầu mỗi chu kỳ phải bằng dòng điện ở cuối chu kỳ. Ngoài ra dòng điện còn phụ thuộc chế độ dòng liên tục hay gián đoạn như sẽ phân tích sau đây. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ, trong các chế độ làm việc khác nhau, thể hiện trên đồ thị hình 4.8.

a) Chế độ dòng liên tục

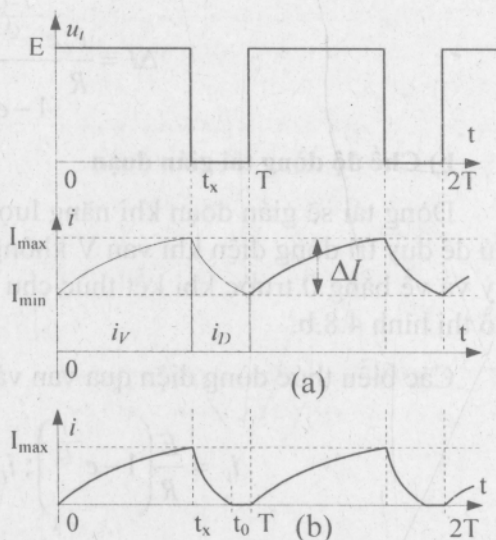
Trong chế độ này, dòng điện bắt đầu từ một giá trị lớn hơn 0 nào đó và bằng giá trị này khi kết thúc ở cuối chu kỳ, như trên đồ thị hình 4.8a. Viết lại các biểu thức dòng điện như sau:

Trong khoảng $0 \leq t < t_x$:

$$i = \frac{E}{R} + Be^{-\frac{t}{Q}}.$$

Trong khoảng $t_x \leq t < T$:

$$i = Ae^{-\frac{t-t_x}{Q}}.$$



Hình 4.8. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trong sơ đồ XADC nối tiếp. (a) Dòng liên tục; (b) Dòng gián đoạn.

Với các điều kiện đầu: $i(t=0)=i(t=T)$ ta sẽ xác định được A và B trong phương trình trên. Do đó, dòng tải sẽ được biểu diễn qua các dòng điện qua van V và qua điôt $D0$ như sau:

$$i_v = \frac{E}{R} + \frac{E e^{-\frac{T-t_x}{Q}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{Q}}} e^{-\frac{t}{Q}}; i_D = \frac{E}{R} \frac{1 - e^{-\frac{t}{Q}}}{1 - e^{-\frac{T}{Q}}} e^{-\frac{T-t_x}{Q}}.$$

Độ đập mạch của dòng tải là $\Delta I = i(t=t_x) - i(t=0)$ nên:

$$\Delta I = \frac{E}{R} \frac{e^{-\frac{T-t_x}{Q}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{Q}}} \left(e^{-\frac{t_x}{Q}} - 1 \right).$$

b) Chế độ dòng tải gián đoạn

Dòng tải sẽ gián đoạn khi năng lượng tích lũy trong điện cảm tải không đủ để duy trì dòng điện khi van V không thông. Dòng bắt đầu từ 0 ở đầu chu kỳ và về bằng 0 trước khi kết thúc chu kỳ: $i(t=0)=0$; $i_V(t=t_x)=i_D(t=t_x)$. Xem đồ thị hình 4.8.b.

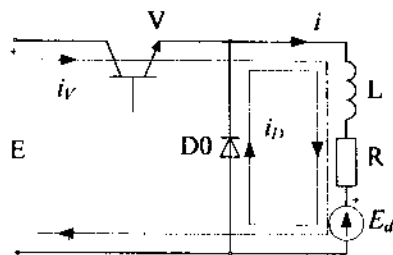
Các biểu thức dòng điện qua van và qua điôt có dạng như sau:

$$i_v = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{Q}} \right); i_D = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_x}{Q}} \right) e^{-\frac{t-t_x}{Q}}.$$

Về lý thuyết dòng điện i_D chỉ về không khi $t = \infty$. Tuy nhiên trong thực tế nếu $T - t_x > 3 \div 4Q$ thì có thể coi như dòng đã về bằng không. Như vậy chế độ dòng gián đoạn có thể xảy ra nếu hằng số thời gian của mạch tải quá nhỏ, hoặc khi điều khiển mà $t_0 = T - t_x > 3 \div 4Q$.

2. Tải có sức phản điện động

Tải có s.p.đ.đ như đã nói đến ở chương 2 về các bộ chỉnh lưu, có thể là phản ứng của động cơ điện một chiều hoặc một ắc quy trong quá trình nạp. Trong thực tế XADC rất thường được dùng để điều khiển tốc độ các động cơ một chiều bằng phương pháp thay đổi điện áp mạch phản ứng.



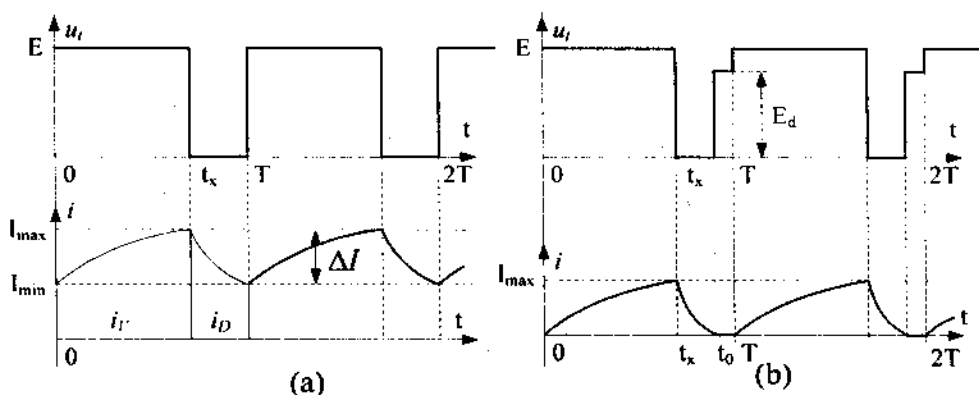
Hình 4.9. Sơ đồ XADC tải có s.p.đ.đ.

Theo sơ đồ hình 4.9, hệ phương trình mô tả mạch điện có dạng:

$$\text{Khi V thông: } iR + L \frac{di}{dt} = E - E_d.$$

$$\text{Khi V không thông: } iR + L \frac{di}{dt} = -E_d.$$

Để xác định dòng điện ta cần giải hệ hai phương trình này bằng phương pháp tương tự như ở trên. Nghiệm có dạng giống như trường hợp tải trở cảm nhưng có thêm tác dụng của E_d và cũng phân biệt cho hai chế độ dòng điện, dòng gián đoạn và dòng liên tục. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ XADC, tải có s.p.đ.đ, cho trên hình 4.10.



Hình 4.10. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ XADC, tải có s.p.đ.đ. (a) Chế độ dòng liên tục; (b) Chế độ dòng gián đoạn.

a) Chế độ dòng liên tục

Dòng tải sẽ được biểu diễn qua các dòng điện qua van V và qua điôt D0 như sau:

$$i_T = \frac{E - E_d}{R} + \frac{E}{R} \frac{e^{\frac{T-t_k}{\tau}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} e^{-\frac{t}{\tau}}; i_D = -\frac{E_d}{R} + \frac{E}{R} \frac{1 - e^{-\frac{t_k}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} e^{-\frac{t-t_k}{\tau}}.$$

Có thể thấy rằng dòng điện có dạng giống như trường hợp tải trở cảm thông thường, chỉ khác là dòng qua van và điôt đều có thêm thành phần dòng một chiều $-\frac{E_d}{R}$ do tác dụng của s.p.đ.đ. Thành phần dòng này có chiều ngược với dòng qua van và điôt. Dạng dòng tải cho trên đồ thị hình 4.10a.

Độ đập mạch của dòng tải không thay đổi khi trong mạch có E_d , nên:

$$\Delta I = \frac{E}{R} \frac{e^{\frac{T-t_x}{Q}} - 1}{1 - e^{\frac{-T}{Q}}} \left(e^{\frac{-t_x}{Q}} - 1 \right).$$

b) Chế độ dòng tải gián đoạn

Dạng dòng điện tải và điện áp trên tải cho trên đồ thị hình 4.10.b. Các biểu thức dòng điện qua van và qua diốt có dạng như sau:

$$i_v = \frac{(E - E_d)}{R} \left(1 - e^{\frac{-t}{Q}} \right); i_D = -\frac{E_d}{R} + \left(\frac{E}{R} - \frac{E - E_d}{R} e^{\frac{-t_x}{Q}} \right) e^{\frac{-t-t_x}{Q}}.$$

c) Chế độ tới hạn

Trong chế độ dòng gián đoạn, dòng qua diốt sẽ bằng 0 tại một thời điểm t_0 nào đó, $t_x < t_0 < T$. Cho biểu thức dòng điện qua diốt bằng 0, có thể xác định được t_0 như sau:

$$t_0 = Q \ln \frac{E - (E - E_d) e^{\frac{-t_x}{Q}}}{E_d} + t_x.$$

Điều kiện tới hạn để dòng chuyển sang chế độ dòng gián đoạn chính là: $t_0 - t_x = T - t_x$, hay $t_0 = T$. Gọi độ rộng xung điều khiển ứng với chế độ chuyển tiếp này là độ rộng xung tới hạn, $t_{x,th}$, có thể được xác định như sau:

$$t_{x,th} = Q \ln \frac{E - E_d \left(e^{\frac{-T}{Q}} - 1 \right)}{E}.$$

Dòng sẽ gián đoạn với mọi t_x nhỏ hơn hoặc bằng $t_{x,th}$.

4.3. Các bộ biến đổi nguồn DC-DC

4.3.1. Bộ biến đổi nguồn DC-DC nối tiếp

XADC nối tiếp, dùng như một bộ biến đổi nguồn DC-DC, có sơ đồ cho trên hình 4.11a. Khác với chế độ điều chỉnh, trong chế độ bộ nguồn, điện áp trên tải được san bằng nhờ tụ C có giá trị đủ lớn. Như vậy có thể coi điện áp trên tải là không đổi. Lưu ý rằng giả thiết này là đúng trong một vài chu kỳ đóng cắt T , nghĩa là trong một khoảng thời gian ngắn chứ không có nghĩa là

điện áp trên tải không điều chỉnh được. Ngoài ra điện cảm L là một phần tử của sơ đồ chứ không phải là một thành phần của tải như trường hợp trên.

Từ sơ đồ hình 4.11.a, khi V thông, tải được nạp năng lượng bằng dòng điện i_V đi từ nguồn qua van V , qua L . Khi V khoá lại dòng qua cuộn cảm tiếp tục được duy trì bằng dòng i_D qua điôt D_0 và phụ tải.

Hệ phương trình mô tả mạch điện có dạng:

Khi V mở: $L \frac{di_L}{dt} = E - U_t$.

Khi V khoá: $L \frac{di_L}{dt} = -U_t$.

Với giả thiết $U_t = \text{const}$, dòng qua cuộn L có dạng tuyến tính, do đó nếu $I_{\min}$, $I_{\max}$ là các giá trị nhỏ nhất, lớn nhất của dòng điện qua cuộn cảm, ta có:

$$0 \leq t < t_x: i_L = I_{\min} + \frac{E - U_t}{L} t;$$

$$t_x \leq t < T: i_L = I_{\max} - \frac{U_t}{L} (t - t_x).$$

Tại $t = t_x$ ta có:

$$I_{\min} + \frac{E - U_t}{L} t_x = I_{\max}.$$

Từ đây suy ra:

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{E - U_t}{L} t_x \quad (*)$$

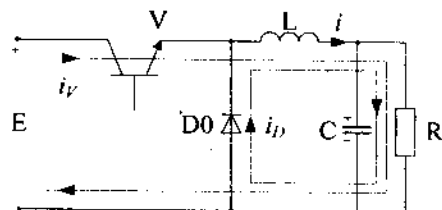
Trong chế độ xác lập:

$$i_L(t=0) = i_L(t=T).$$

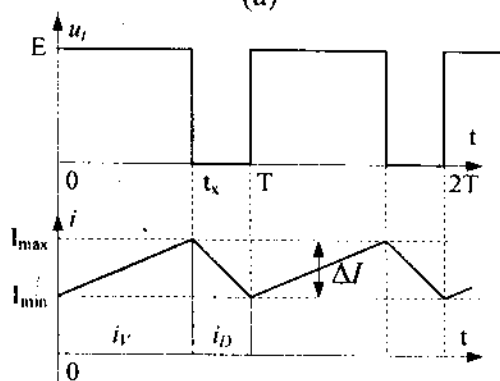
Từ đó ta có:

$$I_{\min} = I_{\max} - \frac{U_t}{L} (T - t_x) \Rightarrow \Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{U_t}{L} (T - t_x). \quad (**)$$

Từ (*) và (**) suy ra:



(a)



(b)

Hình 4.11. Bộ biến đổi nguồn DC-DC nối tiếp. (a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Đồ thị dạng dòng điện, điện áp.

$$U_i = \frac{t_x}{T} E. \quad (***)$$

Trong thực tế, khi cần tính toán sơ đồ XADC, xuất phát từ yêu cầu của tải (U_i, I_i), ta phải xác định độ đập mạch của dòng qua cuộn cảm L . Thông thường lấy $\Delta I = 5 \div 10\% I_i$, từ (*) xác định điện cảm L . Từ (***) xác định khoảng thay đổi độ rộng xung cần thiết t_x , tính tới các yếu tố như sự thay đổi của nguồn vào và sự thay đổi của tải.

4.3.2. Bộ biến đổi nguồn DC-DC song song

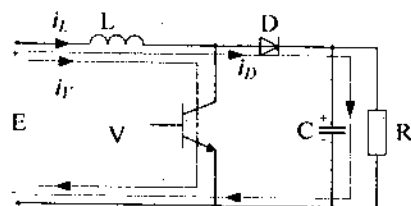
Trong sơ đồ XADC song song, sơ đồ cho trên hình 4.12a, phần tử đóng cắt chính không làm nhiệm vụ nối tải vào nguồn mà chỉ nạp năng lượng vào cuộn cảm L . Cuộn cảm L mắc nối tiếp giữa tải với nguồn. Khi V thông, cuộn L nạp năng lượng bằng dòng điện i_V đi từ nguồn qua L , qua van V . Khi V khoá lại dòng qua cuộn cảm tiếp tục được duy trì bằng dòng i_D qua diốt D và phụ tải. Tụ C có giá trị lớn, mắc song song với tải để san bằng điện áp, vì vậy có thể giả thiết điện áp trên tải U_i gần như không thay đổi trong chu kỳ đóng cắt của van V . Như vậy, khi V mở do có điện áp trên tải U_i mà diốt D khoá lại.

Tương tự như đối với sơ đồ nối tiếp, ta có hệ phương trình mô tả mạch điện có dạng:

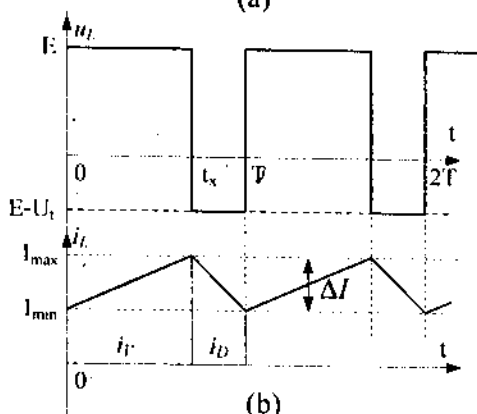
$$\text{Khi } V \text{ mở: } L \frac{di_L}{dt} = E.$$

$$\text{Khi } V \text{ khoá: } L \frac{di_L}{dt} = E - U_i.$$

Với giả thiết $U_i = \text{const}$, dòng qua cuộn L có dạng tuyến tính, do đó nếu $I_{\min}, I_{\max}$ là các giá trị nhỏ nhất, lớn nhất của dòng điện qua cuộn cảm, ta có:



(a)



(b)

Hình 4.12. Bộ biến đổi nguồn DC-DC song song. (a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Đồ thị dạng dòng điện, điện áp.

$$0 \leq t < t_x : i_L = I_{\min} + \frac{E}{L}t; \quad t_x \leq t < T : i_L = I_{\max} - \frac{E - U_t}{L}(t - t_x).$$

Tại $t = t_x$ ta có: $I_{\min} + \frac{E}{L}t_x = I_{\max}$. Từ đây suy ra $\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{E}{L}t_x$ (*)

Trong chế độ xác lập: $i_L(t=0) = i_L(t=T)$. Từ đây ta có:

$$I_{\min} = I_{\max} - \frac{E - U_t}{L}(T - t_x). \quad (**)$$

Từ (*) và (**) suy ra: $\frac{E - U_t}{L}(T - t_x) = \frac{E}{L}t_x \Rightarrow U_t = \frac{T}{T - t_x}E$. (***)

Vì $\frac{T}{T - t_x} > 1$ nên $U_t > E$. Như vậy sơ đồ làm việc như một bộ biến đổi tăng áp. Về ý nghĩa vật lý, từ các hệ phương trình trên cũng có thể thấy rằng mạch chỉ có thể làm việc trong chế độ xác lập nếu như trong khoảng $t = t_x \div T$ dòng trong cuộn cảm L phải có tốc độ âm (dòng phải giảm), tức là $\frac{E - U_t}{L} < 0$, hay $U_t > E$.

Bỏ qua tổn hao trên các phần tử thì công suất trung bình lấy từ nguồn phải bằng công suất trên tải, nghĩa là:

$$EI = U_t I_t.$$

Do đó:

$$I_t = I \left(\frac{T - t_x}{T} \right) = \left(1 - \frac{t_x}{T} \right) I = (1 - \delta) I,$$

trong đó: $\delta = \frac{t_x}{T}$; $0 < \delta < 1$, là tham số điều chỉnh. Đối với điện áp ta cũng có mối quan hệ giữa điện áp đầu ra, đầu vào như sau:

$$U_t = \frac{T}{T - t_x} E = \frac{1}{1 - \delta} E.$$

Từ hai biểu thức trên có thể thấy rằng bộ biến đổi làm việc giống như một máy biến áp tăng áp với hệ số máy biến áp bằng $(1 - \delta)$. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ cho trên hình 4.12b.

4.3.3. Bộ biến đổi nguồn DC-DC nối tiếp, song song

Trong các bộ biến đổi nối tiếp hoặc song song, điện áp ra tải có cực tính giống như điện áp nguồn. Sơ đồ nối tiếp, song song có tác dụng đảo lại cực tính nguồn. Trên sơ đồ trên hình 4.13a, van V mắc nối tiếp giữa tải với nguồn nhưng cuộn cảm L lại nối song song với tải. Khi V thông do diốt D ngăn cách dòng từ nguồn chỉ nạp năng lượng cho cuộn cảm L. Khi V không thông, dòng qua cuộn cảm tiếp tục duy trì theo hướng cũ, dồn năng lượng ra phía tải. Do chiều của diốt D cực tính điện áp trên tải ngược với cực tính nguồn E.

Tương tự như đối với các sơ đồ trên, ta có hệ phương trình mô tả mạch điện có dạng:

$$\text{Khi V mở: } L \frac{di_L}{dt} = E.$$

$$\text{Khi V khóa: } L \frac{di_L}{dt} = -U_L.$$

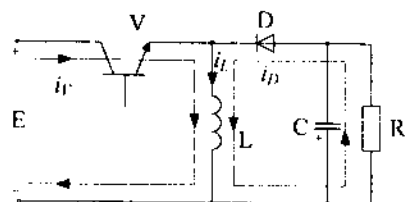
Với giả thiết $U_L = \text{const}$, dòng qua cuộn L có dạng tuyến tính, do đó nếu $I_{\min}$ $I_{\max}$ là các giá trị nhỏ nhất, lớn nhất của dòng điện qua cuộn cảm, ta có:

$$0 \leq t < t_x : i_L = I_{\min} + \frac{E}{L}t;$$

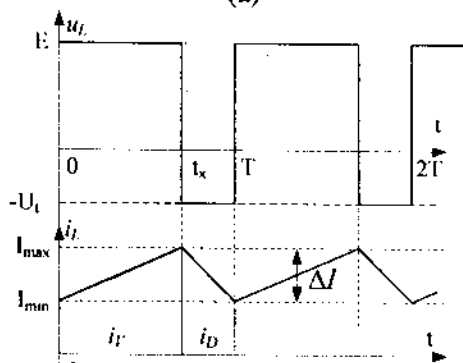
$$t_x \leq t < T : i_L = I_{\max} - \frac{U_L}{L}(t - t_x).$$

$$\text{Tại } t = t_x \text{ ta có: } I_{\min} + \frac{E}{L}t_x = I_{\max} \Rightarrow \Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{E}{L}t_x. \quad (*)$$

Trong chế độ xác lập: $i_L(t=0) = i_L(t=T)$. Do đó ta có:



(a)



(b)

Hình 4.13. Bộ biến đổi nguồn DC-DC nối tiếp, song song. (a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Đồ thị dạng dòng điện, điện áp.

$$I_{\min} = I_{\max} - \frac{U_t}{L}(T - t_x) \Rightarrow \Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{U_t}{L}(T - t_x). \quad (**)$$

Từ (*) và (**) suy ra:

$$U_t = \frac{t_x}{T - t_x} E. \quad (***)$$

Vì $\frac{t_x}{T - t_x}$ có thể lớn hơn hoặc nhỏ hơn 1 nên sơ đồ có thể làm việc như một bộ biến đổi vừa tăng áp, vừa giảm áp.

Câu hỏi ôn tập

1. Hãy nêu nguyên lý của biến đổi xung áp.
2. Phân tích sự phụ thuộc của điện áp ra tải trong XAAC một pha, tải trở cảm vào cách điều khiển bằng xung hẹp, xung rộng.
3. Nêu những ưu, nhược điểm của XAAC ba pha và phạm vi ứng dụng.
4. Hãy phân biệt XADC trong chế độ điều chỉnh và trong chế độ làm việc như một bộ biến đổi nguồn DC-DC.
5. Phân tích các chế độ làm việc của XADC khi dòng gián đoạn, dòng liên tục và dòng tới hạn.
6. Lý giải nguyên lý hoạt động của các bộ biến đổi nguồn DC-DC cho ba dạng sơ đồ: nối tiếp, song song và nối tiếp, song song.

Chương 5

NGHỊCH LƯU ĐỘC LẬP

5.1. Khái niệm chung về nghịch lưu độc lập

5.1.1. Nghịch lưu độc lập là gì?

Nghịch lưu độc lập (NLĐL) là những bộ biến đổi dùng để biến đổi nguồn điện một chiều thành nguồn điện xoay chiều, hay còn gọi là các bộ biến đổi DC-AC, cung cấp cho phụ tải xoay chiều, làm việc độc lập. Khái niệm làm việc độc lập nghĩa là phụ tải không có liên hệ trực tiếp với lưới điện. Như vậy các bộ nghịch lưu có chức năng ngược với các bộ chỉnh lưu. Khái niệm độc lập ở đây còn phân biệt nghịch lưu độc lập với lớp các bộ biến đổi phụ thuộc như các bộ đổi xung áp xoay chiều, các bộ chỉnh lưu, trong đó các van chuyển mạch dưới tác dụng của điện áp lưới xoay chiều.

NLĐL có hàng loạt những ứng dụng quan trọng. Trước hết có thể thấy rằng năng lượng điện tích trữ chủ yếu tồn tại dưới dạng một chiều, ví dụ như trong các bộ ắc quy hoặc dự trữ ngắn hạn trong các tụ điện. Năng lượng điện có thể dự trữ dưới dạng xoay chiều trong các hệ thống máy phát gắn với bánh đà vĩnh cửu, tuy nhiên chế tạo các hệ thống này rất phức tạp. Các nguồn năng lượng điện phân tán ngày nay đang có xu hướng phát triển mạnh mẽ vì các lý do bảo vệ môi trường, đó là điện sức gió, điện pin mặt trời, các nguồn thủy điện nhỏ, ... Tính chất chung của các loại nguồn này là bị thay đổi theo thời gian, thời tiết nên đều cần tích trữ trong các bộ ắc quy. Các bộ NLĐL sẽ có nhiệm vụ biến các nguồn điện một chiều này thành nguồn điện xoay chiều, phù hợp với các phụ tải xoay chiều thông dụng.

Hơn nữa nhiều loại phụ tải xoay chiều yêu cầu có nguồn điện cung cấp có các tham số như điện áp, tần số, thay đổi được trong một phạm vi rộng. Các NLĐL được sử dụng cùng với các bộ chỉnh lưu, hợp thành các bộ biến tần, để biến nguồn điện với các thông số không đổi từ lưới điện thành nguồn có thông số thay đổi được, đáp ứng mọi nhu cầu của các phụ tải.

5.1.2. Các dạng nghịch lưu độc lập

Tùy theo chế độ làm việc của nguồn một chiều cung cấp mà nghịch lưu độc lập được phân loại là nghịch độc lập nguồn áp, nghịch lưu độc lập nguồn dòng.

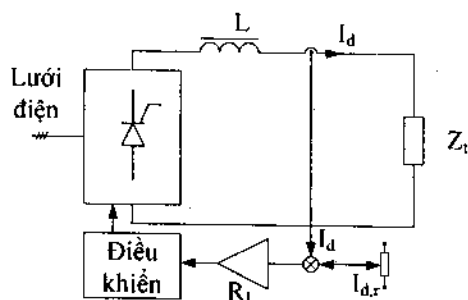
Phụ tải của nghịch lưu độc lập có thể là một tải xoay chiều bất kỳ. Tuy nhiên có một dạng phụ tải đặc biệt cấu tạo từ một mạch vòng dao động, trong đó điện áp hoặc dòng điện có dạng dao động hình sin, yêu cầu một loại nghịch lưu riêng, gọi là nghịch lưu cộng hưởng. Nghịch lưu cộng hưởng có thể là loại nguồn áp và cũng có thể là loại nguồn dòng.

5.1.3. Khái niệm về nguồn áp, nguồn dòng

Một nguồn điện có thể là nguồn áp hoặc nguồn dòng. Chế độ làm việc của các bộ nghịch lưu phụ thuộc rất nhiều vào chế độ làm việc của nguồn một chiều cung cấp, vì vậy cần phân biệt các đặc tính riêng của hai loại nguồn này.

Nguồn áp lý tưởng là một nguồn điện với nội trở bằng không. Như vậy dạng điện áp ra là không đổi, không phụ thuộc vào giá trị cũng như tính chất của phụ tải. Dòng điện ra sẽ phụ thuộc phụ tải. Nguồn áp sẽ làm việc được ở chế độ không tải nhưng không thể làm việc được ở chế độ ngắn mạch vì khi đó, về nguyên tắc, dòng điện có thể lớn đến vô cùng. Trong thực tế nguồn áp được tạo ra bằng cách mắc ở đầu ra một nguồn một chiều một tụ điện có giá trị đủ lớn.

Nguồn dòng lý tưởng là một nguồn điện với nội trở trong vô cùng lớn. Như vậy dòng điện ra là không đổi, không phụ thuộc vào giá trị cũng như tính chất của phụ tải. Điện áp ra sẽ phụ thuộc phụ tải. Nguồn dòng sẽ làm việc được ở chế độ ngắn mạch vì khi đó dòng điện vẫn không đổi nhưng không thể làm việc được ở chế độ không tải. Nói chung chế độ gần không tải tương đương với trở kháng tải rất lớn, không thể chấp nhận được. Trong thực tế nguồn dòng được tạo ra bằng cách mắc ở đầu ra một nguồn một chiều một điện cảm có giá trị đủ lớn. Tuy nhiên điện cảm ở đầu vào sẽ chịu toàn bộ dòng điện yêu cầu của nghịch lưu, vì vậy có thể phải có công suất rất lớn. Trong thực tế để tạo ra nguồn dòng, người ta dùng một chỉnh lưu có điều khiển có mạch phản hồi dòng điện. Mạch vòng điều chỉnh đảm bảo một dòng điện ra không đổi, điện cảm bấy giờ có thể có giá trị nhỏ hơn và chỉ giữ chức năng san bằng dòng điện (hình 5.1).

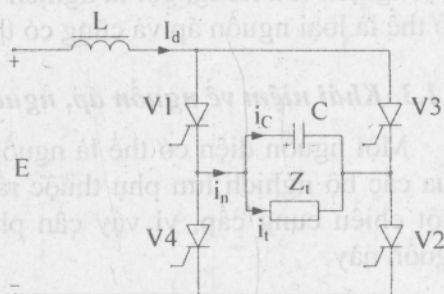


Hình 5.1. Sơ đồ cấu trúc mạch vòng dòng điện.

5.2. Nghịch lưu độc lập nguồn dòng

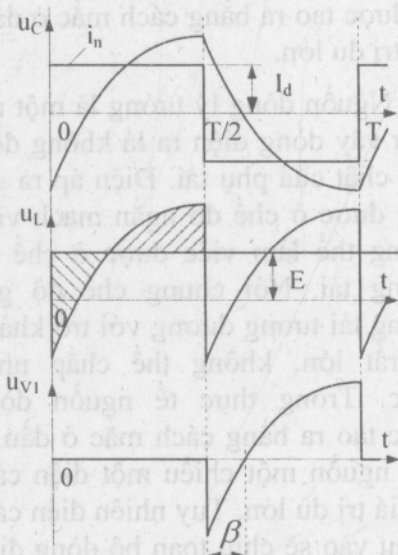
5.2.1. NLĐL nguồn dòng song song một pha

Nghịch lưu độc lập nguồn dòng, sơ đồ cho trên hình 5.2, cấu tạo gồm 4 tiristo V1, V2, V3, V4, được điều khiển đóng mở theo từng cặp, V1 cùng V2, V3 cùng V4. Tụ C đóng vai trò là tụ chuyển mạch, mắc song song với phụ tải. Đầu vào một chiều có cuộn cảm L trị số đủ lớn tạo nên nguồn dòng.



Hình 5.2. Nghịch lưu độc lập nguồn dòng song song.

Khi các cặp tiristo được điều khiển theo từng cặp, dòng đầu ra nghịch lưu i_n có dạng chữ nhật với biên độ bằng dòng đầu vào I_d . Điện áp trên tải bằng điện áp trên tụ u_C . Giả sử V1, V2 đang dẫn, tụ C được nạp điện với cực tính như trên hình 5.2. Tới nửa chu kỳ sau khi V3, V4 được điều khiển mở ra điện áp trên tụ sẽ đặt ngược lên V1, V2 để khóa V1, V2 lại. Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử của sơ đồ cho trên hình 5.3. Đồ thị cho thấy điện áp trên tụ chậm pha so với dòng điện một góc β , chính là góc khoá của van.



Hình 5.3. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử trong sơ đồ nghịch lưu dòng.

Giá trị tức thời của điện áp trên cuộn cảm bằng $u_L = E - u_{ab}$. Nếu bỏ qua tổn thất trên sơ đồ thì giá trị trung bình của điện áp trên cuộn cảm bằng không, nghĩa là:

$$U_L = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_L dt = 0 \quad (5.1)$$

Trên đồ thị hình 5.3 điều này thể hiện ở diện tích hai phần gạch chéo khác nhau phải bằng nhau.

Việc phân tích sơ đồ theo giá trị tức thời sẽ đưa đến các biểu thức toán học phức tạp, khó ứng dụng. Vì vậy để nghiên cứu sơ đồ trong chế độ xác lập, người ta sử dụng phương pháp gần đúng sóng hài bậc nhất. Theo phương pháp sóng hài bậc nhất ta chỉ xét đến thành phần sóng hài bậc nhất của dòng nghịch lưu i_n và điện áp tải u_C . Khi đó có thể dùng biểu đồ vector như trên hình 5.4 để phân tích các tham số cơ bản của sơ đồ. Sai số tính toán thu được so với phương pháp giá trị tức thời là khoảng 15 – 20%. Đây là điều chấp nhận được vì tính đơn giản của phương pháp.

Giả thiết tải là trở cảm. Để các tiristo có thể chuyển mạch được thì vấn đề cơ bản là điện áp trên tụ C phải chậm pha so với dòng điện nghịch lưu một góc β , sao cho $\beta \geq \beta_{\min} = \omega t_r$, trong đó t_r là thời gian phục hồi tính chất khoá của van.

Gọi Q_C , Q_L tương ứng là công suất phản kháng trên tụ C và trên tải, P_i là công suất tác dụng trên tải.

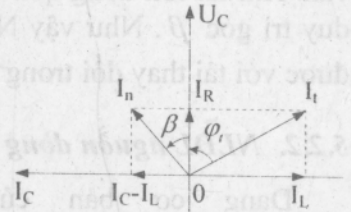
Theo biểu đồ vector:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{I_C - I_L}{I_R} = \frac{(I_C - I_L) U_C}{I_R U_C} = \frac{Q_C - Q_L}{P_i}$$

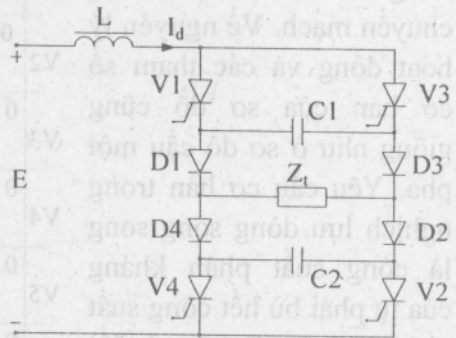
Từ đó ta thấy rằng, muốn tạo ra góc vượt trước giữa dòng điện và điện áp trên đầu ra nghịch lưu, toàn bộ mạch tải phải có tính dung kháng. Muốn vậy công suất của tụ chuyển mạch Q_C phải đủ để bù hoàn toàn công suất phản kháng trên tải Q_L và đòi ra một phần để tạo góc vượt trước β . Nghĩa là:

$$Q_C = Q_L + P_i \operatorname{tg} \beta \quad (5.2)$$

Nếu biểu diễn $Q_C = U_C I_C = \omega C U_C^2$, có thể thấy rằng ở tần số thấp Q_C có thể không đủ lớn để duy trì góc β . Về ý nghĩa vật lý điều này được giải thích bởi ở tần số thấp, nghĩa là thời gian $T/2$ quá lớn, tụ sẽ phóng điện một phần qua tải, do đó điện áp trên tụ ở cuối nửa chu kỳ thấp, không đủ để duy trì góc khoá cho van.



Hình 5.4. Biểu đồ vector.



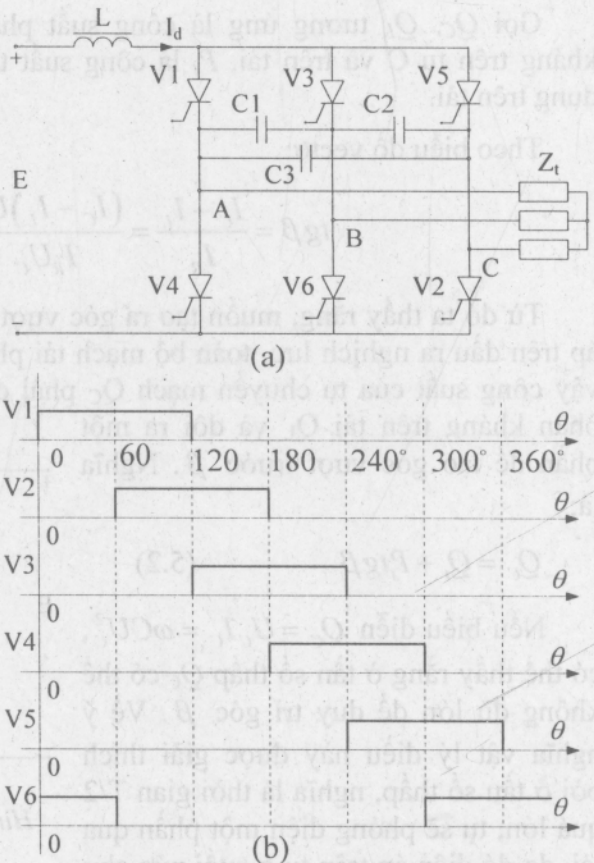
Hình 5.5. Nghịch lưu nguồn dòng song song, có diốt cách ly.

Có thể đảm bảo khả năng làm việc của sơ đồ ở tần số thấp bằng cách dùng sơ đồ có diốt cách ly. Trong sơ đồ này tụ C được phân ra làm hai nhóm E1, C2, cách ly với mạch tải bởi các diốt D1, D2, D3, D4. Mỗi tụ sẽ làm nhiệm vụ chuyển mạch cho một nhóm van riêng rẽ như được thể hiện trên sơ đồ hình 5.5.

Với NLĐL nguồn dòng song song, khi tải nhỏ dòng i_n sẽ chủ yếu nạp cho tụ C và có thể làm cho điện áp trên tụ tăng lên quá lớn, đánh thủng các van. Khi tải lớn dòng qua tụ sẽ nhỏ, do đó điện áp trên tụ nhỏ, không đủ để duy trì góc β . Như vậy NLĐL nguồn dòng song song chỉ có thể làm việc được với tải thay đổi trong một phạm vi nhất định.

5.2.2. NLĐL nguồn dòng ba pha

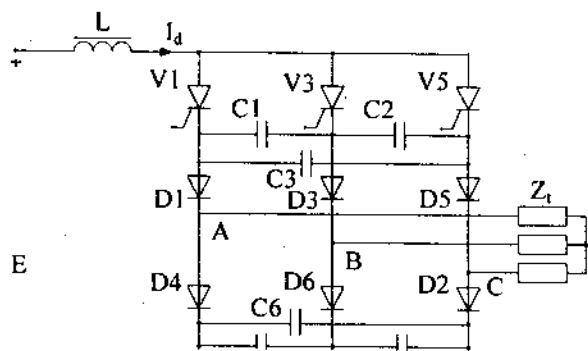
Dạng cơ bản của NLĐL nguồn dòng ba pha được thể hiện trên hình 5.6a. Trên sơ đồ các tiristo từ V1 đến V6 được điều khiển để dẫn dòng trong khoảng 120° , mỗi van cách nhau 60° như trên hình 5.6b. Các tụ C1, C2, C3 mắc song song với phụ tải đóng vai trò là các tụ chuyển mạch. Về nguyên lý hoạt động và các tham số cơ bản của sơ đồ cũng giống như ở sơ đồ cầu một pha. Yêu cầu cơ bản trong nghịch lưu dòng song song là công suất phản kháng của tụ phải bù hết công suất phản kháng của tải và đôi một phần để tạo góc trượt trước giữa dòng điện và điện áp.



Hình 5.6. NLĐL nguồn dòng ba pha. (a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Dạng tín hiệu điều khiển.

Để có thể làm việc được trong dải tần số rộng, sơ đồ ba pha cũng có dạng sơ đồ có diốt cách ly như được thể hiện trên hình 5.7.

Ưu điểm cơ bản của nghịch lưu dòng song song là có khả năng trao đổi công suất phản kháng với nguồn lưới xoay chiều nếu như đầu vào một chiều là một chỉnh lưu có điều khiển với mạch dòng điện. Do đó các sơ đồ này có nhiều ứng dụng trong các hệ thống truyền động không đồng bộ, công suất lớn, làm việc với tải có quán tính lớn. Trong các tải có quán tính lớn thì khả năng trao đổi công suất với lưới theo cả hai chiều có ý nghĩa rất quan trọng.



Hình 5.7. NLĐL nguồn dòng ba pha, có diốt cách ly.

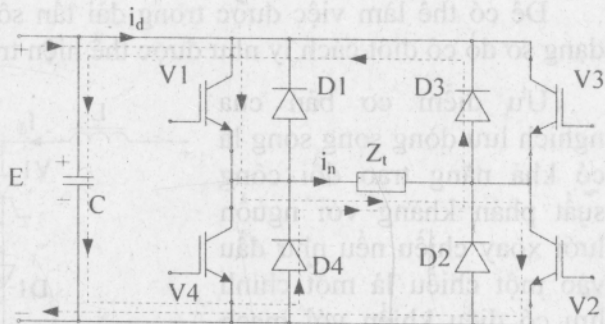
5.3. Nghịch lưu độc lập nguồn áp

Nếu như NLĐL nguồn dòng đều sử dụng tiristo thì NLĐL nguồn áp lại phải sử dụng các van bán dẫn điều khiển hoàn toàn như IGBT, GTO, MOSFET hoặc BJT. Trước đây người ta cũng dùng tiristo trong các nghịch lưu nguồn áp, nhưng phải có các hệ thống chuyển mạch cưỡng bức rất phức tạp. Ngày nay do công nghệ chế tạo các phần tử đã hoàn chỉnh rất nhiều nên hầu như chỉ còn các van bán dẫn điều khiển hoàn toàn được sử dụng trong các nghịch lưu nguồn áp. Trong các sơ đồ được xem xét dưới đây ta đều giả thiết các van đóng cắt là một dạng van điều khiển hoàn toàn nào đó.

5.3.1. Nghịch lưu độc lập nguồn áp một pha

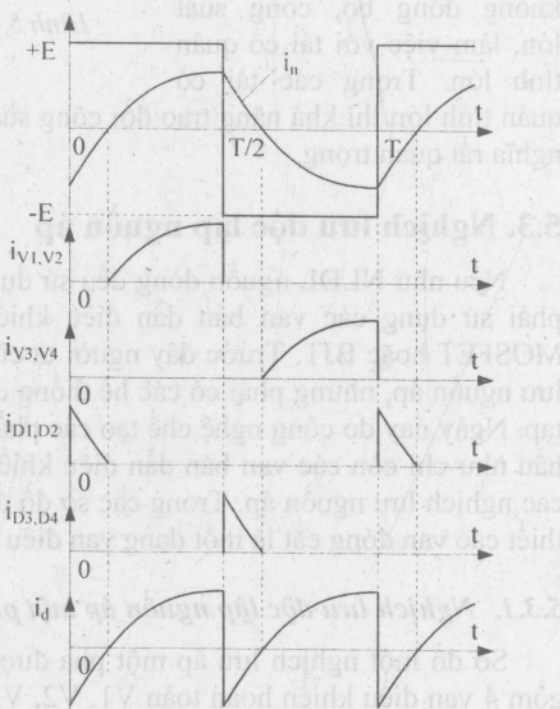
Sơ đồ một nghịch lưu áp một pha được biểu diễn trên hình 5.8. Sơ đồ gồm 4 van điều khiển hoàn toàn V1, V2, V3, V4 và các diốt ngược D1, D2, D3, D4. Các diốt ngược là các phần tử bắt buộc trong các sơ đồ nghịch lưu áp, giúp cho quá trình trao đổi công suất phản kháng giữa tải với nguồn. Đầu vào một chiều là một nguồn áp với đặt trung có tụ C với giá trị đủ lớn. Tụ C vừa có vai trò là tụ lọc san bằng điện áp trong trường hợp nguồn E là một chỉnh lưu, vừa có vai trò kho chứa công suất phản kháng trao đổi với tải qua các diốt ngược. Nếu không có tụ C hoặc tụ C quá nhỏ dòng phản kháng sẽ không có đường chạy gây nên quá điện áp trên các phần tử trong sơ đồ.

Các van trong sơ đồ được điều khiển mở trong mỗi nửa chu kỳ theo từng cặp, V1 cùng với V2, V3 cùng với V4. Kết quả là điện áp ra sẽ có dạng xoay chiều xung chữ nhật với biên độ bằng điện áp nguồn đầu vào, không phụ thuộc vào phụ tải. Hình dạng dòng điện sẽ phụ thuộc tải và tính chất của tải như được biểu diễn trên đồ thị hình 5.9.



Hình 5.8. NLĐL nguồn áp một pha.

Khi tải có tính trở cảm, ở cuối nửa chu kỳ khi cặp van chính khoá lại, dòng vẫn duy trì theo chiều cũ. Trên sơ đồ, khi V1, V2 khoá lại dòng phải duy trì theo chiều cũ qua các diốt D3, D4. Nói chung dòng qua các diốt sẽ móc vòng qua tụ C đầu vào như biểu diễn trên hình 5.8. Dòng một chiều đầu vào có phần dương thể hiện năng lượng cấp ra tải lấy vào từ nguồn E, còn phần âm là năng lượng phản kháng do tải trao đổi về với tụ đầu vào C. Điều này thể hiện qua đồ thị dòng i_d như trên đồ thị hình 5.9. Công suất phát huy trên tải, nếu bỏ qua các tổn thất trên sơ đồ, sẽ bằng tích của E với giá trị trung bình I_a .



Hình 5.9. Dạng điện áp, dòng điện trên các phần tử trong NLĐL nguồn áp một pha, tải trở cảm.

Điện áp ra dạng xung chữ nhật nếu phân tích ra các thành phần của chuỗi Fourier sẽ gồm các thành phần sóng hài với biên độ bằng:

$$U^{(n)} = -2 \frac{E[-1 + \cos(\pi n)]}{\pi n} \quad (5.3)$$

Như vậy trong điện áp ra chỉ tồn tại các thành phần sóng hài bậc lẻ 1, 3, 5, 7, ... với biên độ bằng $\frac{4E}{\pi}, \frac{4E}{3\pi}, \frac{4E}{5\pi}, \dots$. Với một số phụ tải yêu cầu điện áp ra phải có dạng sin có thể dùng các bộ lọc để lọc bỏ các thành phần sóng hài bậc cao. Một số phương pháp điều chế độ rộng xung khác có thể sử dụng để giảm thành phần sóng bậc cao như sẽ giới thiệu sau đây.

5.3.2. Điều chỉnh điện áp ra trong nghịch lưu độc lập nguồn áp

Trong NLĐL nguồn áp, điện áp ra có dạng cố định, không phụ thuộc vào phụ tải, vì vậy phải có biện pháp để có thể điều chỉnh điện áp ra khi có yêu cầu. Điện áp ra trên tải có thể điều chỉnh bằng các phương pháp:

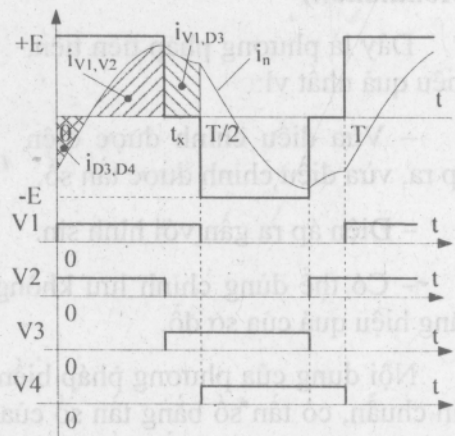
1. Dùng chỉnh lưu có điều khiển. Phương pháp này có ưu điểm là đơn giản, chắc chắn. Tuy nhiên dạng điện áp ở đầu ra của chỉnh lưu có điều khiển sẽ có độ nhấp nhô lớn nếu điều chỉnh sâu. Đây là điều không mong muốn vì sẽ ảnh hưởng mạnh đến chế độ làm việc của nghịch lưu.

2. Điều chỉnh độ rộng xung của điện áp ra nghịch lưu bằng cách thay đổi khoảng dẫn của các van. Để đảm bảo dạng điện ra không phụ thuộc phụ tải trong quá trình điều chỉnh các van trên đường chéo sẽ chỉ cùng mở trong các khoảng:

$$V1, V2 : 0 \div t_x$$

$$V3, V4 : T/2 \div T$$

Trong các khoảng $t_x \div T/2$ và $T/2 \div T$ phải ngắn mạch tải để điện áp trên tải bằng 0 bằng cách nối tải lên thanh dẫn (+) hoặc xuống thanh dẫn (-) của nguồn một chiều đầu vào. Dạng của tín hiệu điều khiển các van và dạng dòng điện, điện áp nghịch lưu được minh họa trên hình 5.10.



Hình 5.10. Điều chỉnh điện áp ra nghịch lưu bằng cách thay đổi độ rộng xung.

Nhược điểm của phương pháp này là thành phần sóng hài trên điện áp ra sẽ thay đổi trong quá trình điều chỉnh.

3. Điều chỉnh điện áp ra bằng phương pháp cộng điện áp ra của hai bộ nghịch lưu với các góc pha khác nhau. Điều này được minh hoạ trên hình 5.11. Trên hình 5.11a điện áp ra của hai bộ nghịch lưu được cộng với nhau thông qua biến áp đầu ra. Bằng cách thay đổi góc lệch pha φ của điện áp ra giữa hai bộ biến đổi, xem hình 5.11b, điện áp ra có thể điều chỉnh từ 0 đến giá trị lớn nhất, bằng tổng đại số của hai điện áp ra riêng rẽ.

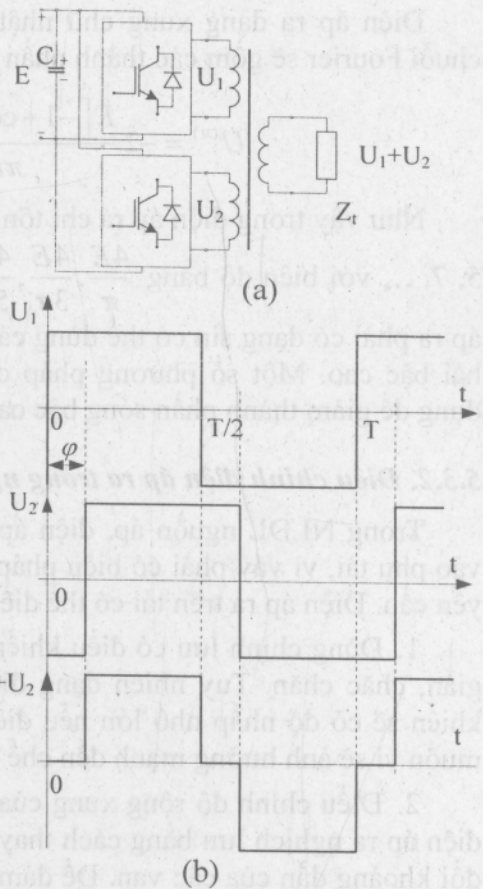
5.3.3. Phương pháp biến điệu bề rộng xung (PWM - Pulse Width Modulation)

Đây là phương pháp tiên tiến, hiệu quả nhất vì:

- Vừa điều chỉnh được điện áp ra, vừa điều chỉnh được tần số.
- Điện áp ra gần với hình sin.

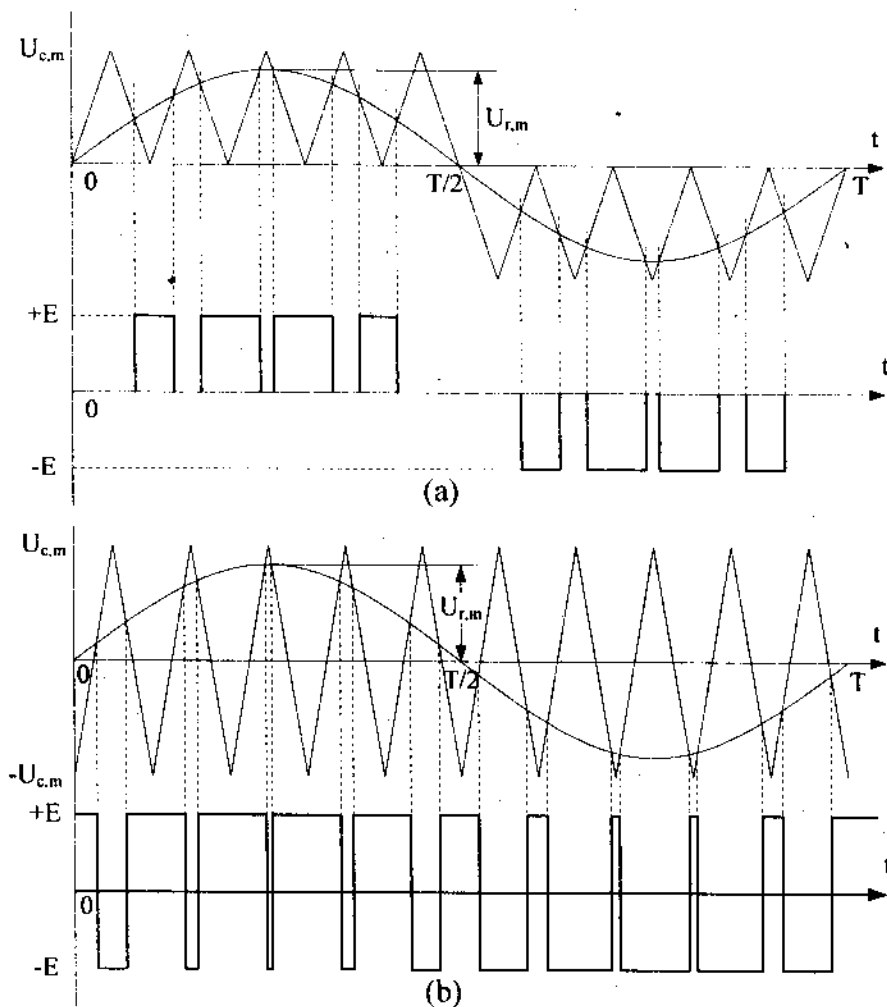
— Có thể dùng chỉnh lưu không điều khiển ở đầu vào nghịch lưu làm tăng hiệu quả của sơ đồ.

Nội dung của phương pháp biến điệu bề rộng xung là so sánh một sóng sin chuẩn, có tần số bằng tần số của điện áp ra nghịch lưu mong muốn, với một điện áp răng cưa tần số cao, cỡ $2 \div 10$ kHz. Phương pháp biến điệu bề rộng xung có nhiều dạng, trong đó có hai dạng đơn giản là: biến điệu bề rộng xung ra một cực tính và hai cực tính. Theo dạng áp ra một cực tính, trong những khoảng điện áp sin chuẩn cao hơn điện áp răng cưa van được mở để đưa điện áp ra tải, trong những khoảng điện áp sin chuẩn thấp hơn điện áp răng cưa van khoá lại để điện áp ra tải bằng không. Điện áp ra sẽ



Hình 5.11. Điều chỉnh điện áp bằng phương pháp cộng hai bộ nghịch lưu.

được tạo thành riêng cho nửa chu kỳ dương và nửa chu kỳ âm. Theo dạng điện áp ra hai cực tính, điện áp ra sẽ là $+E$ khi sin chuẩn cao hơn xung răng cưa và là $-E$ khi sin chuẩn thấp hơn. Hình 5.12 mô tả nguyên lý hoạt động PWM cho hai trường hợp trên.



Hình 5.12. Phương pháp biến điệu bề rộng xung PWM.
(a) Một cực tính; (b) Hai cực tính.

Như vậy điện áp ra sẽ gồm dãy xung có độ rộng thay đổi với chu kỳ lặp lại bằng chu kỳ của sóng răng cưa. Dạng áp như vậy chứa thành phần sóng hài bậc nhất với tần số của sóng chủ đạo, biên độ phụ thuộc hệ số biến điệu μ , trong đó:

$$\mu = \frac{U_{r,m}}{U_{c,m}}, \quad (5.4)$$

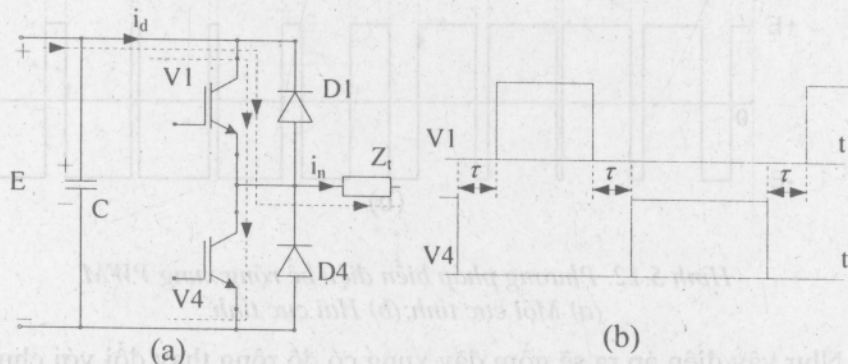
$U_{r,m}$: biên độ của sóng sin chủ đạo,

$U_{c,m}$: biên độ sóng răng cưa.

Để đảm bảo điện áp ra có chứa ít nhất thành phần sóng hài bậc cao, sơ đồ phải làm việc trong chế độ tuyến tính, nghĩa là phải đảm bảo $0 \leq \mu \leq 1$.

Điện áp ra sẽ chứa các thành phần sóng bậc cao với tần số bằng các bội số của tần số xung răng cưa. Do tần số xung răng cưa rất cao so với tần số sin chuẩn nên rất dễ dàng loại bỏ được các sóng hài bậc cao này. Đây là ưu điểm cơ bản của phương pháp biến điệu bề rộng xung. Nhược điểm của phương pháp này là các van phải làm việc với tần số đóng cắt cao nên tổn hao công suất do đóng cắt lớn, hệ thống điều khiển cũng phức tạp hơn.

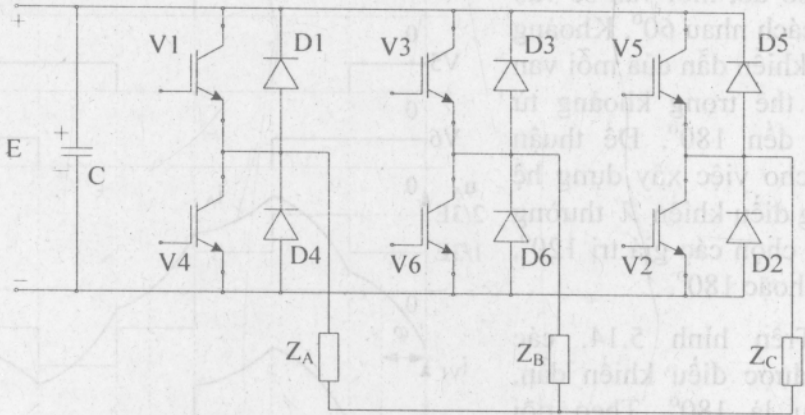
Đối với hai van trên cùng một nhánh cầu tín hiệu điều khiển giữa các lần khoá một van trên mở một van dưới và ngược lại phải có một thời gian trễ tối thiểu nhằm đảm bảo van đã khoá lại chắc chắn trước khi van kia mở ra. Nếu không sẽ xuất hiện dòng đâm xuyên làm tăng tổn thất trên sơ đồ, thậm chí có thể phá hỏng các van. Hình 5.13 mô tả sự xuất hiện dòng đâm xuyên và yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển. Thời gian trễ τ giữa tín hiệu mở V1 và V4 phải ít nhất bằng thời gian khoá của van. Đối với IGBT giá trị tiêu biểu $\tau = 1,5 \div 2 \mu s$.



Hình 5.13. (a) Sự xuất hiện dòng đâm xuyên;
(b) Tín hiệu điều khiển IGBT.

5.3.4. Nghịch lưu độc lập nguồn áp ba pha, sơ đồ cơ bản

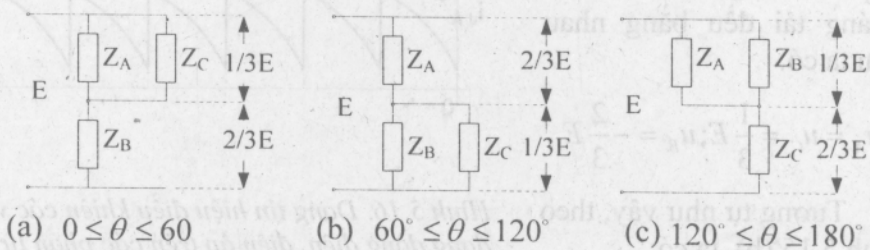
Sơ đồ một nghịch lưu áp ba pha được biểu diễn trên hình 5.14, cấu tạo từ ba sơ đồ nửa cầu, tạo nên ba pha đầu ra. Sơ đồ gồm 6 van điều khiển hoàn toàn V1, V2,..., V6 và diôt ngược D1, D2,..., D6. Các diôt ngược giúp cho quá trình trao đổi công suất phản kháng giữa tải với nguồn. Đầu vào một chiều là một nguồn áp với đặc trưng có tụ C, giá trị đủ lớn. Phụ tải 3 pha đối xứng $Z_A = Z_B = Z_C$ có thể đầu Y hoặc Δ .



Hình 5.14. Sơ đồ nghịch lưu độc lập nguồn áp ba pha.

Đối với nghịch lưu áp ba pha có ba phương pháp điều khiển cơ bản để tạo ra một hệ thống điện áp ba trên tải, đó là:

- Phương pháp cơ bản.
- Phương pháp biến điệu bề rộng xung (Pulse Width Modulation – PWM).
- Phương pháp biến điệu vectơ không gian (Space Vector Modulation – SVM).



Hình 5.15. Sơ đồ tương đương mạch tải ứng với các khoảng dẫn của van.
(a) V1, V6, V5 dẫn; (b) V1, V6, V2 dẫn; (c) V1, V2, V3 dẫn.

Theo phương pháp cơ bản, để tạo ra hệ thống điện áp xoay chiều ba pha có cùng biên độ nhưng lệch pha nhau một góc 120° , các van được điều khiển theo thứ tự như được ký hiệu trên sơ đồ, mỗi van sẽ vào dẫn cách nhau 60° . Khoảng điều khiển dẫn của mỗi van λ có thể trong khoảng từ 120° đến 180° . Để thuận tiện cho việc xây dựng hệ thống điều khiển λ thường được chọn các giá trị 120° , 150° hoặc 180° .

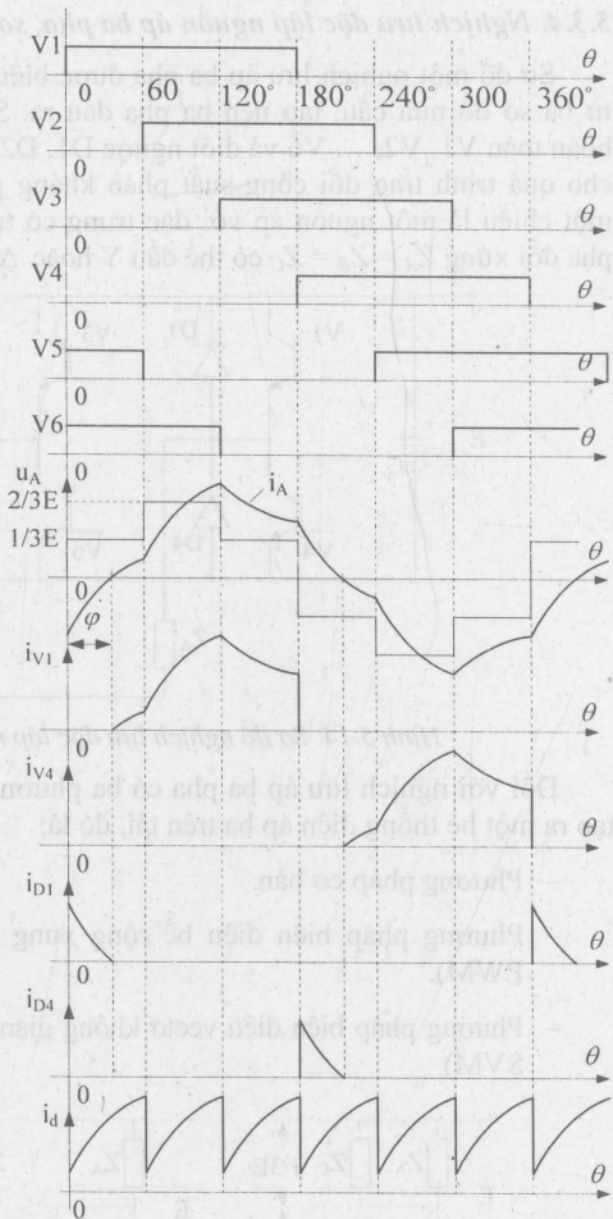
Trên hình 5.14, các van được điều khiển dẫn, ví dụ là 180° . Theo dõi khoảng dẫn của các van có thể thấy được nguyên tắc tạo thành hệ thống điện áp ba pha trên tải.

$0 \leq \theta \leq 60^\circ$: V1, V5, V6 dẫn. Sơ đồ tương đương của mạch tải như trên hình 5.15.a. Do Z_A song song với Z_C và nối tiếp với Z_B và các trở kháng tải đều bằng nhau nên ta có:

$$u_A = u_C = \frac{1}{3} E; u_B = -\frac{2}{3} E.$$

Tương tự như vậy, theo hình 5.15 (b), ta có:

$60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$: V1, V2, V6 dẫn.



Hình 5.16. Dạng tín hiệu điều khiển các van và dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử trong sơ đồ NLĐL ba pha.

$$u_A = \frac{2}{3}E; u_B = u_C = -\frac{1}{3}E.$$

$120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$: V1, V2, V3 dẫn. Theo hình 5.15.c, ta có:

$$u_A = u_C = \frac{1}{3}E; u_B = -\frac{2}{3}E.$$

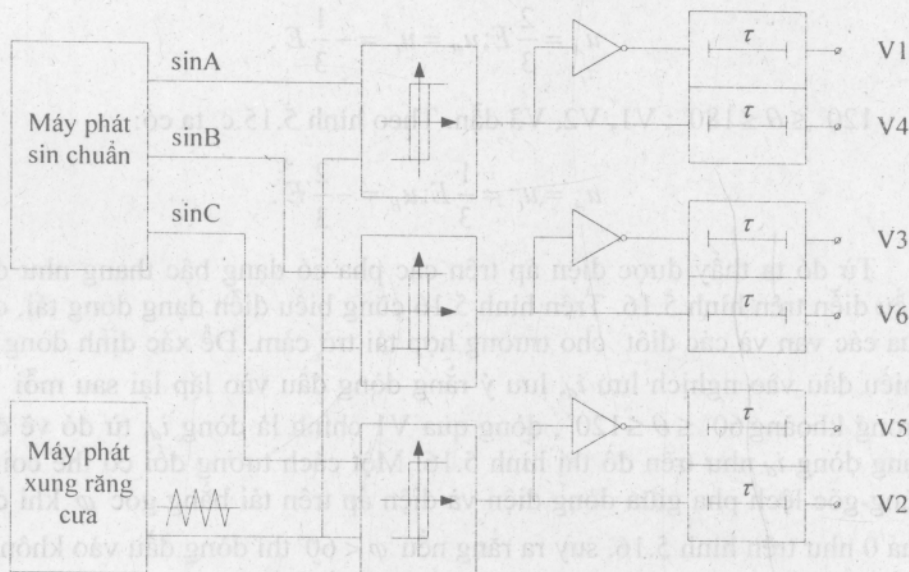
Từ đó ta thấy được điện áp trên các pha có dạng bậc thang như được biểu diễn trên hình 5.16. Trên hình 5.16 cũng biểu diễn dạng dòng tải, dòng qua các van và các diốt cho trường hợp tải trở cảm. Để xác định dòng một chiều đầu vào nghịch lưu i_d , lưu ý rằng dòng đầu vào lặp lại sau mỗi 60° . Trong khoảng $60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$, dòng qua V1 chính là dòng i_d , từ đó vẽ được dạng dòng i_d như trên đồ thị hình 5.16. Một cách tương đối có thể coi gần đúng góc lệch pha giữa dòng điện và điện áp trên tải bằng góc φ khi dòng qua 0 như trên hình 5.16, suy ra rằng nếu $\varphi < 60^\circ$ thì dòng đầu vào không có phần âm, nghĩa là không có dòng đi về tụ C đầu vào. Vậy khi hệ số góc của tải $\cos \varphi \geq \cos 60^\circ = \frac{1}{2}$ thì năng lượng phản kháng của tải chỉ trao đổi giữa các pha với nhau mà không trao đổi với nguồn. *

5.3.5. Nghịch lưu ba pha PWM

Ngày nay nghịch lưu áp ba pha thường được dùng chủ yếu với biến điệu bề rộng xung, đảm bảo điện áp ra có dạng hình sin. Để đảm bảo điện áp ra có dạng không phụ thuộc phụ tải người ta thường dùng biến điệu bề rộng xung hai cực tính, như vậy mỗi pha của sơ đồ ba pha có thể được điều khiển độc lập với nhau. Các van trong mỗi pha được điều khiển ngược nhau, ví dụ ở pha A, khi V1 được điều khiển mở thì V4 khoá và ngược lại.

Cấu trúc mạch điều khiển PWM nghịch lưu áp ba cho trên hình 5.17, trong đó tín hiệu sin chuẩn và tín hiệu răng cưa so sánh với nhau qua mạch so sánh có ngưỡng để tăng khả năng chống nhiễu của sơ đồ. Theo cấu trúc điều khiển hình 5.17, bỏ qua ảnh hưởng của phần tạo trễ chống dòng đâm xuyên, dạng tín hiệu điều khiển và điện áp ra cho trên đồ thị hình 5.18.

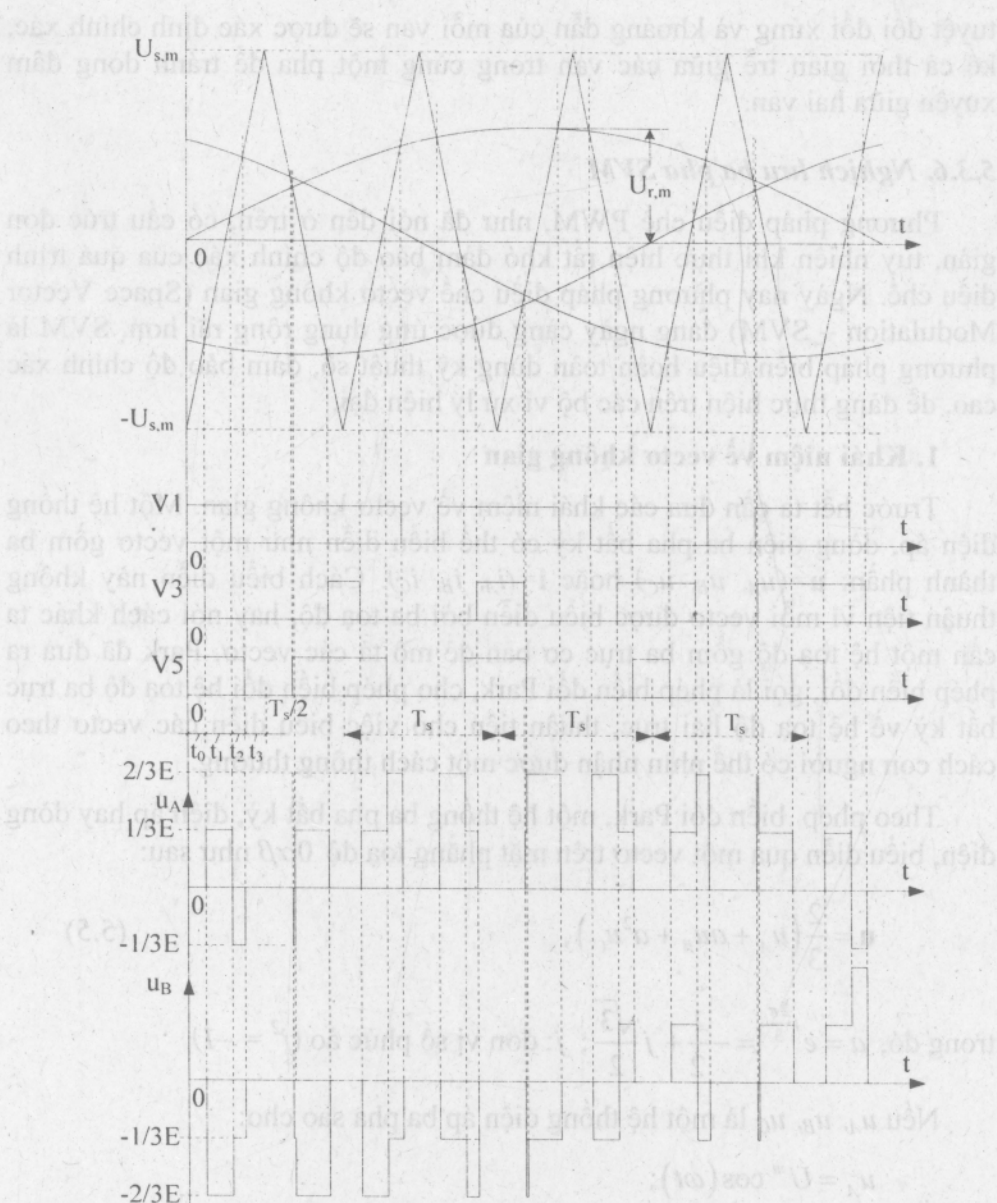
Trên hình 5.18 chỉ thể hiện tín hiệu điều khiển cho ba van V1, V3, V5, nối lên thanh dẫn (+) của nguồn một chiều đầu vào trong sơ đồ hình 5.14. Các van nối xuống thanh dẫn (-) được điều khiển ngược lại. Lưu ý dạng của tín hiệu điều khiển trong mỗi chu kỳ xung răng cưa T_s có dạng đối xứng theo mỗi nửa chu kỳ $T_s/2$. Lý do là vì ở đầu chu kỳ và giữa chu kỳ, tín hiệu răng cưa có biên độ lớn nhất nên không thể cắt một điện áp sin chuẩn nào.



Hình 5.17. Sơ đồ cấu trúc mạch điều khiển PWM nghịch lưu áp ba pha.

Trong mỗi nửa chu kỳ $T_s/2$ đều có 4 khoảng thời gian đặc trưng: t_0 , t_1 , t_2 , t_3 . Trong khoảng t_0 cả ba van V1, V3, V5 đều dẫn, hay nói cách khác là tải ba pha đầu ra bị nối ngắn mạch lên thanh dẫn (+) của nguồn một chiều E . Điện áp ra tải ở cả ba pha đều bằng không. Trong khoảng t_3 cả ba van V2, V4, V6 đều dẫn, nói cách khác là tải ba pha đầu ra bị nối ngắn mạch xuống thanh dẫn (-) của nguồn một chiều E . Điện áp ra tải ở cả ba pha cũng đều bằng không. Quá trình điều chế chỉ diễn ra trong khoảng t_1 và t_2 . Trong các khoảng t_1 , t_2 có thể xác định được dạng điện áp ra nhờ các sơ đồ tương đương như trên hình 5.15. Ví dụ, trên đồ thị 5.18, trong khoảng t_1 , V1, V5 và V6 dẫn. Pha A, pha C nối lên thanh dẫn (+), pha B nối xuống thanh dẫn (-) của nguồn E , tải tương đương như sơ đồ hình 5.15 (a), do đó $u_A = u_C = 1/3E$, $u_B = -2/3E$. Từ đó có dạng điện áp ra u_A , u_B như biểu diễn trên đồ thị hình 5.18.

Cấu trúc điều khiển như trên hình 5.17 cho dạng điện áp ra không phụ thuộc tải và tính chất của tải, tức là phương pháp PWM đảm bảo NLĐL ba pha là nghịch lưu áp. Tính chất thứ hai quan trọng nữa là mẫu xung điều khiển có tính đối xứng trong mỗi nửa chu kỳ xung răng cưa T_s và có tính tối ưu về số lần chuyển mạch ít nhất. Có thể nhận thấy sơ đồ chuyển mạch diễn ra theo trình tự $t_0 \rightarrow t_1 \rightarrow t_2 \rightarrow t_3 \rightarrow t_3 \rightarrow t_2 \rightarrow t_1 \rightarrow t_0$, mỗi lần chỉ có một cặp van trong một pha phải chuyển mạch.



Hình 5.18: Dạng tín hiệu điều khiển và dạng điện áp ra PWM.

Vấn đề khó khăn nhất trong thực hiện biến điệu bề rộng xung ba pha là phải có ba sóng sin chủ đạo có biên độ chính xác bằng nhau và lệch pha nhau chính xác 120° trong toàn bộ dải điều chỉnh. Điều này rất khó đảm bảo bằng các mạch tương tự. Người ta đã chế tạo các hệ thống điều khiển PWM bởi mạch số với một bộ vi xử lý đặc biệt. Nhờ đó dạng xung điều khiển ra sẽ

tuyệt đối đối xứng và khoảng dẫn của mỗi van sẽ được xác định chính xác, kể cả thời gian trễ giữa các van trong cùng một pha để tránh dòng đâm xuyên giữa hai van.

5.3.6. Nghịch lưu ba pha SVM

Phương pháp điều chế PWM, như đã nói đến ở trên, có cấu trúc đơn giản, tuy nhiên khi thực hiện rất khó đảm bảo độ chính xác của quá trình điều chế. Ngày nay phương pháp điều chế vectơ không gian (Space Vector Modulation – SVM) đang ngày càng được ứng dụng rộng rãi hơn. SVM là phương pháp biến điệu hoàn toàn dùng kỹ thuật số, đảm bảo độ chính xác cao, dễ dàng thực hiện trên các bộ vi xử lý hiện đại.

1. Khái niệm về vectơ không gian

Trước hết ta cần đưa các khái niệm về vectơ không gian. Một hệ thống điện áp, dòng điện ba pha bất kỳ có thể biểu diễn như một vectơ gồm ba thành phần: $\mathbf{u}=(u_A, u_B, u_C)$ hoặc $\mathbf{i}=(i_A, i_B, i_C)$. Cách biểu diễn này không thuận tiện vì mỗi vectơ được biểu diễn bởi ba tọa độ, hay nói cách khác ta cần một hệ tọa độ gồm ba trục cơ bản để mô tả các vectơ. Park đã đưa ra phép biến đổi, gọi là phép biến đổi Park, cho phép biến đổi hệ tọa độ ba trục bất kỳ về hệ tọa độ hai trục, thuận tiện cho việc biểu diễn các vectơ theo cách con người có thể nhìn nhận được một cách thông thường.

Theo phép biến đổi Park, một hệ thống ba pha bất kỳ, điện áp hay dòng điện, biểu diễn qua một vectơ trên mặt phẳng tọa độ $0\alpha\beta$ như sau:

$$\mathbf{u} = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C), \quad (5.5)$$

trong đó, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$; j : đơn vị số phức ảo ($j^2 = -1$).

Nếu u_A, u_B, u_C là một hệ thống điện áp ba pha sao cho:

$$\begin{aligned} u_A &= U^m \cos(\omega t); \\ u_B &= U^m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_C &= U^m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right); \end{aligned} \quad (5.6)$$

thì $\mathbf{u} = U^m e^{j(\omega t)}$. (5.7)

Điều này nghĩa là trên mặt phẳng tọa độ $0\alpha\beta$, $\mathbf{u}$ là một vectơ có độ dài bằng biên độ của các điện áp pha, quay quanh gốc tọa độ với tốc độ góc bằng ω . Để tiện cho việc đánh máy, ta ký hiệu các vectơ bằng chữ đậm, không nghiêng, không có dấu mũi tên ở trên.

Vectơ dòng điện cũng được xác định tương tự.

2. Trạng thái của van và các vectơ biên chuẩn

Trong sơ đồ nghịch lưu áp ba pha, như trên hình 5.14, các van điều khiển phải tuân theo những quy luật nhất định, đó là không được ngắn mạch nguồn một chiều đầu vào, không được hở mạch bất cứ pha nào ở đầu ra.

Không được ngắn mạch nguồn một chiều đầu vào vì sẽ sinh ra dòng lớn, phá huỷ van. Khi van điều khiển không nối một pha đầu ra nào đó với thanh dẫn (+) hoặc (-) của nguồn một chiều, dòng có thể vẫn phải chạy qua các diốt, dẫn đến điện áp ra phụ thuộc vào tải, nghịch lưu không còn là nghịch lưu áp như mong muốn.

Do những quy luật trên chỉ có 8 trạng thái van được phép, như được biểu diễn trong bảng dưới đây.

STT	Van dẫn	u_A	u_B	u_C	$\mathbf{u}$
0	V1, V3, V5	0	0	0	0
1	V5, V6, V1	$1/3E$	$-2/3E$	$1/3E$	$\frac{2}{3}Ee^{-j\frac{\pi}{3}}$
2	V6, V1, V2	$2/3E$	$-1/3E$	$-1/3E$	$\frac{2}{3}Ee^{-j0}$
3	V1, V2, V3	$1/3E$	$1/3E$	$-2/3E$	$\frac{2}{3}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$
4	V2, V3, V4	$-1/3E$	$2/3E$	$-1/3E$	$\frac{2}{3}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$
5	V3, V4, V5	$-2/3E$	$1/3E$	$1/3E$	$\frac{2}{3}Ee^{-j\pi}$
6	V4, V5, V6	$-1/3E$	$-1/3E$	$2/3E$	$\frac{2}{3}Ee^{-j\frac{2\pi}{3}}$
7	V2, V4, V6	0	0	0	0

Với mỗi trạng thái van, các điện áp pha có giá trị tương ứng. Tính toán vector không gian $\mathbf{u}$, có thể thấy rằng các trạng thái van từ 1 đến 6 ứng với sáu vector, có hướng cố định trên mặt phẳng, lệch nhau một góc 60° , được biểu diễn trên hệ tọa độ $0\alpha\beta$, như trên hình 5.19. Các vector, gọi là vector biên chuẩn, tạo nên đỉnh của một lục giác đều, chia mặt phẳng thành sáu góc bằng nhau, gọi là các sector, được đánh số từ I đến VI.

3. Tổng hợp vector không gian từ các vector biên

Một vector không gian bất kỳ, giả sử nằm trong một góc phần sáu nào đó, có thể được tổng hợp từ hai vector biên. Trên hình 5.19, giả sử vector không gian $\mathbf{u}$ nằm trong góc phần sáu II, có thể được tổng hợp từ hai vector biên $\mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3$ theo biểu thức (5.8).

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_p + \mathbf{u}_t \quad (5.8)$$

trong đó $\mathbf{u}_p, \mathbf{u}_t$, gọi là vector phải và vector trái, là hai vector nằm dọc theo hai vector biên $\mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3$.

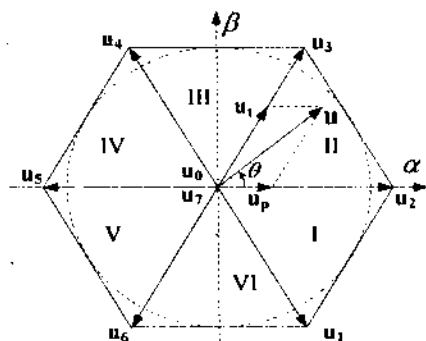
Về hình học, có thể tính độ dài các vector phải, trái như sau:

$$\begin{aligned} |\mathbf{u}_p| &= \frac{2}{\sqrt{3}} |\mathbf{u}| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); \\ |\mathbf{u}_t| &= \frac{2}{\sqrt{3}} |\mathbf{u}| \sin \theta. \end{aligned} \quad (5.9)$$

θ là góc chỉ ra vị trí tương đối của vector $\mathbf{u}$ trong góc phần sáu, tính theo chiều ngược kim đồng hồ. Thực ra, phép điều chế vector không gian tạo ra các vector $\mathbf{u}_p, \mathbf{u}_t$ trong mỗi chu kỳ tính toán, hay còn gọi là mỗi chu kỳ cắt mẫu T_s . Độ dài của các vector này được xác định bởi giá trị trung bình theo thời gian tồn tại của các vector $\mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3$ trong mỗi chu kỳ cắt mẫu như sau:

$$|\mathbf{u}_p| = \frac{t_p}{T_s} |\mathbf{u}_2|; |\mathbf{u}_t| = \frac{t_t}{T_s} |\mathbf{u}_3| \quad (5.10)$$

Độ dài của các vector biên chuẩn được xác định bởi giá trị của điện áp một chiều đầu vào $|\mathbf{u}_i| = \frac{2}{3} E$, ký hiệu $\frac{2}{3} E = U_i$. Độ dài của vector $\mathbf{u}$ là vector ra mong muốn, ký hiệu $|\mathbf{u}| = U_o$. Từ (5.9), (5.10) suy ra biểu thức tính toán các giá trị thời gian điều chế như (5.11).



Hình 5.19. Vector không gian và các vector biên chuẩn.

$$t_p = T_s \frac{U_o}{U_i} \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); t_i = T_s \frac{U_o}{U_i} \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \theta. \quad (5.11)$$

Gọi $q = \frac{U_o}{U_i}$ là hệ số biến điệu, $0 \leq q \leq 1$, có thể viết lại biểu thức tính toán thời gian như (5.12).

$$t_p = T_s q \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); t_i = T_s q \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \theta. \quad (5.12)$$

Để phép biến điệu thực hiện được, các thời gian phải, trái phải thoả mãn điều kiện:

$$t_p + t_i \leq T_s. \quad (5.13)$$

Khoảng thời gian còn lại trong chu kỳ cắt mẫu, $t_0 = T_s - (t_p + t_i)$, phải áp dụng vector không, $\mathbf{u}_0$ hoặc $\mathbf{u}_7$. Điều kiện (5.13) nói lên rằng vector điện áp ra phải nằm trong vòng tròn tiếp xúc với các cạnh của lục giác đều như biểu diễn trên hình 5.19.

4. Tóm tắt thuật toán điều chế vector không gian

Có thể tóm tắt lại thuật toán thực hiện điều chế vector không gian được tiến hành qua các bước như sau:

- Lượng đặt là vector điện áp ra mong muốn, có thể cho dưới dạng toạ độ cực $\mathbf{u} = U_o e^{j\theta}$, hoặc dưới dạng toạ độ vuông góc $\mathbf{u} = (u_\alpha, u_\beta)$.
- Xác định vị trí của vector $\mathbf{u}$ đang thuộc sector nào trong sáu sector.
- Lựa chọn hai vector biên chuẩn bên phải, bên trái và vector không, theo bảng dưới đây. Bảng này sẽ cho phép số lần chuyển mạch xảy ra giữa các van là ít nhất.

	Sector					
Vector	I	II	III	IV	V	VI
$\mathbf{u}_p$	$\mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_6$
$\mathbf{u}_t$	$\mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_6$	$\mathbf{u}_1$
$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$	$\mathbf{u}_7$	$\mathbf{u}_0$

– Tính toán các thời gian sử dụng các vectơ biên theo (5.12).

Sử dụng các thiết bị điều khiển số dùng vi xử lý, phương pháp SVM có thể áp đặt một cách chính xác các vectơ phải, trái, từ đó xác định chính xác vectơ $\mathbf{u}$ trong mỗi chu kỳ cắt mẫu T_s . Đây là ưu điểm cơ bản của SVM so với PWM.

5.4. Nghịch lưu cộng hưởng (NLCH)

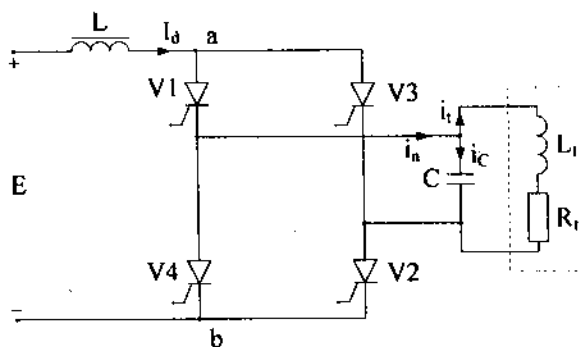
NLCH là các bộ biến đổi đặc biệt, thường dùng tiristo. Đặc điểm cơ bản của NLCH là có phụ tải là một mạch vòng dao động với dòng hoặc áp có dạng hình sin, do đó các tiristo trên sơ đồ sẽ chuyển mạch tự nhiên.

NLCH thường được dùng để tạo dòng điện, điện áp gần sin với tần số tương đối cao (từ vài trăm Hz đến 30 kHz). NLCH có ứng dụng rộng rãi trong lĩnh vực gia nhiệt cảm ứng, nấu luyện thép cảm ứng, trong đó dòng điện cảm ứng trong các vật liệu sắt từ cung cấp năng lượng làm tăng nhiệt độ của vật, không cần đến sự tiếp xúc giữa nguồn nhiệt với vật bị nung nóng. NLCH chính là nguồn cấp năng lượng với hiệu suất cao trong các thiết bị tôi cao tần, lò nấu thép cảm ứng,... NLCH cũng được dùng trong các thiết bị quấy thép đang nóng chảy.

Quá trình điện tử trong NLCH khá phức tạp vì thông số của phụ tải thay đổi trong một phạm vi rộng.

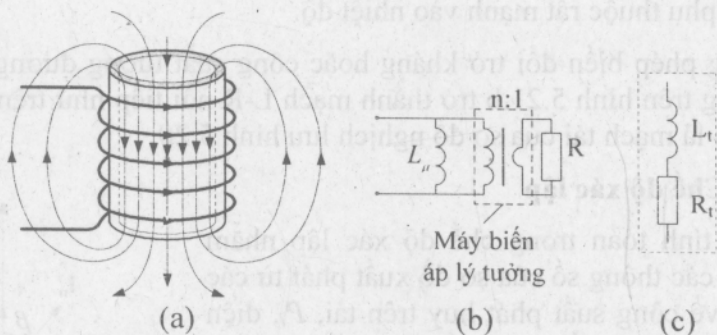
5.4.1. Nghịch lưu cộng hưởng song song

NLCH song song có sơ đồ giống như sơ đồ NLĐL nguồn dòng song song ở phần 5.2.1, được biểu diễn trên hình 5.20. Khác biệt chính ở đây là mạch phụ tải thường là tải trở cảm với hệ số công suất rất thấp, cỡ 0,1 đến 0,5. Tụ C song song với phụ tải, tạo với tải mạch vòng dao động song song. Điện cảm đầu vào L có giá trị lớn nên đầu vào có thể coi là nguồn dòng.



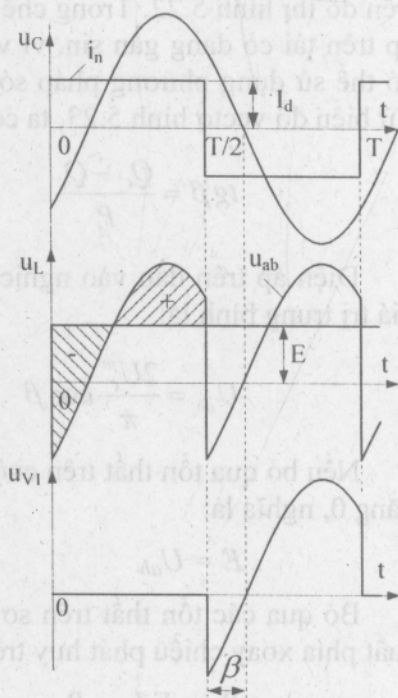
Hình 5.20. Sơ đồ nghịch lưu cộng hưởng nguồn dòng song song.

Tải của nghịch lưu thường là cuộn dây của thiết bị nung nóng cảm ứng, có mô hình vật lý như biểu diễn trên hình 5.21a.



Hình 5.21. Phụ tải của NL cộng hưởng. (a) Mô hình vật lý thiết bị nung nóng cảm ứng; (b) Mạch tải đơn giản hoá; (c) Mạch tải trở cảm tương đương.

Trên hình 5.21a một khối trụ đặt trong từ trường của một ống dây có dòng điện tần số cao chạy qua. Dưới tác dụng của từ trường biến thiên trong khối vật liệu sắt từ xuất hiện dòng điện xoáy. Nếu tần số biến thiên của từ trường tương đối cao thì do hiệu ứng mặt ngoài, dòng điện xoáy chỉ tập trung ở một lớp phía ngoài của khối trụ, có độ dày d , gọi là độ sâu thẩm thấu, như phần tô đen trên hình 5.21a. Do đó có thể coi cuộn dây và khối trụ như một máy biến áp mà phía thứ cấp chỉ có một cuộn dây. Từ đó đưa ra mô hình mạch tải đơn giản hoá như trên hình 5.21b. Trên mạch tải đơn giản hoá điện cảm L'' đóng vai trò như điện cảm từ hoá máy biến áp, về giá trị đó chính là điện cảm của cuộn dây tần số cao. Phần còn lại được mô tả như một máy biến áp lý tưởng với tỷ số máy biến áp $n:1$. Điện trở tải tương đương ở phía thứ cấp một cuộn dây là điện trở của một vòng dây, phần bị bôi đen trên hình 5.21a, phụ thuộc vào đường kính D , chiều cao H của khối trụ, độ sâu d của



Hình 5.22. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ NLCH.

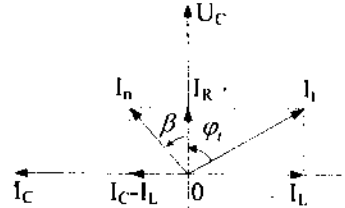
phần dòng điện thẩm thấu, điện trở suất ρ của vật liệu. Như đã biết ρ của kim loại phụ thuộc rất mạnh vào nhiệt độ.

Bằng phép biến đổi trở kháng hoặc công suất tương đương, mạch L-R song song trên hình 5.21.b trở thành mạch L-R nối tiếp như trên hình 5.21c. Đó chính là mạch tải của sơ đồ nghịch lưu hình 5.20.

1. Chế độ xác lập

Các tính toán trong chế độ xác lập nhằm xác định các thông số của sơ đồ xuất phát từ các yêu cầu về công suất phát huy trên tải, P_t , điện áp trên tải, U_C , hệ số công suất tải, $\cos \varphi$.

Dòng nghịch lưu có dạng xung chữ nhật, còn điện áp có dạng gần sin như được thể hiện trên đồ thị hình 5.22. Trong chế độ xác lập, điện áp trên tải có dạng gần sin, vì vậy các tính toán có thể sử dụng phương pháp sóng hài bậc nhất. Từ biểu đồ vectơ hình 5.23, ta có:



Hình 5.23. Biểu đồ vectơ.

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_C - Q_t}{P_t} \quad (5.14)$$

Điện áp trên đầu vào nghịch lưu, giữa hai điểm a, b trên hình 5.20, có giá trị trung bình là:

$$U_{ab} = \frac{2U_C^m}{\pi} \cos \beta \quad (5.15)$$

Nếu bỏ qua tổn thất trên cuộn cảm L_d thì điện áp trung bình trên L_d phải bằng 0, nghĩa là:

$$E = U_{ab} \quad (5.16)$$

Bỏ qua các tổn thất trên sơ đồ thì công suất phía một chiều bằng công suất phía xoay chiều phát huy trên tải:

$$P_d = E.I_d = P_t \quad (5.17)$$

Từ đó có thể xác định được giá trị cần có của dòng một chiều đầu vào:

$$I_d = \frac{P_t}{E} = \frac{P_t}{U_{ab}} \quad (5.18)$$

Ta sẽ tính toán các thông số của sơ đồ cho một ví dụ sau đây:

Ví dụ: Tải là cuộn dây của một lò điện cảm ứng với các thông số sau:

- Công suất $P_t = 300kW$.
- Điện áp định mức trên cuộn dây: $U_t = 800 Vac$.
- Tần số làm việc $f = 1 kHz$.
- Hệ số công suất của tải $\cos \varphi = 0,4$.
- Thời gian phục hồi tính chất khoá của van $t_r = 20\mu s$.

Công suất toàn phần của tải bằng: $S = \frac{P_t}{\cos \varphi} = \frac{300}{0,4} = 750 (kVA)$.

Công suất phản kháng của tải:

$$Q_t = S_t \sin \varphi_t = 750 \sqrt{1 - 0,4^2} = 682,5 (kVar)$$

Góc nghịch lưu nhỏ nhất:

$$\beta_{\min} = \omega t_r = 2\pi \cdot 1000 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 0,1256 (rad).$$

Tụ C phải có công suất đủ để bù hết công suất phản kháng của tải và tạo ra góc vượt trước $\beta > \beta_{\min}$. Chọn $\beta = \beta_{\min} + 30^\circ = 0,6484 (rad)$, tính được công suất của tụ C:

$$Q_c = P_t \tan \beta + Q_t = 909 (kVar).$$

$$\text{Với } Q_c = \omega C U_c^2 \Rightarrow C = \frac{Q_c}{\omega U_c^2} = \frac{909 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 1000 \cdot 800^2} = 226 (\mu F).$$

$$E = U_{ab} = \frac{2U_c^m}{\pi} \cos \beta = 576 (V).$$

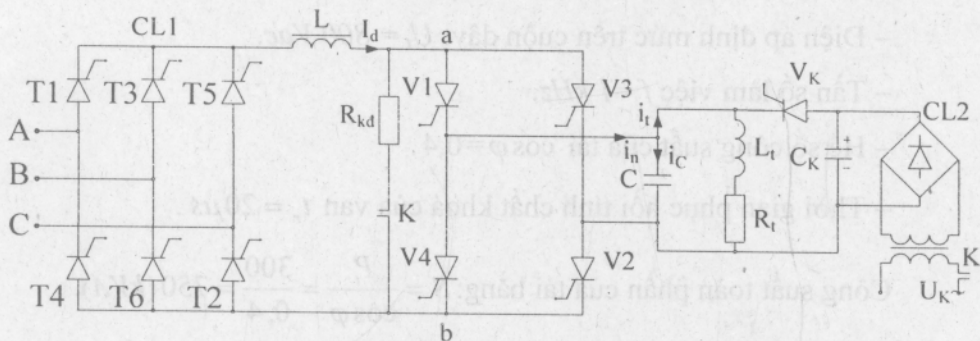
$$I_d = \frac{P_t}{E} = \frac{300 \cdot 10^3}{576} = 520 (A).$$

2. Hệ thống điều khiển NLCH dòng song song

a) Vấn đề khởi động

NLCH nguồn dòng chỉ làm việc trong chế độ mạch tải là mạch dao động. Như vậy vấn đề đầu tiên là cần tạo ra ít nhất một chu kỳ dao động trên tải, sau đó là điều khiển các van để dao động trên tải tiếp tục được duy trì. Để cung cấp năng lượng cho tải thì nguồn vào phải làm việc ở chế độ nguồn

dòng, như vậy lúc ban đầu phải tạo ra một nguồn dòng xác lập. Sơ đồ NLCH với mạch khởi động được thể hiện trên hình 5.24.

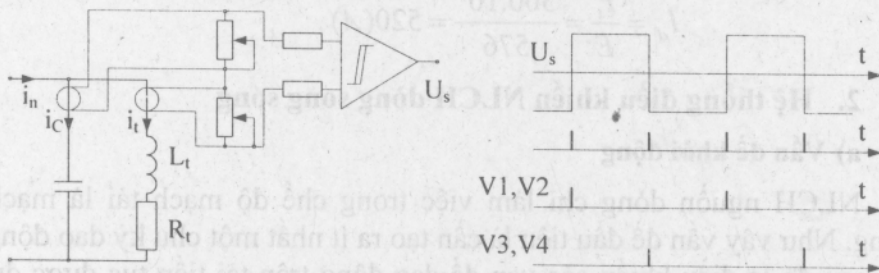


Hình 5.24. NLCH với mạch khởi động.

Trên sơ đồ hình 5.24 mạch khởi động bao gồm điện trở R_{kd} , cầu chỉnh lưu CL2, tiristo V_K . K là tiếp điểm của một công-tắc-tơ khởi động. Khi bắt đầu khởi động tiếp điểm K nối mạch cho CL2 nạp điện cho tụ C_K , đồng thời nối R vào mạch tải cho cầu chỉnh lưu chính tạo ra dòng I_d qua cuộn cảm L. Sau một khoảng thời gian xung điều khiển đưa đến mở tiristo V_K . V_K mở, tụ C_K phóng điện qua mạch tải tạo nên dao động trên tải. Sau một nửa chu kỳ dao động V_K sẽ tự ngắt ra. Tiếp điểm K sẽ ngắt ra sau một khoảng thời gian định trước. Hệ thống điều khiển các tiristo chính sẽ hoạt động để duy trì điện áp trên tải.

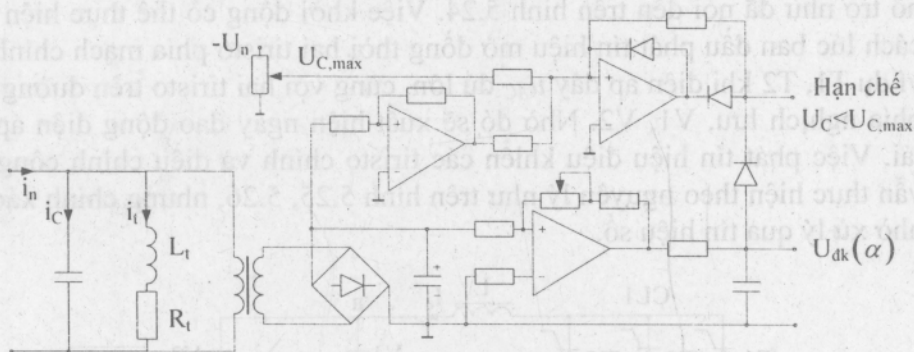
b) Mạch điều khiển các tiristo nghịch lưu

Dựa trên biểu thức dòng điện, $i_n = i_C + i_t$, và thời điểm dòng i_n qua 0 chính là thời điểm phát tín hiệu điều khiển mở cặp van tiếp theo ta có sơ đồ mạch tạo tín hiệu điều khiển các tiristo như trên hình 5.25. Dòng qua tụ C và qua tải đều có dạng gần sin nên có thể dễ dàng đo được nhờ các biến dòng. Góc nghịch lưu β có thể được điều chỉnh bằng cách thay đổi thành phần các vectơ I_C , I_t , như được thể hiện trên hình 5.25.



Hình 5.25. Mạch tạo tín hiệu điều khiển các tiristo chính.

c) Vấn đề điều chỉnh công suất



Hình 5.26. Sơ đồ mạch điều chỉnh giữ điện áp E theo U_C .

Hệ thống điều khiển theo nguyên lý trên đây sẽ đảm bảo góc β không đổi, do đó giữa điện áp một chiều E và điện áp trên tải sẽ quan hệ với nhau theo biểu thức (5.15), (5.16), nghĩa là với một giá trị nào đó của U_C sẽ xác định một giá trị của E . Mạch điện trên hình 5.26 thực hiện nguyên lý điều chỉnh trên.

Sơ đồ trên hình 5.26 còn thực hiện chức năng hạn chế U_C không vượt quá một giá trị đặt trước.

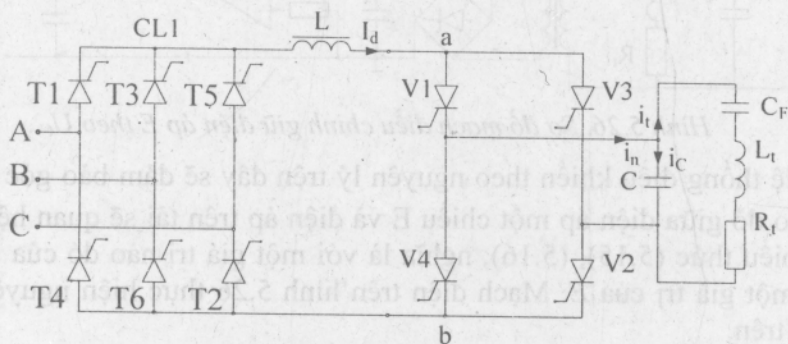
Với mạch phản hồi điện áp trên tải, dòng điện đầu vào I_d sẽ do tải yêu cầu vì $I_d = \frac{P}{E}$. Để đảm bảo an toàn hệ thống điều khiển còn cần thêm mạch hạn chế dòng điện $I_d \leq I_{d,max}$.

3. Các biện pháp nâng cao hiệu quả của NLCH nguồn dòng

NLCH nguồn dòng song song có nhiều ứng dụng trong thực tế. Với các ưu điểm của bộ biến đổi dùng nguồn dòng nên những sự cố ngắn mạch phía tải hoàn toàn có thể được khống chế. Nếu có hiện tượng lật nghịch lưu, dòng điện vẫn được giữ trong phạm vi cho phép, sơ đồ có thể thực hiện khởi động trở lại hai đến ba lần, tiếp tục được quá trình công nghệ. Các NLCH nguồn dòng được xây dựng với công suất ngày càng lớn, từ vài trăm kW đến vài MW, tần số thường trong phạm vi thấp, từ 2000Hz xuống đến 500Hz theo chiều công suất lớn lên. NLCH nguồn dòng tận dụng được khả năng quá tải rất cao của các tiristo.

Xu hướng nâng cao hiệu quả của NLCH nguồn dòng bao gồm cả khía cạnh điều khiển lẫn mạch động lực. Về điều khiển, việc ứng dụng các hệ thống điều khiển số dùng vi xử lý đã mang lại những tiến bộ đáng kể. Trước

hết là quá trình khởi động có thể được lập trình để không cần đến các mạch hỗ trợ như đã nói đến trên hình 5.24. Việc khởi động có thể thực hiện bằng cách lúc ban đầu phát tín hiệu mở đồng thời hai tiristo phía mạch chỉnh lưu, ví dụ T1, T2 khi điện áp dây u_{AC} đủ lớn, cùng với hai tiristo trên đường chéo phía nghịch lưu, V1, V2. Nhờ đó sẽ xuất hiện ngay dao động điện áp trên tải. Việc phát tín hiệu điều khiển các tiristo chính và điều chỉnh công suất vẫn thực hiện theo nguyên lý như trên hình 5.25, 5.26, nhưng chính xác hơn nhờ xử lý qua tín hiệu số.



Hình 5.27. NLCH song song với tụ C_F mắc nối tiếp với mạch tải.

Đối với mạch động lực, ở dải công suất lớn, có thể mắc thêm tụ nối tiếp với mạch tải để bù trực tiếp một phần công suất phản kháng của tải. Sơ đồ cho trên hình 5.27. Trên hình 5.27 một phần công suất phản kháng của tải được bù bởi tụ C_F , nhờ đó giá trị của tụ C song song với tải sẽ nhỏ hơn. Ngoài ra điện áp trên tải có thể có giá trị lớn hơn điện áp đầu ra nghịch lưu, do đó khả năng phát huy công suất của sơ đồ sẽ cao hơn.

5.4.2. Nghịch lưu cộng hưởng nguồn áp tiristo

Sơ đồ NLCH nguồn áp được cho trên hình 5.28a, trong đó mạch phụ tải là mạch dao động nối tiếp R-L-C, nguồn một chiều đầu vào là nguồn áp.

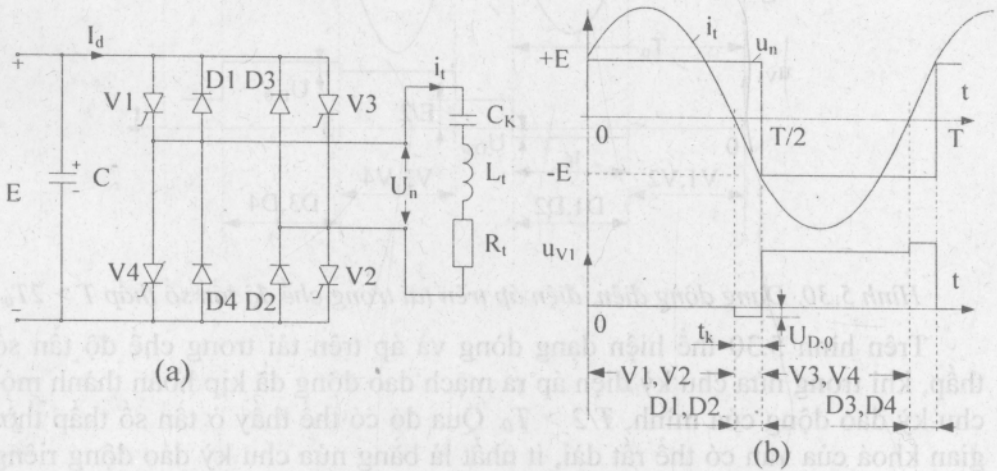
Tần số dao động riêng của mạch tải là:

$$\omega_0 = \omega_k \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}},$$

trong đó, $\omega_k = \sqrt{\frac{1}{LC}}$; $Q = \omega_k \frac{L}{R}$.

Sơ đồ được sử dụng hiệu quả nhất về mặt phát huy công suất trên tải nếu tần số làm việc thoả mãn điều kiện:

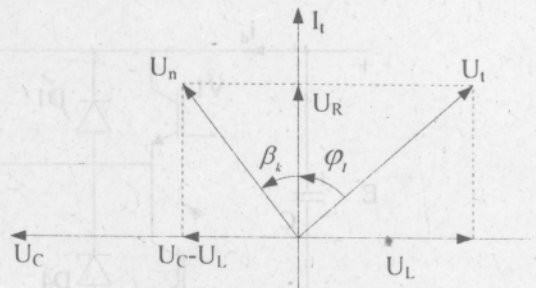
$$\omega < \omega_0 < 2\omega, \text{ hay } T > T_0 > \frac{T}{2}.$$



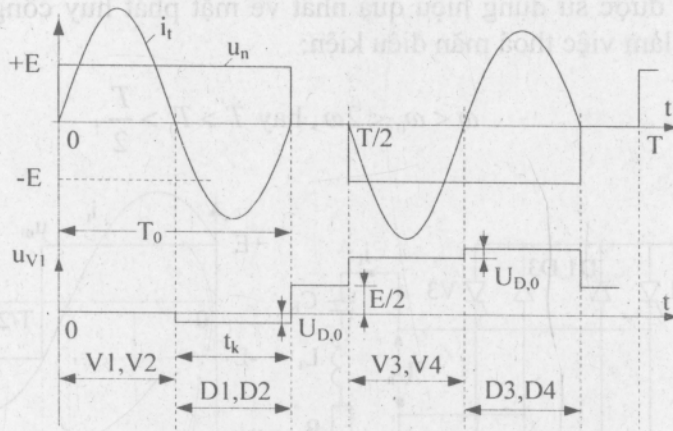
Hình 5.28. Sơ đồ NLCH nguồn áp.

(a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Đồ thị dạng dòng điện, điện áp.

Trên đồ thị hình 5.28b biểu diễn dạng điện áp và dòng điện trên các phần tử trong trường hợp này. Điện áp nghịch lưu ra u_n có dạng chữ nhật với biên độ bằng nguồn một chiều đầu vào E , dòng điện trong mạch tải nối tiếp i_t có dạng gần sin. Để đảm bảo thời gian khoá cho tiristo t_k dòng điện phải vượt trước điện áp. Dòng điện có dạng rất gần sin, vì vậy có thể tính toán các thông số của sơ đồ trong chế độ xác lập dùng phương pháp sóng hài bậc nhất. Theo phương pháp sóng hài bậc nhất dòng điện và điện áp đều có dạng sin nên có thể xây dựng được biểu đồ vector như trên hình 5.29. Từ biểu đồ vector, tương tự như cách thức đã tiến hành cho NLCH nguồn dòng trong phần 5.4.1, có thể xác định được các thông số cơ bản của sơ đồ đáp ứng các yêu cầu của tải như công suất P_t , điện áp U_t , hệ số công suất của tải $\cos \varphi$.



Hình 5.29. Biểu đồ vector của NLCH nối tiếp, nguồn áp.

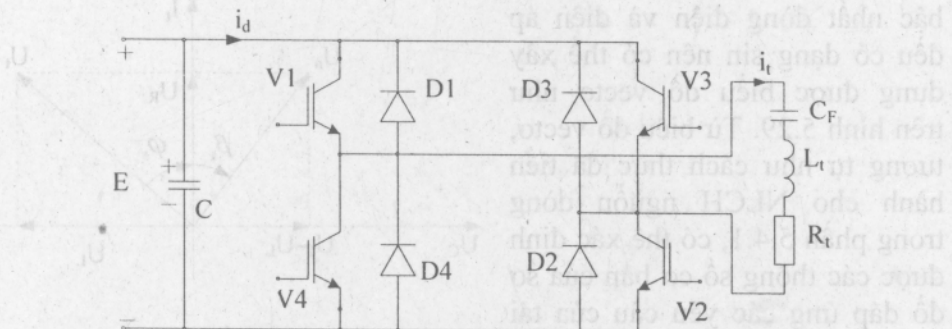


Hình 5.30. Dạng dòng điện, điện áp trên tải trong chế độ tần số thấp $T > 2T_0$.

Trên hình 5.30 thể hiện dạng dòng và áp trên tải trong chế độ tần số thấp, khi trong nửa chu kỳ điện áp ra mạch dao động đã kịp hoàn thành một chu kỳ dao động của mình, $T/2 > T_0$. Qua đó có thể thấy ở tần số thấp thời gian khoá của van có thể rất dài, ít nhất là bằng nửa chu kỳ dao động riêng của mạch, $T_0/2$. Tuy nhiên dạng dòng điện đã khác xa hình sin. NLCH nguồn áp dùng chế độ tần số thấp để khởi động, sau đó tăng dần tần số để đảm bảo phát huy công suất ra tải.

Trong NLCH nguồn áp công suất có thể được điều chỉnh bằng cách tăng dần tần số làm việc đến chế độ $\omega < \omega_0 < 2\omega$, trong khi phải có mạch đảm bảo thời gian phục hồi tính chất khoá của van, $t_k > t_r$.

5.4.3. Nghị luận cộng hưởng nguồn áp tranzito



Hình 5.31. NLCH nguồn áp tranzito.

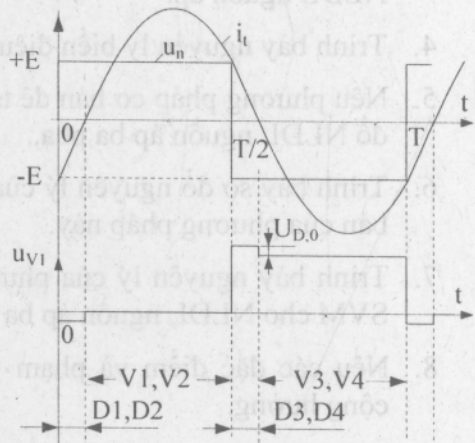
NLCH nguồn áp dùng tiristo, như đã giới thiệu ở phần 5.3.2, có thể xây dựng với công suất đến hàng trăm kW vì các tiristo có khả năng quá tải rất lớn. Tuy nhiên về tần số lại bị hạn chế vì các tiristo nhanh nhất cũng có thời gian phục hồi tính chất khoá cỡ $5 \div 10 \mu s$. Vì vậy NLCH tiristo chỉ được áp dụng cho dải tần số dưới 10 kHz. Trong các thiết bị nung nóng cảm ứng, khi công suất càng nhỏ thường lại yêu cầu tần số phải cao. NLCH nguồn áp tranzito, sử dụng các van điều khiển hoàn toàn như MOSFET hoặc IGBT, đáp ứng một cách tốt nhất cho dải công suất từ vài kW đến 100 kW, tần số từ 10 kHz đến 300 kHz.

NLCH tiristo chỉ làm việc được với tần số điện áp ra nhỏ hơn tần số dao động riêng của mạch tải, $\omega < \omega_0$. NLCH tranzito, sơ đồ cho trên hình 5.31, sẽ chỉ làm việc tốt nhất với tần số điện áp ra gần bằng hoặc lớn hơn tần số dao động riêng, nghĩa là $\omega \geq \omega_0, T \leq T_0$. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ cho trên hình 5.32.

Chế độ làm việc, theo đồ thị hình 5.32, tương ứng với tính chất của mạch tải là trở cảm, nghĩa là dòng tải chậm pha so với điện áp ra nghịch lưu, ngược với tính chất của sơ đồ dùng tiristo. Đây là chế độ làm việc tối ưu vì các van chuyển mạch tự nhiên, tổn thất do chuyển mạch là tối thiểu, quá áp sinh ra do chuyển mạch không đáng kể. Do đó mạch RC trợ giúp đóng mở, xem lại phần nói về mạch này ở chương 1, có kích thước nhỏ.

Có thể thấy rõ điều này nếu xét quá trình đóng mở của các van. Trong nửa chu kỳ đầu, $0 < t < T/2$, V1, V2 có tín hiệu điều khiển mở.

Tuy nhiên dòng điện trước đó chạy qua các điôt D1, D2. Dòng chỉ thực sự chạy qua V1, V2 khi dòng đã đảo chiều theo chiều thuận của V1, V2. Như vậy các van bắt đầu vào dẫn dòng khi dòng bắt đầu từ 0. Tại thời điểm cuối nửa chu kỳ $T/2$, khi V1, V2 khoá lại, V3, V4 có tín hiệu điều khiển mở ra, dòng vẫn tiếp tục chạy theo chiều cũ, nghĩa là tự động chảy qua điôt D3, D4. V3, V4 chỉ thực sự dẫn dòng từ không khi dòng đã đảo chiều. Quá trình này gọi là chuyển mạch khi dòng



Hình 5.32. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ NLCH tranzito.

bằng không (zero current commutation – ZCC). Khi van khoá lại, dòng cũng tự động chuyển sang các điôt. Quá trình này gọi là chuyển mạch mềm (soft switching).

Vì dòng điện có dạng gần sin, việc tính toán chế độ xác lập có thể sử dụng phương pháp sóng hài bậc nhất. Tuy nhiên đối với các van điều khiển hoàn toàn cần phải xác định các giá trị tức thời của dòng điện cũng như điện áp nên dùng các sơ đồ mô phỏng để xác định các giá trị này.

Câu hỏi ôn tập

1. Nghịch lưu độc lập là gì? Phân loại các loại nghịch lưu độc lập theo tính chất của nguồn một chiều đầu vào, theo tính chất của tải.
2. Ưu, nhược điểm của NLĐL nguồn dòng và phạm vi ứng dụng?
3. Nêu các phương pháp cơ bản điều chỉnh điện áp ra trong các sơ đồ NLĐL nguồn áp.
4. Trình bày nguyên lý biến điệu bề rộng xung PWM.
5. Nêu phương pháp cơ bản để tạo ra hệ thống điện áp ba pha trong sơ đồ NLĐL nguồn áp ba pha.
6. Trình bày sơ đồ nguyên lý của mạch PWM ba pha, các đặc điểm cơ bản của phương pháp này.
7. Trình bày nguyên lý của phương pháp biến điệu vectơ không gian SVM cho NLĐL nguồn áp ba pha.
8. Nêu các đặc điểm và phạm vi ứng dụng của các loại nghịch lưu cộng hưởng.
9. Trình bày phương pháp sóng hài bậc nhất để tính toán chế độ xác lập của NLCH nguồn dòng.
10. Trình bày các đặc điểm cơ bản của NLCH nguồn áp tiristo.
11. Trình bày các đặc điểm cơ bản của NLCH nguồn áp tranzito.

Chương 6

CÁC BỘ BIẾN TẦN

6.1. Các khái niệm chung

Biến tần là các bộ biến đổi dùng để biến đổi nguồn điện áp với các thông số như điện áp và tần số không đổi, thành nguồn điện với các thông số thay đổi được. Thông thường biến tần làm việc với nguồn đầu vào lấy từ lưới điện, nhưng về nguyên tắc, biến tần có thể làm việc với bất cứ nguồn điện xoay chiều nào.

Biến tần được phân chia làm hai loại: biến tần trực tiếp và biến tần gián tiếp. Biến tần gián tiếp, hay còn gọi là biến tần có khâu trung gian một chiều, dùng bộ chỉnh lưu để biến nguồn điện áp xoay chiều thành nguồn điện một chiều, tích trữ trong các kho từ, dùng cuộn cảm, hoặc trong các kho điện, dùng tụ điện, sau đó lại dùng bộ nghịch lưu để biến nguồn một chiều thành nguồn điện xoay chiều. Khâu trung gian một chiều tạo ra một khâu độc lập nhất định, biến đổi chậm, tách phần phụ tải ra khỏi lưới điện.

Biến tần trực tiếp, khác với biến tần gián tiếp, tạo ra điện áp trên tải bằng các phần của điện áp lưới, mỗi lần nối tải vào nguồn bằng một phần tử đóng cắt, không thông qua một kho năng lượng trung gian nào. Biến tần trực tiếp có khả năng trao đổi năng lượng với lưới theo cả hai chiều. Đây là đặc tính ưu việt nhất của biến tần trực tiếp so với biến tần gián tiếp, nhất là đối với các hệ điện cơ công suất lớn và rất lớn, từ hàng trăm kW đến vài MW. Ngoài ra, tổn hao công suất trong biến tần trực tiếp cũng ít hơn vì phụ tải chỉ nối với nguồn qua phần tử đóng cắt, không thông qua khâu trung gian nào. Tuy nhiên số lượng van ở biến tần trực tiếp lớn hơn và hệ thống điều khiển cũng phức tạp hơn rất nhiều.

6.2. Biến tần gián tiếp

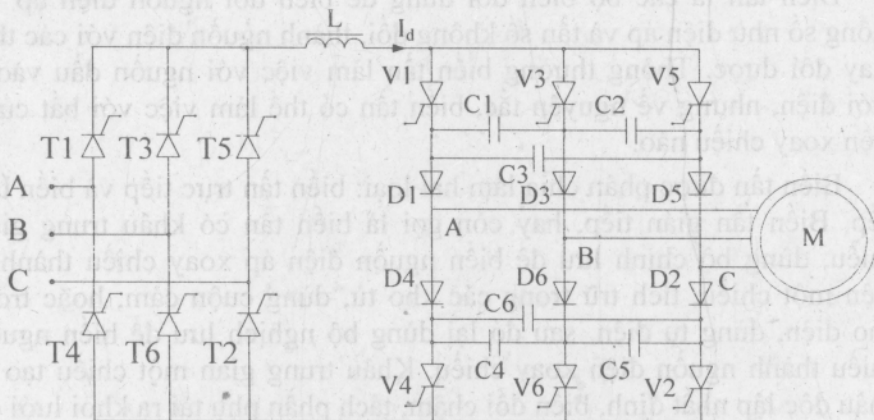
Biến tần gián tiếp được cấu tạo từ bộ chỉnh lưu, khâu lọc trung gian và bộ nghịch lưu. Các bộ biến đổi cấu tạo nên biến tần gián tiếp đã được nghiên cứu kỹ ở các chương trên. Ở đây sẽ chỉ giới thiệu khái quát một số sơ đồ để thấy được các đặc điểm của các biến tần trong thực tế.

Biến tần gián tiếp chia ra làm ba loại chính:

- Biến tần nguồn dòng.
- Biến tần nguồn áp với nguồn một chiều đầu vào có điều chỉnh.
- Biến tần nguồn áp với nguồn một chiều đầu vào không điều chỉnh.

6.2.1. Biến tần nguồn dòng

Sơ đồ tiêu biểu của biến tần nguồn dòng cho trên hình 6.1. Chính lưu tiristo đầu vào cùng với cuộn cảm L phía một chiều tạo nên nguồn dòng. Nghịch lưu ở đây là sơ đồ nguồn dòng song song, có diốt cách ly. Dòng điện đầu ra nghịch lưu có dạng xung chữ nhật, điện áp ra có dạng tương đối sin nếu phụ tải là động cơ.



Hình 6.1. Sơ đồ biến tần gián tiếp nguồn dòng.

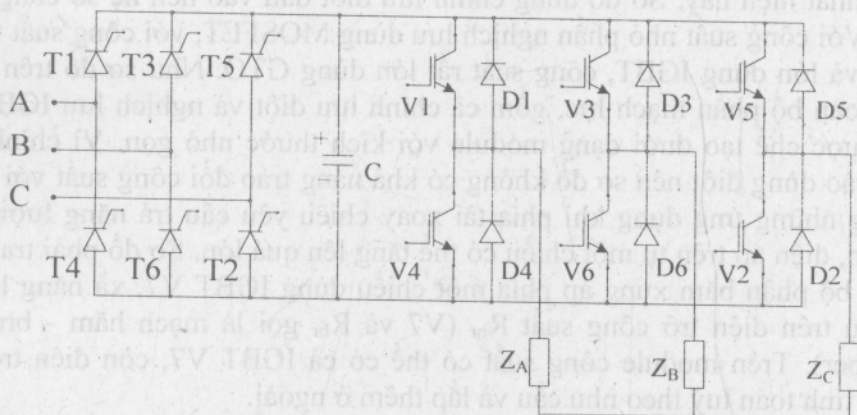
Ưu điểm cơ bản của sơ đồ này khi dùng với động cơ không đồng bộ là có khả năng trả năng lượng về lưới. Để lý giải điều này trước hết ta giả thiết bỏ qua tổn thất trên bộ biến đổi. Khi đó công suất ra tải có thể coi gần đúng bằng công suất phía một chiều, $P_1 = U_{da} I_d$. Do dòng một chiều luôn chỉ có một hướng cố định nên khi động cơ phát huy công suất trên tải ta phải có $U_{da} > 0$. Khi động cơ chuyển sang chế độ máy phát mà dòng một chiều vẫn giữ nguyên chiều cũ thì bắt buộc $U_{da} < 0$, mạch chỉnh lưu chuyển sang chế độ nghịch lưu phụ thuộc đưa trả năng lượng về phía lưới xoay chiều. Điều này xảy ra một cách tự nhiên do tác dụng của mạch vòng dòng điện phía đầu vào biến tần. Biến tần nguồn dòng cũng không sợ chế độ ngắn mạch vì dòng một chiều luôn được giữ không đổi.

Nhược điểm của biến tần nguồn dòng là hệ số công suất thấp và phụ thuộc vào phụ tải. Với công suất nhỏ sơ đồ này kém hiệu quả vì kích thước công kênh nhưng với công suất lớn hơn 100 kW thì biến tần nguồn dòng có thể là một giải pháp thích hợp.

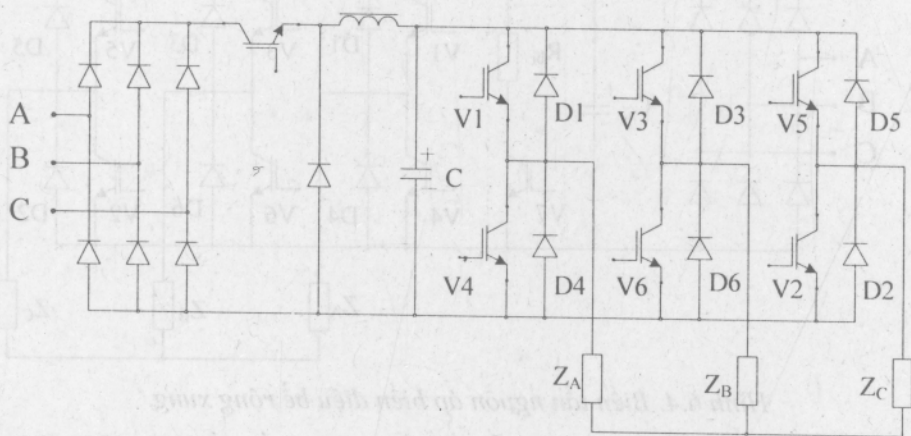
6.2.2. Biến tần nguồn áp với nguồn một chiều đầu vào có điều chỉnh

Biến tần nguồn áp loại này dùng nghịch lưu nguồn áp với đầu vào một chiều điều khiển được. Điện áp phía một chiều có thể điều chỉnh được nhờ

chỉnh lưu tiristo, như sơ đồ trên hình 6.2, hoặc chỉnh lưu điôt có bộ biến đổi xung áp một chiều, như sơ đồ trên hình 6.3.



Hình 6.2. Biến tần nguồn áp với phần một chiều dùng chỉnh lưu tiristo.

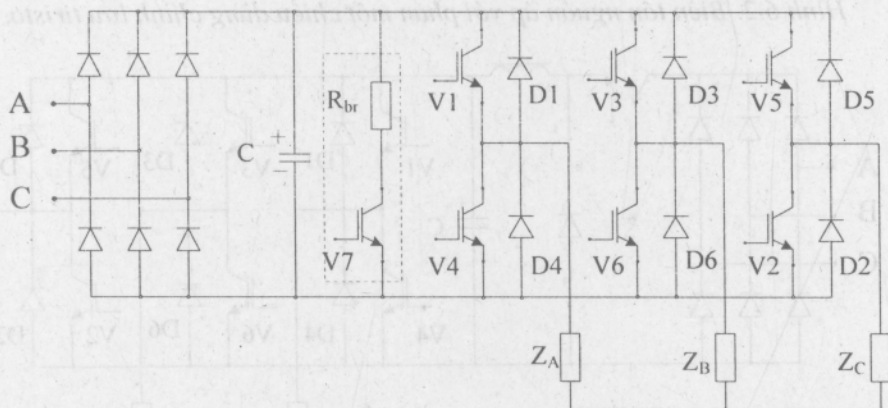


Hình 6.3. Biến tần nguồn áp với phần một chiều dùng chỉnh lưu điôt và bộ biến đổi xung áp một chiều.

Điện áp ra nghịch lưu có dạng bậc thang chữ nhật, biên độ thay đổi nhờ điều chỉnh điện áp phía một chiều. Hình dạng và giá trị điện áp ra không đổi, không phụ thuộc phụ tải, nhưng có độ méo phi tuyến lớn. Sơ đồ hình 6.2 có hệ số công suất thấp, tụ một chiều phải có giá trị lớn để san bằng điện áp chỉnh lưu. Sơ đồ hình 6.3 có nhược điểm là qua nhiều khâu biến đổi, tổn thất lớn. Các sơ đồ này chỉ ý nghĩa truyền thống khi phía nghịch lưu chưa có được những van tác động nhanh để áp dụng biến điệu bề rộng xung.

6.2.3. Biến tần biến điện áp biến điện áp bề rộng xung PWM

Biến tần nguồn áp biến điện áp bề rộng xung là dạng được ứng dụng phổ biến nhất hiện nay. Sơ đồ dùng chỉnh lưu diôt đầu vào nên hệ số công suất cao. Với công suất nhỏ phân nghịch lưu dùng MOSFET, với công suất trung bình và lớn dùng IGBT, công suất rất lớn dùng GTO. Như sơ đồ trên hình 6.4, toàn bộ phần mạch lực, gồm cả chỉnh lưu diôt và nghịch lưu IGBT có thể được chế tạo dưới dạng module với kích thước nhỏ gọn. Vì chỉnh lưu đầu vào dùng diôt nên sơ đồ không có khả năng trao đổi công suất với lưới. Trong những ứng dụng khi phía tải xoay chiều yêu cầu trả năng lượng về nguồn, điện áp trên tụ một chiều có thể tăng lên quá lớn. Sơ đồ phải trang bị thêm bộ phận băm xung áp phía một chiều dùng IGBT V7, xả năng lượng của tụ trên điện trở công suất R_{br} (V7 và R_{br} gọi là mạch hãm - braking chopper). Trên module công suất có thể có cả IGBT V7, còn điện trở R_{br} được tính toán tùy theo nhu cầu và lắp thêm ở ngoài.



Hình 6.4. Biến tần nguồn áp biến điện áp bề rộng xung.

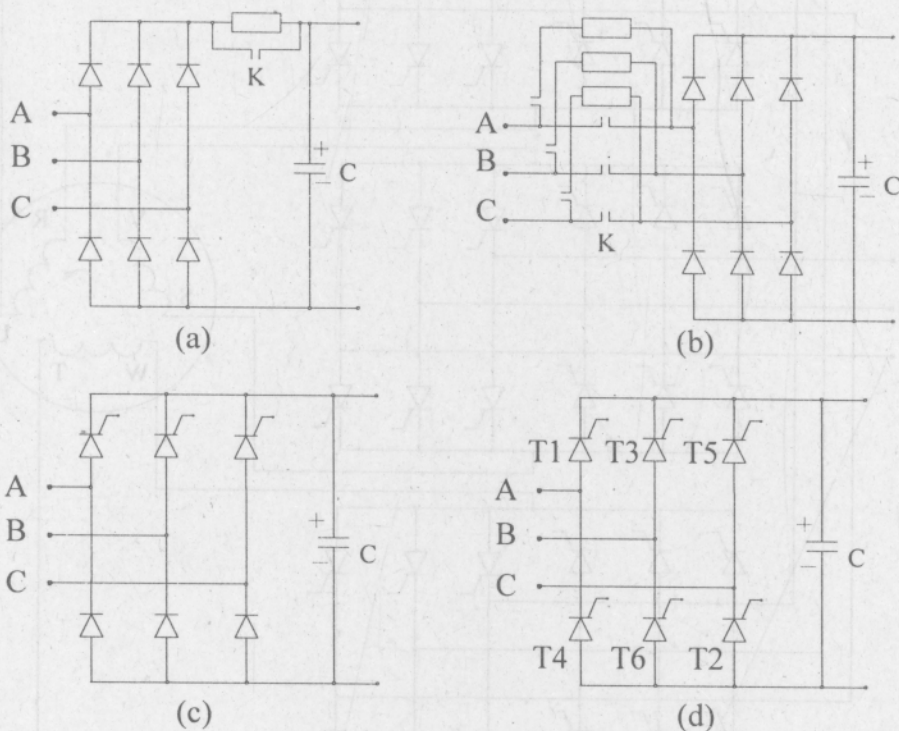
IGBT được sử dụng trong các biến tần công suất đến 300 kW, điện áp lưới đầu vào đến 690 V. Tần số băm xung của PWM thay đổi từ 2 kHz đến 10 kHz. Công suất càng lớn thì tần số băm xung càng phải chọn thấp để giảm tổn hao do quá trình đóng cắt trên van.

GTO được sử dụng ở dải công suất lớn, trên 300 kW, điện áp lưới đến 690 V, tần số băm xung cỡ 1 kHz.

Điện áp ở đầu ra của biến tần là những xung áp có độ rộng thay đổi theo phương pháp biến điện áp bề rộng xung, chứa chủ yếu là thành phần sóng hài cơ bản. Trên những phụ tải mang tính cảm, như cuộn dây của động cơ xoay chiều, điện áp này tạo nên dòng điện rất gần hình sin. Tuy vậy, những xung áp có độ rộng ngắn có giá trị dU/dt lớn có thể gây hỏng cách điện của các động cơ. Đây là điều cần lưu ý, nhất là với những động cơ công suất lớn

khi thành phần điện trở thuần của cuộn dây rất nhỏ. Trong những trường hợp cần thiết có thể phải dùng những mạch lọc LC đơn giản, kích thước nhỏ để tạo ra điện áp hình sin tuyệt đối.

Vì sử dụng chỉnh lưu không điều khiển phía đầu vào nên hệ số công suất của sơ đồ cao, không phụ thuộc vào phụ tải. Tuy nhiên ở thời điểm đóng điện ban đầu, dòng nạp cho tụ một chiều có thể có giá trị quá lớn, làm hỏng các diốt đầu vào. Dòng nạp cho tụ lúc khởi động phải được hạn chế, bằng một trong các phương pháp như trình bày trên hình 6.5.

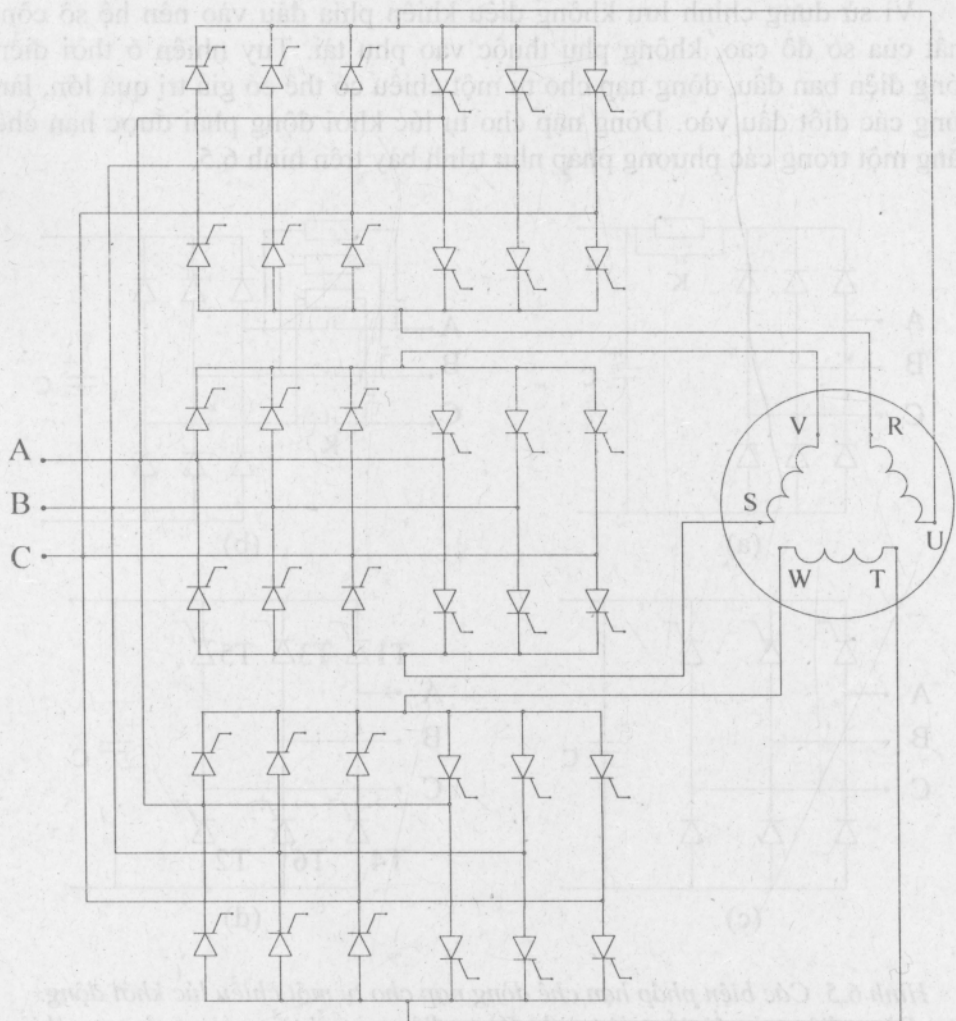


Hình 6.5. Các biện pháp hạn chế dòng nạp cho tụ một chiều lúc khởi động.
 (a) Dùng điện trở nối tiếp với tụ; (b) Dùng điện trở nối tiếp với mạch xoay chiều đầu vào; (c) Dùng cầu chỉnh lưu bán điều khiển; (d) Dùng cầu chỉnh lưu tiristo.

Các biện pháp trên hình 6.5 được áp dụng cho các dải công suất từ nhỏ đến lớn theo thứ tự từ (a) đến (d). Với công suất rất lớn việc dùng tiếp điểm công-tắc-tơ để loại bỏ điện trở khởi động không thể áp dụng được mà phải dùng đến các mạch không tiếp điểm dùng tiristo. Sau khi khởi động xong các cầu chỉnh lưu sẽ làm việc ở góc điều khiển bằng 0, giống như cầu diốt để đảm bảo hệ số công suất của sơ đồ.

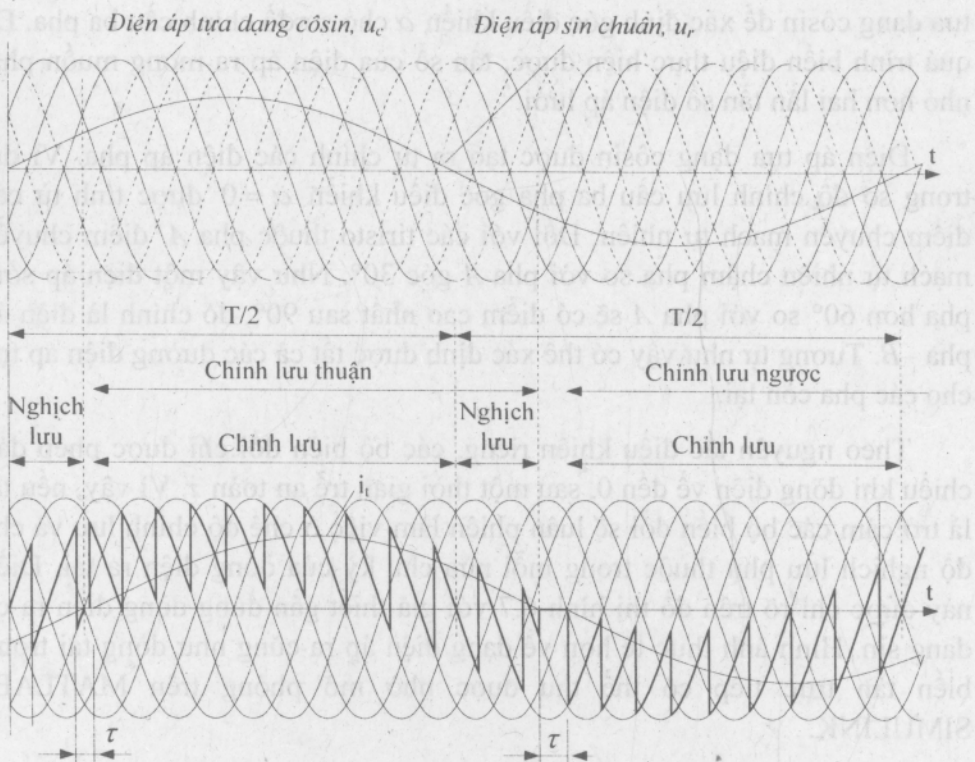
6.3. Biến tần trực tiếp

6.3.1. Nguyên lý biến tần trực tiếp



Hình 6.6. Sơ đồ nguyên lý biến tần trực tiếp.

Sơ đồ cơ bản của biến tần trực tiếp cho trên hình 6.6. Sơ đồ gồm ba pha điện áp ra. Mỗi pha đầu ra, về nguyên tắc, chính là đầu ra của một chỉnh lưu có đảo chiều. Mỗi sơ đồ chỉnh lưu có đảo chiều có thể điều khiển chung hoặc điều khiển riêng. Phương pháp điều khiển riêng cho phép loại bỏ cuộn kháng cân bằng là một kỹ thuật tiên tiến thường được áp dụng ngày nay. Nguyên lý điều khiển và dạng điện áp ra một pha của biến tần trực tiếp trên hình 6.6 được mô tả trên hình 6.7.



Hình 6.7. Dạng điện áp ra một pha của biến tần trực tiếp.

Như đã biết, điện áp ra của sơ đồ chỉnh lưu phụ thuộc góc điều khiển α theo quy luật:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha.$$

Nếu sử dụng quy luật điều khiển arccos, sao cho $\alpha = \arccos U_r$, thì ta sẽ có $U_{d\alpha} = U_{d0} U_r$. Do đó nếu thay đổi điện áp điều khiển U_r theo một sóng hình sin, tần số thấp $U_r = \mu \sin(\omega_2 t)$, ta được:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \mu \sin(\omega_2 t),$$

trong đó ω_2 là tần số góc của điện áp ra mong muốn, $\mu = \frac{U_r}{U_{r,\max}}$; $0 \leq \mu \leq 1$ là hệ số biến điệu.

Đồ thị hình 6.7 mô tả nguyên lý hoạt động trên. Theo nguyên lý này, một điện áp sin chuẩn với tần số góc ω_2 được so sánh với hệ thống điện áp

tọa dạng cosin để xác định góc điều khiển α cho sơ đồ chỉnh cầu ba pha. Để quá trình biến điệu thực hiện được, tần số của điện áp ra mong muốn phải nhỏ hơn hai lần tần số điện áp lưới.

Điện áp tọa dạng cosin được tạo ra từ chính các điện áp pha. Ví dụ, trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha góc điều khiển $\alpha = 0$ được tính từ các điểm chuyển mạch tự nhiên. Đối với các tiristo thuộc pha A, điểm chuyển mạch tự nhiên chậm pha so với pha A góc 30° . Như vậy một điện áp sớm pha hơn 60° so với pha A sẽ có điểm cao nhất sau 90° , đó chính là điện áp pha -B. Tương tự như vậy có thể xác định được tất cả các đường điện áp tọa cho các pha còn lại.

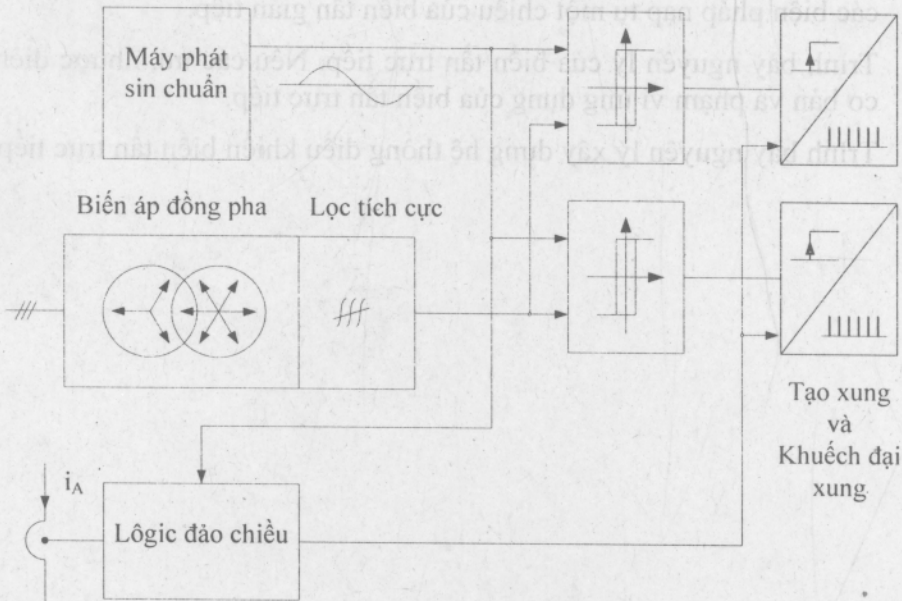
Theo nguyên tắc điều khiển riêng, các bộ biến đổi chỉ được phép đảo chiều khi dòng điện về đến 0, sau một thời gian trễ an toàn τ . Vì vậy, nếu tải là trở cảm các bộ biến đổi sẽ luân phiên làm việc ở chế độ chỉnh lưu và chế độ nghịch lưu phụ thuộc trong mỗi nửa chu kỳ của dòng điện ra tải. Điều này được chỉ rõ trên đồ thị hình 6.7 với giả thiết gần đúng dòng điện ra có dạng sin. Hình ảnh thực tế hơn về dạng điện áp ra cũng như dòng tải trong biến tần trực tiếp có thể thu được nhờ mô phỏng trên MATLAB-SIMULINK.

6.3.2. Nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển biến tần trực tiếp

Hình 6.8 mô tả nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển cho biến tần trực tiếp. Hệ thống điều khiển bao gồm khâu phát sóng sin chuẩn ba pha $U_{r,a}, U_{r,b}, U_{r,c}$ với biên độ và tần số ra có thể thay đổi được như mong muốn. Khâu quan trọng trong hệ thống điều khiển là khâu tạo nên các điện áp tọa dạng cosin. Yêu cầu cơ bản đối với khâu này là điện áp tọa phải ổn định về biên độ và có dạng sóng không bị méo. Đây là yêu cầu khó khăn vì điện áp lấy vào qua biến áp đồng pha sẽ chịu ảnh hưởng của điện áp lưới. Về nguyên tắc dùng các bộ lọc tích cực có thể đáp ứng được phần nào yêu cầu này. Khâu so sánh sẽ xác định góc điều khiển cho mỗi tiristo trên sơ đồ. Mạch logic đảo chiều có vai trò rất quan trọng, như đã được nói đến ở chương 3, đảm nhận việc phát tín hiệu điều khiển cho bộ chỉnh lưu thuận hoặc bộ chỉnh lưu ngược, tùy theo chiều của dòng điện.

Có thể thấy số lượng van bán dẫn rất lớn dẫn đến hệ thống điều khiển rất phức tạp. Việc đảm bảo tính đối xứng cho tất cả các kênh điều khiển tiristo cũng như tính ổn định của hệ thống điện áp tọa dạng cosin bằng các

mạch điện tử tương tự là hầu như không thể thực hiện được. Các hệ thống điều khiển số có thể giúp giải quyết khó khăn này. Trong hệ thống điều khiển số, điện áp đồng pha chỉ xác định các thời điểm đồng bộ, còn hệ thống điện áp tựa dạng cosin tạo ra bởi các mạch số, đảm bảo chính xác và ổn định, không phụ thuộc vào điện áp lưới. Hệ thống điều khiển số cũng đảm bảo tính đối xứng cho các kênh điều khiển một cách dễ dàng.



Hình 6.8. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển biến tần trực tiếp.

Đặc tính ưu việt của biến tần trực tiếp là khả năng trao đổi công suất với lưới theo cả hai chiều. Sơ đồ dùng tiristo nên khả năng quá tải cao. Nhược điểm cơ bản là số lượng van bán dẫn lớn, hệ thống điều khiển phức tạp, tần số điện áp ra bị giới hạn trên ở một phần hai tần số lưới. Ngoài ra biến tần trực tiếp thừa hưởng những nhược điểm của các sơ đồ chỉnh lưu là dòng đầu vào không sin, hệ số công suất thấp. Biến tần trực tiếp chỉ phù hợp với những phụ tải công suất rất lớn, từ 1000 đến 30000 kW. Khi công suất yêu cầu lớn như vậy thì số lượng van sử dụng và độ phức tạp của hệ thống điều khiển không còn được coi là trở ngại, vì vấn đề chính là khả năng điều chỉnh công suất và hiệu suất của bộ biến đổi. Với những hệ truyền động công suất lớn thì việc giảm bớt được hộp giảm tốc đem lại hiệu quả kinh tế lớn vì giá thành và chi phí vận hành cho hộp giảm tốc đều rất cao.

Câu hỏi ôn tập chương 6

1. Biến tần là gì? Phân biệt biến tần gián tiếp và biến tần trực tiếp.
2. Có những loại biến tần gián tiếp nào?
3. Nêu ưu, nhược điểm và phạm vi ứng dụng của biến tần nguồn dòng.
4. Trình bày các loại biến tần nguồn áp. Ưu, nhược điểm cơ bản. Nêu các biện pháp nạp tụ một chiều của biến tần gián tiếp.
5. Trình bày nguyên lý của biến tần trực tiếp. Nêu các ưu, nhược điểm cơ bản và phạm vi ứng dụng của biến tần trực tiếp.
6. Trình bày nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển biến tần trực tiếp.

Chương 7

HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN CÁC BỘ BIẾN ĐỔI

7.1. Các yêu cầu cơ bản đối với hệ thống điều khiển các bộ biến đổi

Như đã biết, các bộ biến đổi bán dẫn sử dụng các phần tử bán dẫn công suất như các khoá điện tử, dùng để nối tải vào nguồn theo những quy luật nhất định, trong những khoảng thời gian nhất định, nhờ đó mà biến đổi được các thông số của nguồn điện, đáp ứng các yêu cầu khác nhau của phụ tải cũng như các yêu cầu về điều chỉnh khác nhau. Các phần tử công suất đóng cắt các dòng điện, có thể rất lớn, hàng trăm đến hàng nghìn ampe, dưới điện áp có thể rất cao, từ vài chục đến vài trăm vôn, tuy nhiên lại được điều khiển bởi những dòng điện, điện áp rất nhỏ, tạo ra bởi những mạch điện tử công suất nhỏ thông thường. Ngoài ra quy luật đóng cắt của các phần tử công suất trong bộ biến đổi cũng hoàn toàn do các mạch điện tử xử lý tín hiệu tạo ra. Gọi là xử lý tín hiệu vì ở đây công suất hoàn toàn không có ý nghĩa gì, chỉ có giá trị, mức tín hiệu và hình dạng là cần thiết mà thôi. Vì vậy, hệ thống điều khiển đóng vai trò hết sức quan trọng trong đảm bảo sự hoạt động của các bộ biến đổi.

Mỗi loại bộ biến đổi, mỗi loại phần tử công suất được sử dụng sẽ có các yêu cầu khác nhau đối với hệ thống điều khiển. Mặc dù vậy, có thể kể ra một loạt các yêu cầu chung nhất mà hệ thống điều khiển nào cũng phải thoả mãn, hoặc là tất cả hoặc là một số trong đó, như dưới đây.

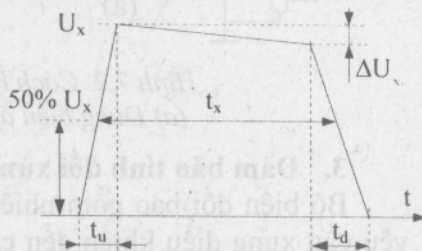
1. Tạo ra các xung điều khiển với đủ yêu cầu để mở được van

Mỗi loại van bán dẫn có yêu cầu riêng về tín hiệu điều khiển. Với tiristo, xung điều khiển mở đưa vào giữa cực điều khiển G và catốt K phải đảm bảo dòng đi vào cực G và điện áp giữa G và K có giá trị nhất định; cho trong tham số kỹ thuật của tiristo, (I_G , U_{GK}).

Đối với MOSFET, xung điều khiển mở, $U_{GS,on} = 6 \div 10$ V, xung khoá thường chỉ yêu cầu $U_{GS,off} = 0$ V.

Đối với IGBT, xung mở $U_{GE,on} = 15$ V, xung khoá phải có giá trị âm $U_{GE,off} = -5$ V.

Ngoài yêu cầu về biên độ, xung điều khiển còn phải đảm bảo đủ độ rộng, thời gian tạo sườn xung trước và sau ngắn. Thời gian tạo sườn xung ảnh hưởng đến thời gian mở và khoá của van công suất nên phải càng ngắn càng tốt.



Hình 7.1. Các thông số liên quan đến dạng xung điều khiển.

Các thông số liên quan đến hình dạng của một xung điều khiển được minh họa trên hình 7.1. Trên hình vẽ:

U_x : biên độ xung;

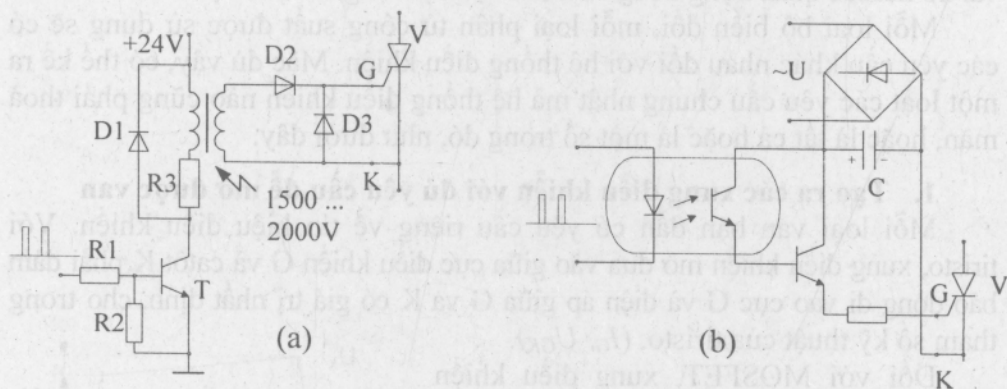
ΔU_x : độ sụt đỉnh xung, thường yêu cầu nhỏ hơn 10 % biên độ xung;

t_x : độ rộng xung, tính ở mức 50% của giá trị biên độ;

t_u, t_d : thời gian tạo sườn trước, sườn sau của xung.

2. Đảm bảo cách ly giữa mạch điều khiển và mạch lực

Thông thường các phần tử trên mạch lực làm việc dưới điện áp cao trong khi mạch điều khiển lại hoàn toàn nằm dưới điện áp thấp. Vì vậy để đảm bảo an toàn cho mạch điều khiển và người sử dụng, mạch điều khiển phải được cách ly về điện với mạch động lực. Chức năng cách ly được thực hiện ở tầng khuếch đại xung cuối cùng, là khâu truyền xung đến cực điều khiển của van bán dẫn. Có hai biện pháp được sử dụng, đó là cách ly nhờ biến áp xung hoặc cách ly nhờ các phần tử quang, gọi là optocoupler hoặc photocoupler (coupler - bộ ghép nối). Ví dụ về hai sơ đồ cách ly này cho trên hình 7.2. Khi van bán dẫn làm việc với lưới điện 3x380 V, cách điện phải đảm bảo ít nhất từ 1500 đến 2000 V.



Hình 7.2. Cách ly mạch lực và mạch điều khiển.

(a) Dùng biến áp xung; (b) Dùng optocoupler.

3. Đảm bảo tính đối xứng giữa các kênh điều khiển

Bộ biến đổi bao gồm nhiều van công suất. Trong cùng một điều kiện, yêu cầu xung điều khiển đến các van công suất phải giống nhau. Trong hệ thống điều khiển nhiều kênh, mỗi kênh tạo ra tín hiệu cho một van động lực, thì độ lệch pha giữa các kênh điều khiển phải giảm đến mức tối thiểu. Sự lệch pha giữa các kênh điều khiển sẽ dẫn đến sự xuất hiện dao động với tần số thấp hay các thành phần sóng hài không mong muốn bậc thấp trên điện áp đầu ra, làm suy giảm nghiêm trọng chất lượng đầu ra của bộ biến đổi.

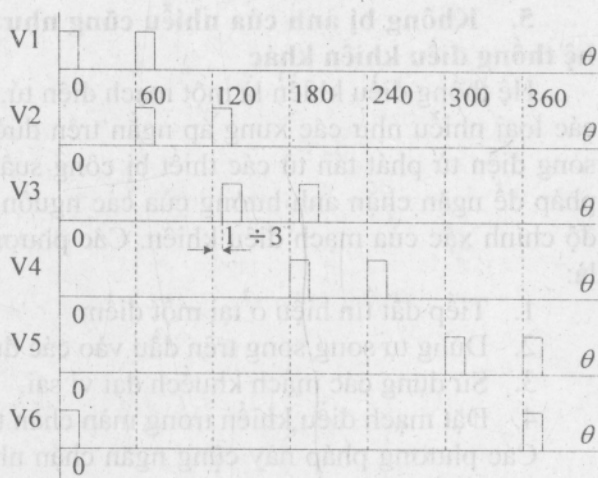
Ví dụ, độ lệch pha cho phép giữa các kênh trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha tiristo phải trong phạm vi từ 1° đến 3° , ứng với cùng một điện áp điều khiển, như minh họa trên hình 7.3. Sự lệch pha tín hiệu điều khiển chỉ trên một kênh trong sơ đồ chỉnh lưu cầu sẽ làm xuất hiện thành phần sóng hài tần số 50 Hz trên đường điện áp ra chỉnh lưu.

4. Đảm bảo phạm vi điều chỉnh trong toàn bộ dải làm việc

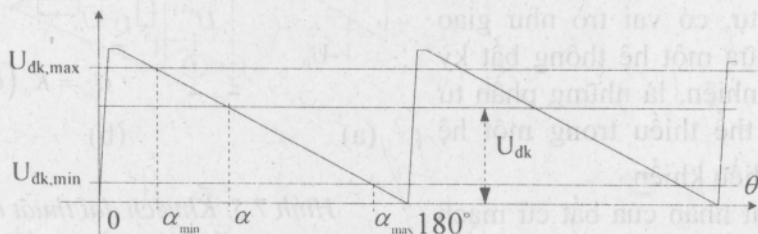
Đối với các chỉnh lưu có điều khiển thường yêu cầu góc điều khiển α thay đổi trong toàn bộ dải $0 \div 180^\circ$. Tuy vậy do các chế độ làm việc hạn chế sự thay đổi góc điều khiển, sơ đồ phải có khả năng áp đặt phạm vi điều chỉnh của góc α trong phạm vi cho phép, $\alpha_{\min} \div \alpha_{\max}$, không phụ thuộc sự thay đổi của điện áp lưới. Điều này minh họa trên hình 7.4.

Đối với các bộ biến đổi xung áp, độ rộng xung t_x yêu cầu phải thay đổi được từ 0 đến chu kỳ T , ứng với điện áp đầu ra thay đổi từ 0 đến giá trị lớn nhất.

Trong các sơ đồ biến điệu PWM, hệ số biến điệu μ phải thay đổi được trong toàn dải $0 \leq \mu \leq 1$. Khi tín hiệu đặt có dạng sin xoay chiều, có thể lại có tần số rất thấp, hiển nhiên đây không phải là một yêu cầu dễ thực hiện.



Hình 7.3. Độ lệch pha của tín hiệu điều khiển trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha.



Hình 7.4. Giới hạn góc điều khiển α .

5. Không bị ảnh của nhiễu cũng như không gây nhiễu đối với các hệ thống điều khiển khác

Hệ thống điều khiển là một mạch điện tử, do đó rất dễ bị ảnh hưởng của các loại nhiễu như các xung áp ngắn trên đường nguồn cung cấp, nhiễu do sóng điện từ phát tán từ các thiết bị công suất lớn. Vì vậy phải có các biện pháp để ngăn chặn ảnh hưởng của các nguồn nhiễu, đảm bảo độ tin cậy và độ chính xác của mạch điều khiển. Các phương pháp thường được sử dụng là:

1. Tiếp đất tín hiệu ở tại một điểm.
2. Dùng tụ song song trên đầu vào các đường tín hiệu.
3. Sử dụng các mạch khuếch đại vi sai.
4. Đặt mạch điều khiển trong màn chắn từ, ...

Các phương pháp này cũng ngăn chặn nhiễu từ chính mạch điều khiển phát tán ra ngoài.

6. Yêu cầu về bảo vệ và tín hiệu hoá

Đây là yêu cầu rất quan trọng nhằm đảm bảo an toàn cho thiết bị và giúp xử lý, thay thế thiết bị khi sự cố xảy ra. Hệ thống điều khiển phải có khả năng bảo vệ quá áp, quá dòng, mất pha,..., và báo hiệu khi có các sự cố thì cái gì đã xảy ra.

Một hệ thống điều khiển, dù là đơn giản nhất, cũng phải có các tín hiệu thông báo về trạng thái của hệ thống như:

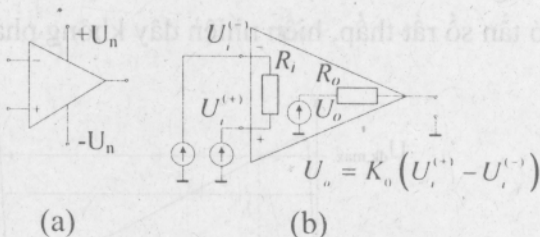
- Đang đóng điện (Power – On);
- Đang hoạt động bình thường (Normal Running);
- Đang bị sự cố (Fault), ...

7.2. Các phần tử cơ bản được sử dụng trong mạch điều khiển

7.2.1. Khuếch đại thuật toán và các mạch xử lý tín hiệu tương tự

Thế giới các hiện tượng vật lý là thế giới tương tự, vì vậy các mạch xử lý tín hiệu tương tự, có vai trò như giao diện giữa một hệ thống bất kỳ với tự nhiên, là những phần tử không thể thiếu trong một hệ thống điều khiển.

Hạt nhân của bất cứ mạch xử lý tín hiệu tương tự nào là khuếch đại thuật toán - KĐTT.



Hình 7.5. Khuếch đại thuật toán.

(a) Ký hiệu trên sơ đồ;

(b) Mạch điện tương đương.

KĐTT là một mạch khuếch đại tín hiệu đặc biệt, đã được chế tạo thành vi mạch – IC, gọi là OP (Operational Amplifier), có ký hiệu trên sơ đồ và mạch điện tương đương như trên hình 7.5 (a), (b).

OP được đặc trưng trước hết bởi hệ số khuếch đại hở mạch, K_o , là hệ số xác định điện áp đầu ra so với chênh lệch điện áp giữa hai đầu vào, đảo dấu (-) và không đảo dấu (+):

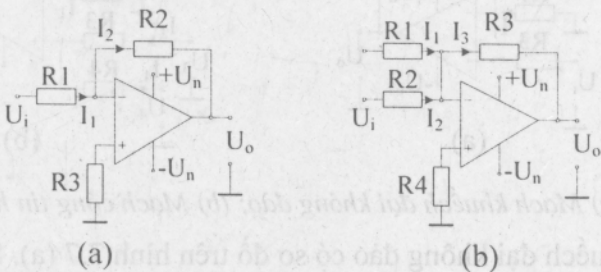
$$U_o = K_o \left(U_i^{(+)} - U_i^{(-)} \right).$$

Các đặc tính cơ bản lý tưởng và thực tế của OP cho trong bảng sau:

Các thông số	Ký hiệu	Giá trị lý tưởng	Giá trị thực tế
Tổng trở đầu vào	R_i	Vô cùng lớn, ∞	$10^5 \div 10^7 \, \Omega$
Tổng trở đầu ra	R_o	Gần bằng không, 0	$100 \div 200 \, \Omega$
Hệ số khuếch đại hở mạch	K_o	Vô cùng lớn, ∞	$10^5 \div 10^6$
Điện áp đầu ra lớn nhất	U_e	$\pm \infty$	$(+/-) U_n (-/+) 1,5 \, V$

Nếu mắc mạch phản hồi giữa đầu ra với đầu vào của OP ta sẽ có được các khâu chức năng khác nhau. Do có hệ số khuếch đại vô cùng lớn, các mạch OP có phản hồi sẽ có tính chất hoàn toàn do các mạch phản hồi xác định. Đây là đặc tính quý báu nhất của OP làm cho OP là phần tử không thể thiếu trong các mạch xử lý tín hiệu. Một số mạch chức năng tiêu biểu, sử dụng OP sẽ được đưa ra sau đây.

7.2.2. Mạch khuếch đại đảo (hình 7.6)



Hình 7.6. (a) Mạch khuếch đại đảo; (b) Mạch cộng tín hiệu đảo.

Trên sơ đồ hình 7.6 (a), áp dụng hai tính chất cơ bản của khuếch đại thuật toán là:

- Tổng trở đầu vào vô cùng lớn, nghĩa là dòng đầu vào OP bằng 0, từ đó suy ra $I_1 = I_2$ (dòng qua điện trở R1, R2 bằng nhau).

- Hệ số khuếch đại vô cùng lớn, do đó với một điện áp U_o ở đầu ra nào đó thì sai lệch giữa hai đầu vào (+) và (-) sẽ là vô cùng nhỏ, coi như bằng 0. Về mặt thế, điều này nghĩa là có thể coi $U_i^{(+)} = U_i^{(-)}$. Dòng qua R3 cũng bằng 0 nên thế của đầu vào (+) bằng 0 V, vậy thế của đầu vào (-) cũng bằng 0 V. Điểm đầu vào (-) gọi là điểm "0" ảo.

Ta có:

$$I_1 = U/R1; I_2 = -U_o/R2.$$

$$\text{Do đó } U_o = -\frac{R2}{R1}U_i.$$

Nói cách khác mạch có hệ số khuếch đại $K = R2/R1$ và tín hiệu đầu ra bị đảo dấu so với tín hiệu đầu vào.

Trên cơ sở mạch khuếch đại xây dựng nên mạch cộng tín hiệu đảo, có sơ đồ trên hình 7.6 (b).

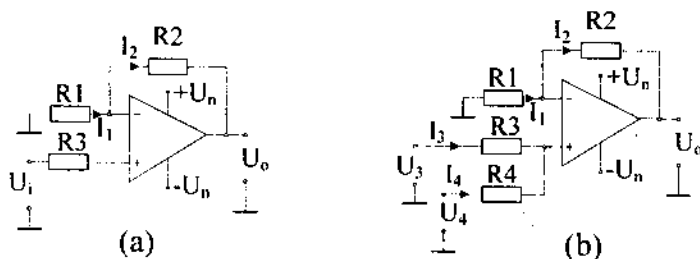
Giống như sơ đồ mạch khuếch đại đảo, điểm đầu vào (-) của OP là điểm "0" ảo và dòng đầu vào OP bằng 0, ta có:

$$I_1 = U_1/R1; I_2 = U_2/R2; I_3 = -U_o/R3.$$

Tại điểm cộng dòng đầu vào (-) của OP, ta có: $I_3 = I_1 + I_2$, suy ra:

$$U_o = -\left(\frac{R3}{R1}U_1 + \frac{R3}{R2}U_2\right).$$

7.2.3. Mạch khuếch đại không đảo (hình 7.7)



Hình 7.7. (a) Mạch khuếch đại không đảo; (b) Mạch cộng tín hiệu không đảo.

Mạch khuếch đại không đảo có sơ đồ trên hình 7.7 (a). Sử dụng các tính chất cơ bản của OP, giống như với mạch khuếch đại đảo, ta có:

- Không có dòng điện nào đi vào OP qua điện trở R3. Tại điểm cộng dòng ở đầu vào (-) không có dòng điện nào đi vào OP nên $I_1 = I_2$.

- Do tính chất có hệ số khuếch đại hở mạch bằng vô cùng lớn nên có thể coi thế của hai đầu vào (-) và (+) của OP bằng nhau, do đó:

$$U^{(-)} = U^{(+)} = U_i.$$

$$I_1 = U^{(-)}/R1; I_2 = (U^{(-)} - U_o)/R2.$$

$$\text{Vậy suy ra: } \frac{U_i - U_o}{R2} = \frac{U_i}{R1} \Rightarrow U_o = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) U_i.$$

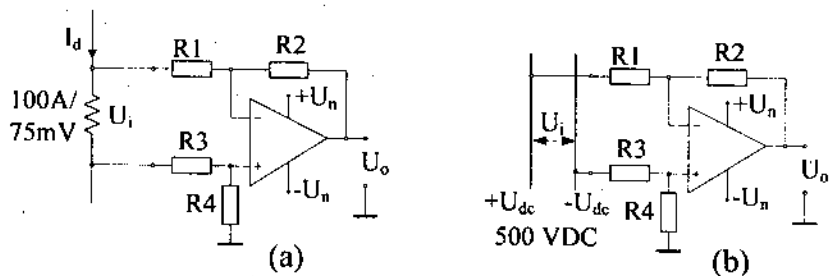
Suy luận tương tự như trên có thể suy ra mạch cộng tín hiệu không đảo trên hình 7.7 (b) có tín hiệu đầu ra như sau:

$$U_o = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \left(\frac{R4}{R3 + R4} U_3 + \frac{R3}{R3 + R4} U_4 \right).$$

Nếu $R3 = R4$ thì mạch thực hiện cộng hai tín hiệu U_3, U_4 với hệ số khuếch đại bằng $0,5 (1 + R2/R1)$.

7.2.4. Mạch khuếch đại vi sai

Mạch khuếch đại vi sai, được sử dụng rộng rãi để khuếch đại những tín hiệu mà nguồn tín hiệu không có điểm chung với nguồn nuôi của OP. Trên hình 7.8 (a) mạch dùng để khuếch đại tín hiệu nhỏ, lấy trên shunt dòng 100A/75mV, cho tín hiệu tỷ lệ với dòng điện I_d chạy trên mạch chính. Trên hình 7.8 (b) mạch lại dùng để lấy tín hiệu tỷ lệ với một điện áp lớn, cỡ 500 VDC, gọi là mạch suy giảm tín hiệu. Trong mạch suy giảm tín hiệu phải đảm bảo rằng đầu ra của OP không thể bị bão hoà, khi đó mạch phản hồi sẽ đảm bảo đầu vào (-) luôn có thể bằng đầu vào (+) và đầu vào sẽ không bị quá điện áp. Lưu ý rằng nếu cần phải cách ly với mạch lực sẽ phải có thêm các khâu khuếch đại cách ly.



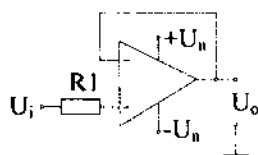
Hình 7.8. Mạch khuếch đại vi sai. (a) Mạch khuếch đại tín hiệu nhỏ; (b) Mạch suy giảm tín hiệu lớn.

Trên hình 7.8 (a) và (b), nếu đảm bảo rằng $R1 = R3, R2 = R4$, sơ đồ sẽ có quan hệ đầu ra, đầu vào giống như mạch khuếch đại đảo:

$$U_o = -\frac{R2}{R1} U_i$$

7.2.5. Mạch lặp điện áp

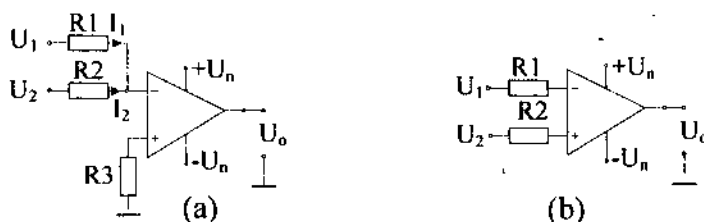
Mạch lặp điện áp có sơ đồ rất đơn giản như trên hình 7.9, tín hiệu đưa vào đầu không đảo (+), đầu ra nối thẳng với đầu vào (-). Mạch có hệ số khuếch đại bằng một nhưng là khâu phối hợp trở kháng với các nguồn tín hiệu, có vai trò rất quan trọng. Do có tổng trở đầu vào rất lớn, mạch lặp dường như cách ly nguồn tín hiệu khỏi ảnh hưởng của tải. Mặt khác, do có tổng trở ra rất nhỏ, mạch lặp có tác dụng như một bộ đệm, phân phối tín hiệu đi nhiều mạch khác mà không sợ các mạch đó ảnh hưởng lẫn nhau.



Hình 7.9. Mạch lặp điện áp.

7.2.6. Mạch so sánh

Có các IC chuyên dụng dùng cho việc so sánh các tín hiệu nhưng nguyên lý làm việc được giải thích nhờ khuếch đại thuật toán. Mạch so sánh sử dụng tính chất có hệ số khuếch đại hở mạch vô cùng lớn của OP.



Hình 7.10. Mạch so sánh. (a) Một cổng; (b) Hai cổng.

Mạch so sánh một cổng, sơ đồ hình 7.10.a, dùng để so sánh hai tín hiệu khác dấu. Do dòng đầu vào OP không đáng kể nên ta có:

$$U_i^{(-)} = \frac{R2}{R1 + R2} U_1 + \frac{R1}{R1 + R2} U_2.$$

Nếu $U_i^{(-)} > U_i^{(+)} = 0V$, đầu ra OP về lý tưởng sẽ lớn bằng âm vô cùng. Tuy nhiên tín hiệu đầu ra sẽ bị hạn chế bởi điện áp nguồn nuôi và điện áp rơi trên tranzito khuếch đại đầu ra, nên thực chất điện áp ra có giá trị bão hoà, nhỏ hơn nguồn nuôi $1,5 \div 2 V$. Trong trường hợp này đầu ra bão hoà ở mức $+1,5 V - U_n$.

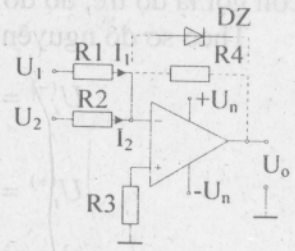
Nếu $U_i^{(-)} < U_i^{(+)} = 0V$, tương tự như vậy đầu ra bão hoà ở mức $-1,5 V + U_n$.

Mạch so sánh hai cổng, sơ đồ hình 7.10.b, dùng để so sánh hai tín hiệu cùng dấu. Do dòng đầu vào OP không đáng kể nên ta có:

Nếu $U_1 > U_2$ thì $U_o = +1,5 V - U_n$.

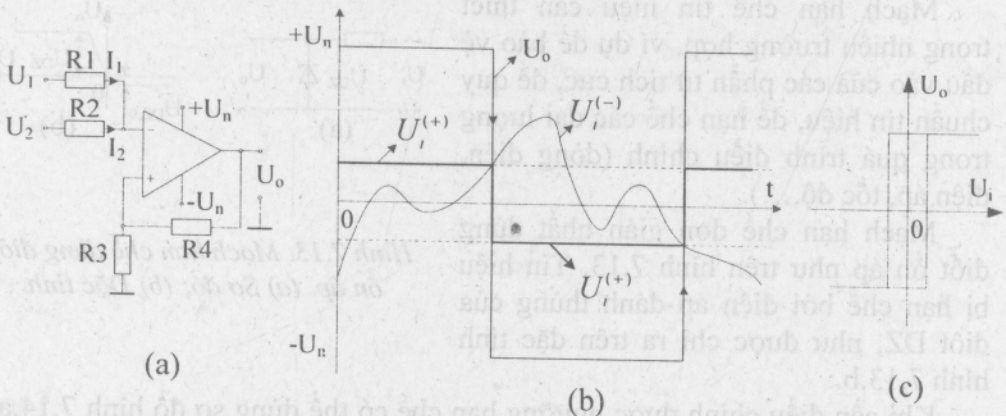
Nếu $U_1 < U_2$ thì $U_o = -1,5 V + U_n$.

Tính chất bão hoà đầu ra của OP trong khâu so sánh có hậu quả xấu là làm cho độ tác động nhanh của OP giảm đi. Có thể thấy điều này nếu biết rằng tốc độ tăng áp của OP thông thường không vượt quá $10 V/\mu s$. Nguồn nuôi của OP có giá trị tiêu biểu là $\pm 15 V$, khi đó để OP trong chế độ so sánh lật được trạng thái từ $-U_n$ sang $+U_n$ đã mất thời gian cỡ $3\mu s$. Vì vậy ta chỉ dùng tính chất có hệ số khuếch đại rất lớn của OP một cách giới hạn. Trên hình 7.11 đưa ra các phương án chống bão hoà cho OP bằng cách mắc một điện trở phản hồi có giá trị lớn, cỡ $10 M\Omega$, hoặc dùng một diốt ổn áp DZ giữa đầu ra với đầu vào. Độ nhạy của khâu so sánh lúc này không giảm đi là mấy nhưng đảm bảo sườn xung ngắn.



Hình 7.11. Mạch so sánh chống bão hoà, $R4=10 M\Omega$

Ngoài vấn đề bão hoà của khâu so sánh còn vấn đề về tính chống nhiễu. Thông thường các tín hiệu đều chứa những thành phần nhiễu nhất định, vì vậy nếu độ nhạy của khâu so sánh quá lớn thì đầu ra sẽ nhảy liên tục giữa cộng và trừ nguồn, không còn ý nghĩa so sánh lớn hơn hay nhỏ hơn nữa. Mạch so sánh có độ kém nhạy, còn gọi là mạch có trễ hay trigơ Smith, sơ đồ cho trên hình 7.12, giúp giải quyết vấn đề này.



Hình 7.12. Mạch so sánh có trễ (trigơ Smith). (a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Đồ thị điện áp đầu ra; (c) Đặc tính vào ra.

Sơ đồ trên hình 7.12.a có khâu phản hồi dương từ đầu ra về đầu vào thông qua phân áp $R4, R3$. Mạch có tác dụng làm tăng khoảng cách phân biệt giữa đầu vào $(-)$ với đầu vào $(+)$ ngay sau khi đầu ra bắt đầu thay đổi,

làm sườn xung ở đầu ra dốc hơn (nói cách khác là dU_o/dt lớn hơn). Mặt khác, đầu ra sẽ chỉ thay đổi khi đầu vào vượt qua một ngưỡng nhất định, hay còn gọi là độ trễ, do đó khả năng chống nhiễu của sơ đồ tốt hơn.

Theo sơ đồ nguyên lý hình 7.12.a, ta có:

$$U_i^{(-)} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) U_1 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) U_2,$$

$$U_i^{(+)} = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) U_o.$$

Giả sử ban đầu đầu ra đang bão hoà ở $+U_n$. Nếu $U_i^{(-)}$ tăng đến giá trị $U_i^{(-)} > U_i^{(+)} = U_n \frac{R_3}{R_3 + R_4}$ thì đầu ra sẽ thay đổi thành $-U_n$ và lập tức đầu vào

(+) sẽ thay đổi từ $U_n \frac{R_3}{R_3 + R_4}$ thành $-U_n \frac{R_3}{R_3 + R_4}$. Đầu ra đang bão hoà ở

$-U_n$ sẽ chỉ thay đổi nếu đầu vào $U_i^{(-)}$ thay đổi đến giá trị âm, nhỏ hơn $-U_n \frac{R_3}{R_3 + R_4}$. Khi đó U_o trở về giá trị bão hoà ở $+U_n$, như được minh hoạ trên đồ thị hình 7.12.b. Đặc tính vào ra của mạch cho trên hình 7.12.c.

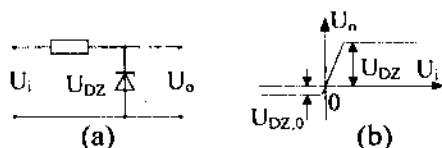
7.2.7. Mạch hạn chế tín hiệu

Mạch hạn chế tín hiệu cần thiết trong nhiều trường hợp, ví dụ để bảo vệ đầu vào của các phần tử tích cực, để quy chuẩn tín hiệu, để hạn chế các đại lượng trong quá trình điều chỉnh (dòng điện, điện áp, tốc độ,...).

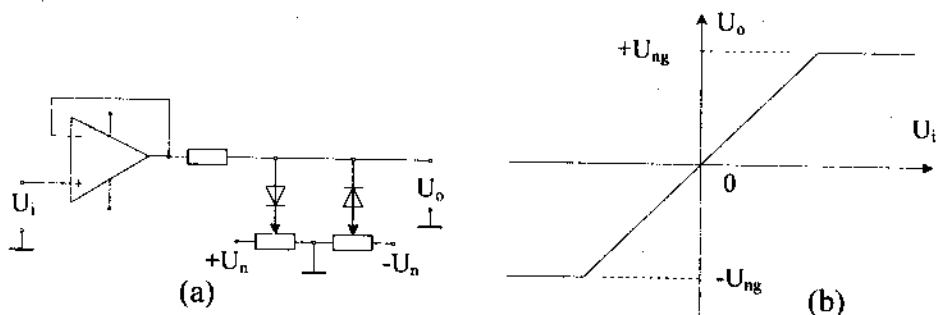
Mạch hạn chế đơn giản nhất dùng diôt ổn áp như trên hình 7.13. Tín hiệu bị hạn chế bởi điện áp đánh thủng của diôt DZ, như được chỉ ra trên đặc tính hình 7.13.b.

Khi cần điều chỉnh được ngưỡng hạn chế có thể dùng sơ đồ hình 7.14.a với đặc tính cho trên hình 7.14.b.

Các ngưỡng tín hiệu ra $+U_{ng}$, $-U_{ng}$ được lấy ra từ phân áp của mạch nguồn nuôi. Tín hiệu lấy vào qua một mạch lặp có tác dụng giảm ảnh hưởng của phân áp tạo ngưỡng đến nguồn tín hiệu.

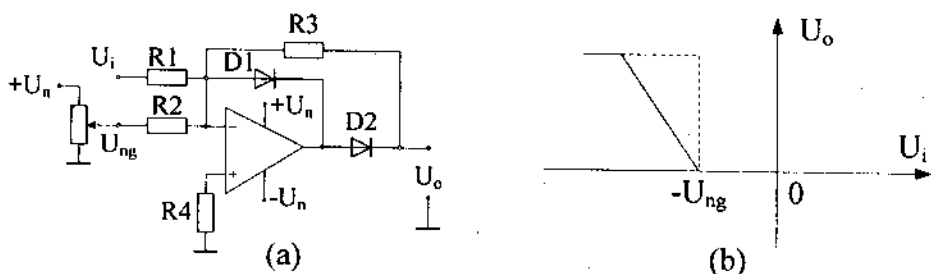


Hình 7.13. Mạch hạn chế dùng diôt ổn áp. (a) Sơ đồ; (b) Đặc tính.



Hình 7.14. Mạch hạn chế điều chỉnh được ngưỡng. (a) Sơ đồ; (b) Đặc tính.

Mạch hạn chế trên hình 7.15.a gọi là tích cực vì vừa có thể điều chỉnh được ngưỡng, vừa điều chỉnh được hệ số khuếch đại. Để đơn giản giả sử $R1 = R2$. Khi U_i có giá trị tuyệt đối nhỏ hơn U_{ng} , đầu ra OP có xu hướng âm dẫn đến D1 thông, đầu ra bị cố định ở mức 0 V. Khi U_i có giá trị tuyệt đối lớn hơn U_{ng} , đầu ra có xu hướng dương lên, D1 bị khoá, D2 thông nối mạch phản hồi qua điện trở R3. Tín hiệu đầu ra sẽ tỷ lệ với đầu vào theo hệ số khuếch đại bằng $R3/R1$. Nếu R3 quá lớn đầu ra sẽ bị cố định ở mức dương bão hoà. Đặc tính vào, ra cho trên hình 7.15.b, nét chấm gạch tương ứng trường hợp R3 rất lớn.



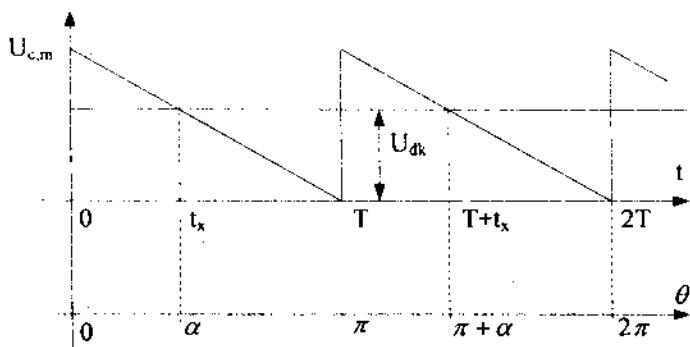
Hình 7.15. Mạch hạn chế tín hiệu tích cực dùng OP. (a) Sơ đồ; (b) Đặc tính vào ra.

Mạch hạn chế hình 7.15.a thường được sử dụng để tạo đặc tính “máy xúc”. Ví dụ nếu U_i là lượng phản hồi, khi $U_i < U_{ng}$ thì hệ thống coi như không có phản hồi. Khi $U_i \geq U_{ng}$ thì mạch phản hồi bắt đầu hoạt động. Bộ điều chỉnh sẽ giữ cho lượng phản hồi bằng với giá trị đặt (giá trị ngưỡng) hoặc với một sai số tĩnh nào đó.

7.2.8. Mạch tạo xung răng cưa

Mạch tạo xung răng cưa có ứng dụng rộng rãi trong hệ thống điều khiển các bộ biến đổi. Điện áp dạng răng cưa dùng để biến đổi tín hiệu điện áp

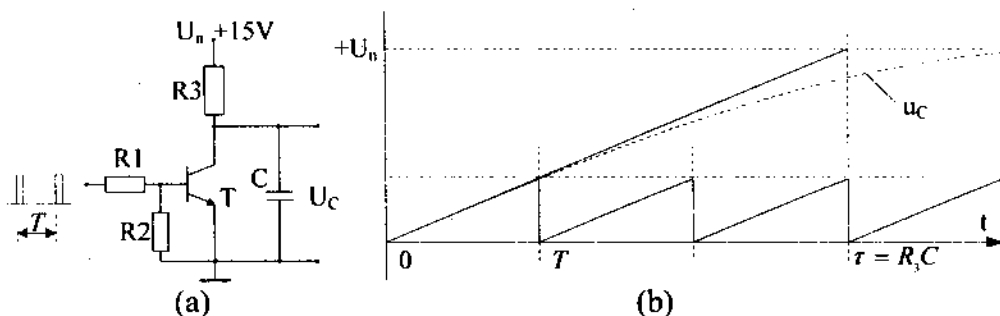
thành các khoảng thời gian. Nếu chu kỳ lặp lại của xung răng cưa bằng chu kỳ của điện áp lưới thì các khoảng thời gian đó tương ứng với các góc pha khác nhau. Điều này được mô tả qua đồ thị hình 7.16, trên đó có thể thấy điện áp điều khiển U_{dk} đã được biến đổi thành thời gian t_x hoặc góc pha α .



Hình 7.16. Ứng dụng điện áp dạng răng cưa để biến tín hiệu điện áp điều khiển thành khoảng thời gian hoặc góc pha.

Khâu phát răng cưa phải bao gồm hai khâu thành phần. Bộ phận thứ nhất, có thể là một máy phát xung, tạo ra các tín hiệu đồng bộ để đưa điện áp trên tụ về một giá trị ban đầu. Bộ phận thứ hai tạo ra nguồn dòng nạp cho tụ để điện áp trên tụ thay đổi tuyến tính. Răng cưa có thể là loại có sườn đi xuống, như ví dụ trên hình 7.16, hoặc có sườn đi lên, như ví dụ ở hình 7.17.

1. Mạch tạo răng cưa đơn giản dùng tranzito



Hình 7.17. Mạch tạo răng cưa dùng tranzito. (a) Sơ đồ; (b) Dạng điện áp trên tụ.

Mạch tạo răng cưa đơn giản dùng khoá tranzito cho trên hình 7.17.a. Khoá tranzito T được điều khiển bởi tín hiệu đồng bộ, do mạch khác tạo ra. Khi T mở, tụ C phóng điện qua T, $U_C = 0$. Khi T khoá, tụ được nạp điện từ nguồn $+U_n$ qua điện trở R_3 , điện áp trên tụ thay đổi theo quy luật hàm mũ với hằng số thời gian $\tau = R_3 C$:

$$u_C = U_n (1 - e^{-t/R_3 C}) = U_n \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$

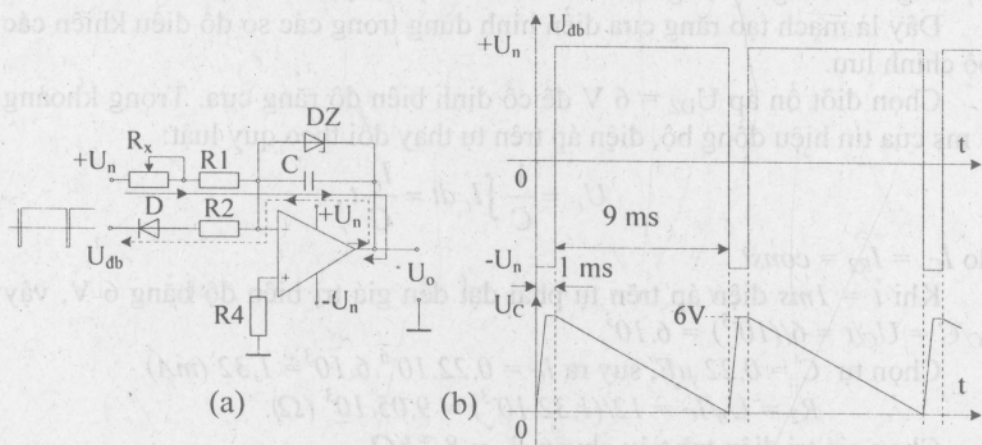
Phần đầu của điện áp trên tụ có thể coi là thay đổi tuyến tính. Để có được điện áp gần như răng cưa tuyến tính, phải chọn hằng số thời gian nạp tụ lớn gấp 3 lần chu kỳ răng cưa, $T = (1/3)\tau$, khi đó điện áp lớn nhất trên tụ gần bằng $(1/3)U_n$. Có thể thấy điều này trên đồ thị dạng điện áp ra trên hình 7.17.b.

Ví dụ 7.1: Tính toán mạch tạo răng cưa với các thông số: $U_n = 15 \text{ V}$, $T = 10 \text{ ms}$.

Chọn $\tau = R_3 C = 3T = 3 \cdot 10 \text{ (ms)} = 30 \text{ ms}$.

Chọn $C = 0,5 \mu\text{F}$, từ đó $R_3 = (30 \cdot 10^{-3}) / (0,5 \cdot 10^{-6}) = 60 \text{ (k}\Omega\text{)}$.

2. Mạch tạo răng cưa dùng khuếch đại thuật toán



Hình 7.18. Mạch tạo tín hiệu răng cưa dùng khuếch đại thuật toán.
(a) Sơ đồ nguyên lý; (b) Đồ thị điện áp ra.

Mạch tạo răng cưa dùng khuếch đại thuật toán sẽ cho dạng răng cưa thực sự tuyến tính hơn. Sơ đồ cho trên hình 7.18.a. Vẫn giả thiết rằng tín hiệu đồng bộ U_{db} do một mạch khác tạo ra, có dạng như trên đồ thị hình 7.18.b.

Khi $U_{db} = -U_n$, diốt D thông, $I_{R2} = -U_n/R_2$. Điều này có được là do đầu vào (-) của OP là điểm "0" ảo, có thể bằng 0 V. Bỏ qua dòng qua R_1 vì có giá trị nhỏ hơn nhiều dòng qua R_2 , tụ C được nạp điện bằng dòng đi từ đầu ra của OP, qua tụ C, qua R_2 , như nét chấm gạch trên sơ đồ hình 7.18.a. Điện áp trên tụ tăng tuyến tính đến giá trị U_{DZ} của diốt ổn áp DZ thì không thay đổi nữa.

Khi $U_{db} = +U_m$ diôt D không thông, dòng qua tụ bây giờ là dòng qua điện trở $R_x + R_l$, $I_{R_l+R_x} = U_m/(R_l+R_x)$. Tụ C được phóng điện bằng dòng đi từ $+U_m$ qua R_x+R_l , qua tụ C, vào đầu ra của OP, như nét liền trên sơ đồ hình 7.18.a. Điện áp trên tụ giảm tuyến tính đến 0, tiếp theo có xu hướng trở nên âm. Khi đó diôt DZ sẽ thông theo chiều thuận nên giữ điện áp trên tụ ở 0 V. Nếu trong khoảng thời gian này điện áp trên tụ chưa về đến 0 thì đến chu kỳ sau tụ thay đổi điện áp từ một giá trị khác 0. Để điều đó không xảy ra, điện trở R_x được chọn để có thể hiệu chỉnh dòng qua tụ sao cho đến cuối chu kỳ, điện áp về đến đúng 0 V.

Trong sơ đồ này điện áp trên tụ thay đổi tuyến tính vì do tác dụng của OP mà dòng qua tụ luôn có giá trị không đổi.

Ví dụ 7.2: Tính toán mạch tạo răng cưa đồng bộ với nửa chu kỳ điện áp lưới 50 Hz, nếu tín hiệu đồng bộ có dạng như trên đồ thị hình 7.18.b, biên độ răng cưa bằng 6 V, nguồn nuôi khuếch đại thuật toán chọn là ± 12 V.

Đây là mạch tạo răng cưa điện hình dùng trong các sơ đồ điều khiển các bộ chỉnh lưu.

Chọn diôt ổn áp $U_{DZ} = 6$ V để cố định biên độ răng cưa. Trong khoảng 1 ms của tín hiệu đồng bộ, điện áp trên tụ thay đổi theo quy luật:

$$U_C = \frac{1}{C} \int I_C dt = \frac{I_C}{C} t,$$

do $I_C = I_{R2} = \text{const}$.

Khi $t = 1\text{ms}$ điện áp trên tụ phải đạt đến giá trị biên độ bằng 6 V, vậy $I_C/C = U_C/t = 6/(10^{-3}) = 6 \cdot 10^3$.

Chọn tụ $C = 0,22 \mu\text{F}$, suy ra $I_C = 0,22 \cdot 10^{-6} \cdot 6 \cdot 10^3 = 1,32 \text{ (mA)}$.

$$R_2 = U_m/I_C = 12/(1,32 \cdot 10^{-3}) = 9,05 \cdot 10^3 \text{ (}\Omega\text{)}.$$

Chọn giá trị điện trở tiêu chuẩn $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$

Trong khoảng 9 ms còn lại dòng qua tụ bằng dòng qua $R_x + R_l$. Điện áp trên tụ thay đổi theo quy luật:

$$U_C = U_{C0} - \frac{I_C}{C} t, \text{ trong đó } U_{C0} = 6 \text{ V. Từ đây suy ra:}$$

$$I_C = (C \cdot 6)/(9 \cdot 10^{-3}) = (0,22 \cdot 10^{-6} \cdot 6)/(9 \cdot 10^{-3}) = 0,147 \cdot 10^{-3} \text{ (mA)}.$$

$$R_x + R_l = U_m/I_C = 12/(0,147 \cdot 10^{-3}) = 82 \cdot 10^3 \text{ (}\Omega\text{)}.$$

Để có thể hiệu chỉnh điện áp trên tụ đúng bằng 0V sau 9ms và có khả năng hiệu chỉnh răng cưa giống nhau ở nhiều kênh, ta chọn điện trở cố định $R_l = 51 \text{ k}\Omega$, chiết áp điều chỉnh $R_x = 51 \text{ k}\Omega$.

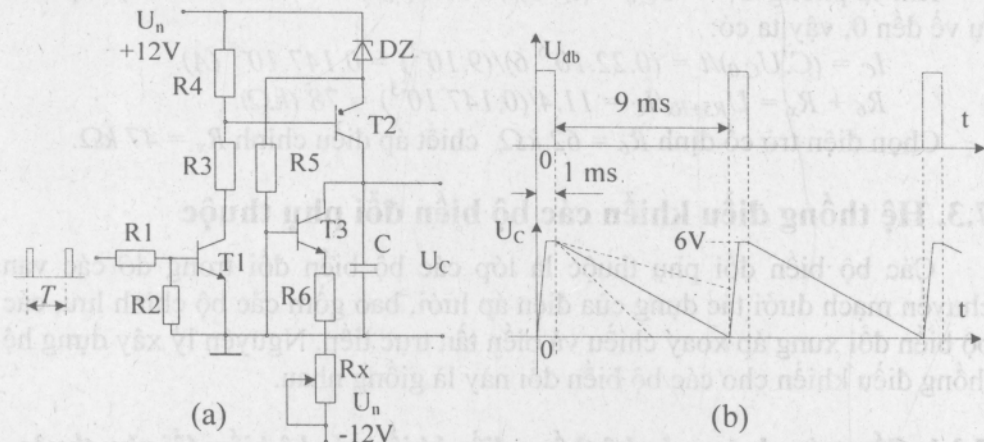
Khi có khó khăn về việc tạo ra tín hiệu đồng bộ hai cực tính hoặc trong những ứng dụng đơn giản, có thể dùng mạch tạo răng cưa dùng nguồn dòng tranzito, có sơ đồ như trên hình 7.19a.

3. Mạch tạo răng cưa dùng nguồn dòng tranzito

Sơ đồ hình 7.19 có chất lượng răng cưa tương đối tuyến tính vì tạo được dòng phóng của tụ bằng một nguồn dòng. Trên sơ đồ tranzito T3 làm việc ở chế độ nguồn dòng. Có thể thấy điều này nếu coi dòng colector và dòng emitor của T3 gần bằng nhau, $I_{C,T3} \approx I_{E,T3}$, mà dòng emitor lại gần như không đổi. Ta thấy rằng:

$$I_{E,T3} = U_{R5+R_x} / (R_5 + R_x) \text{ mà } U_{R5+R_x} = U_n - U_{BE,T3} = 12 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 11,4 \text{ V}.$$

Điện áp trên các điện trở $R_5 + R_x$ không đổi là do điện áp trên tiếp giáp bazơ - emitor của tranzito gần như không thay đổi, dẫn đến dòng emitor cũng không đổi.



Hình 7.19. Mạch tạo răng cưa dùng nguồn dòng tranzito.

(a) Sơ đồ; (b) Đồ thị dạng điện áp ra.

Sơ đồ hoạt động như sau. Tín hiệu đồng bộ trong 1ms đầu tiên mở tranzito T1, dẫn đến T2 mở theo. Thế của emitor T2 được cố định bởi điện áp trên diốt ổn áp DZ, ví dụ nếu $U_{DZ} = 6 \text{ V}$, $U_n = 12 \text{ V}$, thì $U_{E,T2} = 12 \text{ V} - 6 \text{ V} = 6 \text{ V}$. Khi T2 mở tạo dòng nạp điện cho tụ C. Điện áp trên tụ chỉ tăng được đến 6V vì nếu tăng hơn thì T2 lại tự khoá lại. Như vậy điện áp trên emitor của T2 xác định biên độ của răng cưa.

Trong khoảng 9ms còn lại T1 bị khoá, dẫn đến T2 cũng khoá. Tụ C sẽ phóng điện bằng dòng không đổi qua T3, tạo nên sườn giảm tuyến tính của răng cưa.

Ví dụ 7.3: Tính toán mạch tạo răng cưa dùng nguồn dòng tranzito với tín hiệu đồng bộ cho trên đồ thị hình 7.19b.

Chọn tụ $C = 0,22 \mu\text{F}$.

Để trong 1ms điện áp trên tụ phải đạt đến 6V, dòng qua tụ phải có giá trị:

$$I_{C,nạp} \Rightarrow (U_C \cdot C) / t = (6 \cdot 0,22 \cdot 10^{-6}) / (1 \cdot 10^{-3}) = 1,32 \cdot 10^{-3} \text{ (A)}.$$

Nếu chọn dòng qua diôt ổn áp bằng 10 mA, phù hợp với đa số các diôt công suất nhỏ, thì sẽ đảm bảo dòng nạp cho tụ khi T2 mở.

$$\text{Vậy: } R_5 = 6 / (10 \cdot 10^{-3}) = 0,6 \cdot 10^3 = 600 (\Omega).$$

Chọn giá trị tiêu chuẩn gần nhất nhỏ hơn là $R_5 = 560 \Omega$

Chọn dòng qua R_3 , R_4 cỡ 2mA để không quá tải đối với T1 mà vẫn đảm bảo dòng bazơ cho T2.

$$R_3 + R_4 = 12 / (2 \cdot 10^{-3}) = 6 (k\Omega).$$

Chọn $R_3 = 2,7 k\Omega$, $R_4 = 3,3 k\Omega$

Chọn $R_1 = 10 k\Omega$, $R_2 = 2,7 k\Omega$ là phù hợp với chế độ khoá của T1.

Khi tụ phóng $U_C = U_{C,0} - (I_C/C)t$, với $U_{C,0} = 6 V$. Sau 9ms điện áp trên tụ về đến 0, vậy ta có:

$$I_C = (C \cdot U_{C,0}) / t = (0,22 \cdot 10^{-6} \cdot 6) / (9 \cdot 10^{-3}) = 0,147 \cdot 10^{-3} (A).$$

$$R_6 + R_x = U_{RS+RX} / I_C = 11,4 / (0,147 \cdot 10^{-3}) = 78 (k\Omega).$$

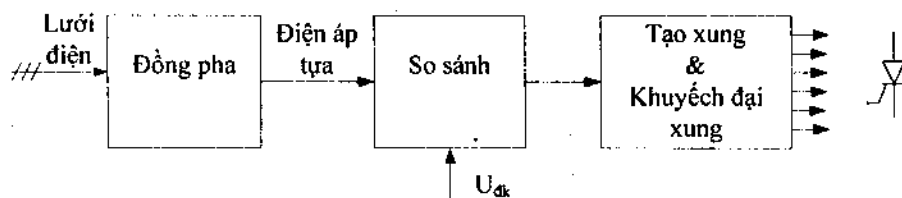
Chọn điện trở cố định $R_6 = 62 k\Omega$, chiết áp điều chỉnh $R_x = 47 k\Omega$.

7.3. Hệ thống điều khiển các bộ biến đổi phụ thuộc

Các bộ biến đổi phụ thuộc là lớp các bộ biến đổi trong đó các van chuyển mạch dưới tác dụng của điện áp lưới, bao gồm các bộ chỉnh lưu, các bộ biến đổi xung áp xoay chiều và biến tần trực tiếp. Nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển cho các bộ biến đổi này là giống nhau.

7.3.1. Cấu trúc chung của hệ thống điều khiển các bộ biến đổi phụ thuộc

Sơ đồ cấu trúc của hệ thống điều khiển cho trên hình 7.20. Trong các bộ biến đổi phụ thuộc các tiristo được điều khiển mở bởi các xung tại các thời điểm, chậm pha so với điểm chuyển mạch tự nhiên một góc α , gọi là góc điều khiển. Điểm chuyển mạch tự nhiên có thể là các điểm điện áp nguồn qua không hoặc các điểm điện áp nguồn cắt nhau. Vì vậy khâu đầu tiên trong hệ thống điều khiển là khâu đồng pha. Khâu đồng pha có nhiệm vụ tạo ra hệ thống điện áp tựa, đồng bộ với điện áp lưới, nghĩa là cho phép xác định giá trị đầu của góc điều khiển α . Điện áp tựa thường có dạng răng cưa (hình 7.21) hoặc dạng cosin (hình 7.22).



Hình 7.20. Cấu trúc của hệ thống điều khiển các bộ biến đổi phụ thuộc.

Điện áp điều khiển được biến đổi thành góc điều khiển α tại khâu so sánh nhờ so sánh với điện áp tựa.

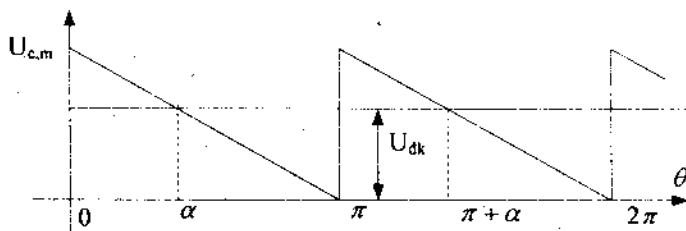
Với điện áp tựa dạng răng cưa đi xuống như hình 7.21, ta có:

$$\alpha = \pi(1 - U_{dk}/U_{c,m}).$$

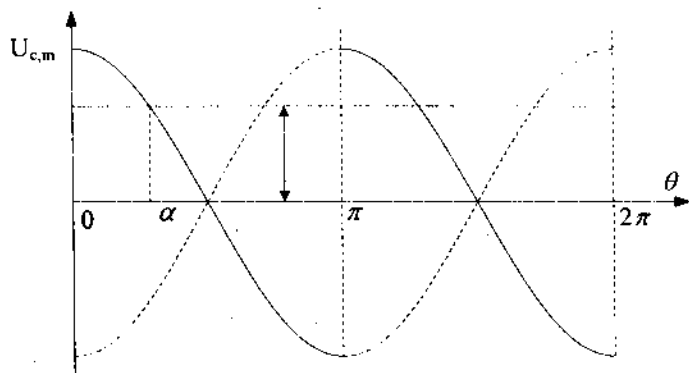
Với điện áp tựa hình cosin như trên hình 7.22, góc α được xác định bằng:

$$\alpha = \arccos(U_{dk}/U_{c,m}).$$

Trong sơ đồ chỉnh lưu điện áp phụ thuộc góc điều khiển theo quy luật $U_{da} = U_{d0} \cos \alpha$, do đó với điện áp tựa dạng cosin thì điện áp chỉnh lưu sẽ phụ thuộc tuyến tính vào U_{dk} . Đây là một ưu điểm của dạng điện áp tựa này. Tuy nhiên điện áp tựa cosin thường được tạo ra trực tiếp từ máy biến áp đồng pha nên dễ bị ảnh hưởng của nhiễu và sự thay đổi của điện áp lưới. Trong thực tế người ta dùng chủ yếu là dạng điện áp tựa răng cưa.



Hình 7.21. Điện áp tựa dạng răng cưa.



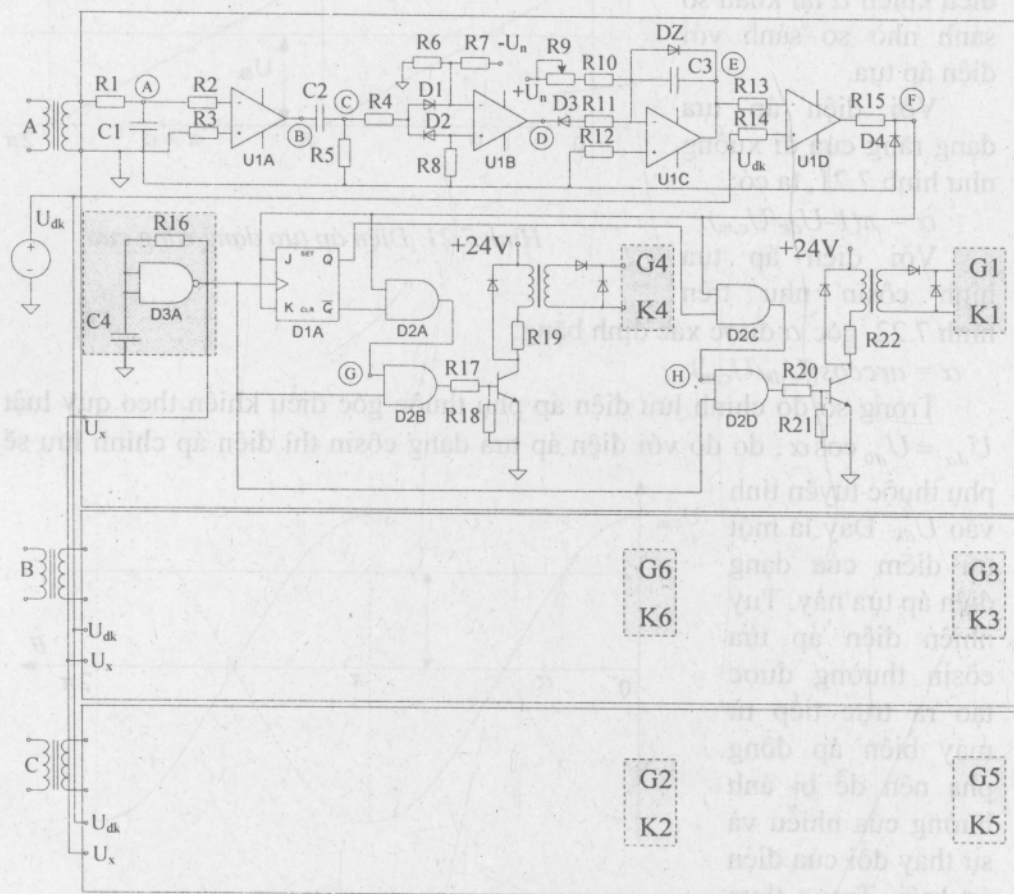
Hình 7.22. Điện áp tựa dạng cosin.

Khâu tạo xung và khuếch đại xung sẽ tạo ra xung có đủ biên độ, độ rộng để đưa đến các tiristo trong mạch lực. Xung truyền đến cực điều khiển của tiristo qua các mạch cách ly dùng biến áp xung hoặc các phần tử photocoupler.

7.3.2. Xây dựng mạch điều khiển chỉnh lưu từ các khâu chức năng

Xây dựng mạch điều khiển từ các khâu chức năng đã giới thiệu ở phần 7.2 là cách tốt nhất để thấu hiểu các vấn đề liên quan đến hệ thống điều khiển, từ đó có thể sử dụng các vi mạch chuyên dụng có độ tích hợp cao

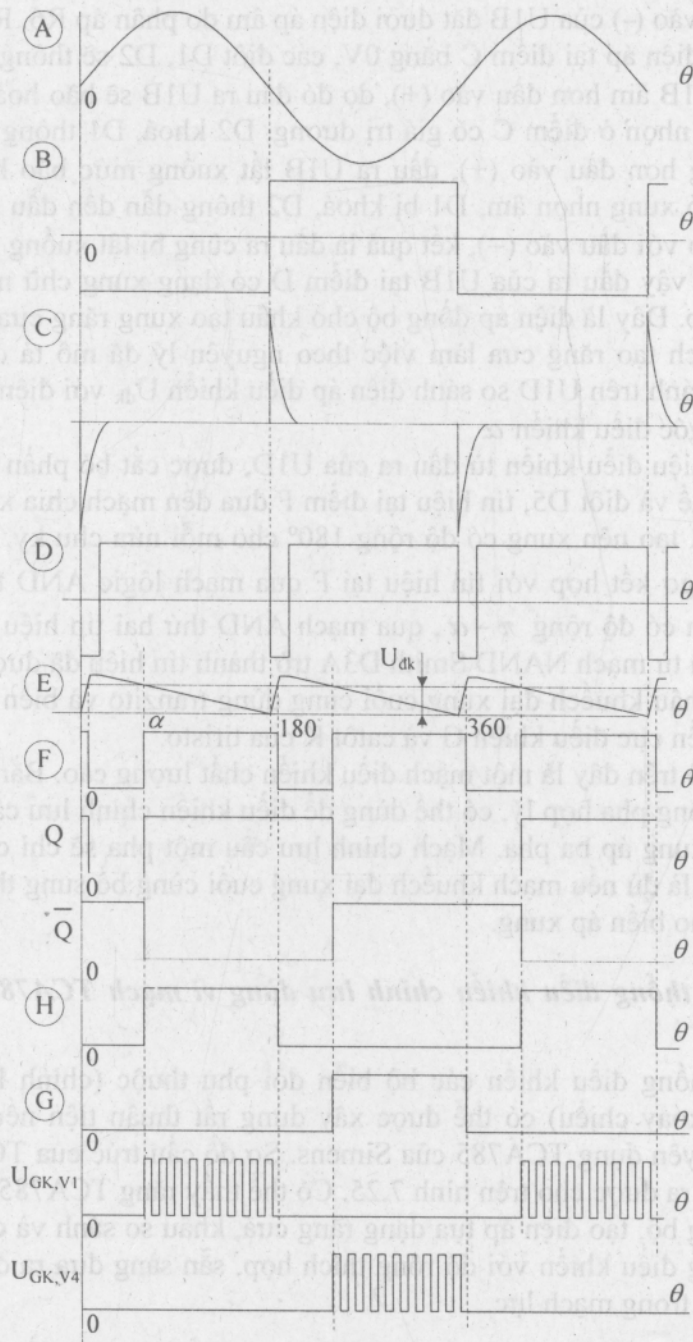
hoặc chuyển sang dùng điều khiển số để có được hệ thống có nhiều tính năng hơn.



Hình 7.23 Hệ thống điều khiển cho một chỉnh lưu cầu ba pha.

Sơ đồ một mạch điều khiển chỉnh lưu cầu ba pha cho trên hình 7.23. Hệ thống gồm ba kênh, mỗi kênh chịu trách nhiệm điều khiển hai tiristo trên một pha của sơ đồ cầu. Dạng xung điện áp tại các điểm trên sơ đồ cho trên hình 7.24.

Điện áp đồng pha lấy từ thứ cấp máy biến áp đồng pha, qua mạch lọc RC đưa đến đầu vào của OP U1A. U1A làm việc như một khâu so sánh nên đầu ra sẽ cho ra điện áp dạng xung chữ nhật đối xứng. Điện áp dạng xung chữ nhật đưa đến mạch vi phân gồm C2; R5, tạo nên dạng xung nhọn với biên độ bằng hai lần xung chữ nhật. Xung vi phân đưa đến khâu tạo xung U1B.



Hình 7.24. Dạng xung điện áp tại các điểm trên sơ đồ hệ thống điều khiển trên hình 7.23.

Đầu vào (-) của U1B đặt dưới điện áp âm do phân áp R6, R7 và $-U_n$ tạo nên. Khi điện áp tại điểm C bằng 0V, các điôt D1, D2 sẽ thông làm đầu vào (-) của U1B âm hơn đầu vào (+), do đó đầu ra U1B sẽ bão hoà ở mức $+U_n$. Khi xung nhọn ở điểm C có giá trị dương, D2 khoá, D1 thông làm đầu vào (-) dương hơn đầu vào (+), đầu ra U1B lật xuống mức bão hoà $-U_n$. Khi điểm C có xung nhọn âm, D1 bị khoá, D2 thông dẫn đến đầu vào (+) sẽ bị âm hơn so với đầu vào (-), kết quả là đầu ra cũng bị lật xuống mức bão hoà $-U_n$. Như vậy đầu ra của U1B tại điểm D có dạng xung chữ nhật với phần âm rất hẹp. Đây là điện áp đồng bộ cho khâu tạo xung răng cưa xây dựng từ U1C. Mạch tạo răng cưa làm việc theo nguyên lý đã mô tả ở phần 7.2.8. Khâu so sánh trên U1D so sánh điện áp điều khiển U_{dk} với điện áp răng cưa, xác định góc điều khiển α .

Tín hiệu điều khiển từ đầu ra của U1D, được cắt bỏ phần âm nhờ điện trở hạn chế và điôt D5, tín hiệu tại điểm F đưa đến mạch chia xung dùng JK trigơ D2A tạo nên xung có độ rộng 180° cho mỗi nửa chu kỳ. Đầu ra Q và $\bar{Q}$ của trigơ kết hợp với tín hiệu tại F qua mạch logic AND tạo nên xung điều khiển có độ rộng $\pi - \alpha$, qua mạch AND thứ hai tín hiệu này trộn với xung trườn từ mạch NAND Smith D3A trở thành tín hiệu đã được băm ra tần số cao. Khâu khuếch đại xung cuối cùng dùng tranzito và biến áp xung đưa tín hiệu đến cực điều khiển G và catôt K của tiristo.

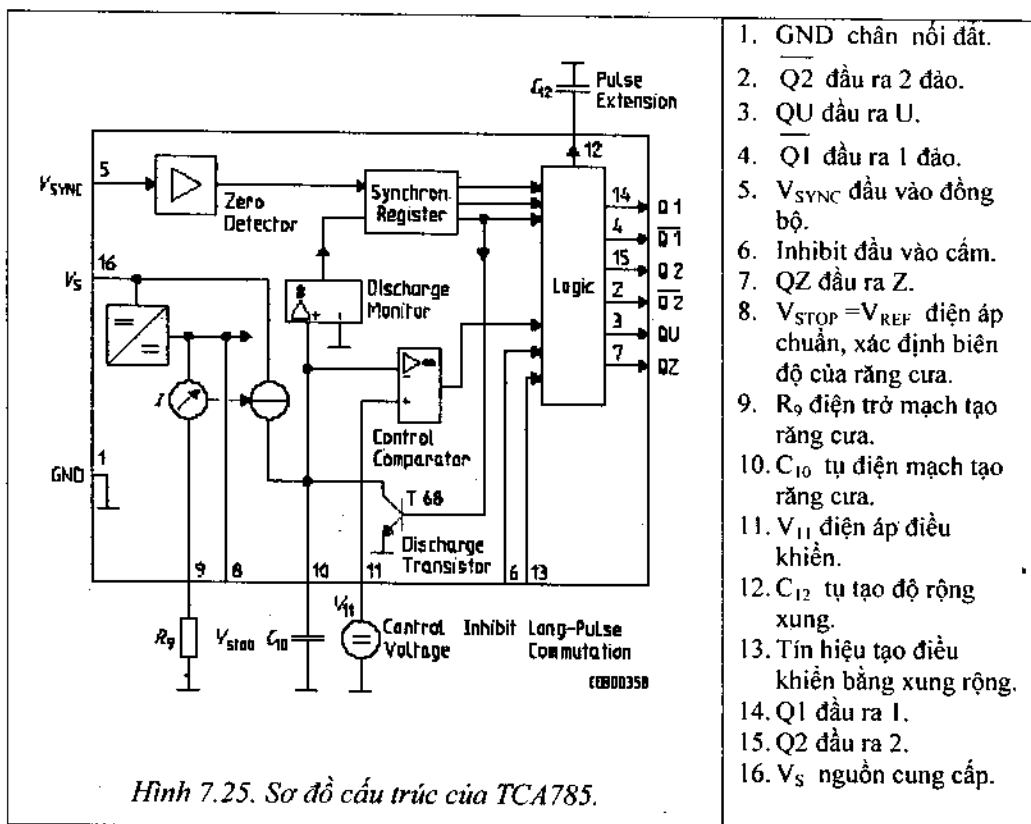
Sơ đồ trên đây là một mạch điều khiển chất lượng cao. Bằng cách bố trí biến áp đồng pha hợp lý, có thể dùng để điều khiển chỉnh lưu cầu ba pha, bộ biến đổi xung áp ba pha. Mạch chỉnh lưu cầu một pha sẽ chỉ cần một kênh của sơ đồ là đủ nếu mạch khuếch đại xung cuối cùng bổ sung thêm hai cuộn thứ cấp cho biến áp xung.

7.3.3. Hệ thống điều khiển chỉnh lưu dùng vi mạch TCA785 (của hãng Siemens)

Hệ thống điều khiển các bộ biến đổi phụ thuộc (chỉnh lưu, biến đổi xung áp xoay chiều) có thể được xây dựng rất thuận tiện nếu sử dụng vi mạch chuyên dụng TCA785 của Siemens. Sơ đồ cấu trúc của TCA785 và ký hiệu chân ra được cho trên hình 7.25. Có thể thấy rằng TCA785 tích hợp các khâu đồng bộ, tạo điện áp tựa dạng răng cưa, khâu so sánh và cả việc tạo ra dạng xung điều khiển với độ rộng thích hợp, sẵn sàng đưa ra để điều khiển các tiristo trong mạch lực.

Nguyên lý hoạt động của TCA785 được thể hiện qua đồ thị dạng xung trên các chân như được minh hoạ trên hình 7.26.

Điện áp đồng bộ được đưa tới chân số 5 qua một điện trở có giá trị lớn đưa đến khâu xác định điểm điện áp nguồn qua không (Zero Detector), đầu ra của nó đưa tín hiệu đến thanh ghi đồng bộ (Synchron. Register) để xác định các nửa chu kỳ của điện áp lưới. Thanh ghi đồng bộ cũng điều khiển mạch nạp tụ C_{10} bằng dòng không đổi, xác định bởi điện trở R_9 , tạo ra răng cưa ở mỗi nửa chu kỳ của điện áp đồng bộ. Điện áp điều khiển đưa vào ở chân 11, V_{11} , so sánh với răng cưa tại khâu so sánh (Control Comparator),

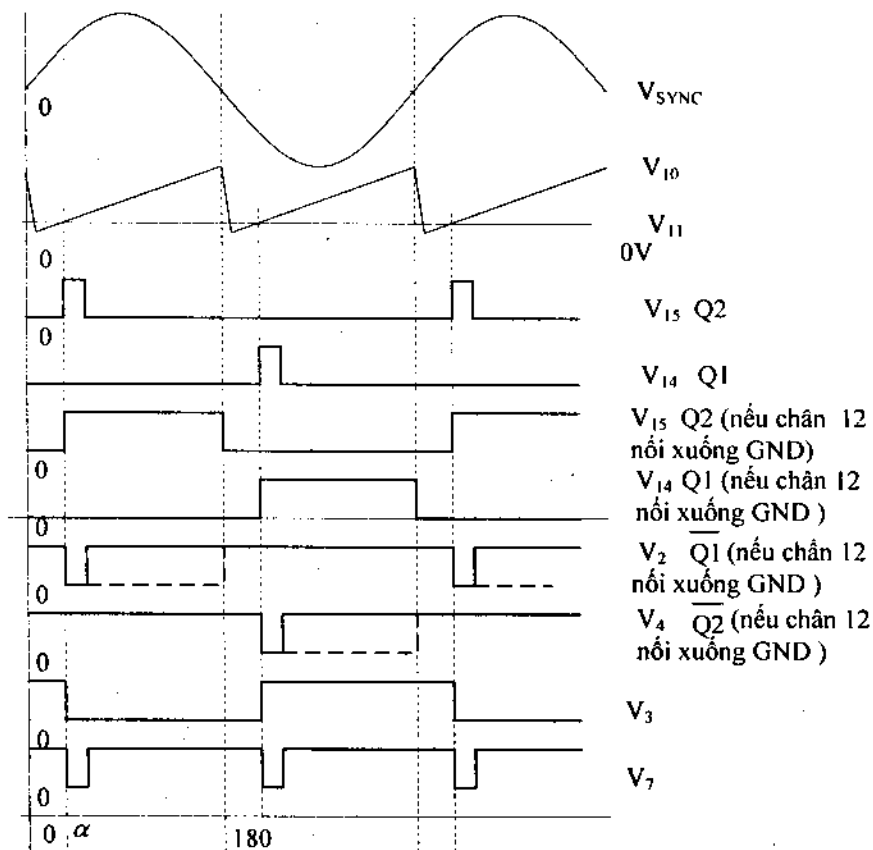


Hình 7.25. Sơ đồ cấu trúc của TCA785.

thời điểm hai giá trị này bằng nhau xác định góc điều khiển α được đưa đến khâu logic để xử lý tạo độ rộng xung. Góc α thay đổi được từ 0° đến 180° tùy thuộc giá trị của V_{11} so với biên độ của răng cưa, về giá trị bằng $V_S - 2V$.

Với mỗi nửa chu kỳ, tại góc điều khiển α , xuất hiện hai xung có độ rộng khoảng $30\mu s$ tại hai đầu ra Q1 và Q2. Độ rộng này có thể làm rộng ra tới 180° bằng tụ C_{12} . Nếu chân 12 nối đất, xung điều khiển sẽ kéo dài từ α đến 180° . Tín hiệu U ở chân 3 có độ rộng $\alpha + 180^\circ$ có thể được dùng vào các mục đích khác. Tương tự như vậy là tín hiệu Z ở chân 7 có giá trị bằng NOR giữa Q1 và Q2. Dùng chân 13 có thể nhận được tín hiệu điều khiển

kiểu xung rộng ($180^\circ - \alpha$). Tín hiệu cấm ở chân 6 sẽ xoá bỏ tín hiệu ra Q1, Q2 và $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.



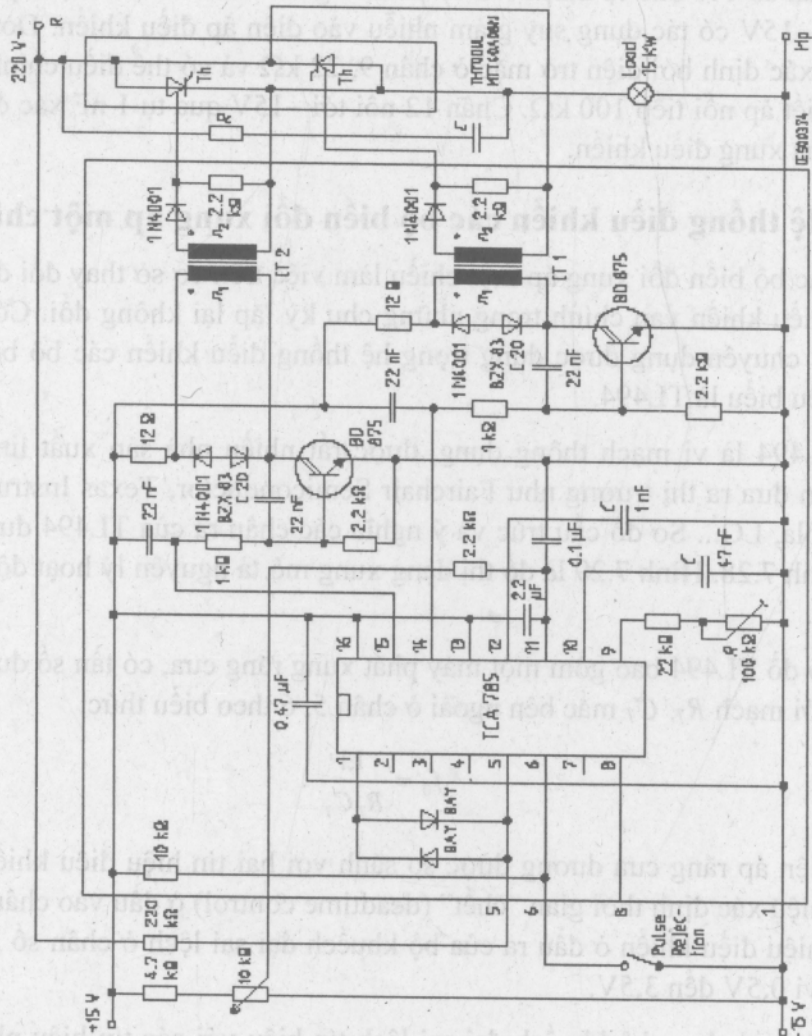
Hình 7.26. Đồ thị dạng xung của TCA785.

Các phần tử thêm vào ở mạch ngoài có thể được tính toán như sau:

- Tụ xả của C_{I0} : $\min 500 \text{ pF}$, $\max 1 \mu\text{F}$.
- Dòng vào của tín hiệu đồng bộ chân 5: $I_{5, \max} < 200 \mu\text{A}$.
- Thời điểm phát xung: $t_{Tr} = \frac{V_{I1} R_9 C_{I0}}{V_{REF} K}$.
- Dòng nạp tụ: $I_{I0} = \frac{V_{REF} K}{R_9}$.
- Điện áp xả của (với $K = 1,1 \pm 20\%$):

$$V_{I0} = \frac{V_{REF} K t}{R_9 C_{I0}}, \quad V_{I0, \max} = V_S - 2.$$

Hình 7.27 cho ví dụ về một ứng dụng của TCA785 để điều khiển một sơ đồ bộ biến đổi xung áp xoay chiều một pha công suất lớn. Từ ví dụ này có thể dễ dàng phát triển cho các sơ đồ điều áp ba pha hoặc các bộ chỉnh lưu có điều khiển công suất bất kỳ.



Hình 7.27. Dùng TCA785 điều khiển cặp tiristo song song ngược trong bộ điều áp xoay chiều công suất lớn.

Trên sơ đồ hình 7.27 tín hiệu ra điều khiển Q1, Q2 được lấy ra từ các chân 14, 15 đưa đến mạch khuếch đại công suất xung dùng hai tranzito

BD875, truyền đến cực điều khiển của các tiristo qua các biến áp xung cách ly IT1, IT2. Phương pháp tính toán các mạch khuếch đại xung này sẽ được đề cập đến ở phần sau. Điện áp điều khiển góc mở của van được lấy từ phân áp giữa nguồn +15V và -15V qua chiết áp 10k Ω , qua điện trở 2,2 k Ω đưa vào chân số 11. Các tụ 2,2 μ F và 0,1 μ F nối giữa chân 11 với điện áp nguồn +15V, -15V có tác dụng suy giảm nhiễu vào điện áp điều khiển. Dòng nạp cho tụ xác định bởi điện trở mắc ở chân 9, 22 k Ω và có thể điều chỉnh được nhờ chiết áp nối tiếp 100 k Ω . Chân 12 nối tới -15V qua tụ 1 nF xác định độ rộng của xung điều khiển.

7.4. Hệ thống điều khiển các bộ biến đổi xung áp một chiều

Các bộ biến đổi xung áp một chiều làm việc trên cơ sở thay đổi độ rộng xung điều khiển van chính trong những chu kỳ lặp lại không đổi. Có nhiều loại IC chuyên dụng được dùng trong hệ thống điều khiển các bộ biến đổi này, tiêu biểu là TL494.

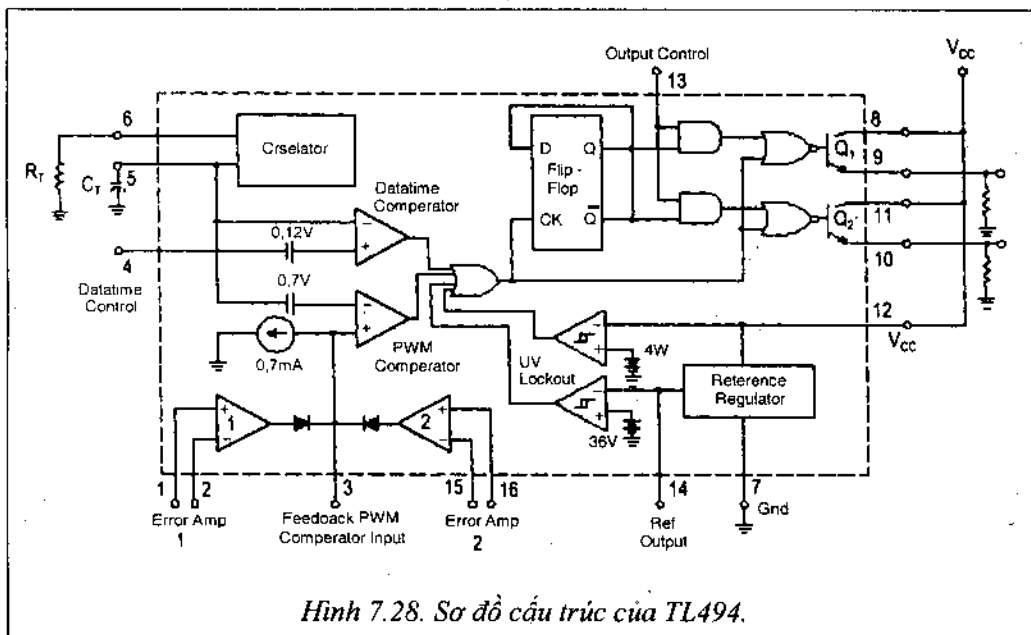
TL494 là vi mạch thông dụng, được rất nhiều nhà sản xuất linh kiện bán dẫn đưa ra thị trường như Fairchair Semiconductor, Texas Instruments, Motorola, LG... Sơ đồ cấu trúc và ý nghĩa các chân ra của TL494 được cho trên hình 7.28. Hình 7.29 là đồ thị dạng xung mô tả nguyên lý hoạt động của TL494.

Sơ đồ TL494 bao gồm một máy phát xung răng cưa, có tần số được xác định bởi mạch R_T , C_T mắc bên ngoài ở chân 5, 6 theo biểu thức:

$$f_0 = \frac{1,1}{R_T C_T}.$$

Điện áp răng cưa dương được so sánh với hai tín hiệu điều khiển, một là tín hiệu xác định thời gian “chết” (deadtime control) ở đầu vào chân 4, hai là tín hiệu điều khiển ở đầu ra của bộ khuếch đại sai lệch ở chân số 3 trong phạm vi 0,5V đến 3,5V.

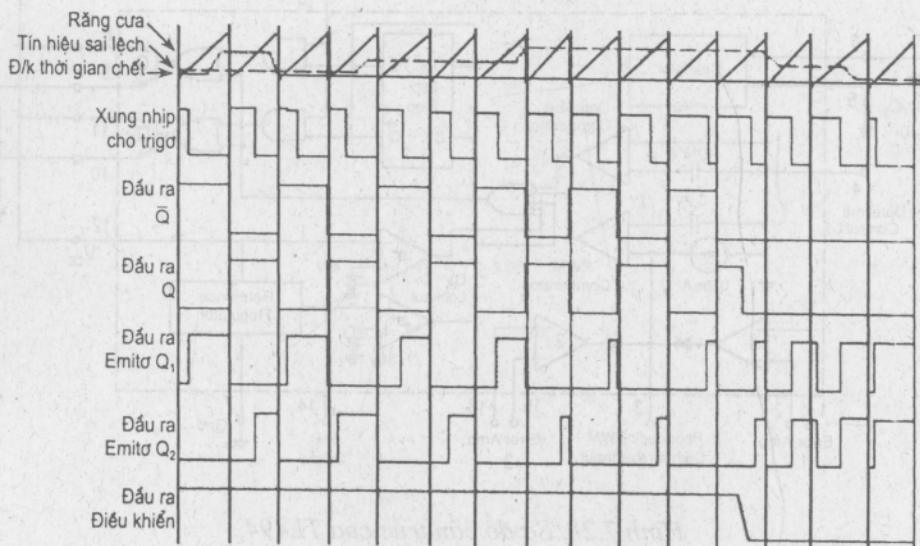
Cách sử dụng bộ khuếch đại sai lệch tín hiệu với các tín hiệu phản hồi có cực tính khác nhau được cho trên hình 7.30. Tín hiệu xác định thời gian “chết”, hay là thời gian tối thiểu để khoá Q1 trước khi mở Q2, đảm bảo an toàn trong quá trình làm việc và thực hiện khởi động “mềm” được thể hiện trên hình 7.31.



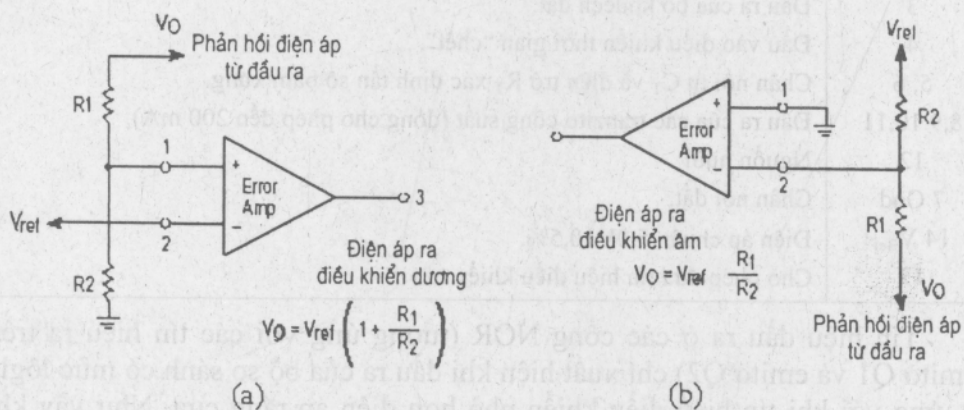
Hình 7.28. Sơ đồ cấu trúc của TL494.

Chân	Ý nghĩa
1, 2	Đầu vào (-, +) của bộ khuếch đại 1
15, 16	Đầu vào (-, +) của bộ khuếch đại 2
3	Đầu ra của bộ khuếch đại.
4	Đầu vào điều khiển thời gian "chết".
5, 6	Chân nối tụ C_T và điện trở R_T xác định tần số băm xung.
8, 9, 10, 11	Đầu ra của các tranzito công suất (dòng cho phép đến 200 mA).
12	Nguồn nuôi
7 Gnd	Chân nối đất.
14 V_{Ref}	Điện áp chuẩn $5,0V \pm 0,5\%$.
13	Cho phép đưa tín hiệu điều khiển ra.

Tín hiệu đầu ra ở các cổng NOR (tương ứng với các tín hiệu ra trên emitor Q1 và emitor Q2) chỉ xuất hiện khi đầu ra của bộ so sánh có mức logic 0, ứng với khi tín hiệu điều khiển nhỏ hơn điện áp răng cưa. Như vậy khi điện áp điều khiển ở chân số 3 càng lớn, độ rộng của xung ra càng nhỏ. Độ rộng xung ra nhỏ nhất xác định bởi tín hiệu điều khiển thời gian "chết". Đầu vào của hai bộ khuếch đại sai lệch có thể thay đổi trong phạm vi $-0,3V$ đến $V_{CC}-2V$, đầu ra của chúng nối theo kiểu mạch hoặc analog (OR), phù hợp với các yêu cầu tác động điều khiển riêng rẽ. Đầu ra của các bộ khuếch đại sai lệch được đưa ra ngoài nên có thể nối các phần tử phản hồi với đầu vào để tạo ra các bộ điều chỉnh khác nhau, tùy theo yêu cầu.

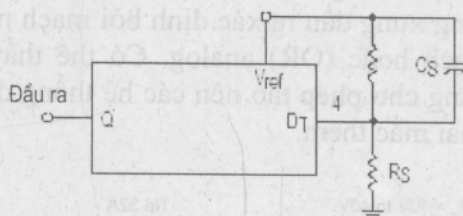


Hình 7.29. Đồ thị điện áp của các phần tử của TL494.



Hình 7.30. Cách sử dụng mạch khuếch đại sai lệch.

(a) Với điện áp phản hồi dương; (b) Với điện áp phản hồi âm.

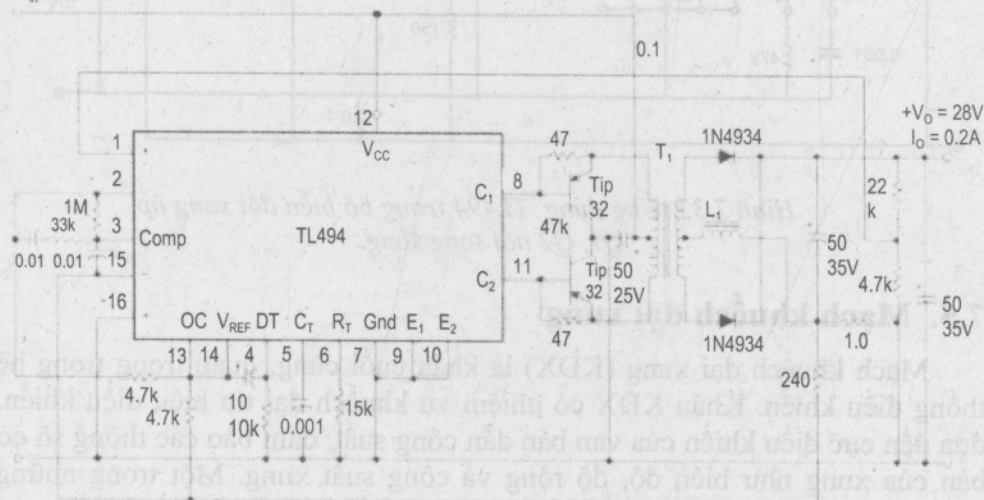


Mach khởi đông mềm

Độ rộng xung
ra tương đối %
trên mỗi đầu ra $\approx 45 - \left(\frac{30}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \right)$

Hình 7.31. Mạch tạo thời gian chết và mạch khởi động mềm.

Các tín hiệu điều khiển đầu ra có thể lấy trên một transistor Q1 hoặc Q2 nếu yêu cầu điều khiển chỉ là đến 50%. Nếu nối song song Q1, Q2 thì điều khiển được đến 100%, khi đó cần nối tín hiệu đầu ra ở chân 13 xuống đất.

 $+V_{in} = 8.0V \text{ to } 40V$ 

Hình 7.32. Sơ đồ ứng dụng TL494, trong đó Q1, Q2 nổi riêng rẽ.

Ví dụ ứng dụng TL494 và cách nối các phần tử bên ngoài trong các bộ nguồn ổn áp dải rộng theo phương pháp điều chỉnh độ rộng xung, cho trên các hình 7.32, 7.33. Đây là các bộ nguồn công suất lớn với hiệu suất cao. Lưu ý rằng, trong cả hai sơ đồ, cả hai bộ khuếch đại sai lệch đều được sử dụng, một cho bộ điều chỉnh giữ ổn định điện áp đầu ra, hai cho mạch bảo

The circuit diagram shows a TL494 configured as a current source. The TL494 is a monolithic integrated circuit with 16 pins. The power supply is $V_{in} = 10V$ to $40V$. The output voltage is $V_o = 5.0V$ and the output current is $I_o = 1.0A$. The TL494 is connected to a 12V supply. The feedback network consists of a 47k resistor and a 0.1μF capacitor. The output is connected to a 1.0mH inductor and a 5.1k resistor. The load is a 50V source with a 10V drop. The output current I_o is 1.0A.

7.5. Mạch khuếch đại xung

7.5.1. Biến áp xung (BAX)

214

BAX có thể được sử dụng để truyền các tín hiệu điều khiển dạng chữ nhật nhưng cũng có thể dùng như máy biến áp công suất trong các bộ biến đổi xung áp DC-DC và trong các bộ nghịch lưu DC-AC. Tần số làm việc của BAX có thể từ vài trăm Hz đến hàng trăm kHz.

Việc tính toán BAX xuất phát từ mạch điện tương đương cho trên hình 7.34. Trên mạch điện tương đương bỏ qua

điện trở của dây cuộn vì BAX thường có số vòng dây rất nhỏ ($w \leq 100$ vòng). Trên hình 7.34 dùng các ký hiệu sau:

r : điện trở trong của nguồn điện áp;

E : nguồn điện áp xung chữ nhật;

$n = w_2/w_1$: tỷ số máy biến áp;

$R' = R/n^2$: điện trở tải tương đương;

$i_2' = ni_2$: dòng tải tương đương;

$u' = u/n$: điện áp tương đương trên tải;

$L_\mu = (\mu_0 \cdot w_1^2 \cdot S)/l$: điện cảm từ hoá BAX;

$\mu_a = \mu_0 \mu_r$: độ từ thẩm tuyệt đối;

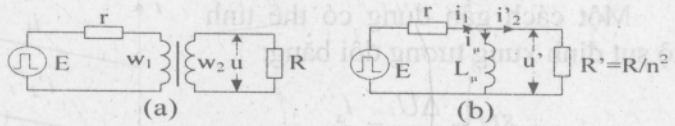
$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$: hằng số;

S, l : tiết diện và chiều dài trung bình mạch từ (xem hình 7.35).

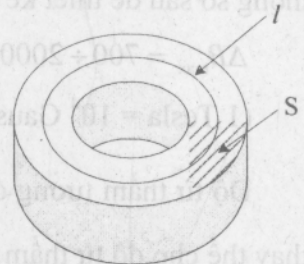
Theo sơ đồ tương đương hình 7.34.b khi điện áp E có dạng xung chữ nhật với biên độ E và độ rộng t_x , có thể coi gần đúng dòng tự hoá i_μ thay đổi tuyến tính, do đó cảm ứng từ trong lõi BAX sẽ thay đổi một lượng:

$$\Delta B = \frac{E \cdot t_x}{w_1 \cdot S}.$$

Nếu L_μ đủ lớn có thể coi dòng từ hoá i_μ là không đáng kể và toàn bộ dòng lấy từ nguồn i_1 sẽ gần bằng dòng tải i_2' . Điều này nghĩa là điện áp trên tải u' sẽ lặp lại hoàn toàn dạng của điện áp nguồn E , có dạng chữ nhật. Trong thực tế do ảnh hưởng của dòng từ hoá và nội trở r của nguồn điện áp



Hình 7.34. Sơ đồ biến đổi tương đương BAX. (a) BAX; (b) Mạch điện tương đương.



Hình 7.35. Mạch từ BAX.

trên tải bị suy giảm ở cuối thời gian t_x một lượng ΔU , gọi là độ sụt đỉnh xung, như được biểu diễn trên đồ thị hình 7.36.

Một cách gần đúng có thể tính độ sụt đỉnh xung tương đối bằng:

$$\delta U = \frac{\Delta U}{U} = \frac{t_x}{\tau_\mu},$$

trong đó $\tau_\mu = L_\mu / R_l$, $R_l = r/R'$.

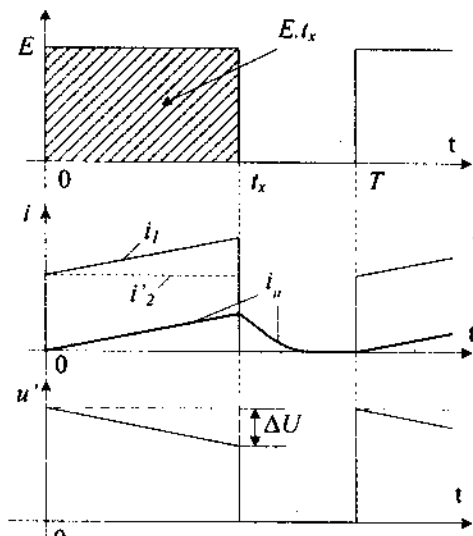
Vật liệu chế tạo BAX thường là ferit hoặc thép cán nguội (pec-ma-loi). Đối với ferit có thể sử dụng các thông số sau để thiết kế BAX:

$$\Delta B_{\max} = 700 \div 2000 \text{ Gauss}$$

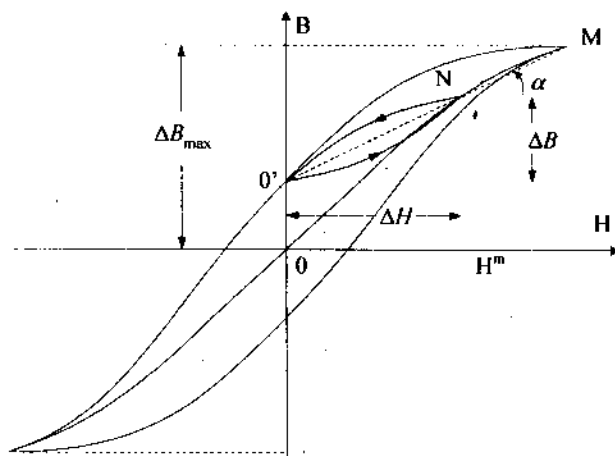
(1 Tesla = 10^4 Gauss).

Độ từ thẩm tương đương lấy bằng $\mu_\Delta = \tan \alpha = \frac{\Delta B}{\Delta H} = 1500 \text{ H/m}$. μ_Δ sẽ thay thế cho độ từ thẩm tuyệt đối μ_0 . Các tính toán chính xác hơn sẽ phải có được các thông số liên quan đến vật liệu do nhà sản xuất cung cấp.

Ý nghĩa của $\Delta B_{\max}$ và μ_Δ được giải thích trên đường cong từ hoá lõi biến áp, cho trên hình 7.37. Hình 7.37 thể hiện đặc tính làm việc của mạch từ BAX trong chế độ xác lập. Theo đó các xung điện áp với diện tích $E.t_x$ lặp lại sẽ làm cho điểm



Hình 7.36. Dạng điện áp, dòng điện qua BAX.

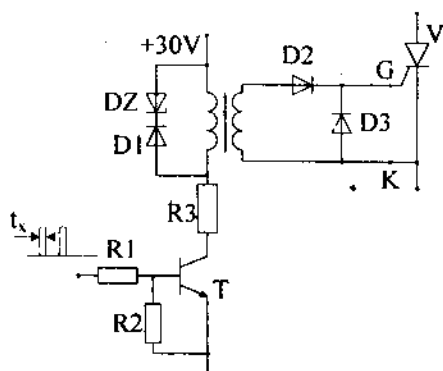


Hình 7.37. Đường cong từ hoá mạch từ BAX.

làm việc trên đường cong từ hoá di chuyển giữa điểm 0' và điểm N trên đường đặc tính từ trễ, tương ứng với cảm ứng từ thay đổi một lượng ΔB , theo hình chiếc lá nhỏ được tô đậm. Có thể thấy rằng nếu nguồn điện áp đầu vào là các xung vuông đối xứng, xoay chiều $\pm E$ thì có thể chọn $\Delta B_{\max}$ lớn hơn.

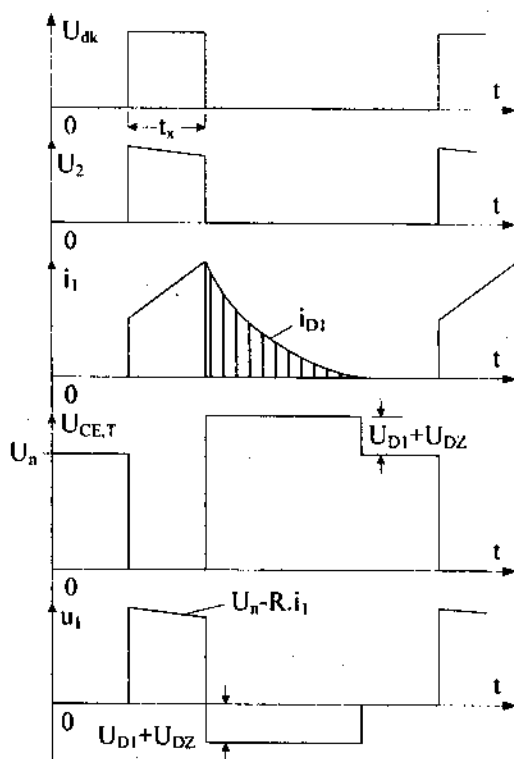
Trong thực tế các BAX công suất nhỏ dùng trong các mạch điều khiển được chế tạo sẵn. Ví dụ như loại IT của Schaffner được dùng rất phổ biến. Các thông số của IT được cho trong phụ lục 2 của sách này. Thông số quan trọng để chọn IT là dòng điện và diện tích của xung điều khiển $E.t_x$ [V. μ S].

7.5.2. Mạch khuếch đại xung điều khiển tiristo dùng BAX



Hình 7.38. Sơ đồ KĐX điều khiển tiristo dùng BAX.

Sơ đồ tiêu biểu mạch KĐX điều khiển tiristo cho trên hình 7.38. Sơ đồ gồm một khoá tranzito T được điều khiển mở bởi xung có độ rộng t_x . Khi T mở bão hoà gần như toàn bộ điện áp nguồn đặt lên cuộn sơ cấp của BAX. Điện áp cảm ứng bên phía thứ cấp có cực tính tương ứng mở điốt D2, đưa dòng điều khiển vào giữa cực điều khiển G và catốt K của tiristo. Điốt D3 có tác dụng làm giảm điện áp ngược đặt lên tiếp giáp G-K khi tiristo bị phân cực ngược, catốt dương hơn anốt, đảm bảo an toàn cho tiristo.



Hình 7.39. Dạng điện áp, dòng điện của các phần tử trên sơ đồ hình 7.38.

Khi tranzito T khoá lại, dòng collector - emitter của nó sẽ về bằng 0. Do năng lượng tích lũy trong cuộn sơ cấp dòng điện không thể tắt đột ngột được. S.d.đ tự cảm trong cuộn sơ cấp khi đó sẽ đảo chiều theo hướng muốn duy trì dòng i_l , nghĩa là cực tính s.d.đ có dấu (-) ở phía trên và (+) ở phía dưới. S.d.đ này tỷ lệ với tốc độ thay đổi của dòng di_l/dt nên có thể có giá trị rất lớn. Khi đó điôt D1 và điôt ổn áp DZ sẽ mở ra tạo đường khép kín cho dòng i_l . Dòng điện sẽ bị suy giảm về 0 do tiêu tán công suất trên điện trở thuần dây cuộn và chủ yếu do sụt áp trên các điôt D1, DZ. Nhờ đó điện áp trên collector - emitter của T được giữ ở mức $U_n + (\Delta U_{D1} + U_{DZ})$. Hình 7.39 mô tả dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử của sơ đồ.

Điện trở R3 mắc nối tiếp với collector của T có tác dụng hạn chế dòng từ hoá BAX, được tính chọn để dòng không bao giờ vượt quá dòng lớn nhất cho phép.

Ví dụ 7.4 Tính chọn mạch KĐX cho một tiristo với yêu cầu: $I_G = 0,2 A$; $U_{GK} = 5 V$; $t_x = 100 \mu s$.

Diện tích xung điều khiển yêu cầu $E.t_x (V.\mu s) = 5.100 = 500$. Với dòng yêu cầu $I_G = 0,2 A$, theo bảng 7.1, phụ lục 1, chọn BAX loại IT235. IT235 gồm hai cuộn dây, tỷ số máy biến áp 1:1, điện cảm $L_p = 3 mH$.

Dòng sơ cấp $I_l = I_G + I_{\mu}$

Dòng từ hoá có dạng tuyến tính: $i_{\mu} = (U_l.t)/L_p$. Vậy $I_{\mu,max} = (U_l.t_x)/L_p$.

Ta phải có $U_l = U_{GK} + \Delta U_D = 5V + 1V = 6V$.

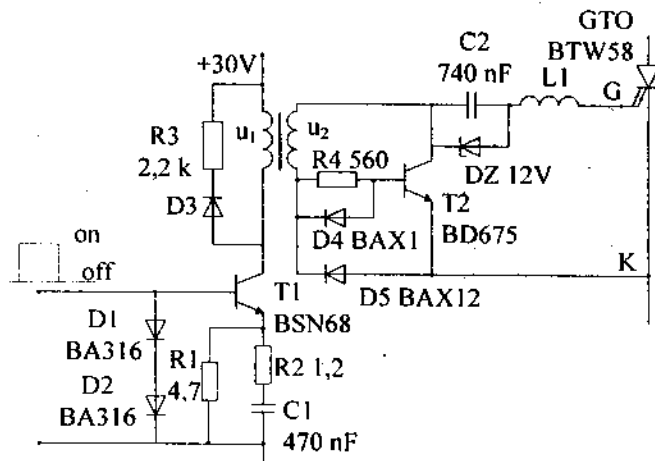
$$I_{\mu,max} = (6.100.10^{-6})/(3.10^{-3}) = 200.10^{-3} = 0,2 (A).$$

Vậy $I_{l,max} = 0,2 + 0,2 = 0,4 (A)$.

Nếu $U_n = 30 V$ phải chọn điện trở hạn chế $R = (30 - U_l)/I_{l,max} = (30 - 6)/0,4 = 60 (\Omega)$. Tranzito T phải chọn loại có dòng $I_{C,max} > 0,4 A$ và hệ số khuếch đại dòng điện $\beta = 100$. Khi đó dòng bazơ yêu cầu là 4 mA, phù hợp với đầu ra của đa số các IC. Nếu chọn $U_{DZ} = 12V$, khi đó $U_{CE,max} = 30 + 12 + 1 = 43 (V)$.

7.5.3. Mạch KĐX cho GTO

Để điều khiển mở GTO xung dòng mở đi vào cực điều khiển có dạng giống như xung mở tiristo nhưng khi khoá cần có dòng đi ra khỏi cực điều khiển với biên độ rất lớn, cỡ 20% dòng lớn nhất chạy qua GTO.



Hình 7.40. Mạch KĐX cho GTO.

Sơ đồ một mạch KĐX cho GTO cho trên hình 7.40, dạng dòng điện, điện áp cho trên hình 7.41. Điểm đặc biệt ở đây là tranzito T1 phía sơ cấp BAX làm việc trong chế độ nguồn dòng. Tín hiệu mở GTO rộng trong khoảng $t_1 - t_2$. Do D1, D2 mắc nối tiếp trên đầu vào của T1 nên điện áp bazơ được giữ không đổi, khoảng 2V, do đó điện áp trên R1 cũng không đổi. $U_{R1} = 2V - U_{BE,T1} = 2V - 0,6V = 1,4V$. Khi T1 mở tại thời điểm t_1 , dòng qua T1 lúc đầu bằng $U_{R1}/R2 = 1,4/1,2 = 1,17(A)$. Khi tụ C1 nạp đầy, dòng qua T1 bằng $I_{T1} = I_{R1} = 1,4/4,7 = 0,3(A)$, giữ không đổi trong khoảng $t_2 - t_1$.

Bên phía thứ cấp, trong khoảng $t_2 - t_1$ dòng điện đi vào cực điều khiển. Dòng I_G^+ cũng không đổi và chạy từ cuộn thứ cấp BAX, nạp điện cho tụ C2 tới ngưỡng của diôt ổn áp DZ mắc song song với C2, vào cực G, catôt, qua diôt D5, về đầu kia cuộn thứ cấp.

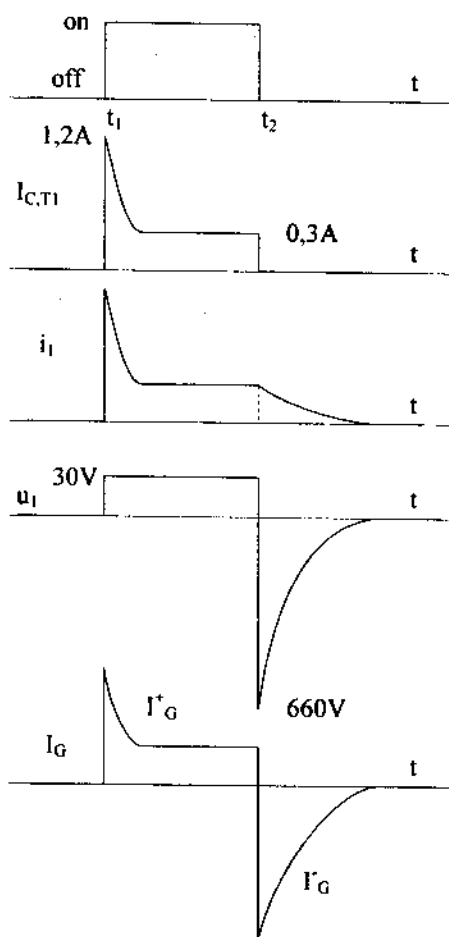
Khi có tín hiệu khoá GTO, điện áp đầu vào bazơ của T1 bằng 0. T1 khoá lại. Dòng điện sơ cấp BAX chạy vòng qua D3, R3, đồng thời s.d.đ cảm ứng trên các cuộn dây đổi cực tính. Giá trị điện áp ban đầu u_1 bằng $u_1 = i_1.R3 = 0,3.2,2.10^3 = 660(V)$, sau đó giảm dần theo hàm mũ. Điện áp $u_2 = u_1/2 = 330V$, có cực tính như được đánh dấu trên sơ đồ. Cực tính u_2 tạo dòng mở cho T2 với $I_{B2} = 330/560 = 0,6(A)$. Tụ C2 sẽ phóng điện qua T2, catôt và cực điều khiển của GTO, tạo nên dòng khoá I_G^- , có giá trị rất lớn vì là dòng phóng của tụ qua một mạch gần như ngắn mạch.

Diôt DZ ngăn cản tụ C2 nạp điện theo chiều ngược lại. Điện cảm nhỏ L1 2,2 μH mắc nối tiếp với cực G làm chậm lại tốc độ tăng dòng cực điều khiển, tránh được các dao động ký sinh

7.5.4. MOSFET và IGBT driver

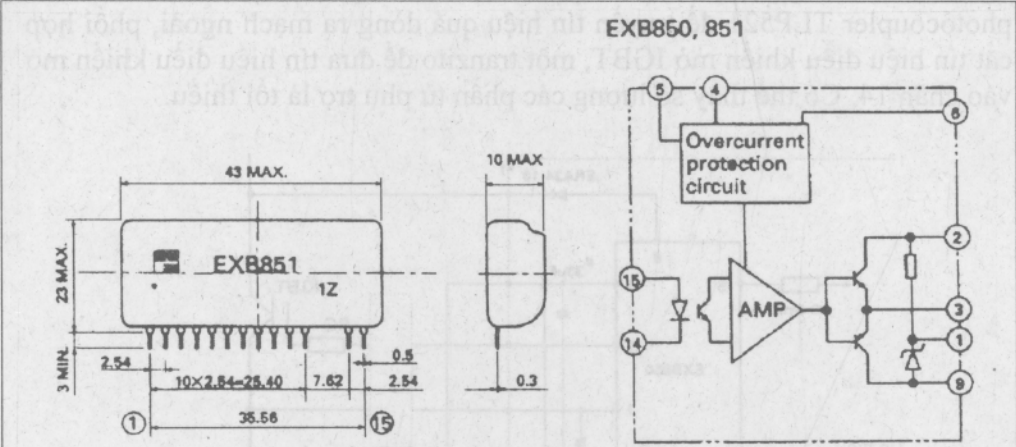
Như đã trình bày ở chương 1, IGBT và MOSFET là các phần tử bán dẫn với các tính năng ưu việt như khả năng đóng cắt nhanh, công suất điều khiển cực nhỏ, là những phần tử sẽ thay thế các tranzito công suất thông thường. Điều khiển khoá, mở các phần tử này có những yêu cầu đặc biệt. Những khó khăn trong điều khiển IGBT và MOSFET chủ yếu là tạo được các xung điều khiển với sườn xung dựng đứng, thời gian tạo sườn xung chỉ cỡ $0,1\mu s$ hoặc nhỏ hơn. Các tụ điện ký sinh giữa cực điều khiển G với cực gốc S (hoặc E ở IGBT), giữa cực G với cực máng D (hoặc collector C), cản trở tốc độ thay đổi của tín hiệu điều khiển. Đã có nhiều vi mạch chuyên dụng, phục vụ cho khâu tạo xung điều khiển cuối cùng này, gọi là các driver.

Về nguyên tắc các driver cho MOSFET và IGBT là giống nhau vì các phần tử này có cấu trúc bán dẫn được điều khiển giống nhau. Tuy nhiên trong khi MOSFET có thể điều khiển khoá lại dễ dàng nhờ đưa tín hiệu điều khiển giữa G và S về mức 0V thì ở IGBT thời gian khoá bị kéo dài hơn do cấu trúc bán dẫn giống như tranzito thường. Ngoài ra việc khoá IGBT không thể chủ động như ở MOSFET, khi quá tải IGBT có thể ra khỏi chế độ bão hoà, tổn hao công suất trên phần tử có thể tăng vọt, phá hỏng phần tử. Chính vì vậy driver cho IGBT thường là các mạch lai (hybrid), trong đó kết hợp một driver giống như ở MOSFET với các mạch bảo vệ chống quá tải khác. Các driver cho IGBT trong công nghiệp có thể là những mạch ghép rất phức tạp nhằm đảm bảo an toàn cho van bán dẫn trong mọi chế độ làm việc. Phần này sẽ giới thiệu driver cho IGBT của hãng Fuji, một trong những mạch có kết cấu gọn nhẹ, có tính năng tốt, giá thành thấp.



Hình 7.41 Dạng dòng điện, điện áp của mạch KĐX cho GTO.

Hình 7.42 thể hiện sơ đồ chức năng của mạch IGBT driver EXB 850 hoặc 851 của Fuji. EXB850 chỉ cần một nguồn nuôi cách ly 20V duy nhất. Sơ đồ cho phép cách ly tín hiệu điều khiển với mạch lực bằng photocoupler. Từ tín hiệu điều khiển ở đầu vào qua photodiode EXB850 tạo ra tín hiệu điều khiển mở IGBT +15V và tín hiệu khoá ở mức -5V. Mạch bảo vệ quá tải cho IGBT bằng cách theo dõi điện áp giữa collector và emitter trong thời gian có tín hiệu mở, nếu điện áp này lớn hơn 5 đến 7V mạch sẽ tự động phát tín hiệu quá tải và thực hiện khoá IGBT lại với thời gian khoá được kéo dài ra gấp 10 lần (tới 10μs). Như vậy IGBT sẽ khoá lại qua vùng tuyến tính, dòng tải không bị ngắt đột ngột, tránh được xung quá điện áp đánh thủng van. Chức năng bảo vệ này gọi là desaturation, nghĩa là khoá qua vùng không bão hoà.



Hình 7.42. Kích thước và sơ đồ chức năng của EXB850, 851.

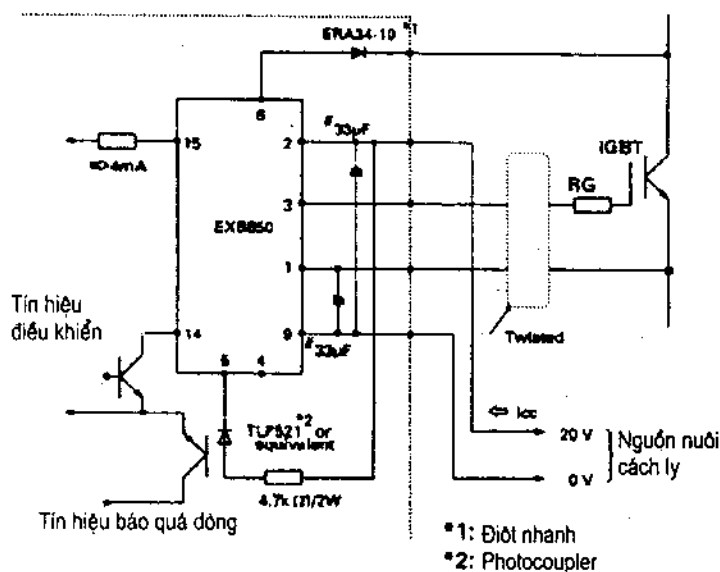
Các chân ra của EXB850, 851.

- | | |
|----------------------------------|--|
| 1 Nối với cực E IGBT | 6 Nối với diode theo dõi điện áp trên collector của IGBT |
| 2 Nguồn nuôi +20V | 7, 8 Không dùng |
| 3 Nối với cực G của IGBT | 9 Nguồn nuôi (0V) |
| 4 Nối với tụ lọc cho mạch bảo vệ | 10, 11 Không dùng |
| 5 Đầu ra của tín hiệu bảo vệ | 14, 15 Đầu vào tín hiệu điều khiển. |

EXB850 có thể dùng để điều khiển các IGBT 600V, 150A hoặc 1200V, 75A. Điện trở RG nối tiếp với cực điều khiển phải được xác định qua dòng điện của IGBT như sau:

IGBT rating	600 V	10 A	16 A	30 A	50 A	75 A	100 A	150 A
	1200 V	—	8 A	15 A	25 A	—	50 A	75 A
RG	250 Ω		150 Ω	82 Ω	50 Ω	33 Ω	25 Ω	15 Ω
I _{cc}	5 kHz	24 mA				24 mA	26 mA	
	10 kHz					25 mA		
	15 kHz	26 mA				27 mA	32 mA	

Hình 7.43 là sơ đồ ghép nối mạch EXB850 với IGBT trong mạch lực. Trên sơ đồ, ngoài mạch lai EXB850, các phần tử phụ phải thêm vào là hai tụ $33\mu\text{F}$ có tác dụng lọc nhiễu nguồn, diốt tác động nhanh ERA34-10 (điện áp ngược chịu đựng $>1500\text{V}$) để lấy tín hiệu điện áp trên collector của IGBT, photocoupler TLP521 để truyền tín hiệu quá dòng ra mạch ngoài, phối hợp cắt tín hiệu điều khiển mở IGBT, một tranzito để đưa tín hiệu điều khiển mở vào chân 14. Có thể thấy số lượng các phần tử phụ trợ là tối thiểu.



Hình 7.43. Sơ đồ ghép nối EXB850 với IGBT

PHỤ LỤC 1

Thông số kỹ thuật một số loại van bán dẫn

Bảng B.1. Tiristo 25A đến 285A

Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ	I_t (rms) (A)	I_g (mA)	V_g (V)	V_{dm} (V)	T_c (°C)	Trung bình I_v (A)	dV/dt (V/ μ s)
25TTS08	IR	TO220	25	45	2.00	800	90	16	500
25TTS12	IR	TO220	25	45	2.00	1200	90	16	500
16RIA120	IR	TO208	35	60	2.00	1200	85	16	300
22RIA120	IR	TO288	35	60	2.00	1200	85	22	300
NO18RH05	WEST	Stud 1/4 20	40	100	3.00	500	85	21	200
BTW69-800	STM	TOP3	50	80	1.50	800	70	32	500
SKT24/12T	SEMI	STUD M6	50	100	3.00	600	94	24	1000
40TPS08	IR	TO247	55	150	2.50	800	79	35	500
40TPS12	IR	TO247	55	150	2.50	1200	79	35	500
5ORIA120	IR	TO-65 (1/4)	80	100	2.50	1200	94	50	500
5ORIA80	IR	Stud 1/4 28	80	100	2.50	800	94	50	500
NO44RH05	WEST	Stud 1/4 20	100	100	3.00	500	85	45	200
NO60RH12	WEST	Stud 1/4 20	100	100	3.00	1200	85	63	200
82RIA120	IR	Stud 1/2-20	125	120	2.50	1200	85	80	500
80RIA120	IR	TO94	125	120	2.50	1200	85	80	500
NO86RH06	WEST	Stud 1/2"2	175	150	3.00	600	85	85	200
NO86RH12	WEST	Stud 1/2 20	175	150	3.00	1200	85	85	200
180RKI80	IR	TO93	285	150	2.50	800	80	180	500

Bảng B.2. Triac vỏ cách ly

(lưu ý các giá trị dòng điều khiển khác nhau ở các góc phần tư I, II, III, IV)

Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ	I_t (rms) (A)	V_{dm} (V)	V_g (V)	I_{tsm} (A)	$I_{G I+}$ (1) (mA)	$I_{G I-}$ (2) (mA)	$I_{G III-}$ (3) (mA)	$I_{G II+}$ (4) (mA)
BT136X-600D	PS	SOT186	4.00	600	1.50	25	50.00	50.00	50.00	10.00
BT137X-600D	PS	SOT186	8.00	600	1.50	65	50.00	50.00	50.00	10.00
BT138F-600	PS	SOT186	12.00	600	1.50	90	35.00	35.00	35.00	70.00
BT139F-600	PS	SOT186	16.00	600	1.50	140	35.00	35.00	35.00	70.00
BT139X-600E	PS	SOT186	16.00	600	1.50	140	50.00	50.00	50.00	10.00

Bảng B.3. MOSFET điện áp cao

Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ	Kênh dẫn	I _d max (A)	RDS max (Ohm)	P _d Max (W)	VDS max (V)	gfs min (S)
IRF840	IR	TO220 (G)	N	8.00	0.85	125	500	4.90
IRF740	IR	TO220 (G)	N	10.00	0.55	125	400	5.80
IRFP350	IR	TO247 (G)	N	16.00	0.30	190	400	10.00
IRFP450LC	IR	TO247 (G)	N	16.00	0.40	190	500	8.70
IRFP60LC	IR	TO247 (G)	N	16.00	0.40	280	600	11.00
IRFP460	IR	TO247 (G)	N	20.00	0.27	280	500	13.00
IRFP460LC	IR	TO247 (G)	N	20.00	0.27	280	500	12.00

Bảng B.4. IGBT 20 đến 200A và module đến 1200A

Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ	I _c max (A)	V _{ces} (V)	P _d (max) (W)	V _{ce} (sat) (V)	I _{ces} (μA)	Internal Diode
SGP20N60	INF	TO220 (A)	20	600	178	2.40	2500	No
BUK856-400IZ	PS	TO220 (A)	20	410	100	2.20	10	Yes
BUK856-800A	PS	TO220 (A)	24	800	85	3.50	1000	No
HGTG12N60C3D	ISIL	TO247 (B)	24	600	104	2.00	250	No
GT25J101	TOSH	TO3 (B)	25	600	150	4.00	1000	No
IRG4PH40U	IR	TO247 (B)	30	1200	180	3.00	250	No
IRG4PH40KD	IR	TO247 (B)	30	1200	180	3.40	250	Yes
IRG4PH40UD	IR	TO247	30	1200	160	3.5	250	Yes
SGL40N150DTU	FAIR	TO264 (B)	40	1500	200	5.00	250	Yes
IRG4PC40UD	IR	TO247 (B)	40	600	160	2.40	250	Yes
IRG4PC40U	IR	TO247 (B)	40	600	160	2.40	250	No
IRG4PH50KD	IR	TO247(B)	45	1200	200	3.50	250	Yes
IRG4PH50U	IR	TO247(B)	45	1200	200	3.70	250	No
GT50J101	TOSH	TO3 (B)	50	600	200	4.00	1000	No
SGL60N90DTU	FAIR	TO264 (B)	60	900	200	4.00	1000	Yes
IRG4PC40S	IR	TO247 (B)	60	600	160	1.50	250	No
HGTG30N60C3D	ISIL	TO247 (B)	63	600	208	1.80	250	Yes
IRG4PC50FD	IR	TO247 (A)	70	600	200	1.45	250	Yes
IRG4PC50F	IR	TO247 (A)	70	600	200	1.60	250	No
IXSH40N60	IXYS	TO3 (B)	75	600	300	2.50	50	No
GA200SA60U	IR	SOT227 ()	200	600	500	1.90	1000	No
Module IGBT								
CPV364M4K	IR	IMS2	24	600	63	2.3	250	Yes
SKM75GB123	SEMI	Module ()	75	1200	460	2.50	1000	1
GA100TS60U	IR	Module (S)	100	600	320	2.10	1000	Yes
GA100TS120U	IR	Module (S)	100	1200	520	2.90	1000	Yes
MG300Q1US51	TOSH	Module (R)	400	1200	2500	3.60	4000	Yes
MG100J2YS50	TOSH	Module (J)	600	100	450	2.70	1000	Yes
SKM50GB063D	SEMI	Module (T)	600	70	250	2.00	1500	1
MG50J2YS50	TOSH	Module (J)	600	50	280	2.70	1000	1
GA75TS120U	IR	Module (S)	1200	75	390	3.00	1000	1
SKM75GB123D	SEMI	Module(D)	1200	78	400	3.70	1	Yes
SKM40GD123D	SEMI	Module (C)	1200	40	200	3.70	1	1

PHỤ LỤC 2

Biến áp IT Schaffner các đặc tính kỹ thuật

Kiểu	Tỷ số biến áp	U_{eff} V	U_p kV	$V_{0.1}$ V, μ s	t_r μ s	L_p mH	L_{sr} μ H	R_p Ω	R_s Ω	C_k pF	Hình dạng	Cách nối dây	Khối lượng g
Dòng điều khiển 10 mA – 25 mA. Thời gian tạo sườn t_r với $R_L = 400 \Omega$													
IT 145	1:1	500	4	800	0,6	15	200	3	3	10	5	8	13
IT 143	1:1:1	500	4	800	0,6	15	200	3	3	120	5	9	14
IT 144	3:1:1	500	4	800	0,6	140	300	20	3	10	5	9	13
Dòng điều khiển 15 mA – 100 mA. Thời gian tạo sườn t_r với $R_L = 100 \Omega$													
IT 155	1:1	500	4	500	1	5	85	1	1	6	5	8	13
IT 245	1:1	750	4	500	1,2	8	100	1,4	1,4	10	3	3	6
IT 101	1:1:1	250	2,5	400	0,2	8	20	3,5	4	20	1	1	4
IT 153	1:1:1	500	4	600	1,4	9	120	1,4	1,4	10	5	9	14
IT 242	1:1:1	500	3,2	250	0,9	2,5	75	0,6	0,6	7	3	5	6
IT 243	1:1:1	500	3,2	250	1	2,5	85	0,7	0,7	7	3	4	6
IT 246	2:1	750	4	200	0,4	7	35	1,8	1	7	3	3	6
IT 247	2:1:1	500	3,2	200	0,7	7	55	1,8	1	7	3	3	6
IT 260	3:1	500	3,2	200	0,3	12	30	1,8	0,7	8	3	3	6
IT 154	3:1:1	500	4	600	1,3	75	180	7	2	9	5	9	14
IT 244	3:1:1	500	3,2	200	0,7	15	70	2,6	0,8	9	3	4	6
Dòng điều khiển 100 mA – 200 mA. Thời gian tạo sườn t_r với $R_L = 40 \Omega$													
IT 235	1:1	500	4	300	1,2	3	40	0,75	0,75	7	5	8	13
IT 237	1:1	500	2,5	1100	1	25	35	1,8	1,8	50	5	8	14
IT 238	1:1	1000	4	300	2,3	3	80	0,8	0,8	7	5	7	13
IT 239	1:1	1000	6	350	2,3	3	80	0,8	0,8	5	5	6	13
IT 255	1:1	750	4	250	1,1	2,2	40	0,7	0,7	8	3	3	6
IT 341	1:1	500	3,2	1300	0,3	9	10	0,3	0,3	123	8	14	45
IT 213	1:1:1	380	2,5	450	0,4	6,5	20	1,5	1,5	40	2	2	9
IT 223	1:1:1	500	2,5	500	2,4	7	90	1,2	1,2	5	6	11	13
IT 233	1:1:1	500	4	300	1,3	3	45	0,75	0,75	7	5	9	13
IT 253	1:1:1	500	3,2	180	1,3	1,1	45	0,5	0,5	6	3	4	6
IT 312	1:1:1	380	2,5	1200	1	21	35	2,7	2,7	30	7	13	24
IT 236	1:1:1	500	2,5	300	1,1	2	40	0,65	0,65	12	5	10	13
IT 246	2:1	750	3,2	350	1,8	17	80	1,5	1,5	9	3	3	6
IT 249	2:1:1	500	3,2	330	3,3	17	140	1,3	1,3	9	3	4	6
IT 234	3:1:1	500	4	300	1	17	40	0,6	0,6	9	5	9	9
Dòng điều khiển 250 mA – 1 A. Thời gian tạo sườn t_r với $R_L = 10 \Omega$													
IT 258	1:1	750	3,2	250	0,25	2,5	3	0,6	0,7	80	3	3	6
IT 311	1:1	380	2,5	1300	1,6	26	15	0,6	0,6	85	7	12	32
IT 313	1:1:1	380	2,3	450	0,6	3	6	0,32	0,37	27	7	13	24
IT 332	3:1	380	2,5	1200	1,2	200	60	6	0,5	65	7	12	33
IT 314	3:1:1	380	2,5	500	1	35	20	1,5	0,65	30	7	13	25
Dòng điều khiển 1 A – 3 A. Thời gian tạo sườn t_r với $R_L = 100 \Omega$													
IT 360	1:1	750	3,2	250	0,25	2,5	3	0,6	0,7	80	3	3	6
IT 361	1:1	380	2,5	1300	1,6	26	15	0,6	0,6	65	7	12	32
IT 362	1:1:1	380	2,3	250	0,6	3	6	0,32	0,37	27	7	13	24
IT 364	3:1	380	2,5	1200	1,2	200	60	6	0,5	65	7	12	33

Các ký hiệu trong bảng đặc tính kỹ thuật:

- $V_{0.1}$ - Điện tích đặc trưng cho độ rộng xung, bằng biến độ xung nhân với thời gian độ rộng xung.
- t_r - Thời gian tạo sườn trước xung đo được với điện trở tải R_L tới 70% giá trị biên độ xung.
- R_L - Điện trở tải phía thứ cấp.
- R_p - Điện trở dây cuộn sơ cấp.
- R_s - Điện trở dây cuộn thứ cấp.
- L_p - Điện cảm cuộn sơ cấp tại 1 kHz.
- L_{sr} - Điện cảm tản phía sơ cấp tại 10 kHz.
- C_k - Tự điện giữa cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp.
- U_{eff} - Giá trị điện áp lớn nhất cho phép (cách điện giữa cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp).
- U_p - Điện áp thử cho phép lớn nhất.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Nguyễn Bình, *Điện tử công suất*, 1996, NXB KHKT.
2. Phạm Quốc Hải, Dương Văn Nghi, *Phân tích và giải mạch Điện tử công suất*, 1997, NXB KHKT.
3. Cyril W.Lander, *Power Electronics*, 1993, Mc. Graw – Hill International editions.
4. G.Chevalier, J.C. Chauveau, B. Chevalier, *Memotech electronique composants*, 1989, Edition CASTELLA.
5. Schuler-McNamee, *Modern Industrial Electronics*, 1993, Macmillan/Mc Graw-Hill International Editions.
6. R.K. Balian, M.A. Sivers, *Tiristornue generatoru i invertoru*, 1982, Leningrad Energoizdat. (Tiếng Nga).

MỤC LỤC

LỜI GIỚI THIỆU	3
MỞ ĐẦU	4
Chương 1. CÁC PHẦN TỬ BÁN DẪN CÔNG SUẤT	5
1.1. Đặc tính cơ bản của các phần tử bán dẫn công suất	6
1.2. Điốt	7
1.2.1. Cấu tạo của một điốt	7
1.2.2. Đặc tính vôn - ampe của điốt	8
1.2.3. Đặc tính đóng cắt của một điốt	10
1.2.4. Các thông số cơ bản của một điốt	11
1.3. Tiristo	12
1.3.1. Đặc tính vôn - ampe của tiristo	12
1.3.2. Mở, khoá tiristo	13
1.3.3. Các yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển tiristo	15
1.3.4. Các thông số cơ bản của tiristo	16
1.4. Triac	18
1.5. Tiristo khoá được bằng cực điều khiển, GTO (Gate Turn - Off Thyristor)	19
1.6. Tranzito công suất, BJT (Bipolar Junction Transistor)	22
1.6.1. Các chế độ làm việc của BJT	23
1.6.2. Đặc tính đóng cắt của tranzito	24
1.6.3. Các thông số cơ bản của BJT	27
1.7. Tranzito trường, MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)	29
1.7.1. Cấu tạo và nguyên lý hoạt động của MOSFET	29
1.7.2. Đặc tính đóng cắt của MOSFET	31
1.8. Tranzito có cực điều khiển cách ly, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	35
1.8.1. Cấu tạo và nguyên lý hoạt động	35
1.8.2. Đặc tính đóng cắt của IGBT	36
1.8.3. Vùng làm việc an toàn, SOA (Safe Operating Area)	39
1.8.4. Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển IGBT	40
1.8.5. Vấn đề bảo vệ IGBT	41
1.9. So sánh tương đối các phần tử bán dẫn công suất	44

1.10. Tổn hao công suất trên các phần tử bán dẫn công suất.	46
1.10.1. Tổn thất trong chế độ tĩnh, đang dẫn dòng hoặc đang khoá	46
1.10.2. Tổn thất trong quá trình đóng cắt	46
1.10.3. Tổn hao do thời gian mở và khoá	47
1.10.4. Tổn hao do quá trình phục hồi	48
1.10.5. Tổn hao do các phần tử phản kháng	49
1.11. Mạch trợ giúp đóng mở (snubber circuit)	51
1.11.1. Mạch trợ giúp RC đơn giản	53
1.11.2. Tối ưu hoá mạch RC	54
1.11.3. Mạch trợ giúp RCD	57
1.12. Vấn đề làm mát van bán dẫn	59
1.12.1. Mô hình truyền nhiệt	60
1.12.2. Tính toán tản nhiệt	61
 Chương 2. CHỈNH LƯU	 64
2.1. Các vấn đề chung	64
2.1.1. Các ứng dụng và phân loại các sơ đồ chỉnh lưu	64
2.1.2. Cấu trúc chung của một sơ đồ chỉnh lưu	66
2.1.3. Các đặc tính cơ bản của sơ đồ chỉnh lưu	67
2.2. Sơ đồ chỉnh lưu một pha, nửa chu kỳ	68
2.2.1. Sơ đồ dùng điôt	68
2.2.2. Sơ đồ dùng tiristo, tải trở cảm	69
2.3. Chỉnh lưu một pha, hình tia	71
2.3.1. Chỉnh lưu điôt	71
2.3.2. Chỉnh lưu một pha hình tia tiristo	75
2.4. Chỉnh lưu cầu một pha	80
2.4.1. Sơ đồ không điều khiển	80
2.4.2. Sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha có điều khiển	83
2.4.3. Sơ đồ cầu một pha không đối xứng	84
2.5. Chỉnh lưu hình tia ba pha	86
2.5.1. Chỉnh lưu tia ba pha dùng điôt	87
2.5.2. Sơ đồ tia ba pha có điều khiển	93
2.6. Chỉnh lưu cầu ba pha	95
2.6.1. Sơ đồ dùng điôt	96
2.6.2. Sơ đồ có điều khiển	99
2.6.3. Vấn đề điều khiển chỉnh lưu cầu ba pha	102
2.6.4. Chỉnh lưu cầu ba pha không đối xứng	103
2.7. Chỉnh lưu sáu pha có cuộn kháng cân bằng	104
2.7.1. Sơ đồ dùng điôt	104
2.7.2. Sơ đồ dùng tiristo	108

Chương 3. VẤN ĐỀ CHUYỂN MẠCH VÀ NGHỊCH LƯU PHỤ THUỘC ..	110
3.1. Hiện tượng chuyển mạch.....	110
3.1.1. Chuyển mạch trong sơ đồ tia một pha.....	111
3.1.2. Chuyển mạch trong sơ đồ cầu một pha.....	113
3.1.3. Chuyển mạch trong sơ đồ tia ba pha.....	114
3.1.4. Chuyển mạch trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha ..	116
3.2. Nghịch lưu phụ thuộc.....	119
3.2.1. Nghịch lưu phụ thuộc trong sơ đồ tia một pha ..	119
3.2.2. Nghịch lưu phụ thuộc, sơ đồ cầu một pha	122
3.2.3. Nghịch lưu phụ thuộc, sơ đồ tia ba pha	123
3.2.4. Nghịch lưu phụ thuộc, sơ đồ cầu ba pha	123
3.3. Bộ biến đổi có đảo chiều	124
3.3.1. Điều khiển chung.....	125
3.3.2. Điều khiển riêng.....	126
Chương 4. CÁC BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP.....	129
4.1. Các bộ biến đổi xung áp xoay chiều	129
4.1.1. Các sơ đồ van	130
4.1.2. Xung áp xoay chiều một pha	130
4.2. Các bộ biến đổi xung áp một chiều (XADC).....	135
4.2.1. Xung áp một chiều nối tiếp, chế độ điều chỉnh.....	136
4.3. Các bộ biến đổi nguồn DC-DC.....	140
4.3.1. Bộ biến đổi nguồn DC-DC nối tiếp.....	140
4.3.2. Bộ biến đổi nguồn DC-DC song song	142
4.3.3. Bộ biến đổi nguồn DC-DC nối tiếp, song song.....	144
Chương 5. NGHỊCH LƯU ĐỘC LẬP.....	146
5.1. Khái niệm chung về nghịch lưu độc lập.....	146
5.1.1. Nghịch lưu độc lập là gì?	146
5.1.2. Các dạng nghịch lưu độc lập	146
5.1.3. Khái niệm về nguồn áp, nguồn dòng	147
5.2. Nghịch lưu độc lập nguồn dòng	148
5.2.1. NLĐL nguồn dòng song song một pha.....	148
5.2.2. NLĐL nguồn dòng ba pha.....	150
5.3. Nghịch lưu độc lập nguồn áp	151
5.3.1. Nghịch lưu độc lập nguồn áp một pha	151
5.3.2. Điều chỉnh điện áp ra trong nghịch lưu độc lập nguồn áp	153
5.3.3. Phương pháp biến điệu bề rộng xung (PWM - Pulse Width Modulation)	154

5.3.4. Nghịch lưu độc lập nguồn áp ba pha, sơ đồ cơ bản.....	157
5.3.5. Nghịch lưu ba pha PWM.....	159
5.3.6. Nghịch lưu ba pha SVM.....	162
5.4. Nghịch lưu cộng hưởng (NLCH)	166
5.4.1. Nghịch lưu cộng hưởng song song.....	166
5.4.2. Nghịch lưu cộng hưởng nguồn áp tiristo.....	172
5.4.3. Nghịch lưu cộng hưởng nguồn áp tranzito.....	174
 Chương 6. CÁC BỘ BIẾN TẦN.....	177
6.1. Các khái niệm chung	177
6.2. Biến tần gián tiếp	177
6.2.1. Biến tần nguồn dòng.....	178
6.2.2. Biến tần nguồn áp với nguồn một chiều đầu vào có điều chỉnh.....	178
6.2.3. Biến tần biến điệu bề rộng xung PWM.....	180
6.3. Biến tần trực tiếp	182
6.3.1. Nguyên lý biến tần trực tiếp	182
6.3.2. Nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển biến tần trực tiếp.....	184
 Chương 7. HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN CÁC BỘ BIẾN ĐỔI.....	187
7.1. Các yêu cầu cơ bản đối với hệ thống điều khiển các bộ biến đổi	187
7.2. Các phần tử cơ bản được sử dụng trong mạch điều khiển.....	190
7.2.1. Khuếch đại thuật toán và các mạch xử lý tín hiệu tương tự	190
7.2.2. Mạch khuếch đại đảo (hình 7.6).....	191
7.2.3. Mạch khuếch đại không đảo (hình 7.7)	192
7.2.4. Mạch khuếch đại vi sai	193
7.2.5. Mạch lặp điện áp	194
7.2.6. Mạch so sánh	194
7.2.7. Mạch hạn chế tín hiệu	196
7.2.8. Mạch tạo xung răng cưa.....	197
7.3. Hệ thống điều khiển các bộ biến đổi phụ thuộc.....	202
7.3.1. Cấu trúc chung của hệ thống điều khiển các bộ biến đổi phụ thuộc.....	202
7.3.2. Xây dựng mạch điều khiển chỉnh lưu từ các khâu chức năng	203

7.3.3. Hệ thống điều khiển chỉnh lưu dùng vi mạch TCA785 (của hãng Siemens)	206
7.4. Hệ thống điều khiển các bộ biến đổi xung áp một chiều.....	210
7.5. Mạch khuếch đại xung.....	214
7.5.1. Biến áp xung (BAX)	214
7.5.2. Mạch khuếch đại xung điều khiển tiristo dùng BAX	217
7.5.3. Mạch KĐX cho GTO	218
7.5.4. MOSFET và IGBT driver.....	220
PHỤ LỤC 1	223
PHỤ LỤC 2.....	225
TÀI LIỆU THAM KHẢO	226

Chịu trách nhiệm xuất bản :

Chủ tịch HĐQT kiêm Tổng Giám đốc NGÔ TRẦN ÁI
Phó Tổng Giám đốc kiêm Tổng biên tập NGUYỄN QUÝ THAO

Tổ chức bản thảo và chịu trách nhiệm nội dung :

Chủ tịch HĐQT kiêm Giám đốc Công ty CP Sách ĐH – DN
TRẦN NHẬT TÂN

Biên tập và sửa bản in :

NGUYỄN VĂN THUẬN

Trình bày bìa :

LƯU CHÍ ĐỒNG

Chế bản :

QUANG CHÍNH

GIÁO TRÌNH ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Mã số : 7K557T7 – DAI

In 1.500 cuốn (QĐ 78), khổ 16 x 24. In tại Công ty In – Thương mại TTXVN.

Địa chỉ : Số 70/342 Khuong Đình, Hạ Đình, Thanh Xuân, Hà Nội.

Số ĐKKH xuất bản : 11 – 2007/CXB/300 – 2119/GD.

In xong và nộp lưu chiểu tháng 10 năm 2007.



CÔNG TY CỔ PHẦN SÁCH ĐẠI HỌC - DẠY NGHỀ
HEVOBCO

25 HÀN THUYỀN – HÀ NỘI

Website : www.hevobco.com.vn



VƯƠNG MIỆN KIM CƯƠNG
CHẤT LƯỢNG QUỐC TẾ

**TÌM ĐỌC GIÁO TRÌNH DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG ĐÀO TẠO HỆ
CAO ĐẲNG, TRUNG CẤP CHUYÊN NGHIỆP – DẠY NGHỀ CỦA
NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC**

- | | |
|--|-----------------------------------|
| 1. An toàn điện | Nguyễn Đình Thắng |
| 2. Kỹ thuật điện | Đặng Văn Đào |
| 3. Máy điện | Nguyễn Hồng Thanh |
| 4. Kỹ thuật lắp đặt điện | Phan Đăng Khải |
| 5. Điện dân dụng và công nghiệp | Vũ Văn Tầm |
| 6. Cung cấp điện | Ngô Hồng Quang |
| 7. Đo lường các đại lượng điện và không điện | Nguyễn Văn Hoà |
| 8. Kỹ thuật điều khiển động cơ điện | Vũ Quang Hối |
| 9. Điện tử công suất | Trần Trọng Minh |
| 10. Linh kiện điện tử và ứng dụng | Nguyễn Viết Nguyên |
| 11. Điện tử dân dụng | Nguyễn Thanh Trà, Thái Vinh Hiến |
| 12. Kỹ thuật số | Nguyễn Viết Nguyên |
| 13. Kỹ thuật mạch điện tử | Đặng Văn Chuyết |
| 14. Cơ kỹ thuật | Đỗ Sanh |
| 15. An toàn lao động | Nguyễn Thế Đạt |
| 16. Vẽ kỹ thuật | Trần Hữu Quế |
| 17. Vật liệu và công nghệ cơ khí | Hoàng Tùng |
| 18. Dung sai lắp ghép và kỹ thuật đo lường | Ninh Đức Tồn, Nguyễn Thị Xuân Bầy |

Bạn đọc có thể mua tại các Công ty Sách - Thiết bị trường học ở các địa phương hoặc các

Cửa hàng sách của Nhà xuất bản Giáo dục :

Tại Hà Nội : 25 Hàn Thuyên ; 187B Giảng Võ ; 232 Tây Sơn ; 23 Tràng Tiền ;

Tại Đà Nẵng : Số 15 Nguyễn Chí Thanh ; Số 62 Nguyễn Chí Thanh ;

Tại Thành phố Hồ Chí Minh : Cửa hàng 451B - 453, Hai Bà Trưng – Quận 3 ;

240 Trần Bình Trọng – Quận 5.

Tại Thành phố Cần Thơ : Số 5/5, đường

Website : www.nxbgd.com.vn



8 934980 175998 1



Giá: 25.000 đ