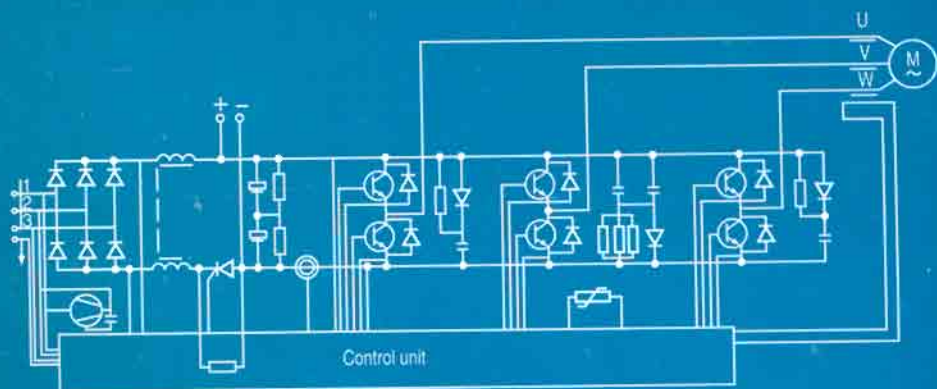


GIÁO TRÌNH

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

SÁCH DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG ĐÀO TẠO HỆ TRUNG HỌC CHUYÊN NGHIỆP



NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

TRẦN TRỌNG MINH

GIÁO TRÌNH
ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Sách dùng cho các trường đào tạo hệ Trung học chuyên nghiệp

(Tái bản lần thứ hai)

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

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 THCN - DN là một sự cố gắng lớn của Vụ Trung học chuyên nghiệp - Dạy nghề và Nhà xuất bản Giáo dục nhằm từng bước thống nhất nội dung dạy và học ở các trường THCN trên toàn quốc.

Nội dung của 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 Trung học chuyên nghiệp - Dạy nghề tham khảo ý kiến của một số trường như: Trường Cao đẳng công nghiệp Hà Nội, Trường TH Việt - Hung, Trường TH Công nghiệp II, Trường TH Công nghiệp III v.v... 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, THCN biên soạn. Giáo trình được biên soạn ngắn gọn, dễ hiểu, bổ sung nhiều kiến thức mới và biên soạn theo quan điểm mở, nghĩa là, để cập những nội dung 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 THCN.

Tuy các tác giả đã có nhiều cố gắng khi biên soạn, nhưng giáo trình chắc không tránh khỏi những khiếm khuyết. Vụ Trung học chuyên nghiệp - Dạy nghề đề nghị các trường sử dụng những giáo trình xuất bản lần này để bổ sung cho nguồn giáo trình đang 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 đối 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 Nhà xuất bản Giáo dục - 81 Trần Hưng Đạo - Hà Nội.

MỞ ĐẦU

Giáo trình Điện tử công suất được biên soạn theo đề cương do Vụ THCN - DN, Bộ Giáo dục và Đào tạo xây dựng và thông qua. Nội dung được biên soạn theo tinh thần ngắn gọn, dễ hiểu. Các kiến thức trong toàn bộ giáo trình có mối liên hệ lô gíc chặt chẽ. Tuy vậy, giáo trình có mục đích chính là giới thiệu những vấn đề cơ bản nhất và chỉ là một phần trong nội dung của chuyên ngành đào tạo cho nên người dạy, người học cần tham khảo thêm các giáo trình có liên quan đối với ngành học để việc sử dụng giáo trình có hiệu quả hơn.

Khi biên soạn giáo trình, chúng tôi đã cố gắng cập nhật, những kiến thức mới có liên quan đến môn học và phù hợp với đối tượng sử dụng cũng như cố gắng gắn những nội dung lý thuyết với những vấn đề thực tế thường gặp trong sản xuất, đời sống để giáo trình có tính thực tiễn cao.

Nội dung của giáo trình được biên soạn với dung lượng 45 tiết, gồm:

Chương 1: Các phần tử bán dẫn công suất; Chương 2: Chỉnh lưu; Chương 3: Vấn đề chuyển mạch và nghịch lưu phụ thuộc; Chương 4: Các bộ biến đổi xung; Chương 5: Nghịch lưu độc lập; Chương 6: Các bộ biến tần; Chương 7: Hệ thống điều khiển các bộ biến đổi. Ôn tập và kiểm tra.

Trong quá trình sử dụng, tùy theo yêu cầu cụ thể có thể điều chỉnh số tiết trong mỗi chương. Trong giáo trình, chúng tôi không đề ra nội dung thực tập của từng chương, vì trang thiết bị phục vụ cho thực tập của các trường không đồng nhất. Vì vậy, căn cứ vào trang thiết bị đã có của từng trường và khả năng tổ chức cho học sinh thực tập ở các xí nghiệp bên ngoài mà trường xây dựng thời lượng và nội dung thực tập cụ thể. Thời lượng thực tập tối thiểu nói chung cũng không ít hơn thời lượng học lý thuyết của mỗi môn.

Giáo trình được biên soạn cho đối tượng là học sinh THCN, công nhân lành nghề bậc 3/7 và nó cũng là tài liệu tham khảo bổ ích cho sinh viên Cao đẳng kỹ thuật cũng như Kỹ thuật viên đang làm việc ở các cơ sở kinh tế của nhiều lĩnh vực khác nhau.

Mặc dù đã cố gắng nhưng chắc chắn không tránh khỏi hết khiếm khuyết. Rất mong nhận được ý kiến đóng góp của người sử dụng để lần tái bản sau được hoàn chỉnh hơn. Mọi góp ý xin được gửi về Nhà xuất bản Giáo dục - 81 Trần Hưng Đạo, 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 sơ đồ 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 tham số có thể thay đổi được, cung cấp cho các phụ tải điện. Như vậy các bộ biến đổi bán dẫn công suất là đối tượng nghiên cứu cơ bản của điện tử công suất. Trong các bộ biến đổi các phần tử bán dẫn công suất được sử dụng như những khoá bán dẫn, còn gọi là các van bán dẫn, khi mở dẫn dòng thì nối tải vào nguồn, khi khoá thì không cho dòng điện chạy qua. Khác với phần tử có tiếp điểm, các van bán dẫn thực hiện đóng cắt các 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 phần tử bán dẫn công suất lại được điều khiển bởi các tín hiệu điện công suất nhỏ, tạo bởi các mạch điện tử công suất nhỏ. Quy luật nối tải vào nguồn phụ thuộc vào sơ đồ của các bộ biến đổi và phụ thuộc vào 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 trong bộ biến đổi chỉ là tổn thất trên các khoá điện tử, không đáng kể so với công suất điện cần biến đổi. Không những đạt được hiệu suất cao mà các bộ biến đổi còn có khả năng cung cấp cho phụ tải nguồn năng lượng với các đặc tính theo yêu cầu, đáp ứng các quá trình điều chỉnh, điều khiển trong một thời gian ngắn nhất, với chất lượng phù hợp trong các hệ thống tự động hoặc tự động hoá. Đây là đặc tính của các bộ biến đổi bán dẫn công suất mà các bộ biến đổi có tiếp điểm hoặc kiểu điện tử không thể có được.

Với đối tượng nghiên cứu là các bộ biến đổi bán dẫn công suất. 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 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 mạch 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 ý nghĩa tương đối, tùy thuộc thói quen của mọi người.

Điện tử công suất được ứng dụng rộng rãi trong hầu hết các ngành công nghiệp hiện đại. Có thể kể ra các ngành kỹ thuật mà trong đó có những ứng dụng tiêu biểu của các bộ biến đổi bán dẫn 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, trong rất nhiều các thiết bị công nghiệp và dân dụng khác nhau... Trong những năm gần đây công nghệ chế tạo các phần tử bán dẫn công suất đã có những tiến bộ vượt bậc và ngày càng trở nên hoàn thiện dẫn đến việc chế tạo các bộ biến đổi ngày càng gọn nhỏ, nhiều tính năng và sử dụng càng dễ dàng hơn.

Trong thực tế các bộ biến đổi được chế tạo rất đa dạng. Để có thể hiểu được và phân tích nguyên lý làm việc của các bộ biến đổi, trước hết ta tìm hiểu các phần tử bán dẫn công suất.

Các phần tử bán dẫn công suất được sử dụng trong các bộ biến đổi có những đặc tính cơ bản chung, đó là:

- Chỉ làm việc trong chế độ khoá, khi mở cho dòng chạy qua thì có điện trở tương đương rất nhỏ, khi khoá thì điện trở tương đương rất lớn. Nhờ đó tổn hao công suất trong quá trình làm việc được tính bằng tích của điện áp rơi trên phần tử với dòng điện chạy qua sẽ có giá trị rất nhỏ.
- Các phần tử 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 là phân cực ngược, dòng qua phần tử chỉ có giá trị rất nhỏ, cỡ mA, gọi là dòng rò.

Các phần tử bán dẫn công suất được phân loại là:

- Không điều khiển, ví dụ như diôt,
- Có điều khiển, trong đó lại phân ra thành :
 - Điều khiển không hoàn toàn như: thyristor, triac,
 - Điều khiển hoàn toàn như: transistor, GTO, IGBT, MOSFET.

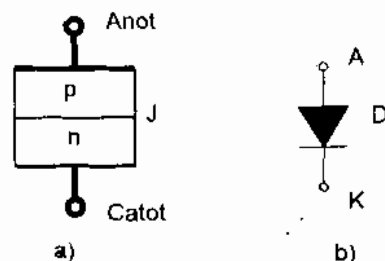
1.1. Diôt

Diôt là phần tử bán dẫn cấu tạo bởi một lớp tiếp giáp $p-n$. Diôt có hai cực, anôt A là cực nối với lớp bán dẫn kiểu p , catôt K là cực nối với lớp bán dẫn kiểu n . Dòng điện chỉ chạy qua diôt theo chiều từ A đến K khi điện áp U_{AK} dương. Khi U_{AK} âm dòng qua diôt gần như bằng không.

Điốt được chế tạo từ tinh thể bán dẫn Silic (Si) thuộc nhóm IV của bảng tuần hoàn các nguyên tố hoá học. Cấu tạo và ký hiệu trên sơ đồ của một điốt được thể hiện trên hình 1.1.

1.1.1. Cấu tạo và ký hiệu của điốt

Trên tinh thể silic, bằng công nghệ khuếch tán dưới nhiệt độ và áp suất thích hợp một lượng nhất định các nguyên tử thuộc nhóm V (có 5 điện tử ở lớp ngoài cùng), người ta tạo ra lớp bán dẫn kiểu *n*, trong đó trong cấu trúc mạng tinh thể gồm 4 điện tử hóa trị của silic sẽ có các nút bị thừa ra một điện tử, nghĩa là lớp *n* sẽ giàu các electron tự do, hay các hạt mang điện

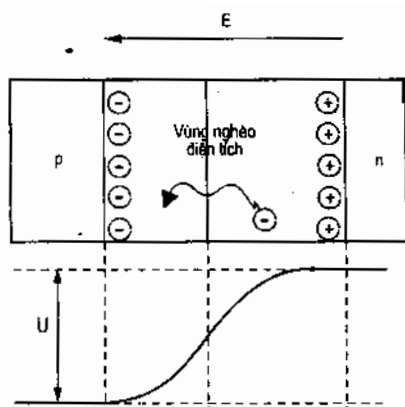


Hình 1.1. Điốt

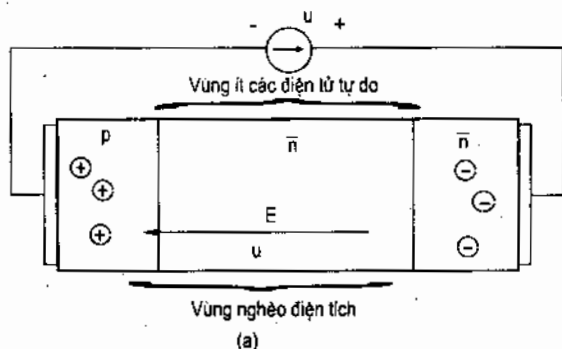
a) cấu tạo; b) ký hiệu

tích âm. Cũng trên cùng tinh thể bán dẫn silic đó cho khuếch tán dưới nhiệt độ và áp suất thích hợp một lượng nhất định các nguyên tử thuộc nhóm III (có 3 điện tử ở lớp ngoài cùng), người ta tạo ra lớp bán dẫn kiểu *p*, trong đó trong cấu trúc mạng tinh thể gồm 4 điện tử hóa trị của silic sẽ có các nút bị thiếu một điện tử, tạo thành các ion dương với điện tích dương. Lớp *p* và lớp *n* kề sát nhau tạo thành một tiếp giáp *p-n*. Ở nhiệt độ môi trường, do chuyển động nhiệt các điện tử tự do sẽ khuếch tán sang vùng *p* và bị trung hoà bởi các ion dương tại 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 và ở bên vùng *n* khi các electron di chuyển đi sẽ để lại các ion dương, còn bên vùng *p* khi các electron 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 mạng tinh thể nên không thể di chuyển được, kết quả tạo thành như một tụ điện với các điện tích âm ở một bên và các điện tích dương ở cực bên kia. Các điện tích của tụ điện này tạo một điện trường *E* có hướng từ vùng *n* sang vùng *p*. Điện trường *E* tạo hàng rào cản trở sự di chuyển tiếp tục của các electron như được giải thích trên hình 1.2. Điện trường *E* cũng tạo ra điện thế cản *U*, với giá trị không đổi ở một nhiệt độ cố định, khoảng 0,65 V đối với điốt silic ở nhiệt độ 25°C.

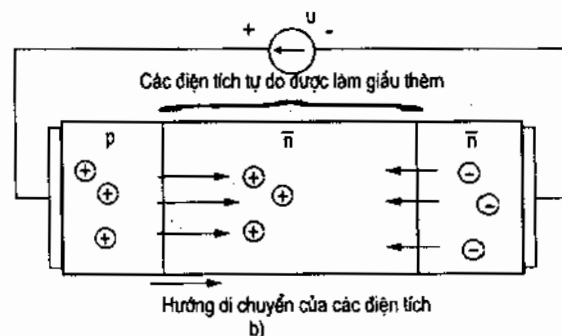
Hình 1.2
Sự tạo thành
điện thế rào cản



Các diôt 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 , giáp với lớp p , có cấu tạo giống như lớp n nhưng với một số lượng ít hơn các nguyên tử thuộc nhóm V, hay nói khác hơn là 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 được mở rộng ra trên vùng n , điện trở tương đương của diôt 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 diôt bị phân cực ngược. Xem hình 1.3a.



Hình 1.3. Diôt công suất
a) phân cực ngược;
b) phân cực thuận



Khi điện trường ngoài có hướng ngược với điện trường E vùng nghèo điện tích sẽ bị thu hẹp lại. Nếu điện áp bên ngoài đủ lớn hơn 0,65V vùng nghèo điện tích sẽ thu hẹp lại 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. Khi đó ta nói diốt được phân cực thuận. Xem hình 1.3b.

1.1.2. Đặc tính von-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 von-ampe của diốt như trên hình 1.4a. Đặc tính này gồm hai phần: phần đặc tính thuận nằm trong góc phần tư thứ nhất, tương ứng với $U_{AK} > 0$; phần đặc tính ngược nằm trong góc phần tư thứ ba, tương ứng với $U_{AK} < 0$.

Trên đường đặc tính thuận nếu điện áp anot-catot U_{AK} được tăng dần từ 0 cho đến khi vượt qua giá trị $U_{D,0} \approx 0,6 \div 0,7$ V, gọi là điện áp rơi trên diốt theo chiều thuận, dòng qua diốt có thể có giá trị lớn nhưng điện áp rơi trên diốt thì hầu như không thay đổi. Như vậy đặc tính thuận của diốt đặc trưng bởi tính chất là có điện trở tương đương nhỏ.

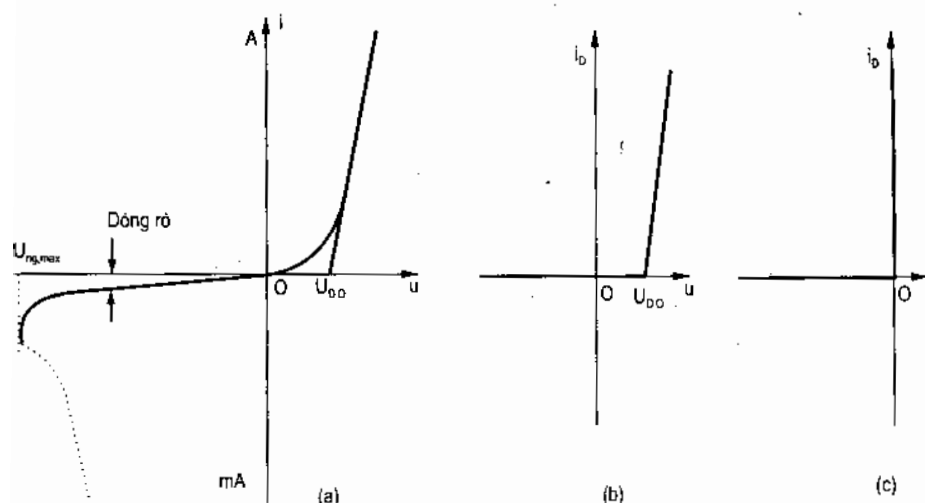
Trên đường đặc tính ngược nếu điện áp anot-catot U_{AK} được tăng dần từ 0 cho đến giá trị $U_{ng,max}$, gọi là điện áp ngược lớn nhất, thì dòng qua diốt chỉ có thể có giá trị rất nhỏ, gọi là dòng rò. Cho đến khi U_{AK} đạt đến giá trị $U_{ng,max}$ thì xảy ra hiện tượng dòng qua diốt tăng đột ngột, như vậy là khả năng cản trở dòng của diốt theo chiều ngược đã bị phá vỡ. Quá trình này không có tính đảo ngược, nghĩa là nếu ta giảm điện áp thì dòng điện cũng không giảm đi. Đây là hiện tượng diốt bị đánh thủng.

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

Trong những tính toán thực tế người ta thường dùng đặc tính gần đúng, đã tuyến tính hoá của diốt như trên hình 1.4b. Biểu thức toán học của đường đặc tính này là:

$$u = U_{D,0} + i_D R_D : U_{D,0} [V]; i_D [A]; R_D [\Omega]$$

Đặc tính von-ampe của các diốt thực tế sẽ khác nhau phụ thuộc vào cấp dòng điện cho phép chạy qua và điện áp ngược mà diốt có thể chịu được nhưng để phân tích sơ đồ các bộ biến đổi thì một đặc tính lý tưởng cho trên hình 1.4c sẽ rất có ích. Theo đặc tính lý tưởng diốt có thể cho phép một



Hình 1.4. Đặc tính von-ampe của một diốt.

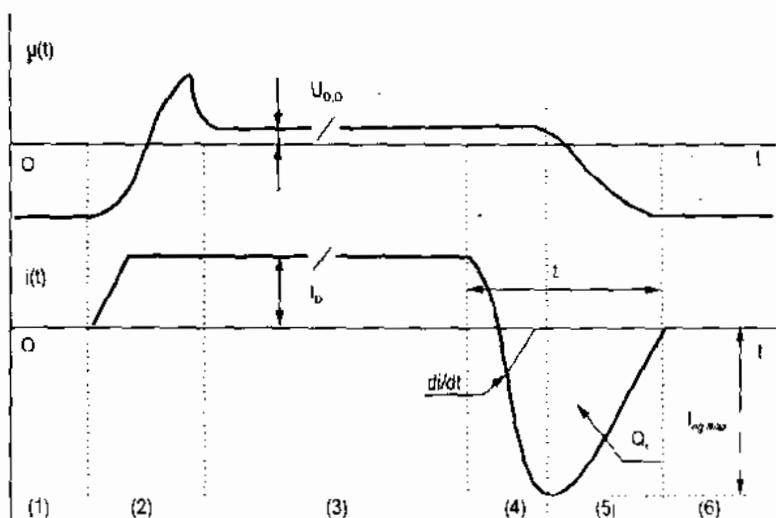
a) đặc tính thực tế; b) đặc tính lý tưởng hoá; c) đặc tính lý tưởng

dòng điện lớn bất kỳ chạy qua với sụt áp trên nó bằng không và diốt có thể chịu được một điện áp ngược lớn bất kỳ mà dòng rò qua nó bằng không. Nghĩa là theo đặc tính lý tưởng điện trở tương đương của diốt bằng 0 theo chiều thuận và bằng ∞ theo chiều ngược.

1.1.3. Đặc tính đóng cắt của một diốt

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

Trên hình 1.5, diốt ở trạng thái khoá trong các khoảng (1), (6) với điện áp phân cực ngược và dòng điện bằng 0. Ở đầu khoảng (2) diốt bắt đầu vào dẫn dòng. Dòng điện ban đầu nạp điện tích cho tụ điện tương đương của tiếp giáp $p-n$ phân cực ngược làm điện áp $u(t)$ trên diốt tăng đến vài vôn vì điện trở của vùng nghèo điện tích còn lớn. Khi $u(t)$ trở nên dương, tiếp giáp $p-n$ được phân cực thuận. Khi lượng điện tích đã đủ lớn độ dẫn điện của tiếp giáp tăng lên, điện trở giảm và điện áp trên diốt trở nên ổn định ở mức sụt áp $U_{1,0}$, cỡ 1-1,5 V. Trong khoảng (3) diốt ở trong trạng thái dẫn.



Hình 1.5. Dạng điện áp và dòng điện trên diôt trong quá trình đóng cắt;
 1), 6) diôt khoá; 2) diôt chuyển sang dẫn dòng;
 3) trạng thái dẫn; 4), 5) chuyển sang khoá.

Quá trình khoá diôt bắt đầu ở khoảng (4). Diôt vẫn còn được phân cực thuận cho đến khi các điện tích trong lớp tiếp giáp $p-n$ được di tản hết ra ngoài. Thời gian di tản phụ thuộc tốc độ tăng của dòng ngược $di(t)/dt$ và lượng điện tích tích lũy trước đó, phụ thuộc giá trị dòng điện mà diôt dẫn trước đó. Ở cuối giai đoạn (4) tiếp giáp $p-n$ trở nên phân cực ngược và diôt có thể phục hồi khả năng ngăn cản điện áp ngược của mình ở cuối giai đoạn (5).

Điện tích được gạch chéo trên đường dòng điện $i(t)$ tương ứng bằng với lượng điện tích phải di tản ra ngoài Q_r . Q_r gọi là lượng 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.

1.1.4. Các thông số cơ bản của 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 qua diôt. Vì vậy I_D là thông số quan trọng để lựa chọn một diôt trong 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 một diôt là giá trị điện áp ngược lớn nhất mà diôt có thể chịu đựng được, $U_{ng,max}$. Như đặc tính von-ămpe 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 luôn đảm bảo rằng $U_{AK} \leq U_{ng,max}$.

3. Tần số

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

4. Thời gian phục hồi, t_r

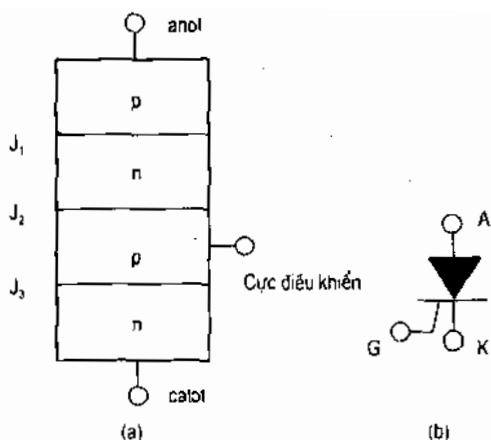
Trong sơ đồ các bộ biến đổi thường xảy ra quá trình chuyển mạch giữa các phần tử, nghĩa là quá trình dòng điện chuyển từ một phần tử này sang một phần tử khác. Các diôt khi khoá lại có dòng ngược có thể có biên độ rất lớn để di tản các điện tích ra khỏi cấu trúc bán dẫn của mình trong một khoảng thời gian t_r , gọi là thời gian phục hồi. Thời gian phục hồi cũng quyết định tổn thất công suất trong diôt. Các diôt có thời gian phục hồi rất ngắn, cỡ μs , gọi là các diôt cắt nhanh. Cần phân biệt diôt cắt nhanh với diôt tần số cao và t_r là một thông số khác cần quan tâm khi chọn diôt.

1.2. Thyristor

Thyristor 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 . Thyristor có ba cực: anôt A, catôt K, cực điều khiển G như được biểu diễn trên hình 1.6.

Hình 1.6. Thyristor.

- a) cấu tạo;
b) ký hiệu trên sơ đồ.



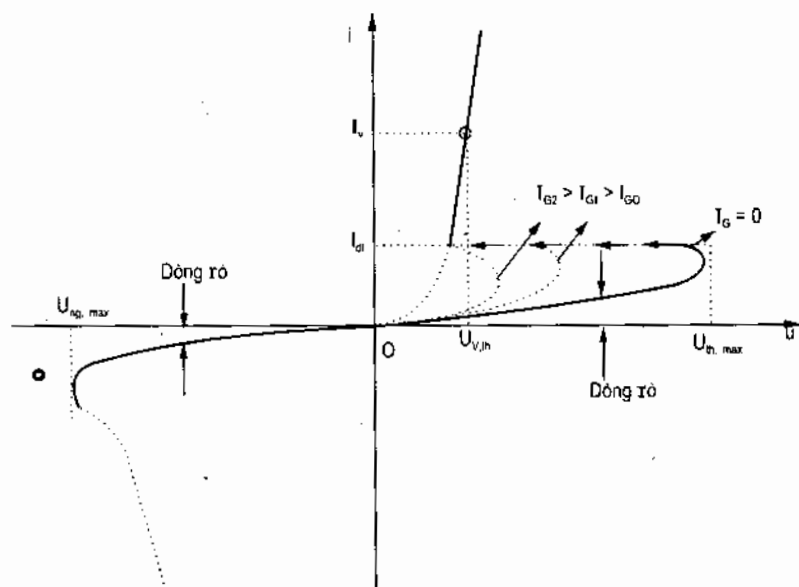
1.2.1. Đặc tính von-ampe của thyristor

Đặc tính von-ampe của một thyristor 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 $U_{AK} < 0$.

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

Khi dòng vào cực điều khiển của thyristor bằng 0 hay khi hở mạch cực điều khiển thyristor sẽ cản trở dòng điện ứng với cả hai trường hợp phân cực điện áp giữa anot-catot. Khi điện áp $U_{AK} < 0$ theo cấu tạo bán dẫn của thyristor hai tiếp giáp J_1 , J_3 đều phân cực ngược, lớp J_2 phân cực thuận, như vậy thyristor sẽ giống như hai điốt mắc nối tiếp bị phân cực ngược. Qua thyristor 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 thyristor bị đánh thủng, dòng điện có thể tăng lên rất lớn. Giống như ở đoạn đặc tính ngược của điốt 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. Thyristor đã bị hỏng.

Khi tăng điện áp anot-catot 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 anot-catot 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 anot-catot đột ngột giảm, dòng điện có thể chạy qua thyristor và giá trị sẽ chỉ bị giới hạn bởi



Hình 1.7. Đặc tính von-ampe của thyristor

điện trở tải ở mạch ngoài. Nếu khi đó dòng qua thyristor có giá trị lớn hơn một mức dòng tối thiểu, gọi là dòng duy trì, I_{di} , thì khi đó thyristor sẽ dẫn dòng trên đường đặc tính thuận, giống như đường đặc tính thuận ở diot. Đoạn đặc tính thuận được đặc trưng bởi tính chất dòng có thể có giá trị lớn nhưng điện áp rơi trên anot-catot thì nhỏ và hầu như không phụ thuộc vào giá trị của dòng điện.

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

Nếu có dòng điều khiển đưa vào giữa cực điều khiển và catot thì quá trình chuyển điểm 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, $I_{G1}, I_{G2}, I_{G3}, \dots$. Nói chung nếu dòng điều khiển lớn hơn thì điểm 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.

1.2.2. Mở và khoá thyristor

Thyristor có đặc tính giống như diot, nghĩa là chỉ cho phép dòng chạy qua theo một chiều, từ anot đến catot và cản trở dòng chạy theo chiều ngược lại.

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

1. Mở thyristor

Khi được phân cực thuận, $U_{AK} > 0$, thyristor có thể mở bằng hai cách. Thứ nhất có thể tăng điện áp anot-catot cho đến khi đạt đến giá trị điện áp thuận lớn nhất, $U_{th,max}$. Khi đó điện trở tương đương trong mạch anot-catot sẽ giảm đột ngột và dòng qua thyristor sẽ hoàn toàn do mạch ngoài xác định. Phương pháp mở này trong thực tế không được áp dụng và còn là nguyên nhân mở không mong muốn vì 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 thyristor tự mở ra dưới tác dụng của các xung điện áp nhiễu tại một thời điểm ngẫu nhiên, không định trước.

Phương pháp thứ hai và là phương pháp được áp dụng thực tế là đưa một xung dòng điện có giá trị nhất định vào giữa cực điều khiển và catot. Xung dòng điện điều khiển sẽ chuyển trạng thái của thyristor từ trở kháng cao sang trở kháng thấp ở mức điện áp anot-catot nhỏ. Khi đó nếu dòng qua anot-catot lớn hơn một giá trị nhất định, gọi là dòng duy trì (I_{dt}) thì thyristor 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 mở các thyristor 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 thyristor là một phần tử đóng cắt, khống chế dòng điện.

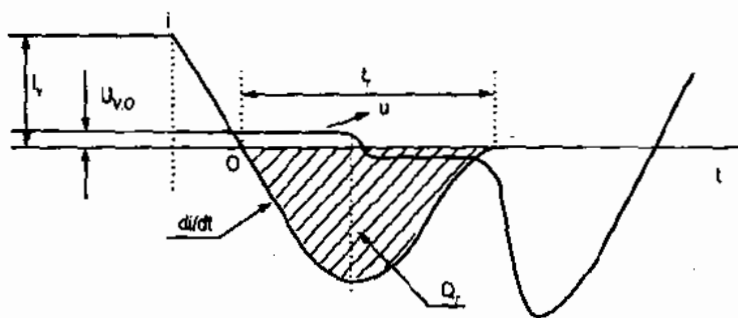
2. Khoá thyristor

Một thyristor đang dẫn dòng sẽ trở về trạng thái khoá (điện trở tương đương mạch anot-catot tăng cao) nếu dòng điện giảm xuống, nhỏ hơn giá trị dòng duy trì, I_{dt} . Tuy nhiên để thyristor vẫn ở trạng thái khoá, với trở kháng cao, khi điện áp anot-catot 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 thyristor 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 đáy 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 thyristor lại cần giảm dòng anot-catot về dưới mức dòng duy trì (I_m) và đặt một điện áp ngược lên anot-catot ($U_{AK} < 0$) trong một khoảng thời gian tối thiểu, gọi là thời gian phục hồi, t_r . Trong thời gian phục hồi có một dòng điện ngược chạy giữa catot và anot. Dòng điện ngược này di 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 , lúc này đang bị phân cực ngược. Kết quả là khả năng cản trở dòng điện của J_1, J_3 được phục hồi. Thời gian phục hồi phụ thuộc vào lượng điện tích cần được di tản ra ngoài cấu trúc bán dẫn của thyristor và nạp điện cho tiếp giáp J_1, J_3 .

Quá trình khoá một thyristor được mô tả trên đồ thị hình 1.8.

Theo hình 1.8 phần diện tích gạch chéo dưới đường dòng điện là lượng điện tích Q_r cần di tản ra ngoài cấu trúc bán dẫn của thyristor.



Hình 1.8. Quá trình khoá một thyristor, ý nghĩa của thời gian phục hồi, t_r .

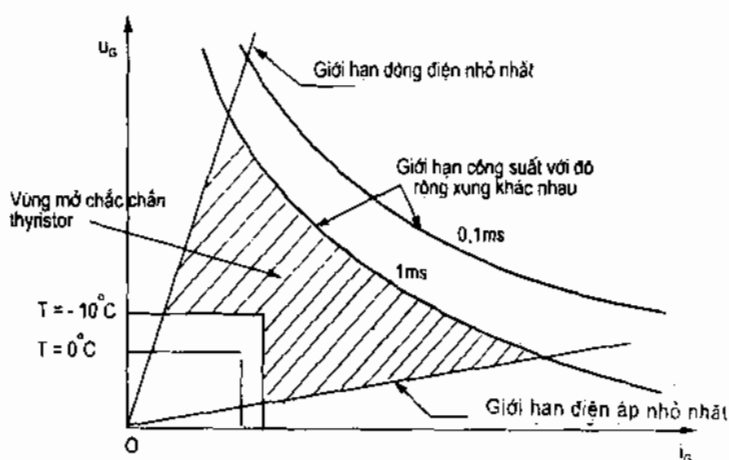
$$Q_r = \int_0^{t_r} i_r dt$$

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

1.2.3. Các yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển thyristor

Quan hệ giữa điện áp trên cực điều khiển và catot với dòng điện đi vào cực điều khiển xác định các yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển thyristor.

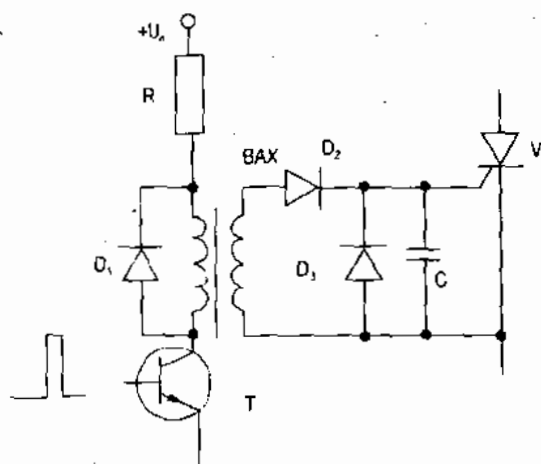
Với cùng một loại thyristor nhà sản xuất sẽ cung cấp một họ đặc tính điều khiển, ví dụ như trên hình 1.9, trên đó có thể thấy được các đặc tính giới hạn về điện áp và dòng điện nhỏ nhất, ứng với một nhiệt độ môi trường nhất định mà tín hiệu điều khiển phải đảm bảo để mở được chắc chắn một thyristor. Dòng điều khiển đi qua tiếp giáp $p-n$ giữa cực điều khiển và catot 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 thời gian. Nếu tín hiệu điều khiển là một xung có độ rộng càng ngắn thì công suất cho phép có thể càng lớn.



Hình 1.9. Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển

Sơ đồ tiêu biểu của một mạch khuếch đại xung điều khiển thyristor được cho trên hình 1.10. Khóa transistor 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 thyristor ở bên phía cuộn thứ cấp. Như vậy mạch lực được cách ly hoàn toàn với mạch điều khiển bởi biến áp xung. Điện trở R hạn chế dòng qua transistor và xác định nội trở của nguồn tín hiệu điều khiển. Điốt D_1 ngăn mạch cuộn sơ cấp biến áp xung khi transistor T khóa lại để chống quá áp trên T. Điốt D_2 ngăn xung âm vào cực điều khiển. Điốt D_3 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 thyristor bị phân cực ngược.

Hình 1.10. Sơ đồ tiêu biểu
một mạch khuếch đại xung
điều khiển thyristor



1.2.4. Các thông số cơ bản của thyristor

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

1. Giá trị dòng trung bình cho phép chạy qua thyristor, $I_{V,th}$

Đây là giá trị dòng trung bình cho phép chạy qua thyristor với điều kiện nhiệt độ của cấu trúc tinh thể bán dẫn của thyristor không vượt quá một giá trị cho phép. Trong thực tế dòng điện cho phép chạy qua thyristor còn phụ thuộc vào các điều kiện làm mát và nhiệt độ môi trường. Thyristor có thể được gắn lên các bộ tản nhiệt tiêu chuẩn và làm mát tự nhiên. Ngoài ra thyristor có thể phải được làm mát cưỡng bức nhờ quạt gió hoặc dùng nước để tải nhiệt lượng toả ra nhanh hơn. Nói chung có thể lựa chọn dòng điện theo các điều kiện làm mát như sau:

- Làm mát tự nhiên: dòng sử dụng cho phép đến một phần ba dòng $I_{V,th}$;
- Làm mát cưỡng bức bằng quạt gió: dòng sử dụng bằng hai phần ba dòng $I_{V,th}$;
- Làm mát cưỡng bức bằng nước: có thể sử dụng đến 100% dòng $I_{V,th}$

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

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

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.

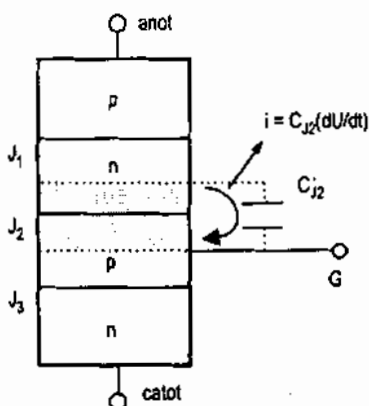
3. Thời gian phục hồi tính chất khoá của thyristor, t_r (μs)

Đây là thời gian tối thiểu phải đặt điện áp âm lên giữa anot-catot của thyristor sau khi dòng anot-catot đã về bằng không trước khi lại có thể có điện áp U_{AK} dương mà thyristor vẫn khoá. t_r là một thông số rất quan trọng của thyristor 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)

Thyristor được sử dụng như một phần tử có điều khiển, nghĩa là mặc dù khi 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 thyristor được phân cực thuận phần lớn điện áp rơi trên lớp tiếp giáp J_2 như được chỉ ra trên hình 1.11.

Hình 1.11. 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 thyristor 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 thyristor tần số thấp với các thyristor tần số cao. Ở thyristor tần số thấp $\frac{dU}{dt}$ vào khoảng 50 - 200

V/ μ s, với các thyristor tần số cao $\frac{dU}{dt}$ có thể đạt đến 500 - 2000 V/ μ s.

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

Khi thyristor 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 mãnh liệt có thể dẫn đến hỏng cục bộ, từ đó dẫn đến hỏng toàn bộ tiết diện tinh thể bán dẫn.

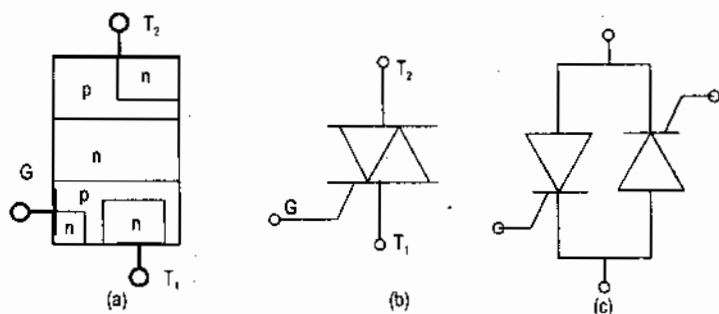
Tốc độ tăng dòng cho phép cũng phân biệt ở thyristor tần số thấp có $\frac{dI}{dt}$

khoảng 50 ÷ 100 A/ μ s với các thyristor tần số cao có $\frac{dI}{dt}$ khoảng 500 ÷

2000 A/ μ s. Trong các bộ biến đổi phải luôn luôn có biện pháp đảm bảo tốc độ tăng dòng ở dưới giá trị cho phép. Điều này đạt được nhờ mắc nối tiếp với các phần tử bán dẫn những điện kháng nhỏ, lõi không khí hoặc đơn giản hơn là các xuyên ferit lồng lên nhau. Các xuyên ferit được dùng rất phổ biến vì cấu tạo đơn giản, dễ thay đổi điện cảm bằng cách thay đổi số xuyên lồng lên thanh dẫn. Xuyên ferit còn có tính chất của cuộn cảm bão hoà, khi dòng qua thanh dẫn còn nhỏ điện kháng sẽ lớn để hạn chế tốc độ tăng dòng. Khi dòng đã lớn ferit bị bão hoà từ, điện cảm giảm gần như bằng không. Vì vậy cuộn kháng kiểu này không gây sụt áp trong chế độ dòng định mức chạy qua dây dẫn.

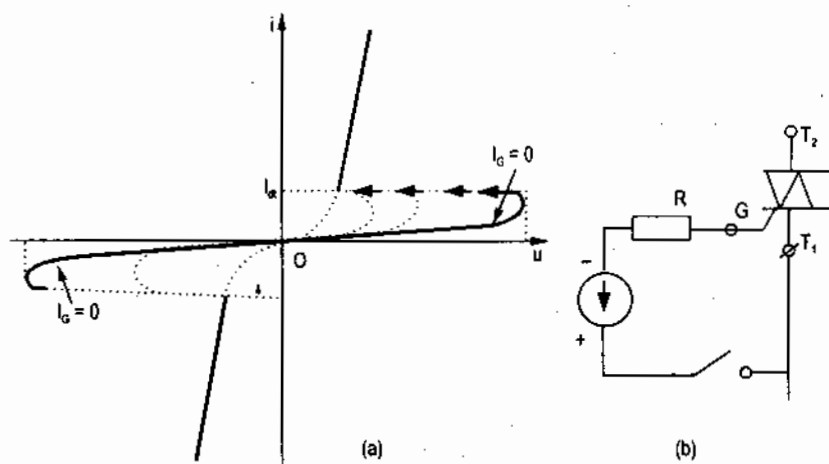
1.3. Triac

Triac là phần tử bán dẫn gồm năm lớp bán dẫn, tạo nên cấu trúc $p-n-p-n$ như ở thyristor theo cả hai chiều giữa các cực T_1 và T_2 , do đó có thể dẫn dòng theo cả hai chiều giữa T_1 và T_2 . Triac có thể coi như tương đương với hai thyristor đấu song song ngược (xem hình 1.12).



Hình 1.12. Triac

- a) cấu trúc bán dẫn; b) ký hiệu trên sơ đồ;
c) sơ đồ tương đương với hai thyristor song song ngược.



**Hình 1.13. a) đặc tính von-ampe của một triac;
b) điều khiển triac bằng dòng điều khiển âm.**

Đặc tính von-ampe của triac bao gồm hai đoạn đặc tính ở góc phần tư thứ nhất và thứ ba, mỗi đoạn đều giống như đặc tính thuận của một thyristor (hình 1.13).

Triac có thể điều khiển cho mở dẫn dòng bằng cả xung dương (dòng đi vào cực điều khiển) lẫn xung dòng âm (dòng đi ra khỏi cực điều khiển). Tuy-

nhien xung dòng điều khiển âm có độ nhạy kém hơn, nghĩa là để mở được triac sẽ cần một dòng điều khiển âm lớn hơn so với dòng điều khiển dương. Vì vậy trong thực tế để đảm bảo tính đối xứng của dòng điện qua triac thì sử dụng dòng điều khiển âm là tốt hơn cả.

Triac đặc biệt hữu ích trong các ứng dụng điều chỉnh điện áp xoay chiều và các mạch công-tắc-tơ tĩnh.

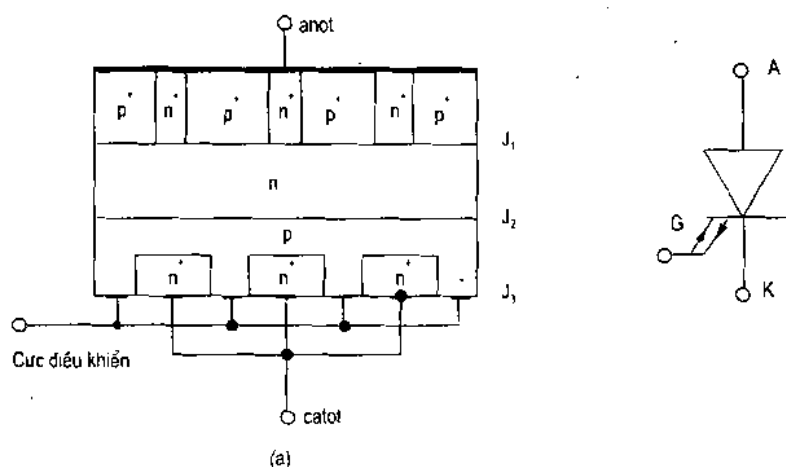
1.4. GTO (Gate turn-off thyristor)

Thyristor thường, như được giới thiệu ở phần 1.2, được sử dụng rộng rãi trong các sơ đồ chỉnh lưu, từ công suất nhỏ vài trăm watt đến công suất cực lớn, vài trăm megawatt. Đó là vì trong các sơ đồ chỉnh lưu các thyristor có thể được điều khiển mở một cách chủ động bằng cách đưa xung dòng vào cực điều khiển và khoá lại một cách tự nhiên dưới tác dụng của điện áp xoay chiều của lưới điện. Tuy nhiên với các ứng dụng trong các bộ băm xung hoặc các bộ nghịch lưu độc lập, trong đó các phần tử bán dẫn công suất luôn bị đặt dưới điện áp một chiều thì điều kiện để khoá tự nhiên sẽ không còn nữa. Khi đó việc dùng các thyristor 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.

Các GTO như tên gọi của nó nghĩa là khoá lại được bằng cực điều khiển, được nghiên cứu và chế tạo chính là nhằm cho các ứng dụng đó. Việc sử dụng các GTO đã phát huy các ưu điểm cơ bản của các phần tử bán dẫn công suất, đó là chỉ cần dùng các mạch điện tử công suất nhỏ để điều khiển đóng cắt, khống chế những dòng điện rất lớn trong mạch động lực.

Cấu trúc bán dẫn của GTO phức tạp hơn so với các thyristor thường như được chỉ ra trên hình 1.14. Ký hiệu của GTO cũng thể hiện tính chất điều khiển hoàn toàn của nó. Đó là dòng điện đi vào cực điều khiển dùng để mở GTO, còn dòng điện đi ra khỏi cực điều khiển dùng để đi 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 , anot, được bổ sung các phần tử bán dẫn kiểu n . Dấu + ở bên cạnh ký hiệu kiểu dẫn điện p (lỗ) hoặc n (điện tử) chỉ ra rằng mật độ các hạt mang điện tích tương ứng được làm giàu thêm. Kết quả là các vùng đó sẽ có điện trở suất riêng rất nhỏ. 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 catot.



Hình 1.14. GTO

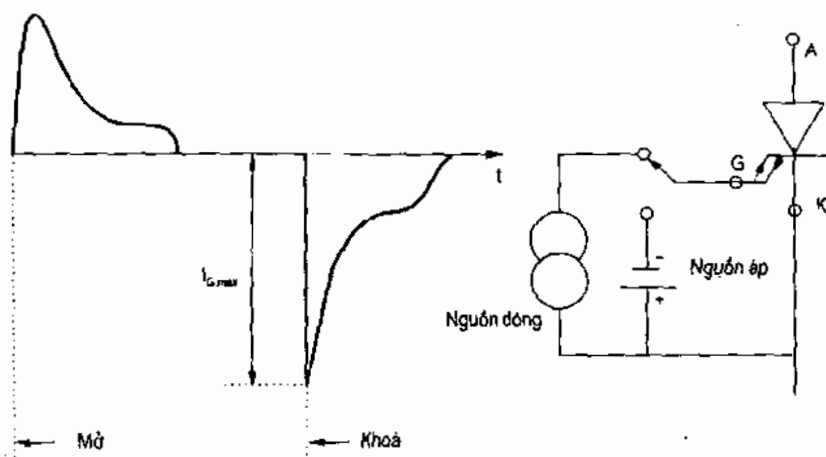
a) cấu trúc bán dẫn; b) ký hiệu

Khi chưa có dòng điều khiển nếu anốt có điện áp dương hơn so với catốt thì toàn bộ điện áp sẽ rơi trên lớp tiếp giáp ở giữa (lớp J_2) giống như ở thyristor thường. Tuy nhiên nếu catốt có điện áp dương hơn anốt thì tiếp giáp p - n sát anốt sẽ bị đánh thủng ngay ở điện áp rất thấp. Điều này nghĩa là GTO không thể chịu đựng được điện áp ngược.

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

Để khoá GTO một xung dòng phải được lấy ra từ cực điều khiển. Khi 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 catốt, vùng n^+ , đến vùng p^+ của anốt, do đó tạo nên dòng điện anốt. Bằng cách lấy đi một số lượng lớn các điện tích dương qua cực điều khiển vùng dẫn điện sẽ bị co hẹp và bị ép về phía vùng n^+ của anốt và vùng n^+ của catốt. Kết quả là dòng anốt sẽ bị giảm cho đến khi về đến không. Dòng điều khiển tiếp tục được duy trì một thời gian ngắn để GTO phục hồi hoàn toàn tính chất khoá của mình.

Yêu cầu về dạng của xung điều khiển và nguyên tắc thực hiện được thể hiện trên hình 1.15. Hình 1.15 thể hiện xung dòng điện để khoá GTO có thể phải có biên độ rất lớn. Thông thường biên độ của dòng điện khoá $I_{G,max}$ vào khoảng 0.2 - 0.25 biên độ dòng anốt-catốt. Một yêu cầu quan trọng nữa là xung dòng phải có độ dốc sườn xung rất lớn, nghĩa là biên độ xung dòng điều khiển phải đạt được sau khoảng 0.5 đến 1 μs . Điều này giải thích tại sao nguyên lý thực hiện xung dòng khoá là nối mạch cực điều khiển với một nguồn áp. Về nguyên tắc nguồn áp có nội trở bằng 0 và có thể cung cấp dòng điện vô cùng lớn.

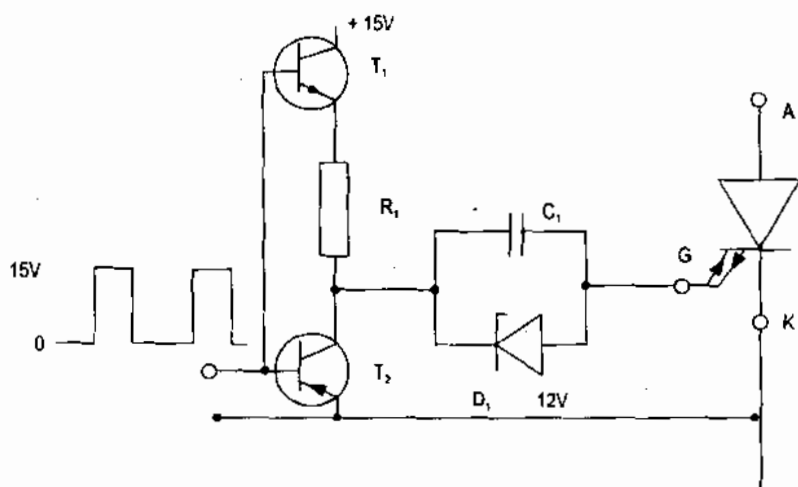


Hình 1.15. Xung điều khiển GTO

a) yêu cầu về dạng xung dòng; b) nguyên lý thực

Sơ đồ đơn giản trên hình 1.16 nhằm mô tả việc thực hiện nguyên lý điều khiển trên. Mạch điện dùng hai khoá transistor T_1 , T_2 . Khi tín hiệu điều khiển là 15V T_1 sẽ mở, dòng điện chạy từ nguồn 15V qua điện trở hạn chế R_1 , nạp điện cho tụ C_1 , tạo nên dòng chạy vào cực điều khiển của GTO. Khi tụ C_1 nạp đầy đến điện áp của diốt ổn áp D_1 (12V) dòng điều khiển mở kết thúc. Khi tín hiệu điều khiển là 0V T_1 bị khoá, T_2 sẽ mở do có điện áp tích trên tụ C_1 . Khi T_2 mở tụ C_1 bị nối ngắn mạch qua cực điều khiển và catốt của GTO. Diốt D_1 có tác dụng để tụ C_1 không bị nạp ngược lại.

Ở đây vai trò của nguồn áp chính là tụ C_1 , do đó tụ C_1 phải được chọn là loại có chất lượng rất cao. Transistor T_2 phải được chọn là loại chịu được xung dòng có biên độ lớn chạy qua.



Hình 1.16. Sơ đồ đơn giản điều khiển GTO.

1.5. Transistor công suất (Bipolar Transistor)

1.5.1. Transistor như một phần tử khoá

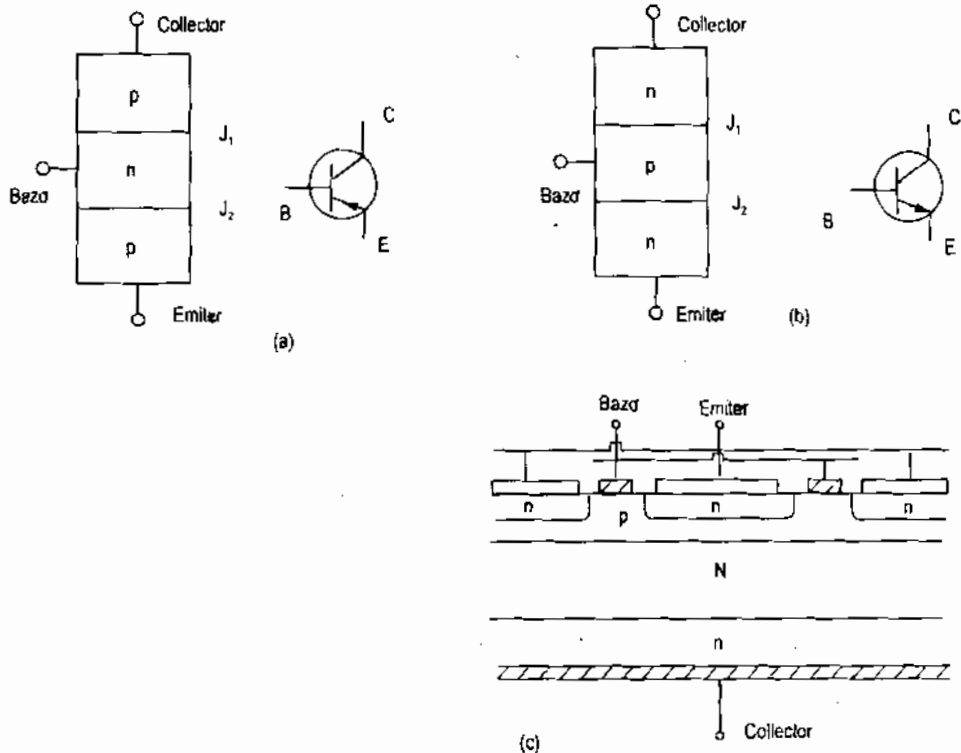
Transistor là phần tử bán dẫn có cấu trúc gồm 3 lớp bán dẫn $p-n-p$ (bóng thuận) hoặc $n-p-n$ (bóng ngược) tạo nên hai tiếp giáp $p-n$ (hình 1.17). Phần lớn các transistor công suất lớn có cấu trúc $n-p-n$. Transistor có 3 cực: bazơ (B); collector (C); emitter (E).

Cấu trúc bán dẫn tiêu biểu của một transistor công suất được cho trên hình 1.17.c, trong đó lớp bán dẫn n của collector sẽ xác định điện áp đánh thủng của tiếp giáp B-C và do đó của C-E. Transistor công suất còn được gọi là bipolar transistor vì dòng điện chạy trong cấu trúc bán dẫn bao gồm cả hai loại điện tích âm và dương (bipolar nghĩa là hai cực tính).

Trong chế độ tuyến tính, hay còn gọi là chế độ khuếch đại, transistor là phần tử khuếch đại dòng điện với dòng collector, dòng tải, bằng β lần dòng bazơ, (dòng điều khiển), β là hệ số khuếch đại dòng điện.

$$I_C = \beta I_B$$

Ở transistor công suất thông thường β cỡ từ 10 đến 100. Tuy nhiên trong điện tử công suất transistor chỉ được sử dụng như một phần tử khoá. Khi điều khiển mở transistor dòng điều khiển phải thoả mãn điều kiện:



Hình 1.17. Cấu trúc transistor và ký hiệu

a) bóng thuận; b) bóng ngược;

c) cấu trúc bán dẫn của một transistor công suất.

$$I_B \geq \frac{I_C}{\beta} \text{ hay } I_B = K_{bh} \frac{I_C}{\beta},$$

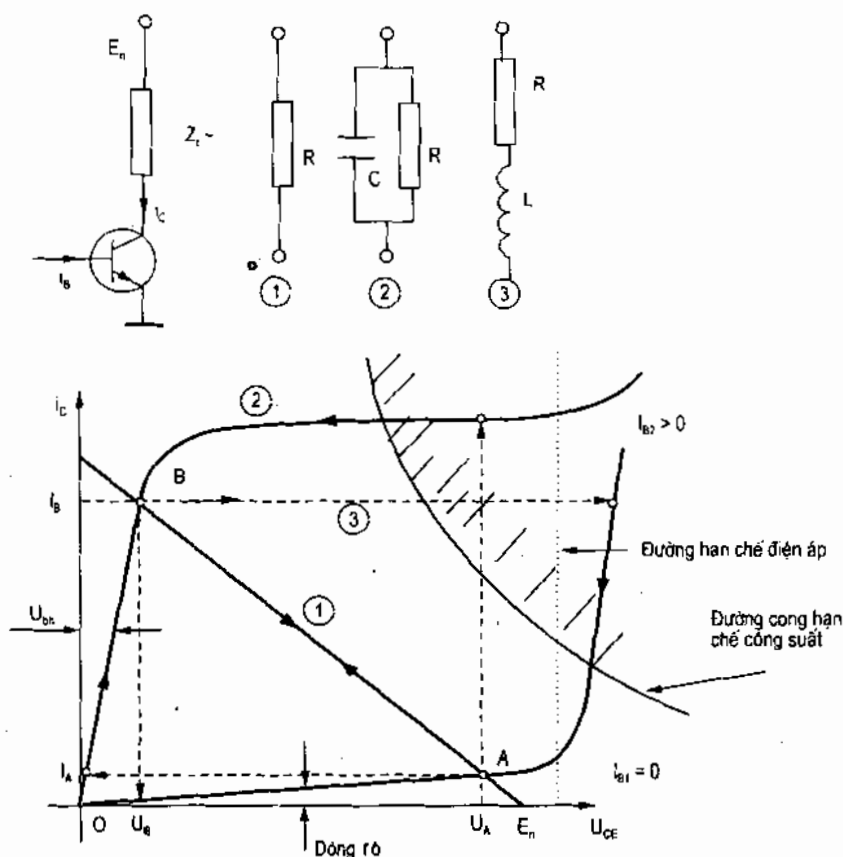
Trong đó $K_{bh} = 1,2 - 1,5$ gọi là hệ số bảo hoà.

Khi mở ở chế độ bảo hoà điện áp giữa collector và emitter có giá trị rất nhỏ, cỡ 0,5 đến 2,5V, gọi là điện áp bão hoà, $U_{CE,bh}$.

Khi khoá, dòng điều khiển I_B bằng 0, lúc đó dòng collector sẽ gần bằng 0, điện áp U_{CE} sẽ lớn đến giá trị lớn nhất của nguồn điện áp cung cấp cho mạch tải nối tiếp với transistor.

Tổn hao công suất trên transistor bằng tích giữa dòng collector với điện áp rơi trên collector-emitter. Do đó trong chế độ khoá tổn hao công suất sẽ có giá trị rất nhỏ.

Hình 1.18 thể hiện đặc tính tĩnh của một khoá transistor ứng với các loại phụ tải khác nhau. Trên đồ thị điểm A trên đường đặc tính tương ứng với transistor đang ở chế độ khoá. Dòng I_A có giá trị nhỏ, gọi là dòng rò. Điện áp trên collector-emitter U_A có giá trị lớn, gần bằng điện áp nguồn E_n . Điểm B tương ứng với transistor đang mở bão hoà. I_B có giá trị lớn. U_B có giá trị nhỏ, gọi là điện áp bão hoà.



Hình 1.18. Đặc tính của một khoá transistor ứng với các loại phụ tải khác nhau

1. Khi tải là thuần trở, $Z_1=R$, khoá transistor sẽ chuyển từ chế độ khoá sang mở bão hoà theo đường thẳng nối A với B khi dòng điều khiển thay đổi từ $I_{B1}=0$ đến $I_{B2}>0$ và ngược lại. AB gọi là đường đặc tính tải.

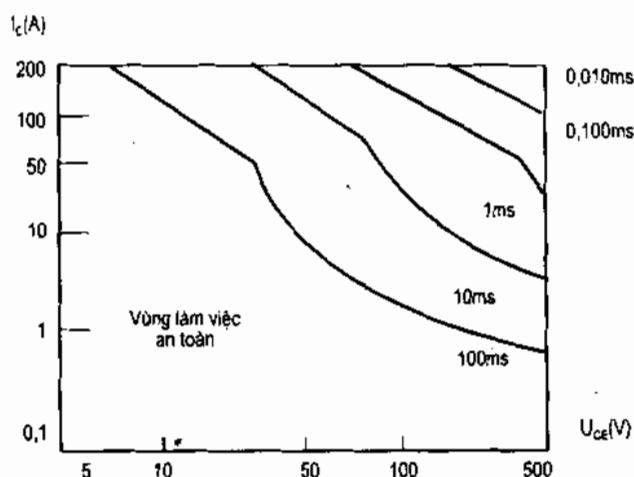
2. Khi tải có tính dung kháng, $Z_1=C//R$, khi transistor đang khoá, tương ứng với điểm làm việc tại A, nếu dòng điều khiển thay đổi từ I_{B1} đến I_{B2} thì

ngay lập tức điện áp U_{CE} vẫn giữ nguyên giá trị của nó bằng U_A . Do đó điểm làm việc sẽ chuyển lên đường đặc tính ứng với I_{B2} (đường số 2), sau đó mới chuyển dần về điểm B. Tại B $U_{CE}=U_{bh}$. Ngược lại khi dòng bazơ thay đổi từ I_{B2} về $I_{B1}=0$ thì ngay lập tức U_{CE} vẫn giữ nguyên giá trị bằng U_B nên điểm làm việc sẽ chuyển xuống đường đặc tính ứng với $I_{B1}=0$, sau đó mới chuyển về điểm A.

3. Khi tải là trở cảm, $Z_L=L/R$, nếu dòng điều khiển thay đổi từ I_{B1} đến I_{B2} thì ngay lập tức dòng I_C vẫn giữ nguyên giá trị của nó bằng I_A . Do đó điểm làm việc sẽ chuyển về đường đặc tính sát với trục dòng điện, sau đó mới chuyển dần về điểm B. Ngược lại khi dòng bazơ thay đổi từ I_{B2} về $I_{B1}=0$ thì ngay lập tức dòng I_C vẫn giữ nguyên giá trị bằng I_B nên điểm làm việc sẽ chuyển ngang sang đường đặc tính ứng với $I_{B1}=0$, ở vùng điện áp rất lớn (đường số 3) sau đó mới chuyển về điểm A.

Như vậy khi tải có tính dung kháng hoặc cảm kháng khi transistor khoá hoặc mở đều có thể xảy ra trường hợp điểm làm việc di chuyển qua vùng bị hạn chế về công suất, tại đó dòng điện và điện áp trên transistor đều có giá trị lớn, hoặc là vùng bị hạn chế về điện áp. Điều này là không được phép, vì vậy phải có những biện pháp để tránh các tình huống này.

Hình 1.19 thể hiện đường đặc tính công suất tới hạn đối với một transistor. Yêu cầu cơ bản đối với một transistor làm việc ở chế độ khoá là tại bất kỳ thời điểm nào giá trị tức thời của điện áp và dòng điện đều phải

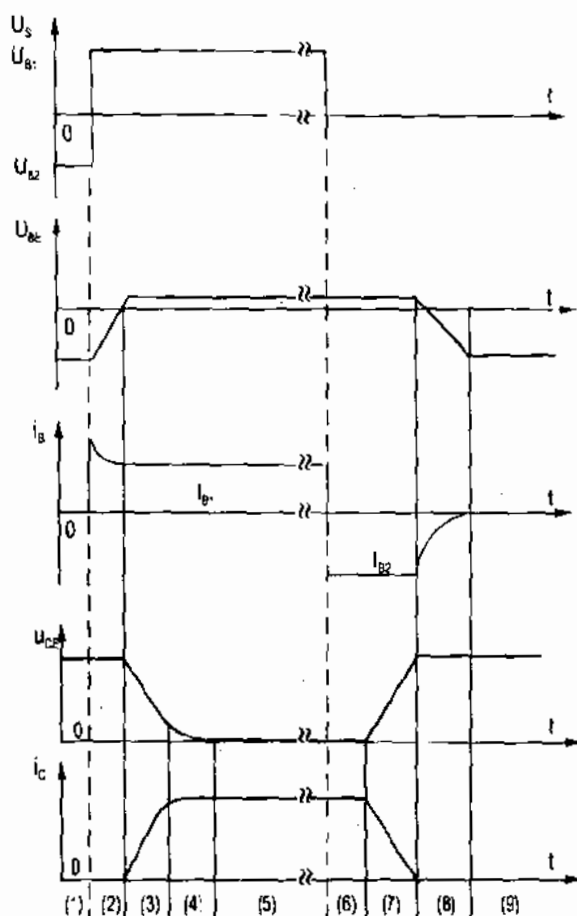


Hình 1.19. Đường đặc tính giới hạn công suất của transistor

nằm trong vùng giới hạn. Họ đường đặc tính giới hạn còn phụ thuộc vào độ rộng của xung dòng điện qua transistor. Với độ rộng của xung càng ngắn, thì điện áp và dòng điện cho phép càng lớn. Ví dụ với xung dòng có độ rộng $10\mu s$ đặc tính giới hạn có dạng gần như chữ nhật ở vùng công suất lớn, còn các đặc tính với độ rộng xung lớn hơn vùng giới hạn càng lùi về vùng có công suất nhỏ hơn.

1.5.2. Đặc tính động của một khoá transistor

Đặc tính động của một transistor được xét đến qua dạng của điện áp và dòng điện qua transistor khi tín hiệu điều khiển, điện áp $u_s(t)$, có dạng bước nhảy chữ nhật (hình 1.20).



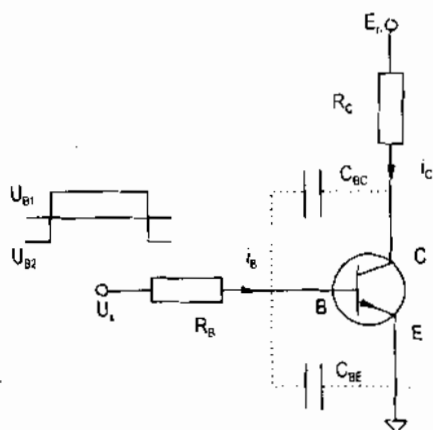
Hình 1.20. Đặc tính động của một transistor.

Trên đồ thị có thể thấy rằng dạng xung điện áp và dòng điện $U_c(t)$, $i_c(t)$ trên transistor bị trễ so với dạng điện áp điều khiển $U_s(t)$ thời gian là t_{om} (2) và t_{ot} (6). Sườn trước và sau của xung đều chỉ hình thành sau các khoảng thời gian t_m (3) và t_k (7).

1. Sự tạo thành sườn trước của xung

Thời gian trễ t_{om} (khoảng 2 trên đồ thị hình 1.20) ở sườn trước của xung tồn tại là do khi bắt đầu tín hiệu điều khiển nhảy từ $-U_{B2}$ lên U_{B1} còn cần một thời gian nạp điện cho tụ đầu vào. Trong đó trị số tụ đầu vào bằng tổng của tụ trên tiếp giáp B-E và tiếp giáp B-C, C_{BE} và C_{BC} (xem hình 1.21).

Hình 1.21. Tụ điện tương đương trên các tiếp giáp của transistor



$$C_V = C_{BE} + C_{BC}$$

Quá trình nạp kết thúc khi u_B bằng điện áp ngưỡng mở U^* của tiếp giáp B-E. Đối với transistor silic $U^* \approx 0,7V$ và hầu như không phụ thuộc vào dòng điện.

Sườn trước của xung (khoảng 3, 4 trên hình 1.20) bắt đầu hình thành sau khi kết thúc thời gian trễ t_{om} . Các electron xuất phát từ emitter bắt đầu đạt đến collector làm xuất hiện dòng collector. Các electron thoát ra khỏi collector càng làm tăng thêm lượng electron chuyển đến từ emitter. Quá trình tăng dòng I_C , I_E sẽ tiếp diễn cho đến khi trong bazơ đã tích lũy đủ lượng điện tích dư thừa ΔQ_B mà tốc độ tự kết hợp của chúng chính là để đảm bảo một dòng I_{B1} không đổi.

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

Dòng collector sẽ tăng dần lên theo quy luật hàm mũ. Dòng điện sẽ tiến đến giá trị cuối cùng là $I_C(\infty) = \beta I_{B1}$. Tuy nhiên chỉ đến thời gian t_m thì dòng collector đã đạt đến giá trị bão hoà $I_{C_{bh}}$, tiếp theo transistor ra khỏi chế độ tuyến tính và điều kiện $I_C = \beta I_B$ không còn tác dụng nữa.

Chú ý rằng nếu dòng I_{B1} càng lớn thì thời gian tạo sườn trước của xung sẽ càng ngắn.

2. Sườn sau của xung

(Các khoảng 6, 7, 8 trên đồ thị hình 1.20).

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

Khi điện áp điều khiển thay đổi từ U_{B1} xuống $-U_{B2}$ điện tích tích luỹ trong các lớp bán dẫn không thể thay đổi đột biến ngay được. Dòng I_{B2} lúc đó sẽ bằng:

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

Như vậy ban đầu điện tích tích luỹ sẽ được di tản ra ngoài cấu trúc bán dẫn bằng một dòng điện gần như không thay đổi I_{B2} . Giai đoạn di tản kết thúc sau thời gian t_{ek} khi mật độ điện tích trên tiếp giáp collector-bazơ giảm về bằng không và tiếp giáp này bị phân cực ngược. Chỉ khi đó dòng collector mới bắt đầu giảm về không, tạo nên sườn sau của xung dòng điện trong thời gian t_k .

Thời gian trễ càng nhỏ nếu I_{B1} càng nhỏ và I_{B2} càng lớn.

Khi phụ tải có tính dung kháng thì hằng số thời gian khoá sẽ được xác định bởi $\tau_C = C_{11}R_C$ (nếu $C_{11} \gg C_{BC}$), sườn sau của xung được xác định chủ yếu bởi hằng số thời gian $C_{11}R_C$:

$$t_k = 2,3 C_{11} R_C$$

1.5.3. Tóm tắt các thông số cơ bản của transistor

Như một phần tử khoá transistor được đặc trưng bởi:

1. Dòng điện collector cho phép lớn nhất $I_{C_{max}}$;

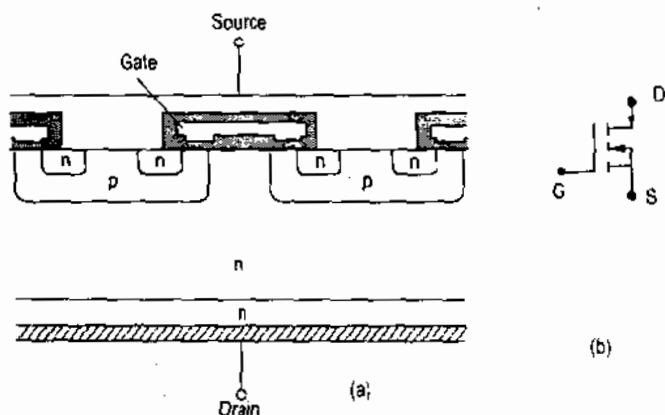
2. Đặc tính công suất giới hạn cũng có ý nghĩa đặc biệt quan trọng. Trong một số trường hợp đơn giản thông số này được cho dưới dạng công suất cho phép P .

3. Hệ số khuếch đại dòng điện β ;

4. Thời gian trễ lúc đóng cắt và các thời gian tạo sườn trước, sườn sau thường gộp chung thành thời gian mở và thời gian khoá t_m , t_k . Các thông số về thời gian này trong thực tế còn phụ thuộc phụ tải nhưng thường được cho trong những điều kiện nhất định.

1.6. Transistor trường - MOSFET (Metal-oxide-Semiconductor Field-effect Transistor)

Không giống như transistor thường, được giới thiệu ở phần 1.5, là phần tử điều khiển bằng dòng điện, transistor trường (MOSFET) là phần tử điều khiển bằng điện áp. Với đặc điểm này đối với MOSFET công suất điều khiển là không đáng kể, do đó có thể điều khiển trực tiếp MOSFET bởi đầu ra của các vi mạch công suất nhỏ.



Hình 1.22. MOSFET

a) cấu trúc bán dẫn; b) ký hiệu trên sơ đồ.

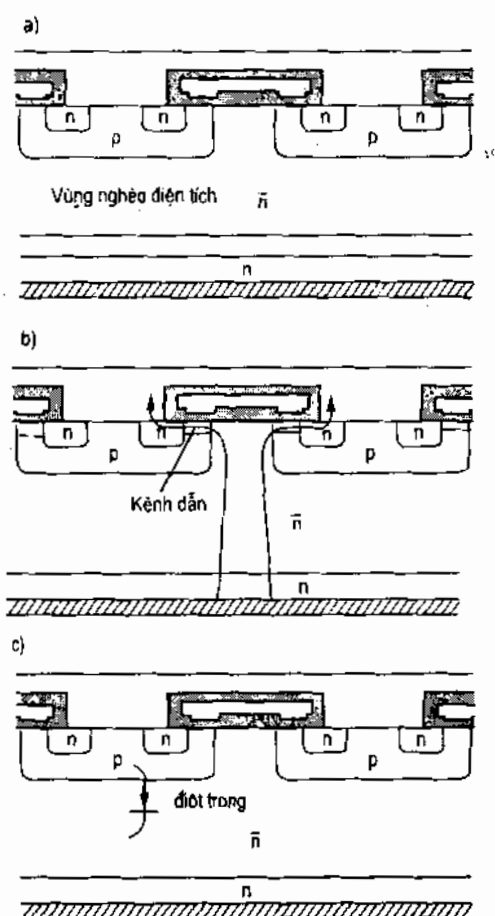
Hình 1.22 thể hiện cấu trúc bán dẫn của một MOSFET công suất với kênh dẫn kiểu n. G là cực điều khiển được cách ly hoàn toàn với cấu trúc bán dẫn bởi lớp điện môi cực mỏng nhưng có độ cách điện cực lớn dioxit silic (SiO_2). Hai cực còn lại là cực gốc (S) và cực máng (D). Cực máng là cực đón các hạt mang điện. Nếu kênh dẫn là kiểu n thì các hạt mang điện sẽ là các electron (các điện tử), do đó cực tính điện áp của cực máng là dương. Cực gốc thường được nối với đế p. Trên ký hiệu phần tử chấm gạch giữa S và D để chỉ ra rằng bình thường không có một kênh dẫn nối giữa S và D.

1.6.1. Nguyên lý hoạt động

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 hoàn toàn không xuất hiện và giữa cực gốc với cực máng sẽ là tiếp giáp p-n phân cực ngược. Điện áp U_{DS} sẽ rơi hoàn toàn trên vùng điện trở lớn của tiếp giáp này (hình 1.23.a), dòng qua cực gốc và cực máng sẽ là cực nhỏ.

Nếu điện áp điều khiển $U_{GS} < 0$ thì vùng bề mặt giáp cực điều khiển sẽ tích tụ các lỗ (p), do đó dòng điện giữa cực máng và cực gốc vẫn hầu như không có. Khi điện áp điều khiển là dương, $U_{GS} > 0$, và đủ lớn vùng bề mặt giáp cực điều khiển sẽ tích tụ các điện tử, như vậy một kênh dẫn thực sự đã hình thành (hình 1.23.b). Dòng điện giữa cực máng và cực gốc bây giờ sẽ phụ thuộc vào điện áp U_{DS} .

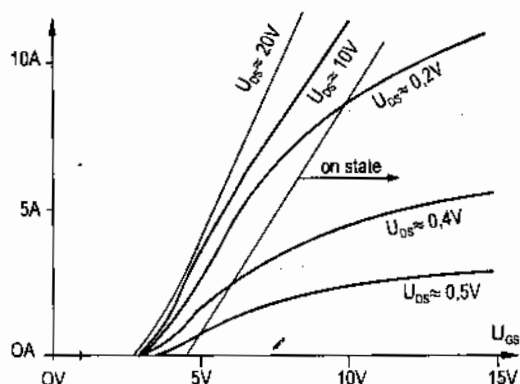
Từ cấu trúc bán dẫn của MOSFET (hình 1.23.c) có thể thấy rằng giữa cực máng và cực gốc tồn tại một tiếp giáp p-n, tương đương với một diốt ngược nối giữa D và S. Trong các sơ đồ, bộ biến đổi để trao đổi năng lượng giữa tải và nguồn thường cần có các diốt ngược mắc song song với các khoá bán dẫn. Như vậy ưu điểm của MOSFET là đã có sẵn một diốt nội tại như vậy. Diốt này có vai trò như diốt ngược trong mạch điện tương đương của MOSFET (hình 1.25).



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

1.6.2. Đặc tính của một khoá MOSFET

Hình 1.24. Đặc tính tĩnh của một khoá MOSFET. Sự phụ thuộc của dòng cực máng I_D vào điện áp điều khiển U_{GS} ứng với các điện áp U_{DS} khác nhau.

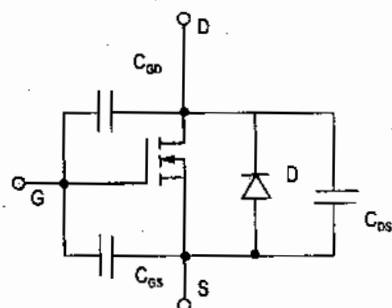


Hình 1.24 thể hiện đặc tính tĩnh của một khoá MOSFET. Khi điện áp điều khiển nhỏ hơn một ngưỡng nào đó, cỡ 3V, MOSFET ở trạng thái khoá với điện trở rất lớn giữa cực máng D và cực gốc S. Khi U_{GS} cỡ 6 ÷ 7V MOSFET sẽ ở trong chế độ dẫn. Thông thường người ta điều khiển mở MOSFET bằng điện áp cỡ 15V để làm giảm điện áp rơi trên D và S. Khi đó U_{DS} sẽ gần như tỷ lệ với dòng I_D .

Điện trở thuận và điện áp rơi trên MOSFET có hệ số nhiệt dương, điều này rất thuận tiện cho việc ghép song song chúng với nhau để có được dòng điện lớn.

Sơ đồ tương đương của một MOSFET được biểu diễn trên hình 1.25.

Để điều khiển đóng cắt một MOSFET chỉ cần làm xuất hiện hoặc làm mất đi kênh dẫn giữa cực gốc và cực máng, do đó quá trình quá độ xảy ra rất nhanh. Tốc độ đóng cắt của một MOSFET phụ thuộc chủ yếu vào các tụ điện tương đương giữa các cực C_{GS} , C_{GD} , C_{DS} . Vấn đề chính trong điều khiển các MOSFET là phải tạo ra được các nguồn tín hiệu với nội trở rất nhỏ. Chỉ có như vậy thì hằng số thời gian của mạch điều khiển mở đủ nhỏ để đáp ứng thời gian đóng, mở rất ngắn của MOSFET.



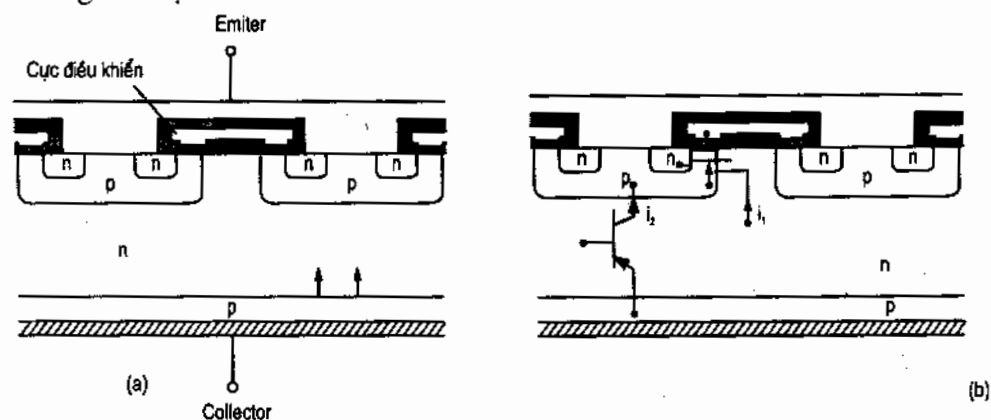
Hình 1.25. Sơ đồ tương đương của một MOSFET

Không giống như phần tử bán dẫn công suất khác các thông số cơ bản để chọn một MOSFET là điện trở thuận và tổn hao công suất trong quá trình dẫn là các thông số cơ bản cần được xem xét đến.

MOSFET có tần số đóng cắt rất cao hơn hẳn so với transistor thường và thyristor, tuy nhiên khả năng chịu tải về dòng điện và điện áp thì kém hơn. Với điện áp yêu cầu lớn hơn $500 \div 600V$ thì các phần tử có điện trở nhỏ hơn như IGBT sẽ chiếm ưu thế so với MOSFET.

1.7. Transistor có cực điều khiển cách ly, IGBT (insulated gate bipolar transistor)

IGBT là phần tử kết hợp khả năng đóng cắt nhanh của MOSFET với khả năng chịu tải lớn của transistor thường. Mặt khác IGBT cũng là phần tử điều khiển bằng điện áp, do đó công suất điều khiển yêu cầu sẽ cực nhỏ. Hình 1.26a giới thiệu cấu trúc bán dẫn của IGBT.

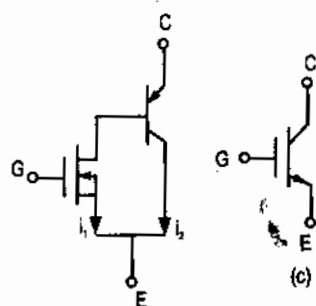


Hình 1.26. IGBT

a) cấu trúc bán dẫn

b) cấu trúc IGBT tương đương với MOSFET và transistor p-n-p;

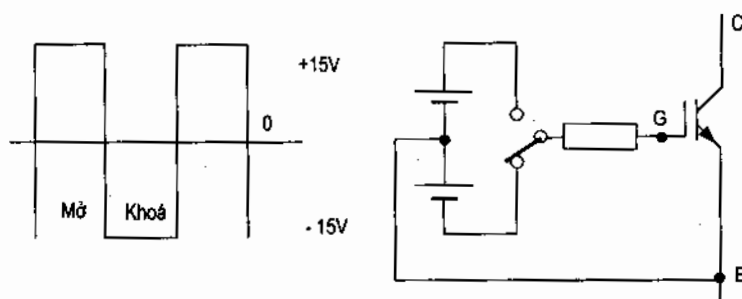
c) ký hiệu



Về cấu trúc bán dẫn IGBT khác MOSFET ở chỗ giữa emitter (tương tự với cực gốc) và collector (tương tự với cực máng) là cấu trúc bán dẫn p-n-p, chứ không phải là n-n (hình 1.26.b). Có thể coi IGBT tương đương với một p-n-p transistor với dòng bazơ được điều khiển bởi một MOSFET.

Dưới tác dụng của điện áp điều khiển $U_{GE} > 0$ kênh dẫn với các hạt mang điện là điện tử được hình thành giống như ở cấu trúc MOSFET. Các điện tử di chuyển về phía collector vượt qua lớp tiếp giáp n-p, như ở cấu trúc giữa bazơ và collector ở transistor thường, tạo nên dòng collector.

Thời gian đóng cắt của IGBT nhanh hơn so với transistor thường. Trễ khi mở khoảng $0,15 \mu s$ như đối với MOSFET, trễ khi khoá khoảng $1 \mu s$ như ở transistor thường. Công suất yêu cầu để điều khiển IGBT rất nhỏ. Dạng của tín hiệu điều khiển thường là $+15V$ khi mở và $-15V$ để khoá lại như được thể hiện trên hình 1.27. Mạch điều khiển IGBT về nguyên tắc không khác gì so với các mạch điều khiển MOSFET.

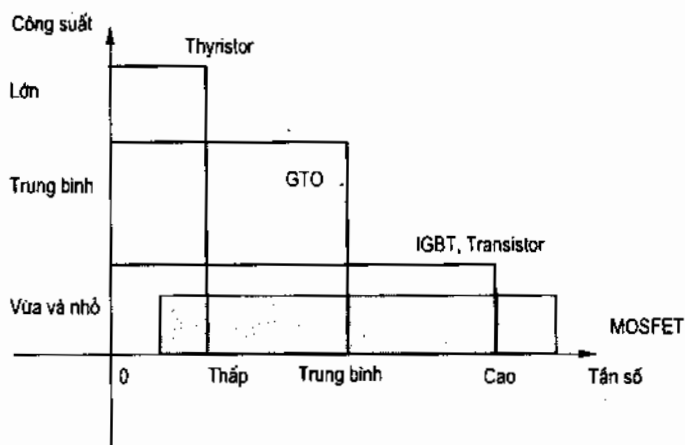


Hình 1.27. Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển IGBT.

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

Có thể so sánh một cách tương đối các phần tử bán dẫn công suất theo khả năng đóng cắt về công suất (điện áp và dòng điện) và tần số đóng cắt để thấy được phạm vi ứng dụng của các phần tử khác nhau. Hình 1.28 mô tả sự so sánh tương đối này.

Thyristor là những phần tử được chế tạo cho khả năng đóng cắt về công suất lớn nhất. Những thyristor lớn nhất có điện áp chịu được đến $4500V$, dòng điện tối đa đến $4000A$. Phạm vi hoạt động về tần số đối với thyristor lại là thấp nhất vì thời gian trễ đóng mở của cấu trúc p-n-p-n tương đối lớn, trễ khi mở cỡ $5 \mu s$, trễ khi khoá cỡ 10 đến $200 \mu s$. Vì vậy các thyristor được ứng dụng chủ yếu trong các sơ đồ chỉnh lưu, trong đó các khoá sẽ chuyển mạch tự nhiên dưới tác dụng của điện áp lưới với tần số $50 - 60 Hz$. Thyristor là phần tử điều khiển không hoàn toàn, có thể điều khiển mở bằng cực điều khiển nhưng không thể điều khiển khoá lại được.



Hình 1.28. So sánh tương đối các phần tử bán dẫn công suất theo công suất và tần số đóng cắt

GTO là bước cải tiến đáng kể về công nghệ chế tạo của thyristor. GTO có khả năng đóng cắt về công suất thấp hơn so với thyristor nhưng phạm vi hoạt động về tần số thì lại cao hơn. Do có khả năng khoá lại bằng cực điều khiển nên thời gian trễ khi khoá bị rút ngắn lại một cách đáng kể so với thyristor. GTO được ứng dụng trong các sơ đồ nghịch lưu với công suất trung bình và tần số trung bình. Việc ứng dụng các GTO đã dẫn đến công suất của các bộ biến tần được chế tạo ngày càng lớn.

Transistor và IGBT là những phần tử bán dẫn được ứng dụng với những phạm vi công suất nhỏ nhưng yêu cầu tần số làm việc cao. Đặc biệt là các IGBT đang được ứng dụng ngày càng rộng rãi và thay thế dần các transistor thường. Với công suất điều khiển yêu cầu rất nhỏ việc sử dụng IGBT làm đơn giản đáng kể thiết kế của các bộ biến đổi và làm cho kích thước của hệ thống điều khiển ngày càng thu nhỏ.

Với ưu thế tuyệt đối về thời gian đóng cắt cực nhỏ (cỡ 0,5 đến 1 μ s) các MOSFET chiếm ưu thế tuyệt đối cho các ứng dụng yêu cầu tần số đóng cắt rất cao (đến vài trăm kHz) nhưng công suất tương đối nhỏ, ví dụ như các bộ nguồn xung cho máy tính PC.

1.9. Vấn đề tổn hao công suất và làm mát các van công suất

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

ra trong quá trình làm việc tỷ lệ với giá trị trung bình của công suất tổn hao. Để an toàn cho cấu trúc bán dẫn nhiệt độ làm việc của bản thân cấu trúc phải luôn luôn ở dưới một giá trị cho phép (khoảng 120° đến 150°C), do đó nhiệt lượng sinh ra cần phải được dẫn ra ngoài. Đó chính là quá trình làm mát các phần tử bán dẫn công suất.

1.9.1. Tổn hao công suất trên các phần tử

Tổn hao công suất trên các phần tử bán dẫn công suất bao gồm:

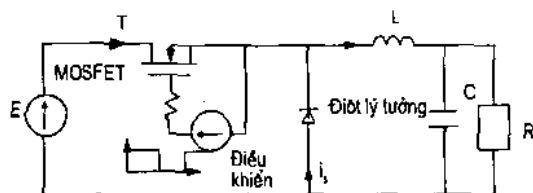
- Tổn thất trong chế độ tĩnh, đang dẫn dòng hoặc đang khoá.
- Tổn thất trong chế độ động, trong quá trình đóng cắt.

1.9.1.1. Tổn hao trong chế độ tĩnh

Trong chế độ tĩnh khi phần tử đang trong chế độ dẫn dòng hoặc đang khoá, công suất tổn hao bằng tích của dòng điện chạy qua phần tử với điện áp rơi trên phần tử. Nói chung khi phần tử đang khoá, điện áp rơi trên nó có giá trị lớn nhưng dòng qua phần tử chỉ là dòng rò, có giá trị rất nhỏ, vì vậy công suất tổn hao có thể bỏ qua. Điều này nghĩa là công suất tổn hao trong chế độ tĩnh chủ yếu sinh ra khi phần tử ở trong chế độ dẫn dòng. Công suất này sẽ có giá trị bằng dòng trung bình qua phần tử nhân với điện áp rơi trên phần tử. Với đa số các phần tử bán dẫn công suất thì điện áp rơi trên phần tử trong chế độ dẫn dòng có thể coi là không đổi, ít phụ thuộc vào dòng điện chạy qua nó. Như vậy ta có thể dễ dàng xác định được công suất tổn hao trong chế độ tĩnh.

1.9.1.2. Tổn hao trong quá trình đóng cắt

Để hiểu một cách khái quát về bản chất của tổn hao ta xét tổn hao của sơ đồ biến đổi xung áp một chiều dùng MOSFET (hình 1.29). Khi xét tổn hao công suất người ta chia làm 3 phần.



Hình 1.29. Bộ băm xung áp một chiều dùng MOSFET

1. Tổn hao do thời gian đóng cắt

Hình 1.30 giới thiệu giản đồ điện áp, dòng điện và năng lượng tổn hao khi sơ đồ 1.29 làm việc, ứng với khi MOSFET khoá lại. Trong đó năng lượng tổn hao khi khoá lại W_k là phần diện tích sẫm này được tính theo công thức:

$$W_k = \frac{1}{2} E \cdot I_L \cdot t_k$$

Trong đó: E - điện áp nguồn;

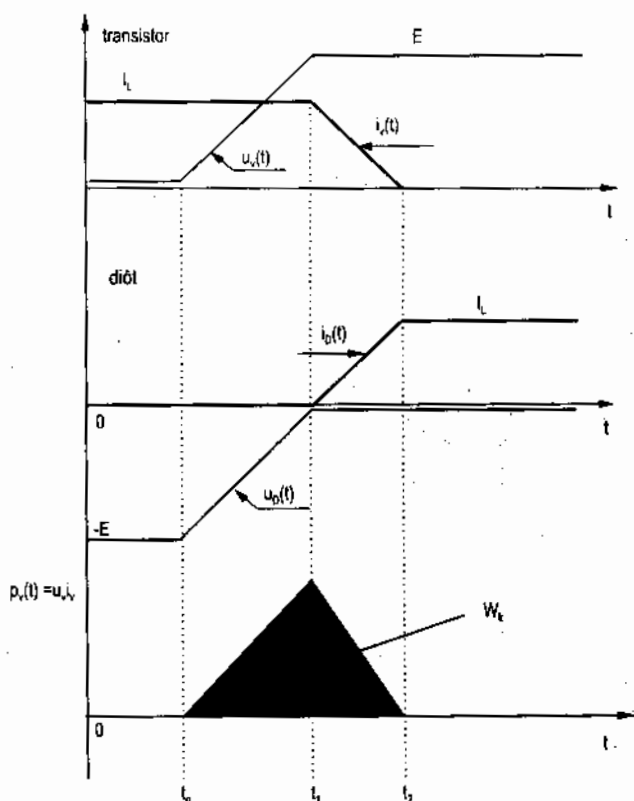
I_L - Dòng điện làm việc của transistor;

t_k - thời gian khoá, $t_k = t_2 - t_1$.

Quá trình MOSFET mở ra có dạng giống như giản đồ hình 1.30 với chiều thời gian quay ngược lại. Năng lượng tổn hao khi transistor mở được tính theo công thức:

$$W_m = \frac{1}{2} E \cdot I_L \cdot t_m$$

Trong đó t_m là thời gian mở của transistor.



Hình 1.30. Dạng dòng điện, điện áp trong quá trình khoá trên sơ đồ hình 1.29.

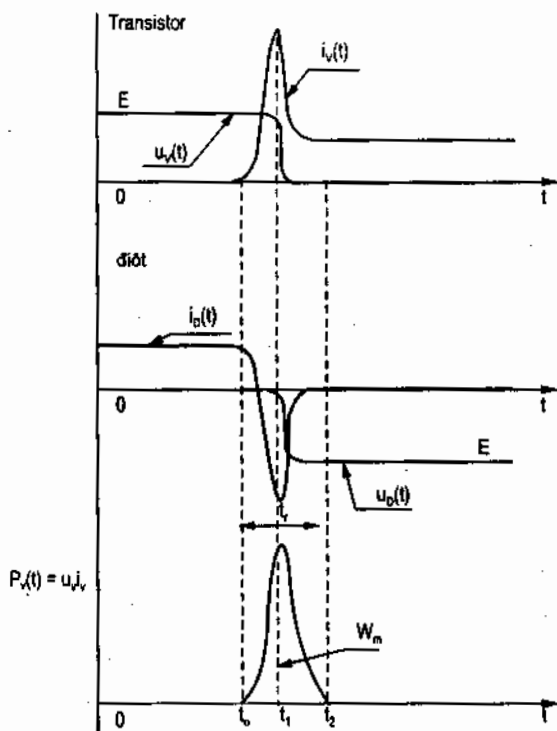
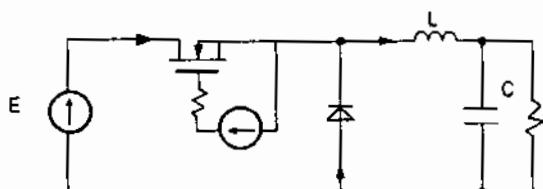
Như vậy năng lượng tổn hao trong một chu kỳ sẽ bằng $W_k + W_m$ và nếu chu kỳ là T thì tần số $f = \frac{1}{T}$ và công suất tổn hao sẽ bằng:

$$P = \frac{1}{T}(W_k + W_m) = f(W_k + W_m)$$

2. Tổn hao do thời gian phục hồi

Việc đưa các tiếp giáp về trạng thái khoá cần có thời gian để các điện tích đi tản hết ra ngoài. Để đơn giản cho việc xét thời gian phục hồi ta có sơ đồ (hình 1.31). Hình 1.32 là giản đồ điện áp diễn ra trong quá trình phục hồi của diốt D, trong đó giả sử T là van lý tưởng.

Hình 1.31. Sơ đồ trong đó tổn thất sinh ra do quá trình phục hồi của diốt



Hình 1.32. Quá trình mở của transistor trong sơ đồ hình 1.31

Quá trình phục hồi diễn ra như sau: Trong khoảng thời gian $t_0 < t < t_1$ diốt vẫn còn phân cực thuận nên điện áp trên transistor bằng E . Tại thời điểm $t = t_1$ điện tích trong lớp tiếp giáp p - n đã hết, diốt bắt đầu được phân cực ngược, trong khoảng thời gian $t_1 < t < t_2$ điện áp trên diốt bắt đầu tăng lên nhưng theo chiều ngược lại và đạt tới giá trị $-E$. Tại thời điểm $t = t_2$ dòng điện bằng 0 và diốt đã được phục hồi hoàn toàn. Tổn hao năng lượng trong quá trình này được tính bằng công thức:

$$W_D = E I_L t_1 + E Q_r$$

Trong đó: E - điện áp nguồn; I_L - dòng điện làm việc của transistor; t_1 - thời gian phục hồi; Q_r điện tích qua tiếp giáp trong quá trình phục hồi bằng:

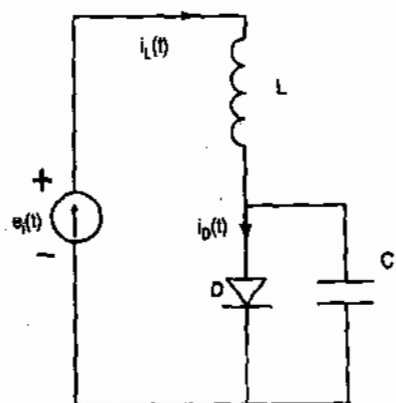
$$Q_r = \int_{t_0}^{t_2} i_L dt$$

Trong thực tế tổn hao trong quá trình phục hồi khá lớn. Để giảm nhỏ tổn hao này trong sơ đồ có thể dùng diốt cắt nhanh, tuy nhiên cần chú ý quá áp của sơ đồ do tốc độ dòng điện ngược quá lớn.

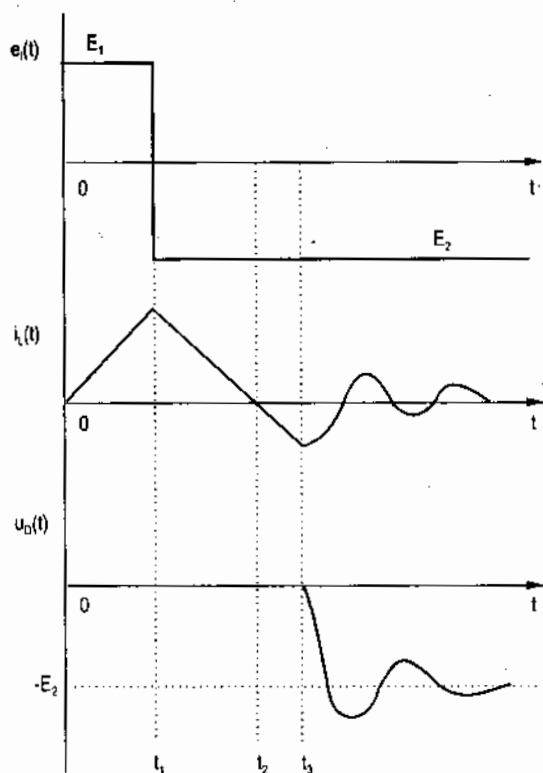
3. Tổn hao do các phần tử phản kháng

Hình 1.33: mô tả tổn hao công suất trên các phần tử phản kháng. Nhìn vào sơ đồ ta thấy tụ điện và cuộn cảm trong quá trình nạp, phóng đều có tổn hao năng lượng. Để cho đơn giản khi xác định tổn hao của các phần tử này ta có thể xem nguồn cung cấp $e(t)$ là nguồn xung hình chữ nhật.

Với nguồn cấp là nguồn xung chữ nhật E , ta có giản đồ điện áp, dòng điện của sơ đồ hình 1.33 thể hiện trên hình 1.34. Từ giản đồ điện áp, dòng điện trên hình 1.34 ta tính được tổn hao trên các phần tử tụ điện và điện cảm.



Hình 1.33. Sơ đồ mô tả tổn hao công suất trên điện cảm trong quá trình đóng cắt của diốt.



Hình 1.34. Dạng dòng điện điện áp của sơ đồ hình 1.33

- Tổn hao trên tụ điện C khi MOSFET mở:

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

- Tổn hao trên cuộn cảm L.

$$W_L = E_L Q_r$$

trong đó C_{DS} là điện dung tương đương giữa cực máng và cực gốc (ví dụ đối với MOSFET).

C_D là tụ tương đương của điốt.

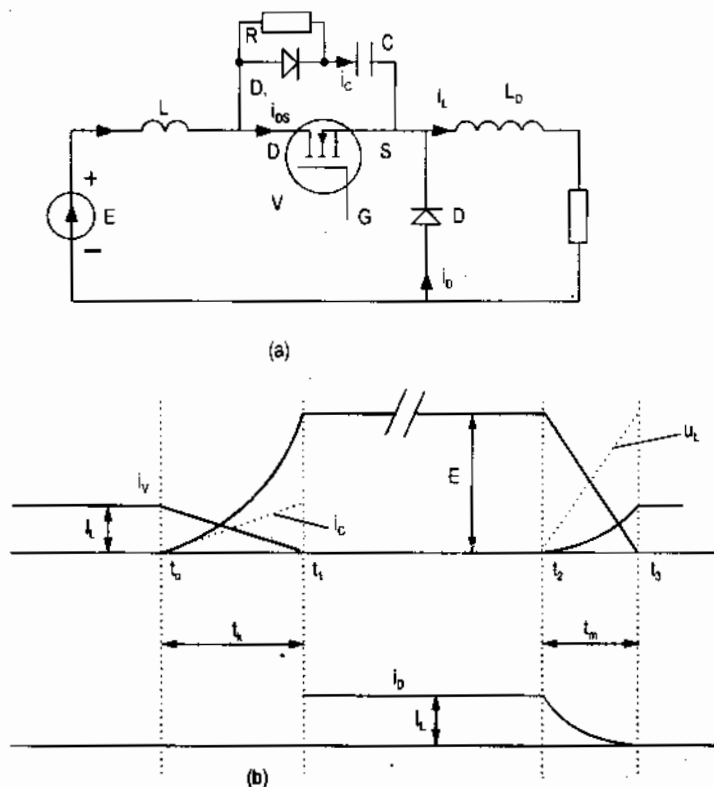
Q_r là điện tích có liên quan đến năng lượng tích lũy trong cuộn L và gây ra tổn hao khi điốt phục hồi và tích lũy.

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

1.9.2. Mạch trợ giúp đóng mở

Tổn thất năng lượng như xem xét ở trên xảy ra trong quá trình đóng mở khá lớn. Để giảm bớt phần tổn hao này người ta thường mắc thêm mạch trợ giúp cho quá trình đóng mở của van bán dẫn.

Hình 1.35a giới thiệu sơ đồ của mạch trợ giúp đóng mở van bán dẫn và dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử của mạch (hình 1.35b). Với mạch trợ giúp này người ta tính được tổn hao trong quá trình khoá và mở van như sau:



Hình 1.35. Mạch trợ giúp đóng mở cho van bán dẫn;
a) sơ đồ nguyên lý; b) dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử.

- Tổn hao trong quá trình khoá:

$$W_k = \frac{I_L^2 t_k}{24C} \quad (t_k \text{ thời gian khoá của van})$$

- Tổn hao trong quá trình mở:

$$W_m = \frac{I_L^2 t_m^2}{24 L} \quad (t_m \text{ thời gian mở của van})$$

Nếu biết được các thông số của van như t_k , t_m và các thông số của mạch điện như điện áp nguồn E , dòng tải I_L , tần số làm việc f , thông số của tụ C và cuộn cảm L trong mạch được xác định như sau:

$$C = \frac{I_L t_k}{2E}$$

$$L = \frac{E \cdot t_m}{2I_L}$$

Sau những biến đổi có liên quan khi đó tổn hao công suất sẽ bằng:

$$P = f(W_k + W_m) = \frac{EI_L}{12} f(t_k + t_m)$$

Ví dụ: với mạch $E = 100V$; $I_L = 10A$; $t_k = 3\mu s$; $t_m = 1\mu s$; $f = 10 \text{ kHz}$; ta có:

$$C = \frac{10 \cdot 3 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 100} = 0,15 \mu F$$

$$L = \frac{100 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10} = 5 \mu H$$

Tổn hao công suất bằng:

$$P = \frac{100 \cdot 10}{12} 10 \cdot 10^3 \cdot (1 + 3) \cdot 10^{-6} = 3,3(W)$$

Nếu không có mạch trợ giúp đóng mở, tổn hao công suất trong quá trình đóng mở

$$P = f(W_k + W_m) = f(1/2)EI_L(t_k + t_m) = 10 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 100 \cdot 10 \cdot 4 \cdot 10^{-6} = 20 (W).$$

Như vậy mạch hỗ trợ đóng mở đã góp phần giảm tổn hao công suất trên phần tử đóng cắt tới 6 lần.

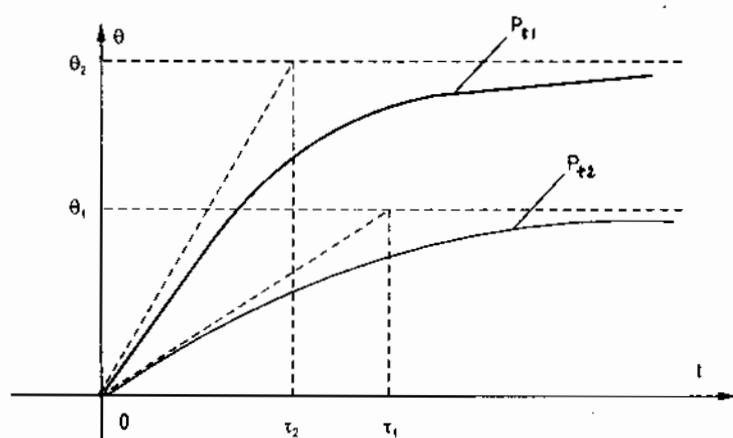
1.9.3. Làm mát cho các van trong quá trình làm việc

Phần trước chúng ta đã tính toán tổn hao công suất của các van trong quá trình làm việc. Công suất tổn hao này chuyển thành nhiệt làm nóng van. Nếu nhiệt độ của van vượt quá giới hạn cho phép sẽ phá huỷ van, vì vậy làm mát cho van là vấn đề rất quan trọng. Để việc làm mát cho van có hiệu quả và kinh tế, chúng ta xét qua một số yếu tố sau.

1.9.3.1. Truyền nhiệt

Nhiệt độ của van tăng lên do công suất tổn hao trên van gây ra. Khi nhiệt độ của van cao hơn nhiệt độ môi trường xung quanh nhiệt lượng được truyền vào môi trường. Tới giới hạn nào đó nhiệt lượng do công suất tổn hao sinh ra với lượng nhiệt truyền vào môi trường bão hoà thì nhiệt độ của van không tăng nữa.

Hình 1.36 giới thiệu đường cong nhiệt độ của một van trong môi trường truyền nhiệt đồng nhất. Đường cong P_{t1} ứng với van khi làm việc có công suất tiêu hao lớn; đường cong P_{t2} ứng với van làm việc khi có công suất tiêu hao nhỏ, θ là chênh lệch nhiệt độ giữa van và môi trường.



Hình 1.36. Đường cong nhiệt độ

1.9.3.2. Các biện pháp làm mát cho van

Mỗi loại van khi được đưa vào thị trường, các nhà sản xuất bao giờ cũng cung cấp cho người sử dụng biết các thông số quan trọng như: I_v , V_{ngmax} , T_{max} ... nhưng chúng ta cần lưu ý một điều các van do các nước sản xuất thường có nhiệt độ môi trường là $20 \div 25^\circ\text{C}$. Vì vậy để van làm việc với các thông số danh định do nhà sản xuất đưa ra bắt buộc các van phải được làm mát. Thông thường van được gắn lên một cánh tản nhiệt với các thông số phù hợp. Có 2 biện pháp làm mát thường gặp:

- 1) Làm mát tự nhiên
- 2) Làm mát cưỡng bức.

1. Làm mát tự nhiên tức là chỉ dựa vào sự đối lưu không khí quanh van khi áp dụng với các van có công suất nhỏ và $I_{LV} \leq \frac{1}{3} I_{Dm}$ của van.

2. Làm mát cưỡng bức : sử dụng biện pháp này có thể cho van làm việc ở các thông số định mức. Làm mát cưỡng bức có hai cách.

- Tạo luồng không khí với tốc độ lớn qua van để đẩy nhanh quá trình truyền nhiệt của van vào không khí.

- Làm mát bằng nước, trong đó van được gắn lên một tấm đồng rỗng, có dòng nước chạy qua. Đây là biện pháp làm mát rất hiệu quả nhưng hệ thống làm mát khá phức tạp, chỉ phù hợp với những ứng dụng yêu cầu công suất lớn và có sẵn nguồn nước tại vị trí lắp đặt thiết bị.

Sau đây là một ví dụ tính toán chọn tản nhiệt cho một van.

Ví dụ: Thyristor BTW 67-1200, vỏ loại CB-332.

Trở kháng nhiệt từ tiếp giáp bán dẫn ra vỏ là $R_{th(j-v)} = 0,93^{\circ}\text{C/W}$.

Trở kháng nhiệt từ vỏ ra tản nhiệt là $R_{th(v-h)} = 0,1^{\circ}\text{C/W}$.

$I_D = 25\text{ A}$, $U_{ng,max} = 1200\text{ V}$,

$T_{j,max} = 110^{\circ}\text{C}$: nhiệt độ cho phép của cấu trúc bán dẫn của van.

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

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

Theo phụ lục 3 ta có thể chọn loại tản nhiệt WA 290 với độ dài 150 mm.

Các trường hợp sự cố quá trình nhiệt.

Mô hình phân bố nhiệt và truyền nhiệt trên đây chỉ đúng trong trường hợp thiết bị làm việc bình thường. Trong những trường hợp sự cố như ngắn mạch hoặc tốc độ tăng dòng dI/dt quá cao thì khả năng tích nhiệt và truyền nhiệt của thiết bị sẽ bị hạn chế dẫn đến nhiệt độ tăng đột ngột ngay trong cấu trúc bán dẫn làm phá hỏng phần tử. Đó là các trường hợp sự cố phải được ngăn chặn bằng các biện pháp về mạch và không thuộc phạm vi nghiên cứu của quá trình làm mát thiết bị.

Trong tính toán để có thể dự đoán được nhiệt độ khi làm việc quá tải nhà sản xuất còn cung cấp thêm một thông số, gọi là trở kháng truyền nhiệt:

$$Z_T = \frac{\text{Độ tăng nhiệt độ (}^{\circ}\text{C)}}{\text{Tổn hao công suất trong một đơn vị thời gian (ms)}}$$

Nhờ đó có thể tính toán được thời gian chịu quá tải của thiết bị theo thời gian, ví dụ 150% trong 10 ms, 120% trong 60 ms,...

Câu hỏi ôn tập

1. Nêu đặc tính cơ bản của các phần tử bán dẫn công suất.
2. Thế nào là van điều khiển không hoàn toàn và van điều khiển hoàn toàn?
3. Để chọn một phần tử bán dẫn (điốt, thyristor, transistor, MOSFET, IGBT,...) phải dựa trên các thông số cơ bản nào?
4. Tại sao cần hạn chế tốc độ tăng dòng, tăng áp trên thyristor?
5. Phân biệt vấn đề điều khiển giữa thyristor và GTO, giữa transistor thường và MOSFET, IGBT.
6. Tổn thất trên van bán dẫn trong quá trình làm việc bao gồm những thành phần nào?
7. Tại sao phải đặt vấn đề làm mát các van bán dẫn? Dựa trên các thông số kỹ thuật nào để tính toán quá trình làm mát?

Chương 2

CHỈNH LƯU

2.1. Các vấn đề chung

2.1.1. Chỉnh lưu là gì?

Chỉnh lưu là thiết bị dùng để biến đổi nguồn điện xoay chiều thành nguồn điện một chiều, cung cấp cho phụ tải một chiều. Ví dụ về phụ tải một chiều có thể là động cơ điện một chiều, mạch kích từ của máy điện, một cuộn dây của nam châm điện, một số thiết bị sử dụng điện một chiều như bể mạ, bể điện phân,...

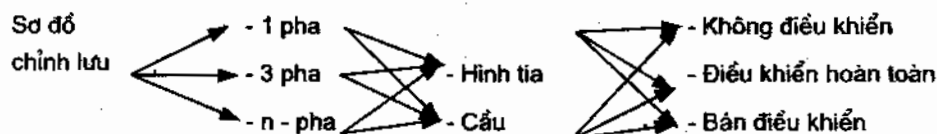
2.1.2. Phân loại các sơ đồ chỉnh lưu

Tùy theo số pha của nguồn điện xoay chiều phía đầu vào của chỉnh lưu là một pha, 3 pha, n -pha mà chỉnh lưu có thể là một pha, 3 pha hoặc n -pha.

Nếu dòng điện xoay chiều chạy giữa dây pha và dây trung tính thì chỉnh lưu gọi là sơ đồ hình tia. Nếu dòng điện xoay chiều chạy giữa các dây pha với nhau thì chỉnh lưu gọi là sơ đồ cầu.

Nếu sơ đồ chỉnh lưu chỉ sử dụng toàn diốt thì sơ đồ chỉnh lưu gọi là sơ đồ không điều khiển. Nếu sơ đồ sử dụng toàn bộ là thyristor thì sơ đồ gọi là điều khiển hoàn toàn. Nếu sơ đồ kết hợp cả thyristor lẫn diốt thì sơ đồ sẽ là bán điều khiển.

Kết hợp cách phân loại như trên một sơ đồ chỉnh lưu có thể được gọi tên như sau:

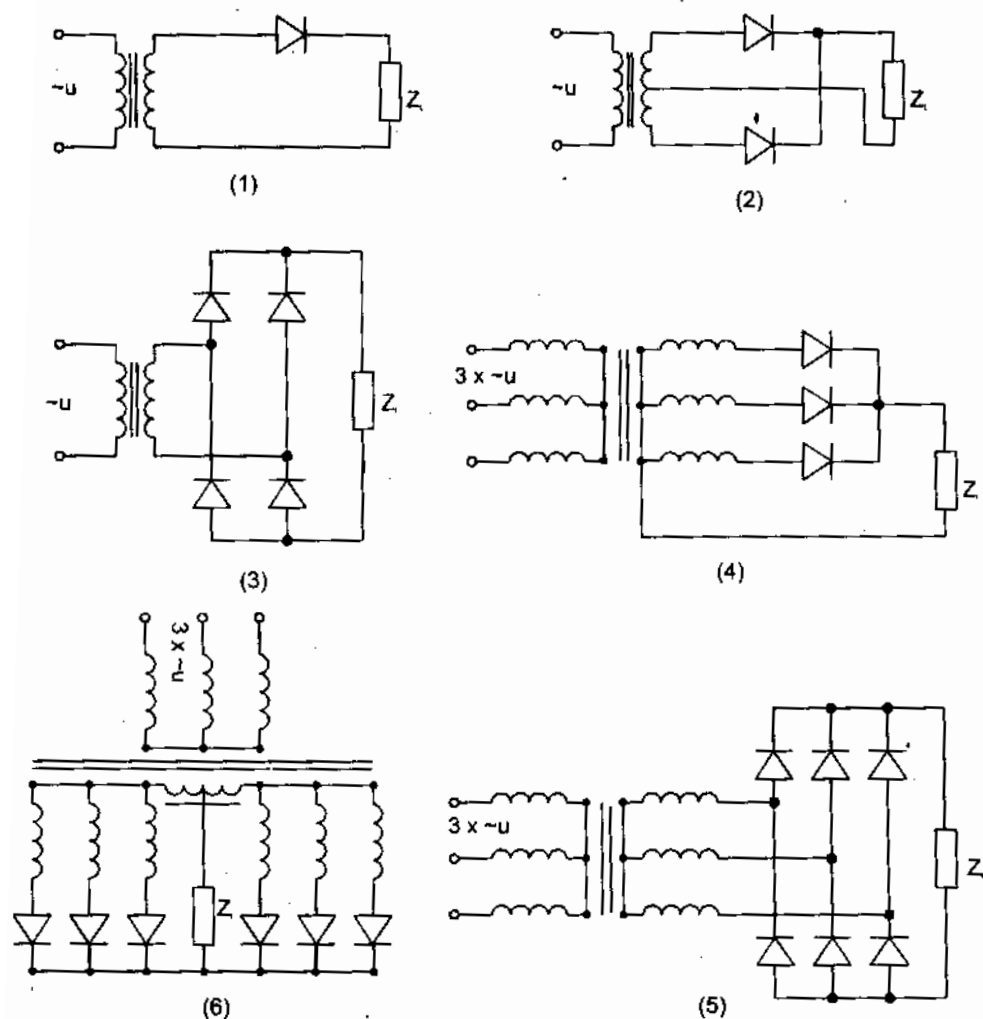


Ví dụ: 1. Sơ đồ chỉnh lưu 1 pha cầu điều khiển hoàn toàn.

2. Sơ đồ chỉnh lưu 3 pha hình tia không điều khiển.

2.1.3. Các dạng sơ đồ chỉnh lưu

Các dạng cơ bản của sơ đồ chỉnh lưu được biểu diễn trên hình 2.1.



Hình 2.1. Các dạng sơ đồ chỉnh lưu cơ bản

(1) sơ đồ chỉnh lưu 1 pha, nửa chu kỳ; (2) sơ đồ chỉnh lưu 1 pha, hình tia; (3) sơ đồ chỉnh lưu cầu 1 pha; (4) sơ đồ chỉnh lưu 3 pha hình tia; (5) sơ đồ chỉnh lưu cầu 3 pha; (6) sơ đồ chỉnh lưu 6 pha, có cuộn kháng cân bằng.

2.1.4. Cấu trúc chung 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:

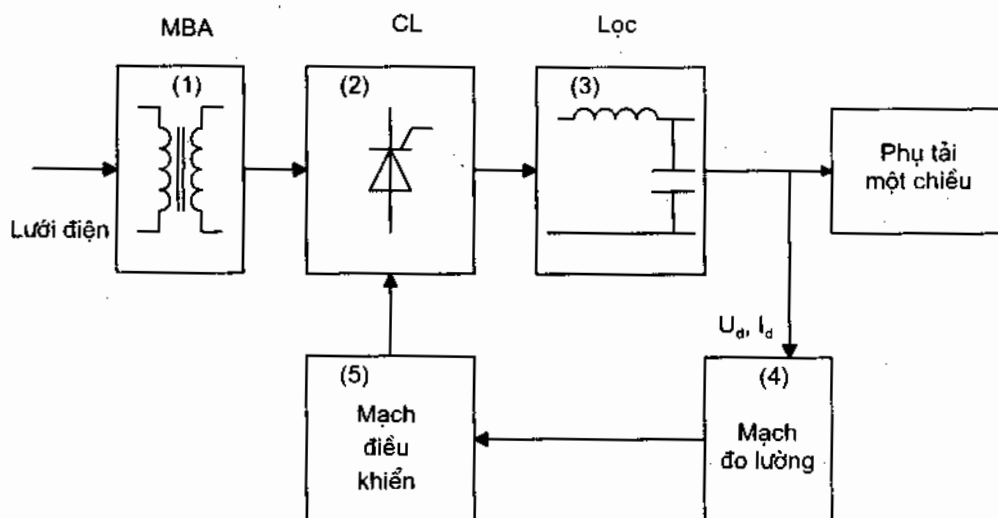
1) MBA: máy biến áp dùng để phối hợp mức điện áp giữa lưới điện và điện áp ở đầu vào của chỉnh lưu. MBA là bộ phận bắt buộc đối với các sơ đồ hình tia nhưng không bắt buộc đối với các sơ đồ cầu.

2) CL: Sơ đồ chỉnh lưu. Đây là bộ biến đổi 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 và cuộn cảm làm chức năng san bằng điện áp chỉnh lưu, giảm thành phần đập mạch trên điện áp ra của sơ đồ chỉnh lưu đến một mức độ cho phép. Trong nhiều ứng dụng bản thân phụ tải đã có tính chất lọc nên khâu lọc không nhất thiết phải có.

4) Mạch phản hồi: gồm các khâu đo lường tín hiệu như dòng điện, điện áp phục vụ cho các chức năng điều chỉnh, các mạch bảo vệ của cả hệ thống.

5) Mạch điều khiển: đây là khâu quan trọng trong sơ đồ chỉnh lưu. Mạch điều khiển phải thực hiện chức năng tạo ra các xung điều khiển đồng pha với điện áp lưới điện xoay chiều, đưa đến cực điều khiển của các thyristor tại đúng thời điểm mà điện áp anot-catot đang dương. Mạch điều khiển phải có khả năng thay đổi góc điều khiển α trong toàn bộ dải điều chỉnh, ví dụ từ 0° đến 180° , đảm bảo được chức năng về điều chỉnh điện áp chỉnh lưu theo yêu cầu. Mạch điều khiển cũng thực hiện các chức năng về tín hiệu hoá và bảo vệ cho toàn hệ thống.



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

2.1.5. Các đặc tính của một sơ đồ chỉnh lưu

Các đặc tính của một sơ đồ chỉnh lưu thể hiện qua một nhóm các thông số cơ bản. Các thông số cơ bản này cần thiết cho các quá trình thiết kế một sơ đồ chỉnh lưu cho một ứng dụng cụ thể nào đó. Các thông số cơ bản này cũng được dùng để đánh giá chất lượng của điện áp chỉnh lưu cũng như ảnh hưởng của sơ đồ chỉnh lưu đối với lưới điện. Việc xác định các thông số cơ bản này là đối tượng nghiên cứu của điện tử công suất. Thông thường một sơ đồ chỉnh lưu được xem xét với các thông số về tải yêu cầu biết trước, đó là điện áp chỉnh lưu U_d và dòng điện chỉnh lưu theo yêu cầu I_d hoặc công suất yêu cầu P_d . Các thông số cơ bản cần được xác định theo các thông số cho trước này. Ngoài ra người ta còn cần quan tâm đến một số thông số sau của một sơ đồ chỉnh lưu.

1) Nhóm 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 đoạn điện áp xoay chiều hình sin. Số lần lặp lại của các đoạn điện áp xoay chiều này trong một chu kỳ của điện áp lưới gọi là số lần đập mạch của điện áp chỉnh lưu. Thông số này xác định độ “bằng phẳng” của điện áp chỉnh lưu. 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 chọn được van cho một sơ đồ chỉnh lưu. Hai thông số cơ bản để chọn van là giá trị dòng trung bình qua van và điện áp ngược lớn nhất trên van, I_V và $U_{ng,max}$.

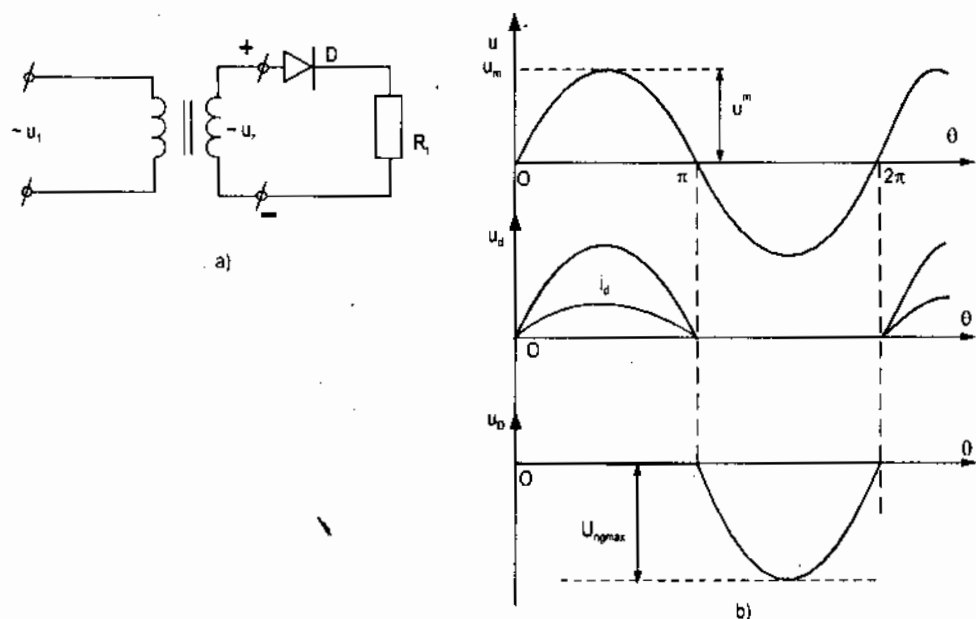
3) Nhóm các thông số về máy biến áp: Các thông số này cần thiết cho việc thiết kế máy biến áp. Để thiết kế một máy biến áp ta cần biết công suất tính toán máy biến áp, S_{ba} , để có thể xác định kích thước mạch từ máy biến áp. Để xác định tiết diện dây cuốn cần biết giá trị hiệu dụng của các cuộn dây sơ cấp và thứ cấp, I_1, I_2 . Để xác định số vòng dây của mỗi cuộn dây cần biết điện áp trên từng cuộn và tỷ số biến áp, K_{ba} .

4) Các thông số xác định ảnh hưởng của sơ đồ chỉnh lưu đối với lưới điện: ảnh hưởng của sơ đồ chỉnh lưu đối với lưới điện được đánh giá qua hệ số công suất $\cos\varphi$, trong đó φ là góc lệch pha giữa thành phần sóng hài bậc nhất của dòng điện và điện áp ở đầu vào chỉnh lưu. Một thông số khác quan trọng nữa là hệ số méo phi tuyến của dòng đầu vào chỉnh lưu. Đối với nguồn có công suất giới hạn hoặc khi công suất chỉnh lưu rất lớn thì độ méo phi tuyến này sẽ ảnh hưởng rất mạnh đến các thiết bị khác trên lưới điện. Đánh giá được độ méo phi tuyến sẽ cho phép xác định cần phải dùng các bộ lọc đầu vào chỉnh lưu hay phải sử dụng các sơ đồ nhiều pha để giảm thiểu ảnh hưởng của chỉnh lưu đối với lưới điện.

2.2. Sơ đồ chỉnh lưu 1 pha, nửa chu kỳ

2.2.1. Sơ đồ dùng điôt, tải thuần trở

Đây là sơ đồ đơn giản nhất, có rất ít ứng dụng trong thực tế. Sơ đồ được cho trên hình 2.3, chỉ được xét đến với mục đích minh họa.



Hình 2.3. Sơ đồ chỉnh lưu 1 pha, nửa chu kỳ.

a) Sơ đồ nguyên lý; b) Dạng-dòngđiện, điện áp trên các phần tử.

Trên sơ đồ điện áp xoay chiều phía thứ cấp máy biến áp, ở đầu vào chỉnh lưu có dạng sin xoay chiều:

$$u = U^m \sin \theta,$$

Trong đó:

U^m : giá trị biên độ của điện áp xoay chiều, [V]

$U^m = \sqrt{2}U$, với U là giá trị hiệu dụng, [V]

$\theta = \omega t$: góc, [Rad]

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

f : tần số điện áp lưới, [Hz]

Với giả thiết khi $\theta = 0 \div \pi$ cực tính điện áp nguồn xoay chiều được đánh dấu như trên hình vẽ, với dấu +, - không ở trong ngoặc. Cực tính điện áp này là thuận đối với điôt D nên D sẽ thông, nối tải R_L vào nguồn. Điện áp trên tải lặp lại như điện áp u trong khoảng $\theta = 0 \div \pi$.

Với giả thiết tải thuần trở, dòng tải sẽ lặp lại như dạng điện áp. Dòng i , có dạng nửa hình sin từ 0 đến π . Sau π dòng tải có xu hướng đảo chiều. Tuy nhiên diôt không cho phép dòng chạy theo chiều ngược lại, vì vậy diôt khoá và dòng tải bằng 0 trong khoảng $\theta = \pi \div 2\pi$.

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

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

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

Tương tự dòng tải trung bình có thể được tính bằng:

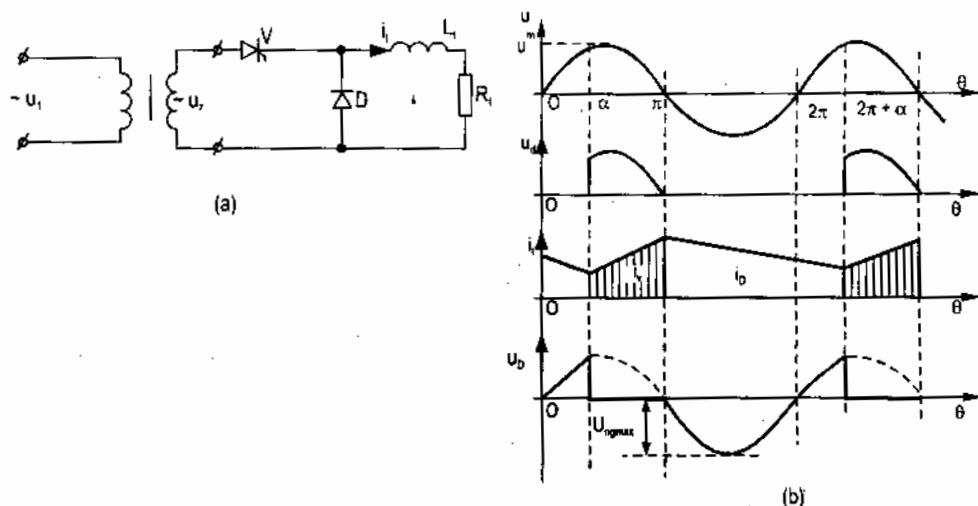
$$I_d = \frac{I_d^m}{\pi} = \frac{U^m}{\pi R} = \frac{\sqrt{2}U}{\pi R}$$

Diôt phải chịu điện áp ngược lớn nhất bằng:

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

2.2.2. Sơ đồ dùng thyristor, tải trở cảm

Sơ đồ chỉnh lưu 1 pha, nửa chu kỳ như trên hình 2.3 có rất ít ứng dụng thực tế. Tuy nhiên sơ đồ như trên hình 2.4 lại được dùng khá phổ biến, đặc biệt là cho các mạch kích từ máy điện một chiều hoặc các máy phát đồng bộ.



Hình 2.4. Sơ đồ chỉnh lưu 1 pha nửa chu kỳ có điều khiển
a) sơ đồ nguyên lý; b) dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử

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 L-R. Vì tải có tính chất cảm nên sơ đồ phải có diốt D, gọi là diốt không, tạo đường dẫn cho dòng tải khi thyristor khoá và tạo ra điện áp u_d chỉ có một cực tính.

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

Giả sử thyristor V nhận được tín hiệu điều khiển chậm sau điểm điện áp nguồn qua 0 một góc là α , gọi là góc điều khiển, V sẽ thông. Dòng qua tải bắt đầu tăng lên. Đến thời điểm $\theta = \pi$ điện áp nguồn bắt đầu đổi dấu, dẫn đến diốt D được phân cực thuận. D bắt đầu mở ra đặt điện áp ngược lên anốt-catốt của thyristor V làm V khoá lại. Do tính chất của điện cảm tải, dòng vẫn tiếp tục được duy trì và nối vòng qua diốt D.

Nếu đến thời điểm có tín hiệu điều khiển tiếp theo, $2\pi + \alpha$, dòng chưa về đến 0 thyristor sẽ bắt đầu dẫn dòng với giá trị ban đầu khác 0. Chế độ này gọi là chế độ dòng liên tục. Ví dụ về trường hợp này được mô tả trên hình 2.4.b qua đồ thị dòng i_d .

Nếu dòng qua diốt bằng 0 trước khi đến thời điểm $2\pi + \alpha$ thyristor sẽ bắt đầu dẫn dòng từ 0. Trường hợp này gọi là chế độ dòng gián đoạn.

Dạng điện áp, dòng điện trên tải và điện áp ngược đặt thyristor cho trên hình 2.4b. Có thể xác định dòng điện qua tải qua dòng điện chạy qua thyristor và diốt như sau:

$$\text{- Với dòng tải gián đoạn: } i_v = \frac{U^m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) - e^{a(\theta - \alpha)} \sin(\alpha - \varphi) \right]$$

$$i_D = \frac{U^m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) - e^{a(\pi - \alpha)} \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{a(\theta - \pi)}$$

- Với dòng tải liên tục:

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

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

Trong đó: $a = \frac{R}{X_L}$ (điện trở và điện kháng của tải); $X_L = \omega L$; $Z =$

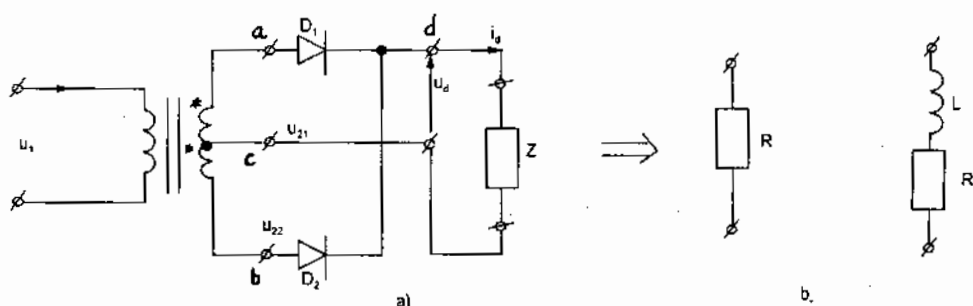
$$\sqrt{R^2 + X_L^2}; \varphi = \arctg\left(\frac{X_L}{R}\right); \alpha, \theta \text{ là góc mở và dẫn của thyristor.}$$

Việc phân tích sơ đồ trên đây để xác định các giá trị tức thời của dòng điện cho thấy mặc dù đây là một sơ đồ đơn giản nhưng kết quả lại hoàn toàn không đơn giản. Chính vì vậy mà người ta phải dùng 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 thực tế ứng dụng. 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 điôt

Chỉnh lưu 1 pha hình tia cấu tạo từ máy biến áp và hai điôt D_1, D_2 như được thể hiện trên hình 2.5. Phía thứ cấp máy biến áp bao gồm hai nửa cuộn dây có cực tính như hình vẽ. Do đó điện áp thứ cấp máy biến áp u_{21}, u_{22} có giá trị bằng nhau nhưng ngược pha nhau 180° .

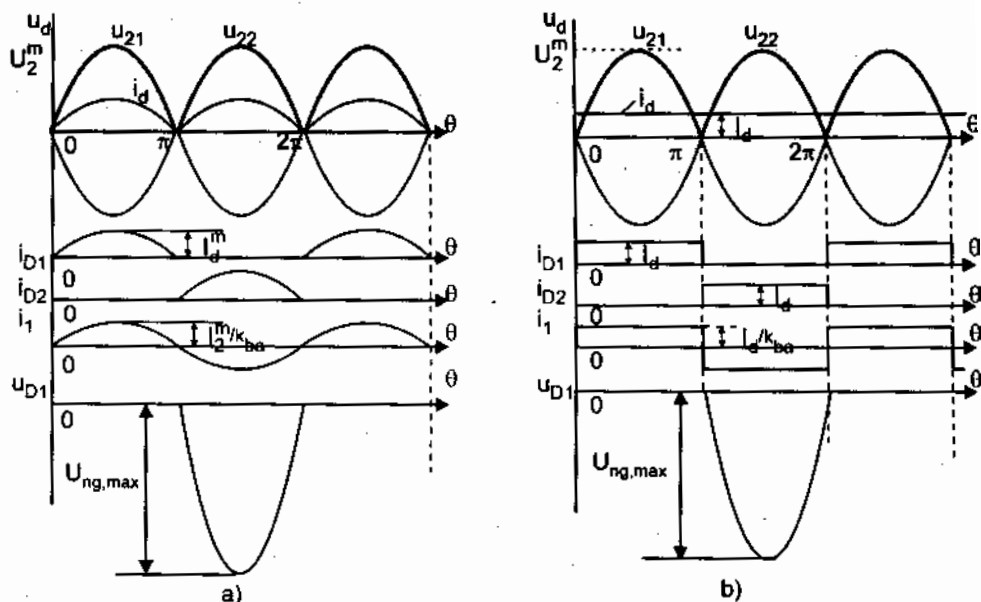


Hình 2.5. Sơ đồ nguyên lý chỉnh lưu 1 pha, hình tia.

a) tải thuần trở; b) tải trở cảm L - R , trong đó $L=\infty$

Ở nửa chu kỳ điện áp nguồn, khi $u_{ac} > 0, u_{bc} < 0$ điôt D_1 thông nên điện áp trên tải $u_d = u_{dc} = u_{ac}$. Ở nửa chu kỳ sau điện áp nguồn đảo cực tính, $u_{ac} < 0, u_{bc} > 0$, điôt D_2 thông và điện áp trên tải $u_d = u_{bc}$. Kết quả là điện áp trên tải u_d có dạng đập mạch với cực tính điểm d dương hơn so với điểm c. Đó chính là kết quả của quá trình “chỉnh lưu”.

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



Hình 2.6. Dạng điện áp và dòng điện của các phần tử trên sơ đồ hình 2.5.
a) tải thuần trở; b) tải trở cảm.

2.3.1.1. Xét trường hợp tải thuần trở

Giá trị tức thời của điện áp phía sơ cấp máy biến áp:

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

Giá trị tức thời của điện áp phía thứ cấp máy biến áp:

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

Trong đó : $\omega = 2\pi f$: tần số góc;

$\theta = \omega t$: góc; U_1^m, U_2^m : giá trị biên độ của điện áp.

Với dạng điện áp chỉnh lưu u_d như trên hình 2.6.a, giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu bằng:

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

$$U_d \approx 0,9U_2$$

Với tải thuần trở dạng dòng điện trên tải lặp lại giống như dạng điện áp, do đó giá trị trung bình dòng tải có thể được biểu diễn qua giá trị biên độ tương tự như đối với điện áp:

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

Dòng trung bình qua điốt bằng:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_d}{2}$$

Giá trị hiệu dụng dòng qua cuộn thứ cấp máy biến áp bằng:

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

Với lưu ý giá trị biên độ của dòng i_2 bằng giá trị biên độ của dòng i_d , ta có:

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

do đó:

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{I_2^m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\int_0^\pi (\sin \theta)^2 d\theta} \\ &= \frac{I_2^m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\int_0^\pi \left(\frac{1 - \cos 2\theta}{2}\right) d\theta} \\ &= \frac{I_2^m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{1}{2} \left[\theta - \frac{1}{2} (\sin 2\theta) \right]_0^\pi} = \frac{I_2^m}{2} = \frac{\pi}{4} I_d \end{aligned}$$

Dòng qua cuộn sơ cấp máy biến áp có dạng sin nên có giá trị hiệu dụng bằng:

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

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

Công suất tính toán máy biến áp bằng:

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

Trong đó:

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

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

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

Có thể thấy rằng $S_2 > S_1$. Đó là vì dòng qua cuộn thứ cấp máy biến áp có dạng không đối xứng. Biểu thức (cuối cùng) nói lên rằng để đảm bảo một công suất chỉnh lưu là P_d công suất lắp đặt máy biến áp phải lớn hơn P_d 1,48 lần.

Điện áp ngược lớn nhất trên diốt bằng:

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

2.3.1.2. Xét trường hợp tải trở cảm

Để đơn giản các quá trình tính toán giả sử rằng điện cảm tải có giá trị vô cùng lớn, $L_t = \infty$. Với giả thiết này dòng tải coi như được là phẳng hoàn toàn và dòng qua các diốt có dạng xung chữ nhật với biên độ bằng dòng I_d . Điều này dẫn đến sai số trong tính toán khoảng 15 - 20 % so với thực tế nhưng các kết quả tính toán là hoàn toàn có thể chấp nhận được.

Điện áp chỉnh lưu vẫn có dạng giống như trường hợp tải thuần trở, do đó giá trị trung bình bằng:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \frac{2U_2^m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}$$

Dòng hiệu dụng thứ cấp máy biến áp bằng:

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

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 bằng:

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

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

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

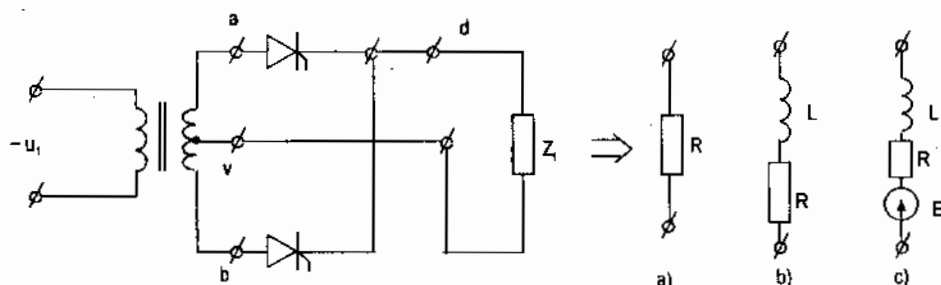
$$S_{ba} = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \right) P_d = \frac{\pi}{4} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \right) P_d \approx 1,34 P_d$$

Có thể thấy trong trường hợp tải trở cảm công suất tính toán MBA yêu cầu nhỏ hơn so với trường hợp tải thuần trở.

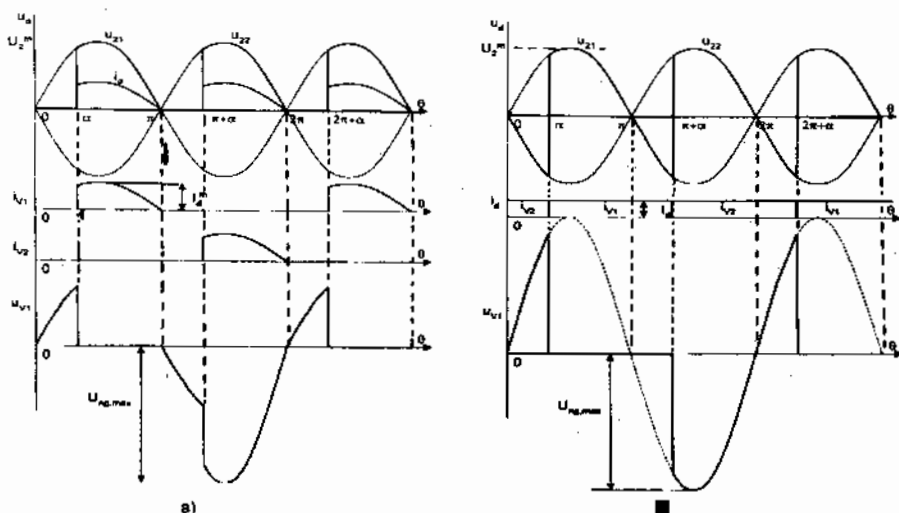
2.3.2. Chỉnh lưu một pha thyristor hình tia

Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ với tải thuần trở và trở cảm được biểu diễn trên hình 2.8, (a), (b).

Tải thuần trở R ; (b) Tải trở cảm $R-L$, $L_t = \infty$.



Hình 2.7. Chỉnh lưu có điều khiển một pha, có điểm giữa
a) Tải thuần trở; b) Tải trở cảm; c) Tải có sức phản điện động.



Hình 2.8. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ hình 2.7.

2.3.2.1. Xét tải thuần trở

Trong khoảng $0 \leq \theta \leq \pi$, điện áp $u_{ac} > 0$, $u_{bc} < 0$, khi đó thyristor V_1 có thể mở được nếu có tín hiệu điều khiển. V_1 nhận được tín hiệu điều khiển tại thời điểm $\theta = \alpha$. Góc α gọi là góc điều khiển. Khi V_1 mở thông điện áp trên tải lặp lại dạng điện áp u_{ac} . Dòng i_d có dạng lặp lại dạng điện áp u_d .

Bắt đầu từ $\theta = \pi$, điện áp nguồn đổi dấu thành $u_{ac} < 0$, $u_{bc} > 0$, nên V_1 sẽ khoá. Do V_2 chưa nhận được tín hiệu điều khiển nên V_2 chưa dẫn, vì vậy trong khoảng $\pi \leq \theta \leq \pi + \alpha$ dòng và áp trên tải đều bằng không.

Tại $\theta = \pi + \alpha$, V_2 nhận được tín hiệu điều khiển và bắt đầu mở thông. Khi V_2 mở thông $u_d = u_{bc}$.

Điện áp trên thyristor V_1 bằng 0 trong khoảng $\alpha \leq \theta \leq \pi$ khi V_1 dẫn. Trong các khoảng $0 \leq \theta \leq \alpha$ và $\pi \leq \theta \leq \pi + \alpha$ không có thyristor nào dẫn. Trong trường hợp lý tưởng khi V_1, V_2 không dẫn điện trở tương đương giữa anot-catot bằng ∞ . Trong thực tế điện trở này là hữu hạn. Giả sử khi V_1, V_2 không dẫn điện trở tương đương của chúng bằng nhau, do đó điện áp trên mỗi thyristor bằng nhau và bằng một nửa điện áp u_{ab} . Ví dụ đối với V_1 khi đó $u_{v1} = u_{ac} = (1/2)u_{ab}$.

Từ $\pi + \alpha$ đến 2π , V_2 dẫn, khi đó $u_{v1} = u_{ab} = 2u_{ac}$.

Giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu:

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

Với lưu ý $\frac{2U_{2m}}{\pi}$ chính là điện áp chỉnh lưu ở sơ đồ không điều khiển, ta

đặt $U_{d0} = \frac{2U_2^m}{\pi}$, do đó

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

$U_{d\alpha}$ thể hiện đặc tính điều khiển của sơ đồ có điều khiển, nghĩa là sự phụ thuộc của điện áp chỉnh lưu vào góc điều khiển α .

Khi $\alpha = 0 \div \pi$, $U_{d\alpha} = U_{d0} \div 0$.

2.3.2.2. Với tải trở cảm, $L_d = \infty$

Với giả thiết điện cảm tải là vô cùng lớn, dòng tải sẽ được coi là được là phẳng hoàn toàn, $i_d = I_d$.

Thyristor V_1 bắt đầu dẫn từ thời điểm $\theta = \alpha$. Từ π đến $\pi + \alpha$, V_2 chưa nhận được tín hiệu điều khiển nên chưa dẫn. Trong khoảng này dòng vẫn chạy theo chiều cũ với giá trị bằng I_d , vì vậy V_1 vẫn tiếp tục phải dẫn dòng. Do V_1 dẫn nên điện áp trên tải tiếp tục lặp lại dạng của u_{ac} , dẫn đến xuất hiện phản điện áp âm trên điện áp chỉnh lưu.

Giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_2^m \sin \theta d\theta = \frac{U_2^m}{\pi} (-\cos \theta) \Big|_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{U_2^m}{\pi} 2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$$

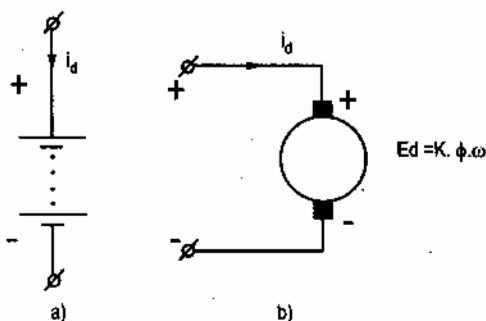
Như vậy khi $\alpha = 0 \div \frac{\pi}{2}$, $U_{d\alpha} = U_{d0} \div 0$

Có thể thấy trên đồ thị, khi $\alpha = \frac{\pi}{2}$ phần diện tích dương và âm trên đường điện áp chỉnh lưu bằng nhau nên $U_{d\frac{\pi}{2}} = 0$.

Với tải trở cảm V_1 và V_2 thay nhau dẫn. Khi V_2 dẫn $u_{v1} = u_{ab} = 2u_{ac}$, do đó đường điện áp trên V_1 không có những đoạn nhảy cấp tại thời điểm $\theta = \pi + \alpha$ như trường hợp tải thuần trở.

2.3.2.3. Với tải có sức phản điện động (s.p.đ.đ) ($R-L-E_d$)

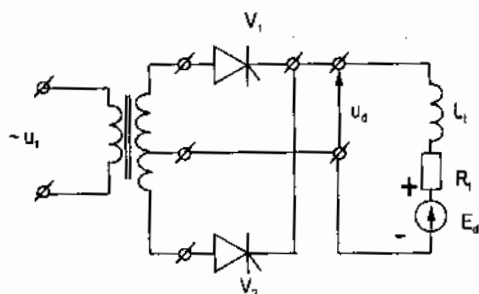
Đóng vai trò s.p.đ.đ là một nguồn E_d nào đó ở trong mạch một chiều, có cực tính cản trở dòng i_d , nghĩa là dòng i_d đi vào ở cực dương và đi ra ở cực âm của E_d . Trong thực tế ví dụ về s.p.đ.đ có thể là một ắc quy trong chế độ nạp điện hoặc s.đ.đ của mạch phản ứng động cơ điện một chiều như được biểu diễn trên hình 2.9.



Hình 2.9. Ví dụ về s.p.đ.đ;
a) ắc quy đang nạp điện; b) $E_d = K\Phi\omega$ s.đ.đ mạch phản ứng động cơ điện một chiều.

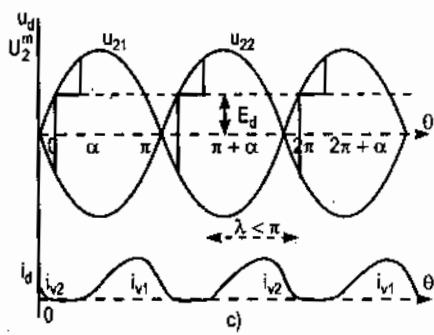
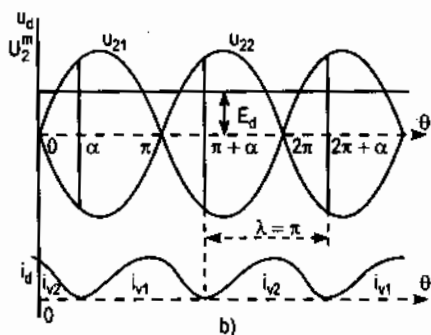
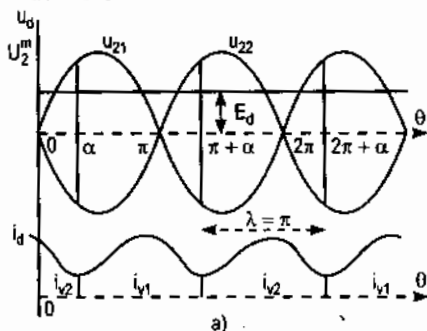
S.p.d.đ thường thay đổi theo thời gian hoặc theo chế độ làm việc. Ví dụ s.p.d.đ là điện áp trên hai cực của ắc quy sẽ tăng dần sau một quá trình nạp. Với động cơ điện một chiều $E_d = K\Phi\omega$, trong đó K là hằng số, Φ là từ thông động cơ, ω là tốc độ góc trục động cơ. Vậy E_d sẽ phụ thuộc tốc độ động cơ và gián tiếp phụ thuộc tải của động cơ. Ví dụ như khi khởi động thì $\omega=0$, do đó $E_d=0$. Sau khi khởi động tốc độ động cơ sẽ là ω nào đó, nên $E_d \neq 0$.

Vì s.p.d.đ thay đổi trong quá trình làm việc nên tính chất cản trở dòng điện của nó cũng thay đổi. Khi E_d lớn thì i_d có thể có giá trị rất nhỏ, vì vậy trong trường hợp này ta không thể giả thiết điện cảm tải là vô cùng lớn để đơn giản các tính toán được. Lý do là vì khi dòng tải nhỏ năng lượng tích lũy trong L_t quá nhỏ, không thể duy trì dòng i_d liên tục được.



Hình 2.10. Chỉnh lưu với tải có s.p.d.đ.

Hình 2.10 và hình 2.11 giới thiệu sơ đồ chỉnh lưu có s.p.d.đ và các dạng dòng điện và điện áp của sơ đồ.



Hình 2.11. Các chế độ dòng điện.

a) dạng dòng điện liên tục; b) chế độ dòng tới hạn; c) chế độ dòng gián đoạn.

Phương pháp phân tích ở đây là phải phân biệt chế độ dòng tải liên tục, gián đoạn và đưa ra các điều kiện tương ứng với các chế độ này.

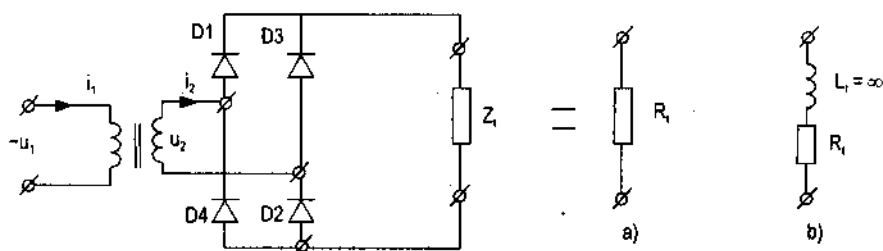
Việc phân tích các yếu tố ảnh hưởng đến dòng điện, điện áp trên tải trọng sơ đồ chỉnh lưu có s.p.đ.đ. khá phức tạp, do giới hạn của chương trình nên không đề cập ở đây.

2.4. Chỉnh lưu cầu một pha

Chỉnh lưu cầu một pha có nhiều tính chất giống như chỉnh lưu một pha hình tia. Vì vậy các phân tích sau đây sẽ chỉ chú trọng đến những điểm khác biệt giữa hai sơ đồ, đó là khả năng sử dụng công suất máy biến áp và điện áp trên các van.

2.4.1. Sơ đồ không điều khiển

Chỉnh lưu cầu một pha có cấu tạo từ 4 diốt, D_1 và D_3 có catôt chung, D_2 và D_4 có anôt chung (hình 2.12). Sơ đồ có thể dùng máy biến hoặc nối trực tiếp vào lưới điện. Các diốt trong sơ đồ dẫn dòng theo từng cặp, D_1 cùng D_2 , D_3 cùng D_4 . Kết quả là điện áp trên tải u_d lặp lại dạng của u_2 nhưng đã được “chỉnh lưu” lại để có dạng một chiều đập mạch.



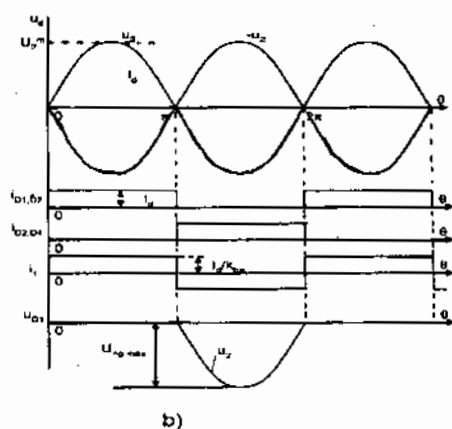
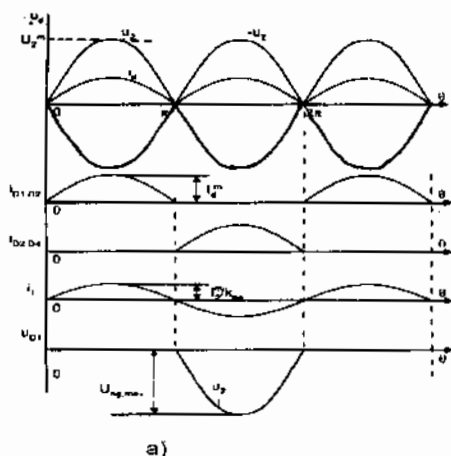
Hình 2.12. Chỉnh lưu cầu một pha.

a) Tải thuần trở; b) Tải trở cảm L - R , $L_1 = \infty$.

Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ ứng với tải thuần trở và tải trở cảm được biểu diễn trên hình 2.13.

1. Tải thuần trở

Với dạng điện áp chỉnh lưu như trên đồ thị hình 2.13 có thể tính được điện áp chỉnh lưu trung bình bằng:



Hình 2.13. Dạng dòng điện áp trên các phân tử sơ đồ 2.12.

a) tải thuần trở; b) tải trở cảm, $L_r = \infty$

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_2^m \sin \theta d\theta = \frac{U_2^m}{\pi} (-\cos \theta) \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_2^m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,9U_2$$

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

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

Dòng trung bình qua diốt bằng:

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

Dòng i_2 có dạng hình sin, do đó giá trị hiệu dụng của i_2 bằng:

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

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

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

Công suất tính toán máy biến áp:

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

Vì dòng sơ cấp và thứ cấp đều có dạng sin nên $S_1=S_2$. Vậy:

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

Biểu thức trên cho thấy sơ đồ cầu sử dụng máy biến áp tốt hơn sơ đồ một pha hình tia vì công suất lắp đặt máy biến áp chỉ hơn công suất chỉnh lưu yêu cầu P_d 1,23 lần.

Điện áp trên các diốt, ví dụ u_{D1} , sẽ bằng u_2 khi cặp diốt khác, ví dụ D_3, D_4 dẫn. Do đó điện áp ngược lớn nhất trên diốt sẽ là:

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

So sánh với sơ đồ một pha hình tia thì điện áp trên van trong sơ đồ cầu chỉ bằng một nửa nếu cùng phải cho ra một điện áp chỉnh lưu U_d .

Tuy nhiên trong sơ đồ cầu dòng tải phải chảy qua hai van nối tiếp, vì vậy tổn thất về điện áp và công suất trên các van sẽ lớn hơn so với sơ đồ có diêm giữa.

Có thể thấy rằng sơ đồ cầu sẽ phù hợp với các ứng dụng yêu cầu điện áp chỉnh lưu cao và dòng nhỏ, còn sơ đồ hình tia sẽ phù hợp với các ứng dụng yêu cầu điện áp chỉnh lưu thấp và dòng lớn.

2. Tải trở cảm

Với tải trở cảm U_d vẫn được biểu diễn theo U_d của tải thuần trở nghĩa là:

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

Dòng trung bình qua các diốt:

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

Dòng thứ cấp máy biến áp có dạng xung chữ nhật đối xứng với biên độ bằng I_d , do đó:

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

Dòng sơ cấp cũng có dạng xung chữ nhật đối xứng, do đó:

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

Đối với máy biến áp

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

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

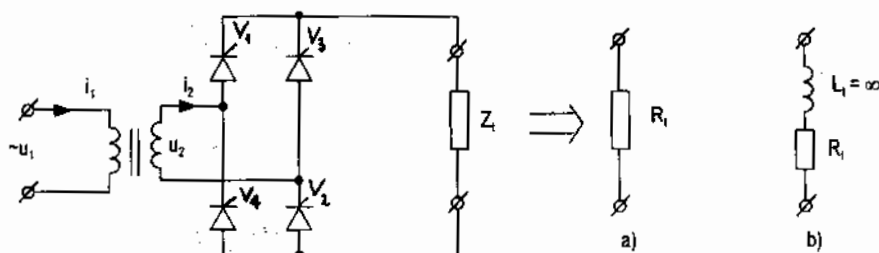
Điện áp ngược lớn nhất trên van vẫn bằng:

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

2.4.2. Sơ đồ cấu một pha có điều khiển (hình 2.14)

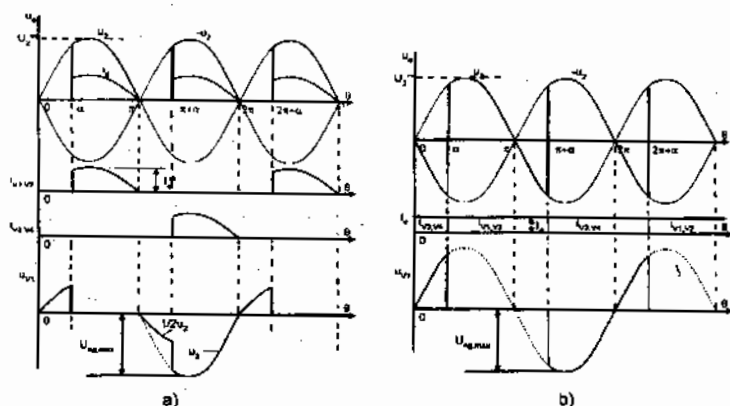
Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ được biểu diễn trên hình 2.15. Có thể thấy rằng sơ đồ cấu một pha rất giống với sơ đồ một pha có điểm giữa ngoại trừ hai điểm khác biệt:

Dòng điện qua cuộn thứ cấp máy biến áp có dạng đối xứng;



Hình 2.14. Chỉnh lưu cầu một pha có điều khiển.

a) tải thuần trở; b) tải trở cảm.



Hình 2.15. Dòng điện áp trên các phần tử

a) tải trở; b) tải trở cảm, $L_L = \infty$

Dạng điện áp trên các thyristor sẽ chỉ có giá trị bằng với u_2 hoặc một nửa của u_2 chứ không phải là gấp đôi như ở sơ đồ có điểm giữa.

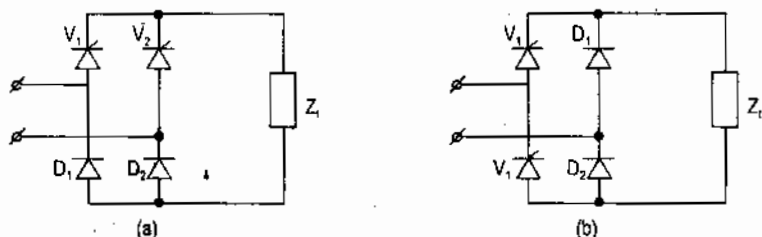
2.4.3. Sơ đồ cầu một pha không đối xứng

Sơ đồ cầu một pha có các dạng không đối xứng hay còn gọi là sơ đồ bán điều khiển như được biểu diễn trên hình 2.16 với tải trở cảm, $L_t = \infty$.

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 sẽ được biểu diễn bởi công thức:

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

Mặc dù cả hai dạng sơ đồ trên hình 2.16 đều tương đương nhau về mặt điện áp chỉnh lưu và các vấn đề năng lượng nhưng sơ đồ (a) có ưu điểm hơn vì các van sẽ có phụ tải như nhau. Ngoài ra hai thyristor V_1, V_2 mắc catot chung sẽ tạo khả năng điều khiển trực tiếp mà không cần biến áp xung.

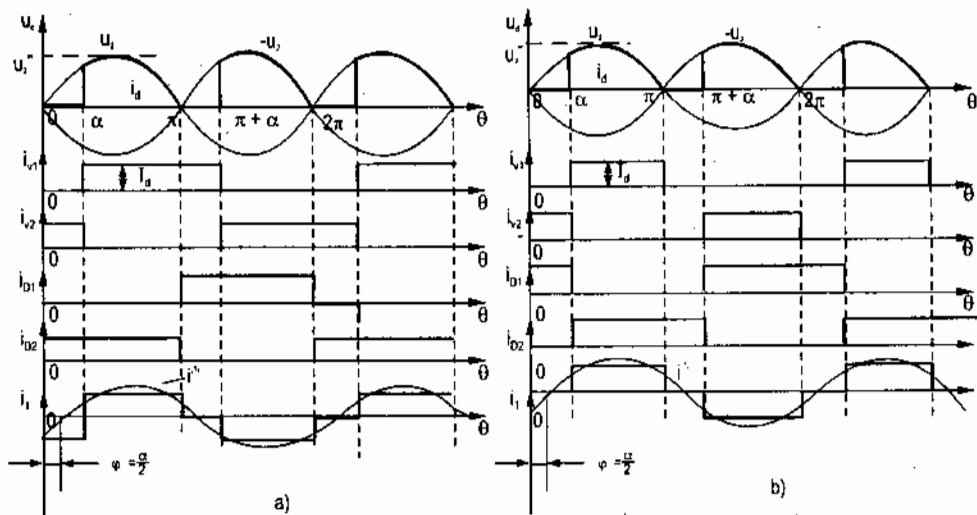


Hình 2.16. Các dạng không đối xứng của sơ đồ cầu một pha

Lưu ý dạng dòng điện ở đầu vào chỉnh lưu có dạng xung chữ nhật đối xứng với độ rộng $\pi - \alpha$ (hình 2.17). Nếu xét đến sóng hài bậc nhất $i^{(1)}$ của dòng điện này có thể thấy $i^{(1)}$ chậm pha so với điện áp xoay chiều u một góc

$\varphi = \frac{\alpha}{2}$. Nếu biết rằng $\cos \varphi$ chính là hệ số công suất của sơ đồ thì so với sơ

đồ điều khiển hoàn toàn có góc $\varphi = \alpha$ thì các sơ đồ không đối xứng có hệ số công suất cao hơn. Đây chính là ưu điểm cơ bản của các sơ đồ không đối xứng. Ngoài ra sơ đồ không đối xứng đòi hỏi ít van có điều khiển hơn. Điều này dẫn đến mạch điều khiển cũng sẽ đơn giản hơn.

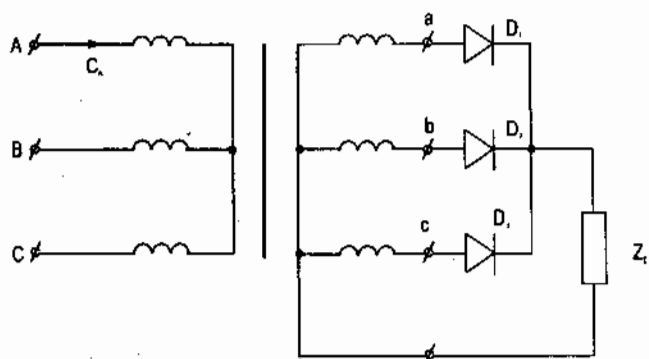


Hình 2.17. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ hình 2.16
a) cho sơ đồ 2.16a; b) cho sơ đồ 2.16b

2.5. Chỉnh lưu hình tia 3 pha

2.5.1. Chỉnh lưu hình tia 3 pha dùng diốt

Chỉnh lưu hình tia 3 pha cấu tạo từ máy biến áp 3 pha và 3 diốt D_1, D_2, D_3 . Máy biến áp có thể có cấu tạo cuộn dây Δ/Y hoặc Y/Y . 3 diốt có thể đấu catot chung (như trên hình 2.18), hoặc đấu anốt chung. Phụ tải Z_L được đấu giữa điểm catot chung (hoặc điểm anốt chung) với điểm trung tính N của thứ cấp máy biến áp.



Hình 2.18. Chỉnh lưu hình tia 3 pha

Hệ thống điện áp cung cấp vào là hệ thống điện áp 3 pha với cùng biên độ và lệch pha nhau một góc 120° . Giá trị tức thời của điện áp đầu vào là:

$$u_A = U_1^m \sin \theta; \quad u_B = U_1^m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

$$u_C = U_1^m \sin(\theta + \frac{4\pi}{3})$$

Trong đó: $\theta = \omega t$ - góc pha

$\omega = 2\pi f$ - tần số góc; f - tần số điện áp nguồn;

U_{1m} - giá trị biên độ

Hệ thống điện áp phía thứ cấp được biểu diễn tương tự với biên độ U_2^m .

Để có thể xác định được van nào sẽ dẫn dòng tại một thời điểm nào đó trong sơ đồ hình 2.18 và các sơ đồ chỉnh lưu nhiều pha nói chung ta sử dụng quy tắc sau đây:

Trong các van có catot chung, van nào có anot dương nhất, van đó sẽ dẫn.

Sử dụng quy tắc trên đây ta có đồ thị dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ như được biểu diễn trên hình 2.19.

Trên đồ thị các điểm $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \dots$ tại đó các đường điện áp pha cắt nhau, gọi là các điểm chuyển mạch tự nhiên. Tại các điểm chuyển mạch tự nhiên một điôt mới sẽ vào dẫn dòng, điôt dẫn dòng trước đó sẽ khoá lại. Có thể thấy rõ điều đó qua việc xét khoảng dẫn của các điôt như sau:

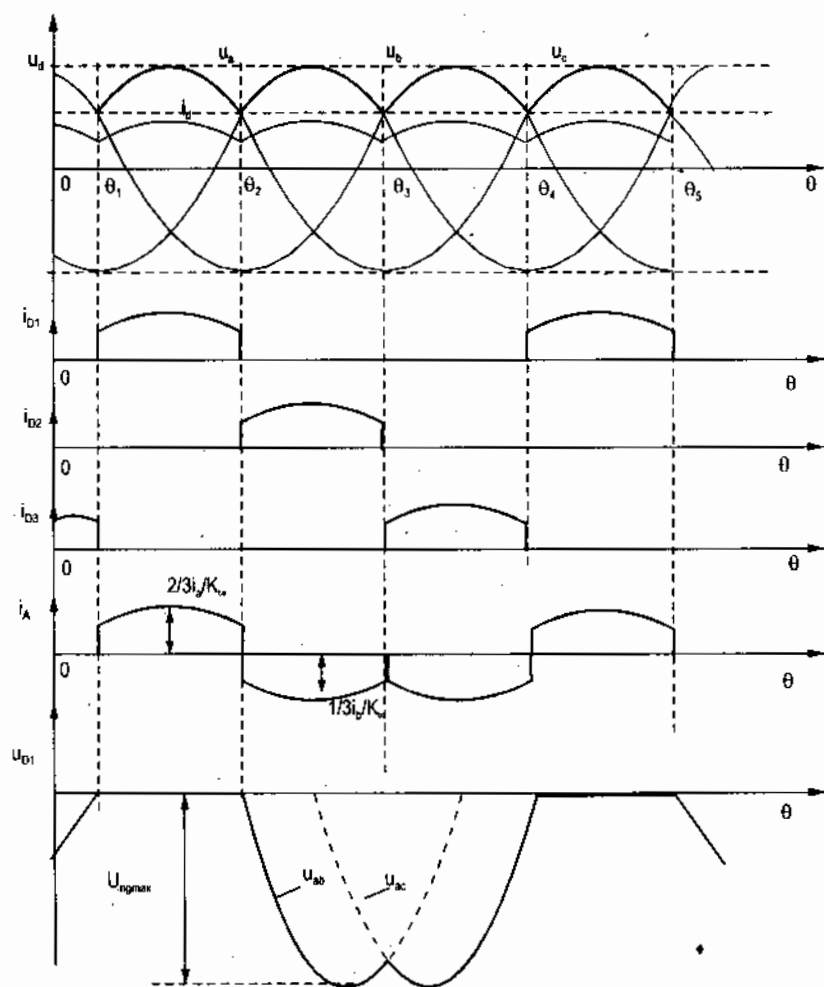
$\theta_1 \div \theta_2$, u_a dương nhất, D_1 dẫn, $u_d = u_a$.

$\theta_2 \div \theta_3$, u_b dương nhất, D_2 dẫn, $u_d = u_b$.

$\theta_3 \div \theta_4$, u_c dương nhất, D_3 dẫn, $u_d = u_c$.

Điện áp chỉnh lưu thu được là đường bao phía trên các đường điện áp pha, đập mạch ba lần trong một chu kỳ. Điện áp chỉnh lưu trung bình được tính cho trường hợp tổng quát của chỉnh lưu n -pha.

Hình 2.20 thể hiện dạng của điện áp chỉnh lưu u_d của một chỉnh lưu n -pha. Điện áp chỉnh lưu có dạng đập mạch n lần trong một chu kỳ. Mỗi lần đập mạch u_d lặp lại điện áp của một pha với độ rộng $\frac{2\pi}{n}$. Để tính giá trị trung bình U_d sẽ thuận tiện hơn nếu biểu diễn điện áp pha theo hàm cos. Như vậy mỗi lần đập mạch điện áp chỉnh lưu sẽ được biểu diễn bởi một phần của điện áp lưới giữa $-\frac{\pi}{n}$ và $+\frac{\pi}{n}$.



Hình 2.19. Đồ thị dòng và áp của các phần tử trên sơ đồ 2.18.

Do đó:

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{n}}^{+\frac{\pi}{n}} U_2^m \cos \theta d\theta \\
 &= \frac{n}{2\pi} U_2^m (\sin \theta) \Big|_{-\frac{\pi}{n}}^{+\frac{\pi}{n}} = \frac{n}{\pi} U_2^m \sin \frac{\pi}{n}
 \end{aligned}$$

Kết quả trên chính là công thức tính điện áp chỉnh lưu n-pha.

Với chỉnh lưu tia ba pha $n=3$, ta có:

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

Với tải thuần trở dạng dòng điện lặp lại như dạng điện áp, vì vậy ta cũng có thể biểu diễn giá trị trung bình I_d qua giá trị biên độ I_d^m tương tự như công thức trên:

$$I_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_d^m$$

Dòng trung bình qua điốt bằng:

$$I_D = \frac{I_d}{3}$$

Giá trị biên độ của dòng thứ cấp máy biến áp $I_2^m = I_d^m$, do đó

$$I_2^m = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} I_d$$

Từ đây có thể tính được giá trị hiệu dụng của dòng thứ cấp máy biến áp bằng :

$$I_2 \approx 0,58 I_d$$

Dòng sơ cấp máy biến áp có thể xác định từ các phương trình cân bằng sức từ động trong mạch từ. Giả sử tại thời điểm hiện tại tại D_1 đang dẫn, như vậy $i_a = i_d$; $i_b = 0$; $i_c = 0$. Với mô hình mạch từ máy biến áp như trên hình 2.21 có thể viết được các phương trình cân bằng sức từ động như sau:

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

$$i_B w_1 - i_C w_1 = 0$$

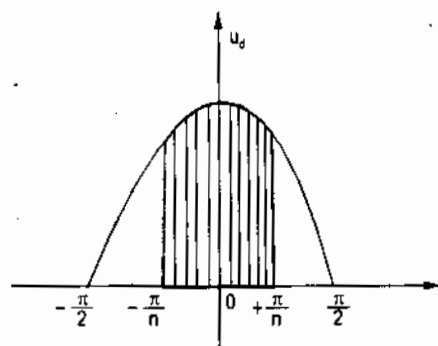
$$i_A + i_B + i_C = 0$$

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

Từ hai phương trình sau của hệ trên ta có:

$$i_B = i_C = -\frac{1}{2} i_A$$

Từ phương trình thứ nhất có:



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

$$\frac{3}{2} i_A w_1 + i_a w_2 = 0$$

Hay

$$i_A = -\frac{2}{3} \frac{w_2}{w_1} i_a = -\frac{2}{3} \frac{1}{k_{ba}} i_a$$

$$i_B = i_C = \frac{1}{3} \frac{1}{k_{ba}} i_a$$

Các kết quả trên có thể được tính tương tự cho các giai đoạn D_2 và D_3 dẫn. Từ đó có thể thấy được dạng của dòng i_A như được biểu diễn trên hình 2.19.

Từ hình dạng của dòng i_A có thể tính được giá trị hiệu dụng của dòng điện phía sơ cấp máy biến áp:

$$I_1 = \frac{1}{k_{ba}} I_d \frac{3}{4} \sqrt{\frac{\pi}{b} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{2\pi}{3} \right)} = 0,47 \frac{I_d}{k_{ba}}$$

Công suất tính toán máy biến áp:

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

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

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

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

Kết quả tính toán chứng tỏ rằng công suất tính toán máy biến áp phải bằng 135% công suất chỉnh lưu yêu cầu P_d .

- Dạng điện áp trên van

Từ sơ đồ trên hình 2.18 có thể thấy rằng khi D_2 dẫn thì điện áp trên D_1 bằng điện áp dây u_{ab} , khi D_3 dẫn thì điện áp trên D_1 bằng u_{ac} . Điều này được biểu diễn trên đồ thị dạng điện áp trên van trong hình 2.19. Do đó điện áp ngược lớn nhất trên van bằng biên độ của điện áp dây:

$$U_{ng,max} = U_{ab}^m = \sqrt{2} \sqrt{3} U_2 = \sqrt{6} U_2$$

- Hiện tượng từ hoá cưỡng bức một chiều

Trong chỉnh lưu tia ba pha có hiện tượng máy biến áp có thể bị từ hoá cưỡng bức một chiều. Điều này có thể có ảnh hưởng mạnh đến chế độ làm việc của máy biến áp. Để có khái niệm về hiện tượng này ta hãy thử tính toán sức từ động tổng trong ba trụ của máy biến áp tại một thời điểm nào đó, ví dụ khi D_1 đang dẫn. Theo mô hình mạch từ ở hình 2.21 ta có phương trình cân bằng sức từ động có dạng:

$$F_0 = F_A + F_B + F_C$$

$$F_A = i_A w_1 + i_a w_2$$

$$F_B = i_B w_1$$

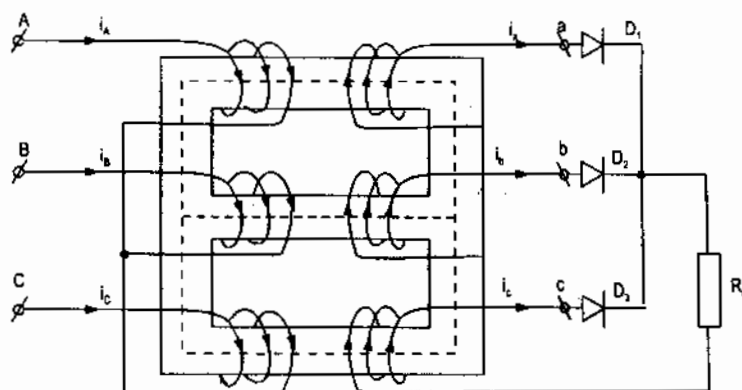
$$F_C = i_C w_1$$

Như vậy $F_0 = w_1(i_A + i_B + i_C) + i_a w_2 = i_a w_2$

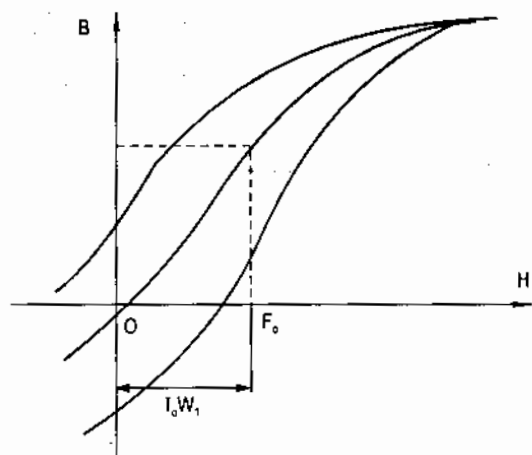
Kết quả cho thấy tại một thời điểm bất kỳ, sức từ động tổng F_0 là khác không, hay nói một cách khác là máy biến áp bị từ hoá cưỡng bức một chiều.

Từ hoá cưỡng bức một chiều xuất hiện ngay cả trong mô hình máy biến áp lý tưởng. Điều này dẫn đến xuất hiện dòng từ hoá I_0 , làm nóng máy biến áp, như được mô tả trên hình 2.22.

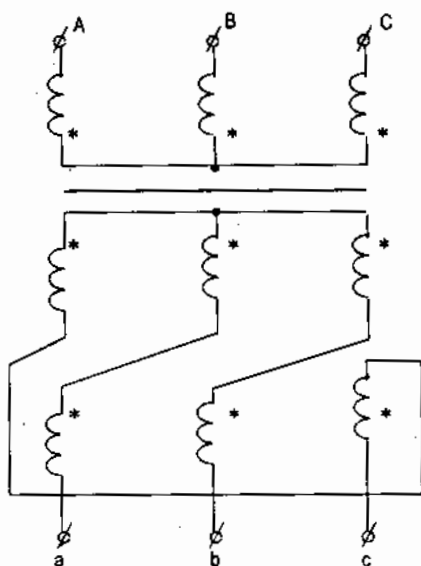
Do đó trong thực tế, khi sử dụng sơ đồ tia 3 pha thì máy biến áp phải có công suất lớn hơn ở từ 10 đến 15%. Có thể dùng các cách đấu dây phức tạp hơn để diệt dòng từ hoá I_0 , ví dụ như cách đấu dây zig-zắc như được thể hiện trên hình 2.23. Nói chung do cách đấu dây phức tạp hơn thì tổn hao trong máy biến áp cũng tăng lên. Vì lý do này mà chỉnh lưu hình tia ba pha chỉ thích hợp cho các chỉnh lưu yêu cầu công suất nhỏ.



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

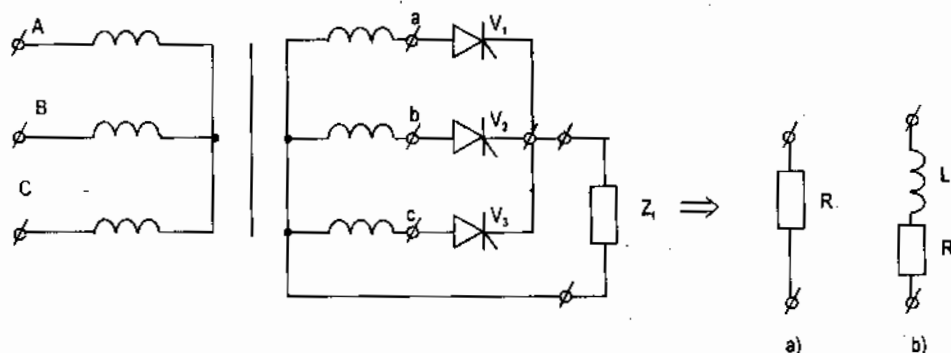


Hình 2.22. Sự xuất hiện dòng từ hoá I_0 do sức từ động tổng không bị triệt tiêu.



Hình 2.23. Cách đấu dây zig-zac để triệt tiêu dòng từ hoá I_0 .

2.5.2. Chính lưu tia ba pha, sơ đồ có điều khiển



Hình 2.24. Chính lưu tia ba pha có điều khiển

2.5.2.1. Xét tải thuần trở (hình 2.25a)

Trong các sơ đồ nhiều pha góc điều khiển α được tính từ các điểm chuyển mạch tự nhiên, đó là các điểm mà điện áp nguồn cắt nhau $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \dots$. Tại đó trong sơ đồ dùng toàn diốt các diốt tự chuyển mạch với nhau.

Trong khoảng $\theta_1 + \theta_2$ u_a dương nhất. Nếu thyristor V_1 nhận được tín hiệu điều khiển tại thời điểm $\theta_1 + \alpha$, V_1 sẽ mở thông, nối tải với điện áp pha a, $u_d = u_a$.

Tại thời điểm $\theta_2 + \alpha$, V_2 nhận được tín hiệu điều khiển, V_2 mở thông nối tải với điện áp pha b, $u_d = u_b$. Khi V_2 mở sẽ đặt điện áp ngược lên V_1 để khoá V_1 lại vì lúc đó $u_{a1} < 0$.

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

Ta có công thức tính giá trị điện áp chỉnh lưu trung bình U_d như sau:

Với $\alpha \leq 30^\circ$

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_2^m \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$$

Như vậy khi dòng tải là liên tục, $U_{d\alpha}$ được biểu diễn bởi biểu thức chung là $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$

Với $\alpha > 30^\circ$

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

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

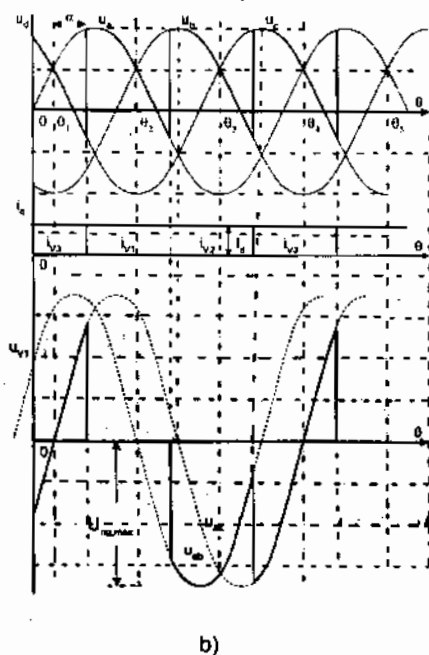
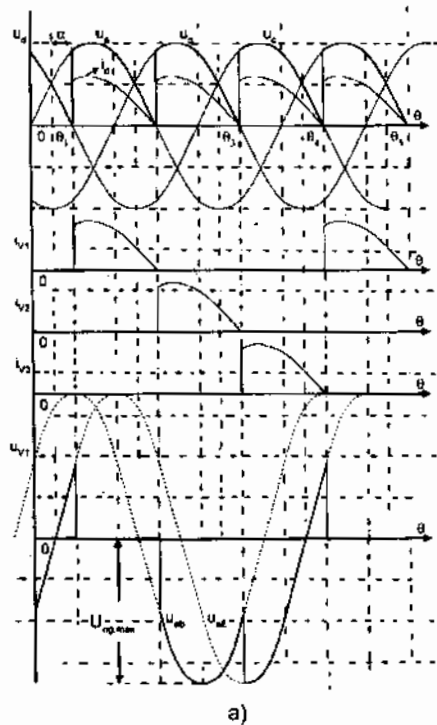
Vậy với tải thuần trở nếu góc α thay đổi từ 0 đến 150° thì $U_{d\alpha}$ thay đổi từ U_{d0} đến 0.

2.5.2.2. Xét tải trở cảm, $L_r = \infty$

Khi điện cảm tải coi là vô cùng lớn dòng tải là liên tục và được là phẳng hoàn toàn. Vì vậy các thyristor sẽ tiếp tục dẫn dòng khi điện áp pha đã đổi cực tính tại π . Với góc điều khiển $\alpha > 30^\circ$ trên đường điện áp u_d sẽ xuất hiện phân âm. Mỗi van trên sơ đồ sẽ dẫn dòng có giá trị I_d trong khoảng $\lambda = \frac{2\pi}{3}$, như được thể hiện trên hình 2.25.b.

Điện áp chỉnh lưu trung bình được biểu diễn bởi công thức chung là:

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

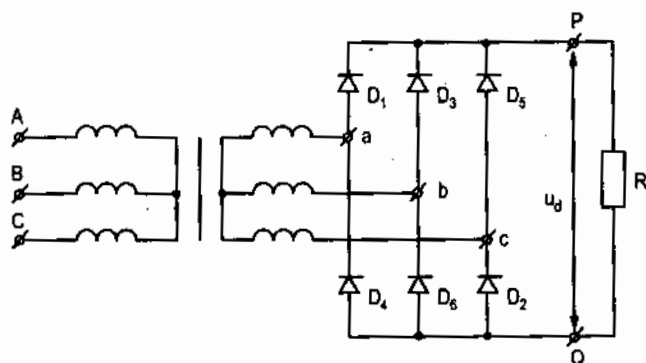


Hình 2.25. Đồ thị dạng dòng điện, điện áp trên cao phần tử ở sơ đồ 2.24
a) tải thuần trở; b) tải trở cảm.

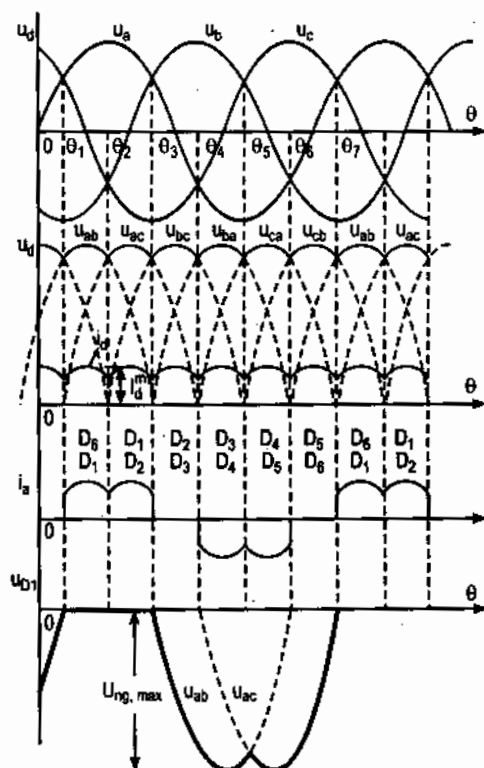
2.6. Chính lưu cầu 3 pha

2.6.1. Sơ đồ dùng diôt (hình 2.26)

Chính lưu cầu 3 pha cấu tạo từ 6 van, mắc theo 2 nhóm: D_1, D_3, D_5 mắc catot chung, D_2, D_4, D_6 mắc anốt chung. Thứ tự ký hiệu các van trên sơ đồ có ý nghĩa quan trọng vì đó là thứ tự mà các van sẽ lần lượt vào làm việc.



Hình 2.26. Chính lưu cầu 3 pha



Hình 2.27. Dạng dòng và áp trên các phần tử của sơ đồ hình 2.23 với tải thuần trở;

Sơ đồ cầu 3 pha có thể dùng với máy biến áp hoặc không.

Để phân tích sự làm việc của sơ đồ ta sử dụng qui tắc vào dẫn dòng của các van có catôt chung và các van có anôt chung. Trước hết đánh dấu các điểm chuyển mạch tự nhiên, đó là các điểm mà các đường điện áp pha u_a , u_b , u_c cắt nhau, $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6, \theta_7, \dots$ như trên hình 2.27.

Từ đó có thể thấy trong khoảng $\theta_1 \div \theta_3$ pha a có điện áp dương nhất nên D_1 sẽ dẫn. D_3 dẫn trong khoảng $\theta_3 \div \theta_5$, D_5 dẫn trong khoảng $\theta_5 \div \theta_7$.

Trong nhóm anôt chung, trong khoảng $\theta_2 \div \theta_4$ pha c có điện áp âm nhất nên D_2 sẽ dẫn. D_4 dẫn trong khoảng $\theta_4 \div \theta_6$, D_6 dẫn trong khoảng $\theta_6 \div \theta_8$.

Nhóm van catôt chung dẫn sẽ làm cho thế của điểm P trên đầu ra tải lặp lại đường bao phía trên của các đường điện áp pha. Nhóm van anôt chung dẫn sẽ làm cho điểm Q trên đầu ra tải có thể lặp lại đường bao phía dưới các đường điện áp pha.

Nếu đo điện áp tải giữa hai điểm P và Q giữa các khoảng liên tiếp, có thể thấy rằng:

Khi $\theta_1 \leq \theta < \theta_2$, D_6, D_1 dẫn, $u_d = u_{ab}$

$\theta_2 \leq \theta < \theta_3$, D_1, D_2 dẫn, $u_d = u_{ac}$

$\theta_3 \leq \theta < \theta_4$, D_2, D_3 dẫn, $u_d = u_{bc}$

$\theta_4 \leq \theta < \theta_5$, D_3, D_4 dẫn, $u_d = u_{ba}$

$\theta_5 \leq \theta < \theta_6$, D_4, D_5 dẫn, $u_d = u_{ca}$

$\theta_6 \leq \theta < \theta_7$, D_5, D_6 dẫn, $u_d = u_{cb}$

Như vậy điện áp chỉnh lưu có dạng đập mạch 6 lần trong một chu kỳ, mỗi lần lặp lại một phần của điện áp dây.

Giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu có thể được tính theo công thức tổng quát cho chỉnh lưu n-pha như sau:

$$U_d = \frac{6}{\pi} U_{2,1}^m \sin \frac{\pi}{6} = \frac{3U_{2,1}^m}{\pi}$$

Trong đó $U_{2,1m}$ là giá trị biên độ của điện áp dây. Biểu diễn U_d qua điện áp pha, ta có:

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

Có thể thấy rằng với cùng một điện áp U_2 thì điện áp chỉnh lưu ở sơ đồ cầu 3 pha lớn gấp đôi so với sơ đồ tia 3 pha. Điều này hoàn toàn có lý &

chỉnh lưu cầu 3 pha có thể coi như được cấu tạo từ hai sơ đồ tia 3 pha mắc nối tiếp.

Với tải thuần trở dòng điện có dạng như dạng điện áp, vì vậy:

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

Dòng xoay chiều đầu vào chỉnh lưu có dạng đối xứng như được biểu diễn trên hình 2.26. Giá trị hiệu dụng I_2 khi tính toán được:

$$I_2 \approx 0,816I_d$$

Do dòng thứ cấp máy biến áp có dạng đối xứng nên:

$$S_{ha} = S_1 = S_2 = 3U_2I_2$$

Sử dụng các kết quả đã tính điện áp U_d và dòng I_d ta có:

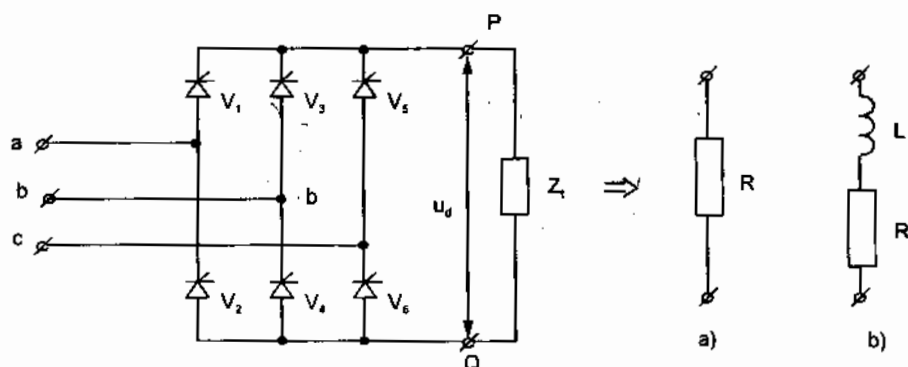
$$S_{ha} = 1,05P_d$$

Từ đây ta thấy chỉnh lưu cầu 3 pha là sơ đồ sử dụng máy biến áp hiệu quả nhất vì công suất máy biến áp chỉ lớn hơn công suất chỉnh lưu yêu cầu P_d 5%.

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

Điện áp ngược lớn nhất trên van $U_{ng,max} = U_{2,1}^m$ hay $U_{ng,max} = \sqrt{6}U_2$

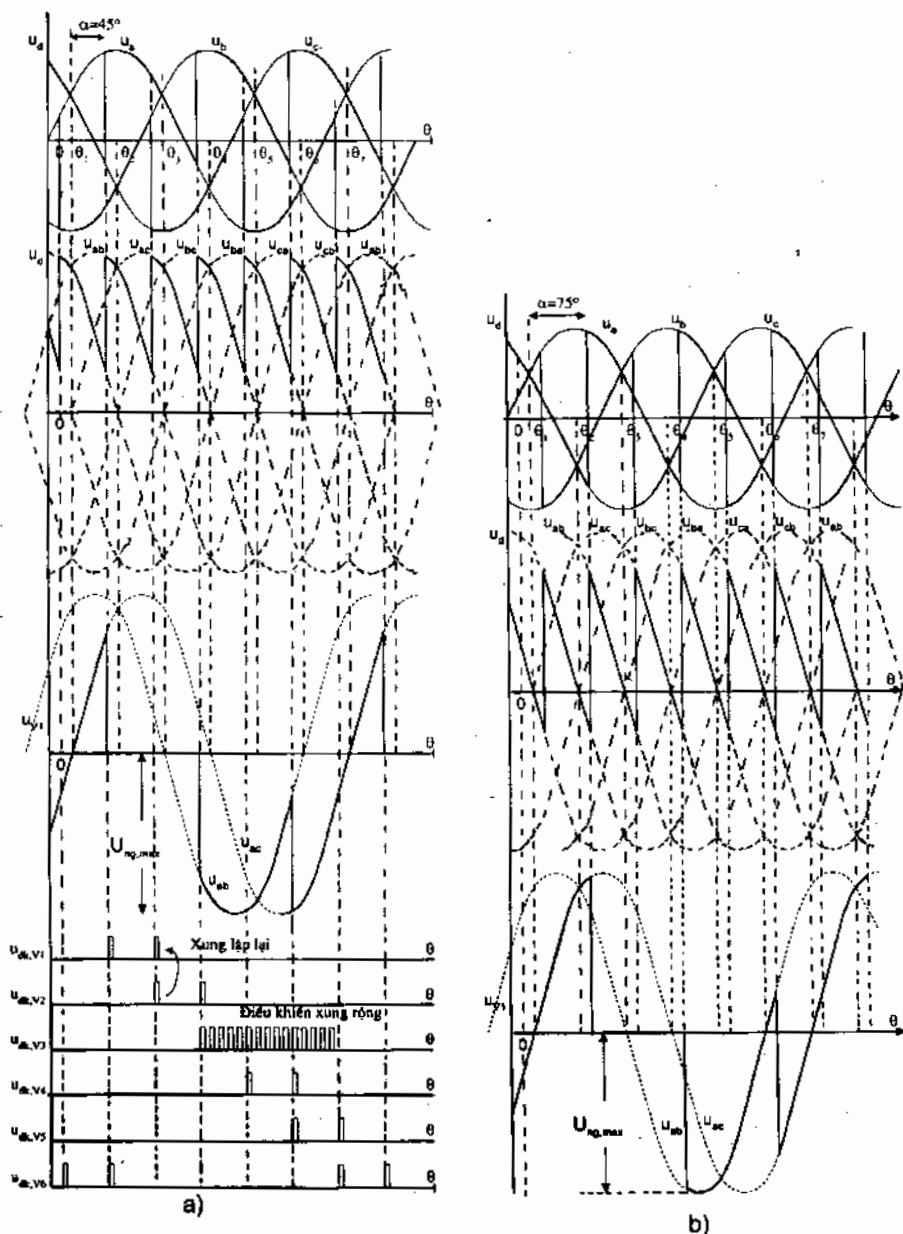
2.6.2. Chỉnh lưu cầu ba pha, có điều khiển (hình 2.28)



Hình 2.28. Chỉnh lưu cầu 3 pha, có điều khiển
a) tải thuần trở; b) tải trở cảm, $L_t = \infty$.

2.6.2.1. Xét tải thuần trở

Với tải thuần trở dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử được cho trên hình 2.29.a. Góc điều khiển α ở đây được cho ví dụ bằng 45



Hình 2.29. Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử sơ đồ hình 2.28.

a) tải thuần trở; b) tải trở cảm, $L_t = \infty$.

Trên đồ thị điện áp các pha ta biểu diễn quá trình điều khiển các van riêng rẽ cho các thyristor nhóm catôt chung và nhóm anôt chung.

Đường bao phía trên của các đường điện áp pha cho ta hình dạng thế của điểm ra tải P khi V_1, V_3, V_5 được điều khiển với góc α so với các điểm chuyển mạch tự nhiên.

Đường bao phía dưới của các đường điện áp pha cho ta hình dạng thế của điểm ra tải Q khi V_2, V_4, V_6 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 các chỉnh lưu 3 pha hình tia. Nếu đo điện áp giữa P và Q ta có được điện áp ra của chỉnh lưu cầu 3 pha được biểu diễn trên hệ thống điện áp dây $u_{ab}, u_{ac}, u_{bc}, \dots$

Với tải thuần trở dạng dòng trên tải lặp lại giống như dạng điện áp u_d . Vì vậy với góc điều khiển $\alpha \leq 30^\circ$ dòng trên tải là liên tục. Ta có:

$$0 \leq \alpha \leq 30^\circ \quad U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$$

Với $\alpha > 30^\circ$ dòng i_d sẽ bằng 0 ở góc π đối với đường điện áp dây khi điện áp này bắt đầu đổi cực tính. Khi đó dòng điện sẽ gián đoạn và sau khi tính toán được:

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

$$U_{d\alpha} = 0 \text{ khi } \alpha = \frac{2\pi}{3}$$

Như vậy với tải thuần trở khi $\alpha = 0 \div \frac{2\pi}{3}$ thì $U_{d\alpha} = U_{d0} \div 0$.

2.6.2.2. Xét tải trở cảm, $L_f = \infty$

Với tải trở cảm dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử được cho trên hình 2.29.b. Góc điều khiển α ở đây được cho, ví dụ bằng 75° .

Trên đồ thị điện áp các pha ta biểu diễn quá trình điều khiển các van riêng rẽ cho các thyristor nhóm catôt chung và nhóm anôt chung.

Dạng thế của P và Q so với điểm trung tính của nguồn giống với dạng điện áp ra của các chỉnh lưu 3 pha hình tia. Nếu đo điện áp giữa P và Q ta có được điện áp ra của chỉnh lưu cầu 3 pha được biểu diễn trên hệ thống điện áp dây $u_{ab}, u_{ac}, u_{bc}, u_{ba}, u_{ca}, u_{cb}, \dots$

Do dòng tải được coi là phẳng hoàn toàn nên trước khi một thyristor nhận được tín hiệu điều khiển để mở ra thì dòng vẫn chạy qua thyristor đang dẫn trước đó. Vì vậy có thể xuất hiện phần điện áp âm trên đường cong điện áp chỉnh lưu u_d .

Với dòng tải là liên tục ta luôn có:

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

Vậy với tải trở cảm thì phạm vi điều chỉnh của góc α là từ 0° đến 90° .

2.6.2.3. Vấn đề điều khiển các thyristor trong chỉnh lưu cầu 3 pha

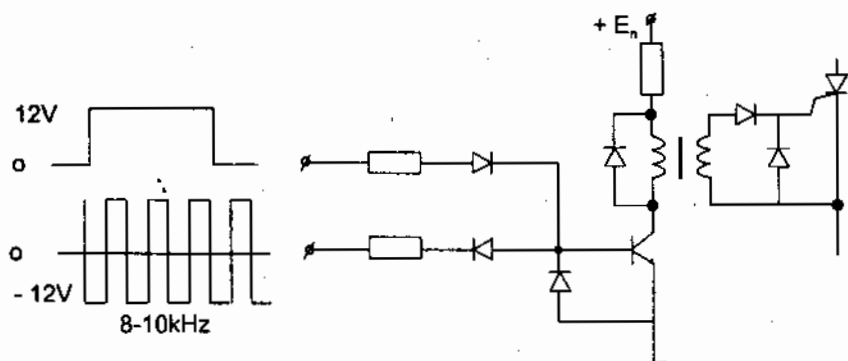
Trong chỉnh lưu cầu 3 pha ở mỗi một thời điểm bất kỳ dòng phải chạy qua hai van, một thuộc nhóm catốt chung và một thuộc nhóm anốt chung. Vì vậy nếu điều khiển các thyristor bằng các xung ngắn thì sơ đồ sẽ không thể khởi động được hoặc không làm việc được trong chế độ dòng tải bị gián đoạn.

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

1. Điều khiển bằng hệ thống xung kép. Theo cách này mỗi thyristor khi nhận được tín hiệu điều khiển thì xung điều khiển đó cũng được lặp lại ở thyristor đã vào làm việc ngay trước đó. Kết quả là mỗi thyristor sẽ được điều khiển bởi 2 xung, cách nhau 60° . Điều này được minh họa trên hình 2.29a với các tín hiệu điều khiển các van $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$.

2. Điều khiển bằng xung rộng. Theo cách này mỗi thyristor sẽ nhận được tín hiệu điều khiển có độ rộng lớn hơn 60° . Thông thường xung phải có độ rộng khoảng 100° . Tuy nhiên việc truyền các xung có độ rộng như vậy đòi hỏi các biến áp xung và khâu khuếch đại xung có kích thước và công suất quá lớn.

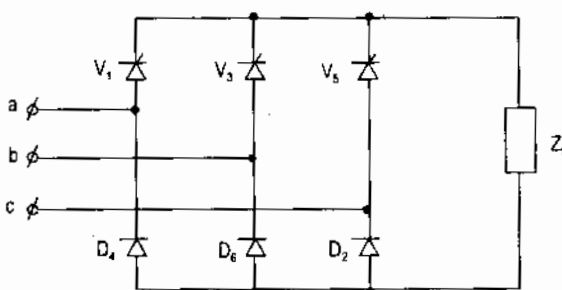
Cách giải quyết là băm xung có độ rộng lớn thành một chùm xung với độ rộng nhỏ hơn bằng cách trộn xung rộng với xung tần số cao (tần số cỡ 8 - 10 kHz, ứng với chu kỳ xung cỡ 125 - 100 μs). Cách điều khiển này gọi là điều khiển bằng xung chùm. Hình 2.30 mô tả cách tạo xung chùm tại tầng khuếch đại xung.



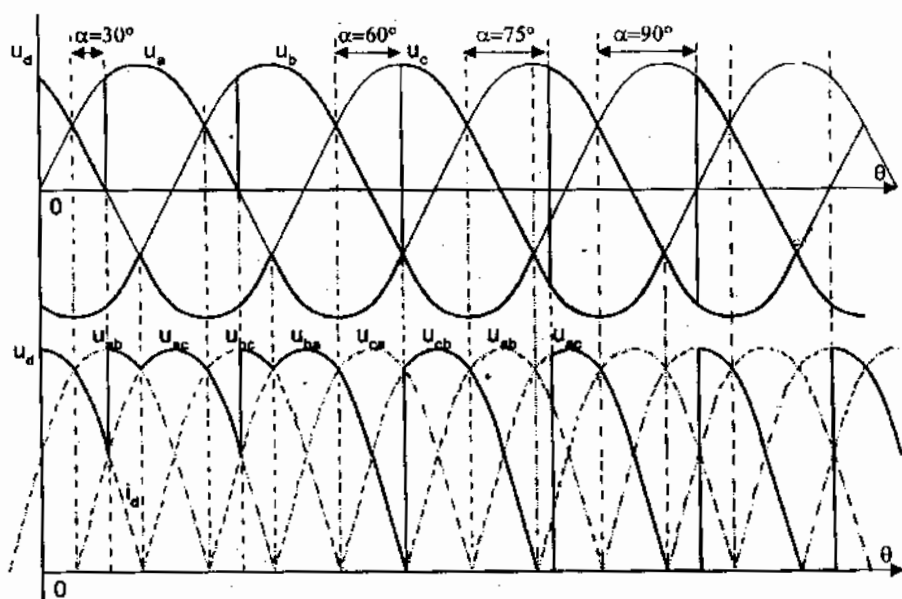
Hình 2.30. Tạo xung chùm điều khiển các thyristor.

2.6.3. Chỉnh lưu cầu ba pha không đối xứng

Chỉnh lưu cầu ba pha có dạng không đối xứng, trong đó một nhóm van anốt chung hoặc catốt chung được thay thế bằng diốt. Sơ đồ được ứng dụng nhiều là nhóm van catốt chung dùng thyristor, còn nhóm van anốt chung dùng diốt như được chỉ ra trên hình 2.31. Sơ đồ này có ưu điểm là có thể điều khiển các thyristor một cách trực tiếp mà không cần cách ly bằng biến áp xung. Điều đó có thể áp dụng nếu như sơ đồ làm việc với điện áp thấp, ví dụ như một nguồn hàn hồ quang một chiều.



Hình 2.31. Sơ đồ cầu ba pha không đối xứng.



Hình 2.32. Dạng điện áp chỉnh lưu trong sơ đồ cầu ba pha không đối xứng

Ưu thế cơ bản của các sơ đồ không đối xứng là dùng ít số van có điều khiển, hệ số công suất cao hơn. Tuy nhiên nhược điểm của các sơ đồ này là số lần đập mạch của điện áp chỉnh lưu phụ thuộc vào góc điều khiển α . Với góc α nhỏ dạng điện áp ra gần giống như ở chỉnh lưu cầu đối xứng, tuy nhiên khi góc α tăng lên điện áp ra chỉ còn đập mạch 3 lần trong một chu kỳ. Ưu nhược điểm kể trên của sơ đồ được minh họa qua đồ thị dạng dòng điện, điện áp với các góc điều khiển khác nhau trên hình 2.32. Các thông số cơ bản của sơ đồ giống như ở sơ đồ cầu đối xứng như đã được trình bày ở trên.

2.7. Chỉnh lưu 6 pha, có cuộn kháng cân bằng

2.7.1. Sơ đồ dùng diôt

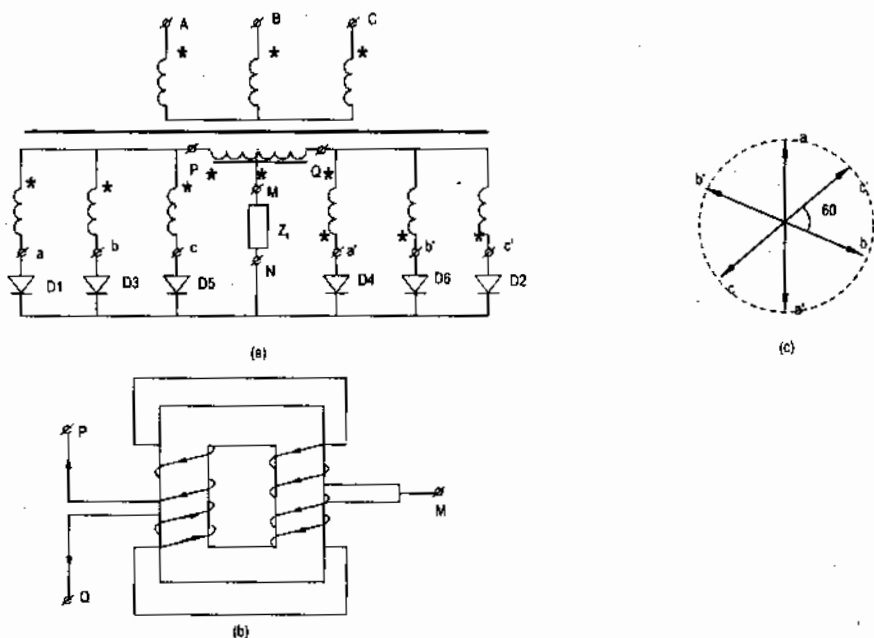
Sơ đồ chỉnh lưu 6 pha, có cuộn kháng cân bằng, như được biểu diễn trên hình 2.33, bao gồm máy biến áp động lực, cuộn kháng cân bằng C_{cb} , 6 diôt chia làm hai nhóm D_1, D_3, D_5 và D_2, D_4, D_6 .

Máy biến áp có cấu tạo Y/YY hoặc Δ /YY, có hai hệ thống điện áp thứ cấp a, b, c và a', b', c'. Các cuộn dây trên một pha a, a'; b, b'; c, c' có số vòng như nhau nhưng có cực tính ngược nhau. Như vậy điện áp các pha a, b, c, a', b', c' tạo thành một hệ thống điện áp 6 pha như được biểu diễn bởi biểu đồ vectơ trên hình 2.33c. Tuy nhiên các cuộn dây thứ cấp máy biến áp có hai điểm trung tính riêng biệt, P cho a, b, c và Q cho a', b', c'. P và Q được nối với nhau qua cuộn kháng cân bằng L_{cb} .

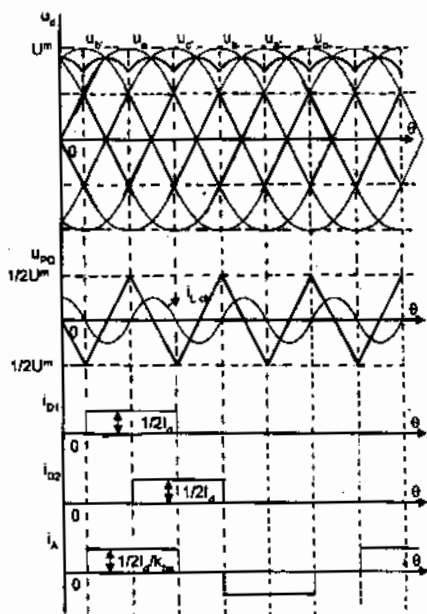
Cuộn kháng cân bằng, được biểu diễn trên hình 2.33b, có cấu tạo như một máy biến áp tự ngẫu. Với mạch từ hình chữ O và hai nửa cuộn dây như thể hiện trên hình vẽ, dòng i_d đi vào từ điểm M sẽ được chia làm đôi và cuộn kháng sẽ ở trong chế độ cân bằng sức từ động như một máy biến áp.

Các diôt chia làm hai nhóm, mỗi nhóm sẽ làm việc độc lập như một sơ đồ tia ba pha. Sự chênh lệch về giá trị tức thời ở đầu ra của hai sơ đồ tia 3 pha sẽ rơi trên cuộn kháng L_{cb} . Dạng dòng điện và điện áp của các phần tử trên sơ đồ được biểu diễn trên hình 2.34.

Để thấy được vai trò của cuộn kháng cân bằng ta hãy xét một thời điểm, khi diôt D_1 và D_2 cùng dẫn. Khi đó ta có sơ đồ tương đương như ở hình 2.35.

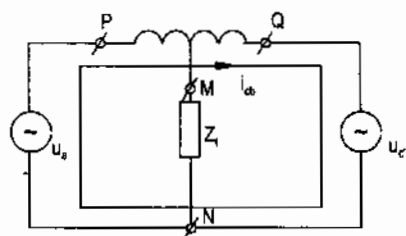


Hình 2.33. Sơ đồ chỉnh lưu 6 pha, có cuộn kháng cân bằng
 a) sơ đồ nguyên lý; b) cấu tạo của cuộn kháng cân bằng;
 c) hệ thống điện áp thứ cấp máy biến áp.



Hình 2.34. Dạng dòng điện và điện áp của các phần tử trên sơ đồ hình 2.32.

Hình 2.35. Mạch điện tương đương của sơ đồ khi D_1 và D_2 cùng dẫn.



Theo sơ đồ tương đương ta có các phương trình cân bằng điện áp sau:

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

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

Cộng hai vế của hệ phương trình trên ta có

$$2u_{NM} = (u_a + u_c) \pm (u_{MP} + u_{MQ})$$

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

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

Do đó

$$u_{NM} = u_d = (u_a + u_c)/2$$

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

Dựa vào các biểu thức trên có thể vẽ được dạng điện áp chỉnh lưu u_d và điện áp trên cuộn kháng cân bằng $u_{cb} = u_{PQ}$ như trên hình 2.34.

Từ sơ đồ tương đương hình 2.35 cũng có thể thấy rằng tồn tại một dòng cân bằng i_{cb} móc vòng qua cuộn dây máy biến áp. Dòng cân bằng đóng vai trò như dòng từ hoá của cuộn kháng cân bằng L_{cb} . Điện cảm L_{cb} phải có giá trị đủ lớn để hạn chế dòng cân bằng ở mức độ cho phép.

Điện áp trên cuộn kháng có dạng gần như răng cưa. Một cách gần đúng có thể coi điện áp này như hình sin với biên độ $\frac{1}{2}U_2^m$ và có tần số bằng 3 lần tần số điện áp nguồn. Do đó:

$$I_{cb} = \frac{U_{cb}}{3\omega L_{cb}} = \frac{\frac{1}{2}U_2}{3\omega L_{cb}} = \frac{U_2}{6\omega L_{cb}}$$

Trong thực tế cần phải hạn chế dòng cân bằng ở dưới mức 5 - 10% dòng tải định mức.

Nếu chọn $I_{cb} < 0,1I_d$ có thể xác định giá trị cần thiết của điện cảm L_{cb} :

$$L_{cb} \geq \frac{U_2}{6\omega 0,1I_d}$$

Từ biểu thức U_{NM} có thể thấy rằng điện áp chỉnh lưu trung bình trong sơ đồ có giá trị như trung bình cộng của điện áp đầu ra của hai chỉnh lưu tia 3 pha, nghĩa là:

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

Do tác dụng của cuộn kháng cân bằng có thể coi dòng tải được là phẳng hoàn toàn. Như vậy giá trị hiệu dụng của dòng điện thứ cấp máy biến áp bằng:

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{12}} \approx 0,29I_d$$

Dòng sơ cấp máy biến áp có dạng đối xứng với hai xung chữ nhật có độ rộng $\frac{2\pi}{3}$. Vì vậy:

$$I_1 = \frac{1}{k_{ba}} \frac{I_d}{\sqrt{6}} \approx \frac{1}{k_{ba}} 0,4I_d$$

Công suất tính toán máy biến áp bằng:

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

$$S_1 = 3U_1I_1 = 3k_{ba} \frac{U_d}{1,17} \frac{1}{k_{ba}} 0,4I_d = 1,03P_d$$

$$S_2 = 6U_2I_2 = 6 \frac{U_d}{1,17} 0,29I_d = 1,49P_d$$

$$S_{ba} = 1,26P_d$$

Dòng trung bình qua điốt bằng:

$$I_D = \frac{I_d}{6}$$

Điện áp ngược lớn nhất trên điốt bằng:

$$U_{ng,max} = \sqrt{6}U_2$$

Bỏ qua dòng từ hoá có thể coi dòng qua cuộn kháng cân bằng bằng $I_d/2$, vì vậy công suất của cuộn kháng có thể tính gần đúng bằng:

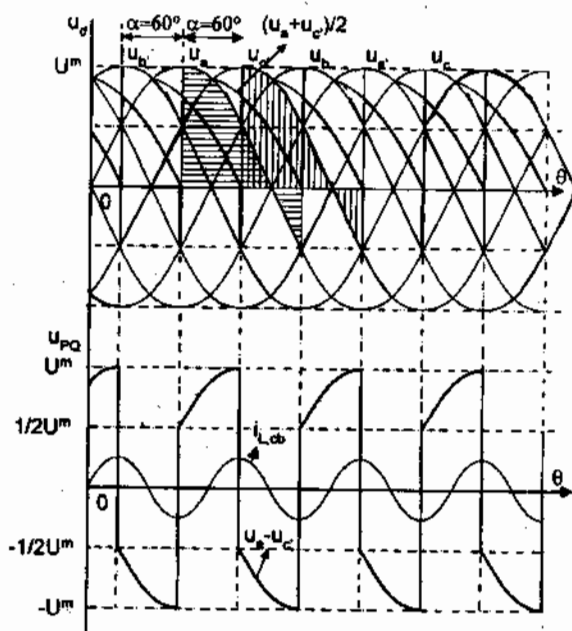
$$S_{Lch} = (U_2/2)(I_d/2) = 0,21P_d$$

Khi dòng tải nhỏ hơn 10% dòng định mức, các diốt sẽ không cho phép dòng từ hoá chạy qua cuộn kháng cân bằng. Khi đó cuộn kháng cân bằng sẽ mất tác dụng gánh chịu chênh lệch điện áp giữa hai sơ đồ tia 3 pha. Trên sơ đồ lúc đó thế của P và Q bằng nhau và do đó sơ đồ trở thành một sơ đồ 6 pha thông thường. Điện áp chỉnh lưu trong trường hợp này sẽ bằng:

$$U_d = \frac{6}{\pi} U_2^m \sin \frac{\pi}{6} \approx 1,35 U_2$$

Điện áp này lớn hơn so với giá trị ở U_d đã tính trước đó ($1,17U_2$). Đây là điều 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. Cần lưu ý rằng mặc dù sơ đồ 6 pha có dạng điện áp ra đập mạch 6 lần trong một chu kỳ và dòng trung bình qua van bằng một phần sáu dòng tải nhưng sơ đồ này không có ứng dụng trong thực tế vì trong sơ đồ có hiện tượng từ hoá cưỡng bức một chiều, tương tự như ở sơ đồ tia ba pha hay các sơ đồ tia nói chung.

2.7.2. Sơ đồ dùng thyristor



Hình 2.36. Dạng điện áp chỉnh lưu u_d và điện áp trên cuộn kháng cân bằng với góc điều khiển $\alpha = 60^\circ$.

Khi thay các diôt trong sơ đồ hình 2.33 bằng các thyristor ta sẽ có sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển. Do tác dụng của cuộn kháng cân bằng hai sơ đồ tia 3 pha sẽ làm việc song song, độc lập với nhau. Với các biểu thức (U_d) và ($U_{ch} = U_{PQ}$) có thể vẽ được dạng điện áp chỉnh lưu u_d và điện áp trên cuộn kháng cân bằng như trên hình 2.36.

Có thể thấy rằng khi góc điều khiển α tăng lên, biên độ điện áp cân bằng tăng lên đáng kể. Giá trị điện áp trên cuộn kháng sẽ lớn nhất khi $\alpha = 90^\circ$. Như vậy trong sơ đồ có điều khiển cuộn kháng phải được tính toán với dòng I_d định mức và điện áp với biên độ U_2^m nhưng 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) Các đặc tính cơ bản của sơ đồ chỉnh lưu: một pha nửa chu kỳ, một pha có điểm giữa, cầu một pha, ba pha hình tia, cầu ba pha, sáu pha có cuộn kháng cân bằng.
- 3) Hãy so sánh chỉnh lưu cầu với chỉnh lưu hình tia trong các sơ đồ: một pha, ba pha, theo các đặc tính cơ bản của một sơ đồ chỉnh lưu.
- 4) Nêu các ưu, nhược điểm của sơ đồ cầu ba pha và sơ đồ sáu pha có cuộn 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?
- 6) Hãy nêu các ưu, nhược điểm của sơ đồ sáu pha có cuộn kháng cân bằng.
- 7) So sánh ưu, nhược điểm của các sơ đồ chỉnh lưu theo dải công suất yêu cầu.

CHUYỂN MẠCH VÀ NGHỊCH LƯU PHỤ THUỘC

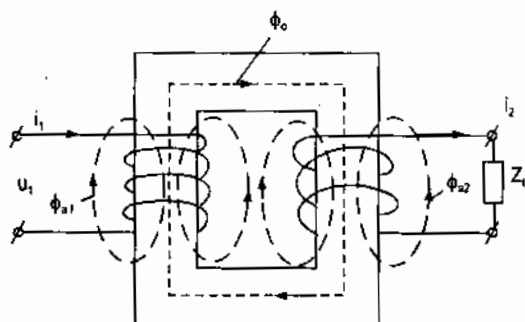
3.1. Hiện tượng chuyển mạch

Trong các chương trước ta luôn giả thiết các phần tử trong sơ đồ là lý tưởng: máy biến áp chỉ đơn thuần là bộ biến đổi mức điện áp, nghĩa là điện áp phía thứ cấp liên hệ với điện áp phía sơ cấp qua tỷ số máy biến áp; nguồn cấp điện xoay chiều thuần túy là nguồn điện áp với trở kháng trong bằng không; các van là lý tưởng với thời gian đóng mở bằng không,...

Trong thực tế đường dây cung cấp nguồn xoay chiều có điện cảm, điện trở, bản thân máy biến áp cũng có điện trở cuộn dây và trở kháng tản cuộn dây. Đối với công suất lớn thông thường điện trở thuần là nhỏ, không đáng kể so với trở kháng tản. Trở kháng tản của cuộn dây máy biến áp và các thành phần điện cảm trên đường dây tạo nên điện cảm trên đường cấp điện ở đầu vào của chỉnh lưu. Chính thành phần điện cảm này làm kéo dài các quá trình chuyển mạch giữa các van bán dẫn, làm cho một van khi khoá lại thì phải có một thời gian để dòng qua van giảm dần về không, còn một van mới mở ra thì cũng phải mất một thời gian như vậy để dòng tăng từ không đến giá trị dòng tải. Quá trình này gọi là quá trình chuyển mạch, thời gian diễn ra gọi là thời gian chuyển mạch. Lưu ý rằng quá trình chuyển mạch xảy ra ngay cả khi từ giả thiết rằng các van là các phần tử lý tưởng với thời gian đóng, cắt t_m và t_k bằng không.

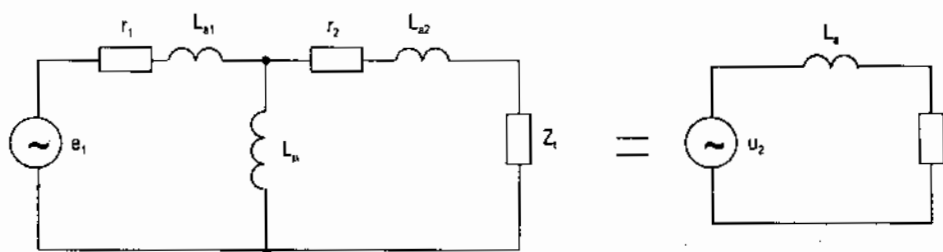
1. Khái niệm về từ thông tản

Hình 3.1 mô tả mạch từ và cuộn dây của một máy biến áp đơn giản. Có thể thấy rằng ngoài thành phần từ thông chính Φ_0 móc vòng trong lõi sắt máy biến áp còn có thành phần từ thông do có dòng điện chạy qua cuộn dây sơ cấp và thứ cấp máy biến áp, móc vòng ngoài không khí Φ_{a1} , Φ_{a2} . Các từ thông này gọi là từ



Hình 3.1. Mạch từ và cuộn dây

thông tản. Để mô tả các thành phần từ thông này trong sơ đồ tương đương của máy biến áp, ta đưa vào các thành phần điện cảm tản $L_{a1} = \frac{\Phi_{a1}}{i_1}$; $L_{a2} = \frac{\Phi_{a2}}{i_2}$. Sơ đồ tương đương của máy biến áp cho trên hình 3.2



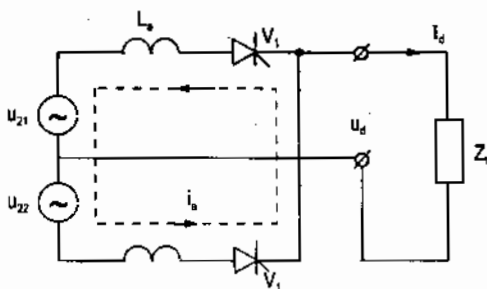
Hình 3.2. Sơ đồ tương đương của máy biến áp

Các thành phần điện trở r_1, r_2 có thể bỏ qua, còn điện cảm tản biến đổi về phía thứ cấp máy biến áp thành một thành phần điện cảm tản L_a nói chung.

2. Mạch vòng chuyển mạch

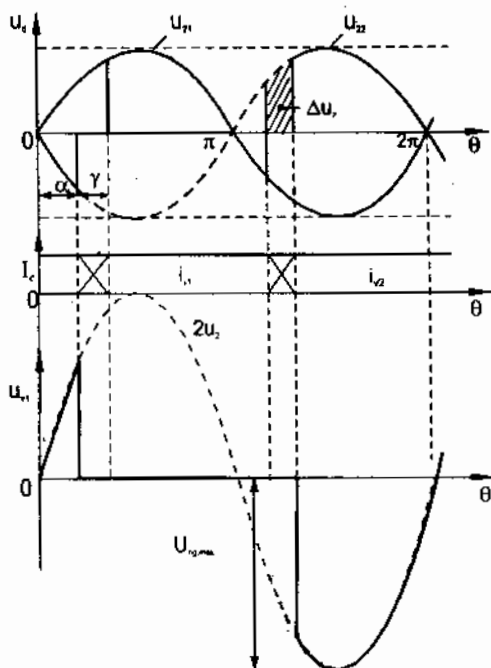
Xét mạch vòng chuyển mạch qua trường hợp sơ đồ hình tia một pha. Trong đó mỗi cuộn thứ cấp được thay thế bởi một nguồn s.d.đ nối tiếp với điện cảm tản L_a như được biểu diễn trên sơ đồ hình 3.3.

3.1.1. Chuyển mạch trong sơ đồ hình tia một pha



Hình 3.3. Mạch vòng chuyển mạch trong sơ đồ tia một pha.

Hình 3.4. *Dạng dòng điện, điện áp trong quá trình chuyển mạch trong sơ đồ tia một pha.*



Trên sơ đồ hình 3.3 giả sử V_1 đang dẫn dòng với $i_{v1} = I_d$, cực tính điện áp nguồn đang như trên hình vẽ. Như vậy nếu có tín hiệu điều khiển đến V_2 thì V_2 sẽ mở ra vì điện áp anôt-catôt của nó đang dương. Tuy nhiên do có điện cảm L_a trong mạch nên dòng qua V_2 không thể lập tức bằng với I_d . Cũng với lý do như vậy dòng qua V_1 không thể lập tức giảm từ I_d về đến không ngay. Trong quá trình dòng qua V_2 lớn dần lên đến I_d và dòng qua V_1 giảm dần về không cả V_1 và V_2 đều dẫn. Khi đó nguồn điện áp u_{21} , u_{22} bị nối ngắn mạch tạo nên dòng cân bằng i_a giữa u_{21} , V_1 , u_{22} , V_2 . Dòng cân bằng, hay còn gọi là dòng chuyển mạch, tăng cường dòng qua V_2 và làm giảm dòng qua V_1 . Quá trình chuyển mạch diễn ra rất ngắn so với chu kỳ đóng cắt của các van nên có thể giả thiết rằng trong thời gian chuyển mạch dòng tải I_d vẫn giữ nguyên không đổi.

Như vậy trong giai đoạn chuyển mạch ta có:

$$i_{v1} = I_d - i_a$$

$$i_{v2} = i_a$$

Giai đoạn chuyển mạch kết thúc khi

$$i_{v1} = 0$$

$$i_{v2} = I_d$$

Phương trình mạch vòng chuyển mạch có dạng:

$$2L_a \frac{di_a}{dt} = 2u_2$$

Trong đó $u_2 = U^m \sin(\omega t) = U^m \sin \theta$.

Đặt $X_a = \omega L_a$ biểu thức trên tương đương với:

$$\frac{di_a}{d\theta} = \frac{U^m}{X_a} \sin \theta$$

Giải phương trình (vi phân này) ta có:

$$i_a = -\frac{U^m}{X_a} \cos \theta + A$$

Tại thời điểm điều khiển $\theta = \alpha; i_a = 0$, do đó

$$A = \frac{U^m}{X_a} \cos \alpha$$

Vậy $i_a = \frac{U^m}{X_a} (\cos \alpha - \cos \theta)$

Gọi γ là khoảng diễn ra chuyển mạch, nghĩa là với $\theta = \alpha + \gamma$ thì $i_a = I_d$ ta có:

$$I_d = \frac{U^m}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

Hay $[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} U_2}$

Biểu thức tìm được cho phép xác định góc chuyển mạch γ phụ thuộc góc điều khiển α , dòng tải I_d và các tham số của sơ đồ X_a, U_2 .

Trong khoảng γ V_1 và V_2 cùng dẫn, sụt áp trên L_u bằng nhau, do đó $u_3 = u_{PQ} = u_{21} - u_{22} = 0$, điện áp u_d bị mất đi một phần là ΔU_γ , gọi là sụt áp do quá trình chuyển mạch (xem hình 3.4). Giá trị trung bình:

$$\Delta U_\gamma = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} U^m \sin \theta d\theta = \frac{U^m}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

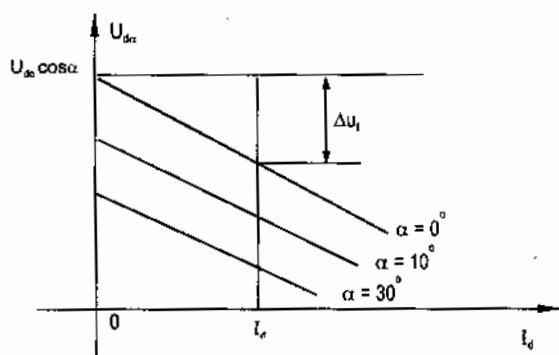
Kết hợp các biểu thức trên ta có:

$$\Delta U_\gamma = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} U_2} = \frac{I_d X_a}{\pi}$$

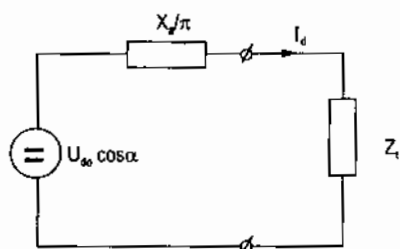
Vậy:
$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d X_a}{\pi}$$

Phương trình $U_{d\alpha}$ thể hiện sự phụ thuộc của U_d vào dòng tải I_d . Phương trình $U_{d\alpha}$ gọi là phương trình đặc tính ngoài của chỉnh lưu. Đồ thị đường đặc tính ngoài thể hiện trên hình (3.5).

Theo phương trình đặc tính ngoài có thể thay thế bộ chỉnh lưu bằng sơ đồ tương đương như hình 3.6:



Hình 3.5. Đồ thị đường đặc tính ngoài của chỉnh lưu.

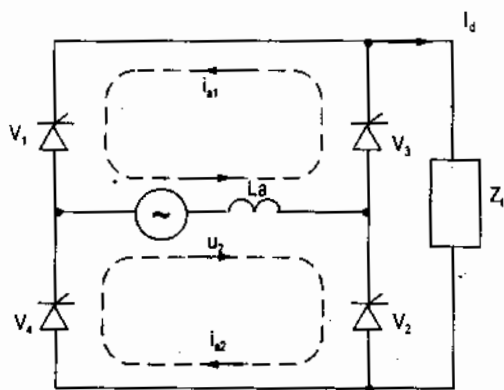


Hình 3.6. Sơ đồ thay thế tương đương một chỉnh lưu.

3.1.2. Chuyển mạch trong sơ đồ cầu một pha

Xét vấn đề chuyển mạch trong một sơ đồ cầu chỉnh lưu một pha. Sơ đồ tương đương của quá trình chuyển mạch được thể hiện trên hình 3.7, trong đó nguồn xoay chiều được thay thế bằng nguồn s.d.đ u_2 nối tiếp với điện cảm tản L_σ .

Trên sơ đồ tương đương giả sử V_1, V_2 đang dẫn, có tín hiệu điều khiển đưa đến thyristor V_3, V_4 . Sẽ xảy ra hiện tượng chuyển mạch giữa V_1, V_3 và giữa V_2, V_4 . Dòng chuyển mạch



Hình 3.7. Sơ đồ tương đương của quá trình chuyển mạch trong sơ đồ cầu một pha.

bao gồm i_{a1}, i_{a2} . Phương trình của mạch vòng chuyển mạch sẽ là:

$$X_a \frac{di_{a1}}{d\theta} = u_2$$

$$X_a \frac{di_{a2}}{d\theta} = u_2$$

Các điều kiện đầu sẽ là:

$$\text{Với } \theta = \alpha \quad i_{a1} = i_{a2} = 0$$

$$\theta = \alpha + \gamma \quad i_{a1} = i_{a2} = I_d$$

Trong quá trình chuyển mạch:

$$i_{v1} = I_d - i_{a1}; \quad i_{v3} = i_{a1}.$$

Với giả thiết các phần tử trong mạch là giống nhau thì $i_{a1} = i_{a2}$. Có thể coi $i_a = i_{a1} + i_{a2}$ là dòng chuyển mạch chung, $i_a = 2i_{a1} = 2i_{a2}$.

Vậy phương trình chuyển mạch chung sẽ là:

$$2X_a \frac{di_a}{d\theta} = u_2$$

$$\frac{di_a}{d\theta} = \frac{\sqrt{2}U_2}{2X_a} \sin \theta$$

Hay:

$$i_a = \frac{\sqrt{2}U_2}{2X_a} (-\cos \theta) + A$$

tại $\theta = \alpha, i_{a1} = 0$ suy ra $A = \frac{\sqrt{2}U_2}{2X_a} \cos \alpha$. Vậy:

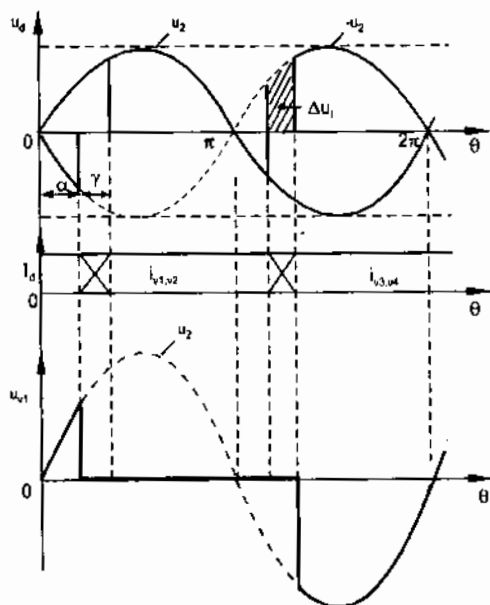
$$i_a = \frac{\sqrt{2}U_2}{2X_a} (\cos \alpha - \cos \theta)$$

Tại $\theta = \alpha + \gamma \quad i_a = 2i_{a1} = 2i_{a2} = 2I_d$ nên:

$$I_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{X_a} (\cos \alpha - \cos \theta)$$

Trong khoảng chuyển mạch cả 4 van cùng dẫn nên $u_d = 0$ (hình 3.8). Vậy sụt áp do quá trình chuyển mạch bằng:

$$\Delta U_\gamma = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} U^m \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$



Hình 3.8. Sụt áp do quá trình chuyển mạch.

Từ đó suy ra:
$$\Delta U_\gamma = \frac{2X_a I_d}{\pi}$$

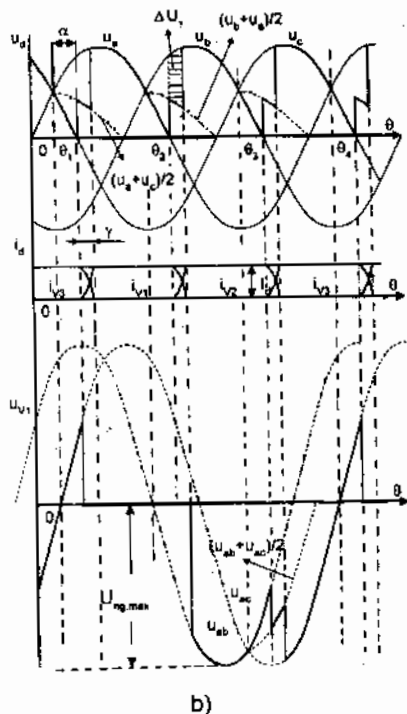
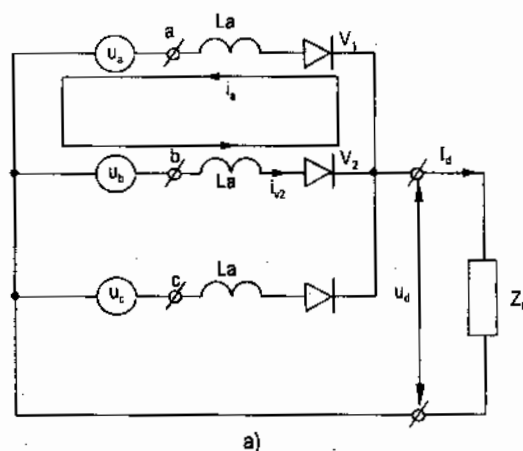
Vậy:
$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma = U_{d0} \cos \alpha - \frac{2I_d X_a}{\pi}$$

Đó là phương trình đặc tính ngoài của chỉnh lưu cầu một pha. So với chỉnh lưu tia một pha thì ở chỉnh lưu cầu sụt áp do quá trình chuyển mạch lớn gấp đôi. Đó là vì trong thời gian chuyển mạch có hai nhóm van cùng chuyển mạch một lúc.

3.1.3. Chuyển mạch trong sơ đồ tia ba pha

Hình 3.9 thể hiện sơ đồ tương đương của một chỉnh lưu tia ba pha, trong đó nguồn điện áp xoay chiều đầu vào được thay thế bởi nguồn s.d.đ ba pha u_a, u_b, u_c , nối tiếp với điện cảm tản L_a .

Xét sự chuyển mạch giữa V_2 và V_1 . Giả sử V_1 đang dẫn. Điện áp u_b bắt đầu dương nhất nên nếu có tín hiệu điều khiển đưa đến V_2 thì V_2 sẽ mở ra được và bắt đầu quá trình chuyển mạch giữa V_2 với V_1 . Tại thời điểm $\theta = \theta_2 + \alpha$ khi V_2 nhận được tín hiệu điều khiển mạch vòng chuyển mạch bao gồm $u_b, L_a, V_2, V_1, L_a, u_a$. Ta có phương trình của mạch vòng chuyển mạch sẽ là:



Hình 3.9. Sơ đồ tương đương của chỉnh lưu tia 3 pha.

a) mạch vòng chuyển mạch;
b) dạng điện áp, dòng điện

$$2X_a \frac{di_a}{d\theta} = u_{ba}$$

Trong giai đoạn chuyển mạch:

$$i_{V1} = I_d - i_a,$$

$$i_{V2} = i_a.$$

Chuyển mạch kết thúc khi:

$$i_{V1} = 0;$$

$$i_{V2} = I_d.$$

Ta có dòng chuyển mạch sẽ là:

$$i_a = \frac{U^m}{2X_a} (\cos \alpha - \cos \theta)$$

Giả sử chuyển mạch diễn ra trong khoảng γ , như vậy tại $\theta = \alpha + \gamma$ ta có $i_a = I_d$. Vậy:

$$I_d = \frac{U^m}{2X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

Trên đồ thị hình 3.9 điện áp ra u_d trong khoảng γ được biểu diễn bởi đường chấm chấm. Sụt áp do quá trình chuyển mạch bằng:

$$\Delta u_\gamma = u_b - u_d = u_b - \frac{u_b + u_a}{2} = \frac{u_b - u_a}{2} = \frac{u_{ba}}{2}$$

So với khi không có chuyển mạch thì điện áp chỉnh lưu bị mất đi một phần ΔU_γ . Giá trị trung bình:

$$\begin{aligned} \Delta U_\gamma &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \Delta u_\gamma d\theta = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{U^m}{2} \sin \theta d\theta \\ &= \frac{3U^m}{4\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \end{aligned}$$

Kết hợp với biểu thức I_d ta được:

$$\Delta U_\gamma = \frac{3X_a I_d}{2\pi}$$

Như vậy phương trình đặc tính ngoài của chỉnh lưu tia ba pha sẽ 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 trong quá trình chuyển mạch bằng:

$$u_{v1} = u_a - u_d = \frac{u_a - (u_b + u_c)}{2} = \frac{(u_{ab} + u_{ac})}{2}$$

Từ đó ta có thể vẽ được dạng điện áp trên van như ở hình 3.9.

3.1.4. Chuyển mạch trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha

Hình 3.10a thể hiện sơ đồ tương đương của một chỉnh lưu cầu ba pha. Chuyển mạch trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha sẽ diễn ra giống như ở sơ đồ tia ba pha đối với hai nhóm van catôt chung và anôt chung. Điểm khác nhau sẽ là trong một chu kỳ điện áp nguồn sẽ có 6 lần chuyển mạch xảy ra chứ không phải là 3 lần như ở chỉnh lưu tia ba pha.

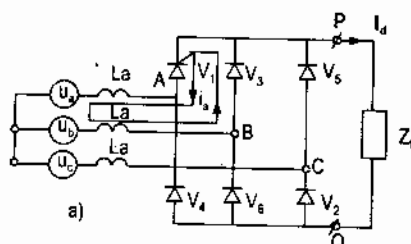
Sụt áp do quá trình chuyển mạch sẽ lớn gấp đôi so với sơ đồ tia ba pha:

$$\Delta U_\gamma = \frac{3X_a I_d}{\pi}$$

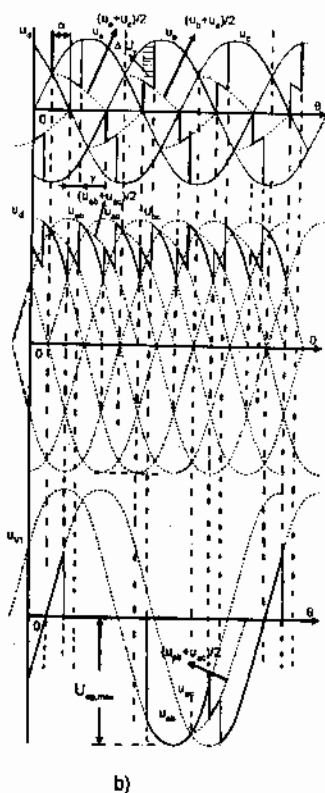
$$I_d = \frac{U^m}{2X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

Phương trình đặc tính ngoài có dạng:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3X_a I_d}{\pi}$$



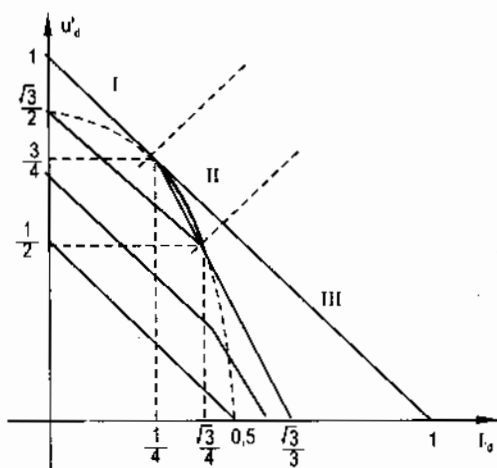
Hình 3.10. Chuyển mạch trong sơ đồ cầu 3 pha
a) mạch vòng chuyển mạch; b) dạng điện áp chỉnh lưu khi chuyển mạch



Ngoài ra chuyển mạch trong sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha còn một số chế độ khác phức tạp hơn nhưng ta không xét đến ở đây. Dạng đặc tính ngoài của chỉnh lưu cầu ba pha được biểu diễn trên đơn vị tương đối so với U_{d0} và

$I_{nm} = \frac{U^m}{X_a}$. Với dòng điện $I_d' = I_d / I_{nm} \geq \frac{1}{4}$ đặc tính ngoài không còn là đường thẳng nữa. Với dòng điện $I_d' < \frac{1}{4}$ dạng đường đặc tính ngoài vẫn là đường thẳng như ở các sơ đồ khác đã xét ở trên (hình 3.11).

Hình 3.11. Đặc tính ngoài của sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha



3.2. Nghịch lưu phụ thuộc

Nghịch lưu phụ thuộc là một chế độ làm việc của các sơ đồ chỉnh lưu, trong đó năng lượng từ phía một chiều được đưa trả về lưới điện xoay chiều. Đây là chế độ làm việc rất phổ biến của các bộ chỉnh lưu, đặc biệt với các ứng dụng trong các hệ thống truyền động một chiều. Khi một máy điện một chiều được điều khiển bởi một bộ chỉnh lưu, máy điện có thể là động cơ tiêu thụ năng lượng từ lưới điện và cũng có thể đóng vai trò là nguồn phát năng lượng, ví dụ khi máy điện làm việc ở chế độ hãm tái sinh. Trong chế độ hãm tái sinh động năng tích lũy trong phần quay của động cơ có thể được đưa trả về lưới. Tuy nhiên vấn đề trả năng lượng từ phía một chiều về phía xoay chiều hoặc lấy năng lượng từ phía xoay chiều còn xảy ra luân phiên và là các chế độ làm việc bình thường trong các hệ thống biến tần trực tiếp hoặc trong các hệ thống truyền tải điện năng một chiều.

Trước hết ta hãy đưa ra các yêu cầu để có thể thực hiện được chế độ nghịch lưu phụ thuộc, trong đó năng lượng từ phía một chiều được đưa trả về phía xoay chiều, đó là:

1. Trong mạch một chiều phải có s.d.đ một chiều E_d có cực tính tăng cường dòng I_d , nghĩa là dòng một chiều của bộ biến đổi phải đi vào ở cực âm và đi ra ở cực dương của E_d .

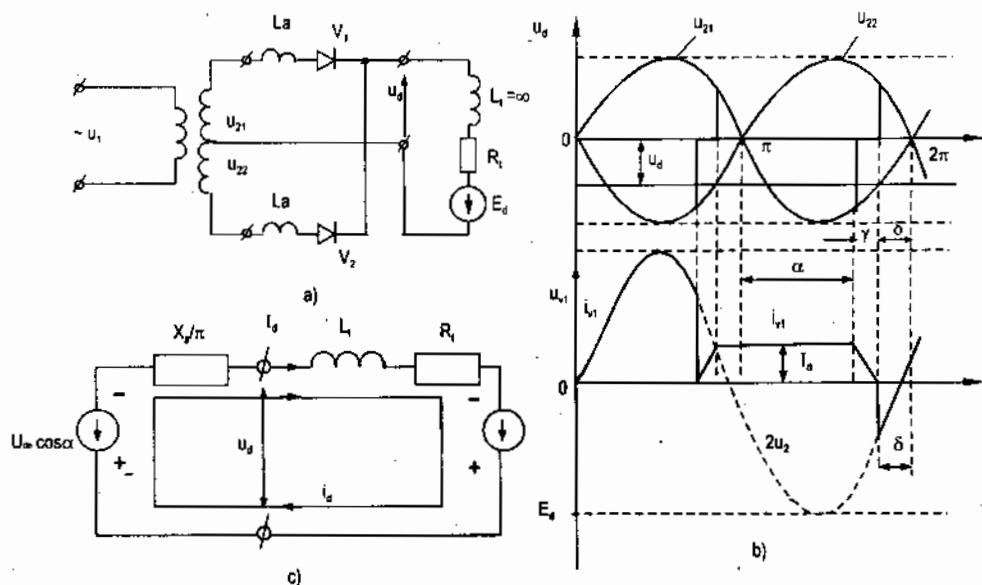
2. Góc điều khiển α phải lớn hơn 90° . Điều này dẫn đến $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha < 0$. Như vậy đầu ra của bộ chỉnh lưu không thể là nguồn cấp năng lượng vì dòng một chiều I_d sẽ đi ra ở cực âm và đi vào ở cực dương của $U_{d\alpha}$.

3. Điều kiện thứ ba rất quan trọng vì liên quan đến bản chất quá trình khoá của các thyristor trong sơ đồ, đó là phải đảm bảo góc khoá δ phải lớn hơn hoặc bằng ωt_r , trong đó t_r là thời gian phục hồi tính chất khoá của van.

Ta hãy xem xét các sơ đồ cụ thể sau đây để thấy rõ ý nghĩa của các điều kiện trên.

3.2.1. Nghịch lưu phụ thuộc trong sơ đồ tia một pha

Trên sơ đồ hình 3.12a ta lưu ý cực tính của E_d có chiều tăng cường dòng I_d .



Hình 3.12. Nghịch lưu phụ thuộc trong sơ đồ tia một pha.

a) sơ đồ; b) dạng dòng điện, điện áp; c) mạch thay thế tương đương.

Trong sơ đồ nếu tăng dần góc điều khiển α cho đến khi $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$ thì $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha \leq 0$, có nghĩa là không thể duy trì được dòng I_d theo chiều cũ. Tuy nhiên nếu như trong mạch một chiều có s.d.d E_d sao cho $E_d \geq |U_{d\alpha}|$ thì dòng I_d vẫn có thể được duy trì.

Theo hình 3.12c nếu thay thế sơ đồ chỉnh lưu bằng nguồn s.d.d $U_{d\alpha}$ ta có thể thấy rằng chiều dòng điện I_d đi ra từ cực (-) và đi vào ở cực (+). Như vậy $U_{d\alpha}$ đóng vai trò là phụ tải.

Đối với E_d dòng I_d đi ra ở cực (+) và đi vào ở cực (-). Như vậy E_d là máy phát.

Về bản chất ở đây phụ tải chính là phía xoay chiều vì trong phần lớn thời gian nửa chu kỳ của điện áp lưới thì dòng điện đi vào ở đầu có cực tính (-) và đi ra ở đầu có cực tính (+). Ví dụ trên sơ đồ thì dòng chảy qua V_1 từ α đến $\pi + \alpha$ với $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$.

Ký hiệu góc $\beta = \pi - \alpha$ gọi là góc nghịch lưu. Có thể thấy rằng:

$\beta = \gamma + \delta$, trong đó γ là góc chuyển mạch, δ gọi là góc khoá. Trong khoảng δ điện áp đặt lên V_1 âm để V_1 khoá lại khi V_2 mở ra. Như vậy các van vẫn khoá lại dưới tác dụng của lưới điện xoay chiều.

Phải đảm bảo rằng $\delta \geq \omega t_r$, trong đó t_r là thời gian tối thiểu để van phục hồi tính chất khoá của mình.

Nếu xảy ra trường hợp $\delta < \omega t_r$ thì van V_1 sẽ không khoá lại được khi V_2 đã mở ra dẫn đến ngắn mạch giữa u_{21} và u_{22} . Hiện tượng sự cố này gọi là sập nghịch lưu.

Phương trình mô tả sự phụ thuộc của $U_{d\alpha}$ vào I_d có dạng tương tự như phương trình đặc tính ra ở chỉnh lưu nhưng ở đây ta gọi là phương trình đặc tính vào:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma$$

Hay nếu biểu diễn U_d qua góc nghịch lưu β ta có:

$$U_{d\beta} = -U_{d0} \cos \beta - \Delta U_\gamma = U_{d0} \cos \alpha - \frac{X_a I_d}{\pi}$$

Có thể thấy rằng trong nghịch lưu phụ thuộc ΔU_γ làm tăng giá trị tuyệt đối của $U_{d\alpha}$.

$$I_d = \frac{E_d + U_{d\alpha}}{R_t}$$

Phương trình để xác định góc chuyển mạch:

$$I_d = \frac{U^m}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

Vì $\alpha + \gamma + \delta = \pi$ nên $\cos(\alpha + \gamma) = -\cos \delta$. Vậy:

$$\cos \alpha + \cos \delta = \frac{X_a}{U^m} I_d$$

Ta phải có $\delta \geq \delta_{th} = \omega t_r \Rightarrow \cos \delta \leq \cos \delta_{th}$, trong đó δ_{th} gọi là góc khoá tới hạn.

Như vậy góc điều khiển phải thoả mãn điều kiện:

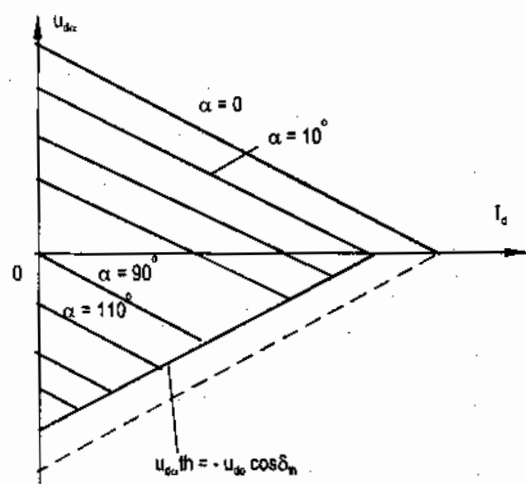
$$\frac{X_a I_d}{U^m} = \cos \alpha + \cos \delta \leq \cos \alpha + \cos \delta_{th}$$

$$\Rightarrow \cos \alpha \geq \frac{X_a I_d}{U^m} - \cos \delta_{th}$$

Đây là biểu thức cho phép xác định góc điều khiển lớn nhất cho phép α_{max} ứng với một giá trị I_d nào đó. Thông thường góc khoá tới hạn $\delta_{th} = 5 \div 15^\circ$.

1. Đặc tính tổng quát

Kết hợp giữa đặc tính ra của sơ đồ chỉnh lưu với đặc tính vào trong chế độ nghịch lưu phụ thuộc ta có đặc tính tổng quát của một sơ đồ chỉnh lưu như được biểu diễn trên hình 3.14.



Hình 3.14. Đặc tính tổng quát của một sơ đồ chỉnh lưu

2. Đặc tính tới hạn

Với một góc α nào đó thì dòng tải tới hạn là:

$$\cos \alpha + \cos \delta_{th} = \frac{X_a}{U^m} I_{d,th}$$

ứng với dòng tải tới hạn thì điện áp tới hạn là:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha,th} &= U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma = \frac{U^m}{\pi} \cos \alpha - \frac{X_a I_{d,th}}{\pi} \\ &= \frac{U^m}{\pi} \cos \alpha - \frac{U^m}{\pi} (\cos \alpha + \cos \delta_{th}) = -\frac{U^m}{\pi} \cos \delta_{th} \\ &= -U_{d0} \cos \delta_{th} \end{aligned}$$

Đồ thị của đường đặc tính $U_{d\alpha,th}$ chính là hình đối xứng qua trục hoành của $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \delta_{th}$, như đã chỉ ra trên hình 3.14.

3. Công suất một chiều đưa trả về lưới điện

$P_d = |U_{d\alpha}| I_d$ chính là phần công suất được đưa trả về lưới điện.

4. Điều kiện để thực hiện được chế độ nghịch lưu phụ thuộc:

1. Có s.d.đ E_d trong mạch một chiều với cực tính tăng cường dòng I_d ;
2. Góc điều khiển $\alpha > \frac{\pi}{2}$;
3. Góc khoá $\delta = \beta - \gamma \geq \omega t_r$.

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 tương tự như ở sơ đồ tia một pha, chỉ khác là sụt áp do quá trình chuyển mạch sẽ lớn gấp đôi:

$$\Delta U_\gamma = \frac{2X_a I_d}{\pi}$$

Do đó phương trình đặc tính vào sẽ có dạng:

$$U_{d\beta} = -U_{d0} \cos \beta - \Delta U_\gamma = U_{d0} \cos \alpha - \frac{2X_a I_d}{\pi}$$

Các quá trình năng lượng và đặc tính giới hạn có thể được xây dựng tương tự như đối với sơ đồ tia một pha.

3.2.3. Nghịch lưu phụ thuộc, sơ đồ tia ba pha

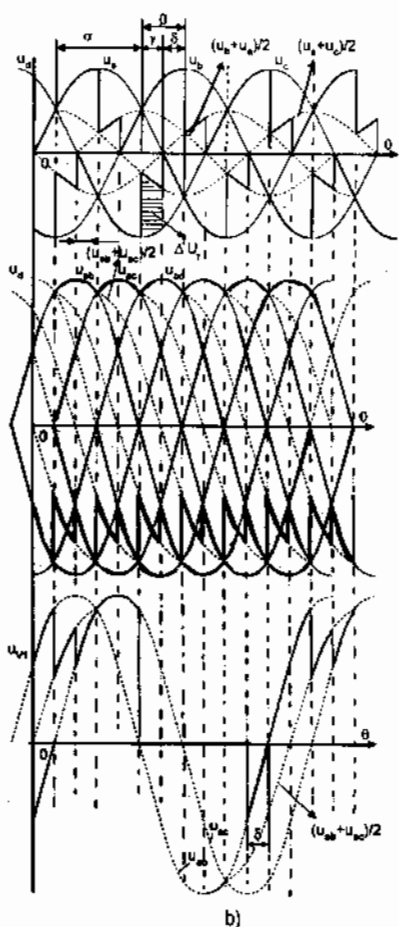
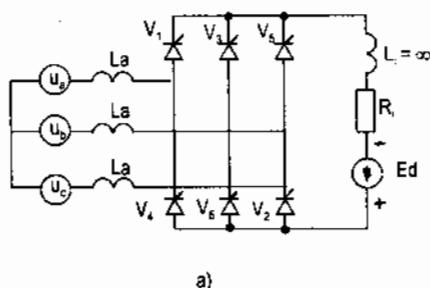
Với sơ đồ tia ba pha các yêu cầu để có thể thực hiện được chế độ nghịch lưu phụ thuộc cũng giống như ở các sơ đồ một pha. Để tính toán các quá trình năng lượng ta cần lưu ý đến các biểu thức sau đây:

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{3X_a I_d}{2\pi}$$

$$U_{d\beta} = -U_{d0} \cos \beta - \Delta U_{\gamma} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3X_a I_d}{2\pi}$$

$$I_d = \frac{E_d + U_{d\alpha}}{R_l}$$

3.2.4. Nghịch lưu phụ thuộc, sơ đồ cầu ba pha



Hình 3.15. Nghịch lưu phụ thuộc cầu ba pha
a) sơ đồ nguyên lý; b) dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử trên sơ đồ

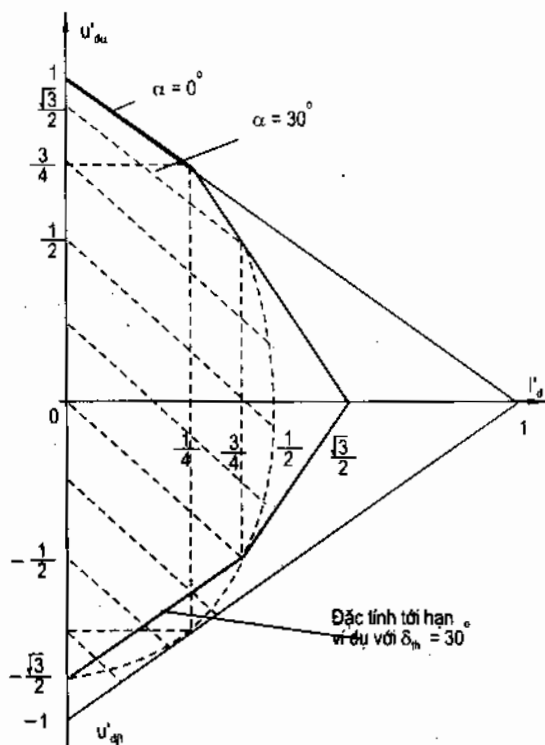
Đối với sơ đồ cầu ba pha ta cần lưu ý đến các biểu thức sau đây:

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{3X_a I_d}{\pi}$$

$$U_{d\beta} = -U_{d0} \cos \beta - \Delta U_{\gamma} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3X_a I_d}{\pi}$$

$$I_d = \frac{E_d + U_{d\alpha}}{R_l}$$

Ví dụ về dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử trong sơ đồ được cho trên hình 3.15. Phối hợp với đặc tính ra của chỉnh lưu, đặc tính vào của nghịch lưu và đặc tính tới hạn ta biểu diễn đặc tính tổng quát của một chỉnh lưu cầu ba pha trên hệ đơn vị tương đối đối với U_d và I_d như trên hình 3.16.



Hình 3.16. Đặc tính tổng quát của một chỉnh lưu cầu ba pha.

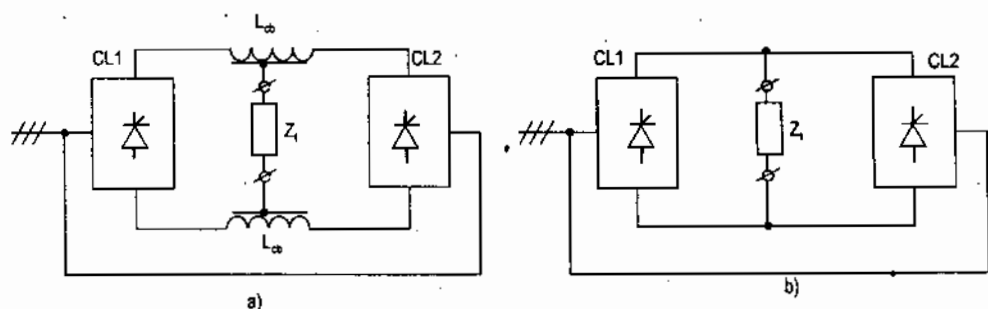
3.3. Các bộ biến đổi có đảo chiều

Một số phụ tải một chiều yêu cầu điện áp một chiều cung cấp có thể đảo được cực tính. Ví dụ về các hệ thống như vậy là hệ truyền động điện một chiều, trong đó việc đảo cực tính điện áp đặt vào phần ứng động cơ tương ứng với yêu cầu đảo chiều quay động cơ. Một hệ thống khác cũng yêu cầu nguồn một chiều đảo cực tính là hệ thống mạ đảo dòng, trong đó việc đảo cực tính điện áp cung cấp tương ứng với việc bóc đi một số điểm cực bộ được bồi đắp cao hơn những điểm khác trên bề mặt vật mạ. Bằng cách như vậy có thể đạt được lớp mạ có độ bám dính và độ bóng cao.

Người ta có thể đảo cực tính nguồn một chiều cung cấp cho phụ tải bằng cách dùng cặp tiếp điểm của công-tắc-tơ. Tuy nhiên vấn đề ở đây là các hệ thống yêu cầu độ tác động nhanh rất cao mà các phần tử có tiếp điểm không thể đáp ứng nổi. Ví dụ trong hệ thống truyền động một chiều các chế độ động cơ hoặc hãm tái sinh xảy ra liên tục khi động cơ phải làm việc với phụ tải động. Như vậy yêu cầu về đảo cực tính nguồn một chiều xảy ra liên tục. Trong công nghệ mạ đảo dòng thời gian "mạ ngược" có thể chỉ kéo dài vài trăm ms trong cả chu kỳ mạ cỡ 1000 ms. Rõ ràng là các phần tử tiếp điểm không thể đáp ứng được các yêu cầu này.

Về nguyên tắc các hệ thống yêu cầu đảo cực tính điện áp nguồn sẽ gồm hai bộ chỉnh lưu CL_1 và CL_2 , thuận và ngược, cùng được cung cấp bởi một nguồn xoay chiều như được chỉ ra trên hình 3.17.

Phương pháp điều khiển bộ biến đổi có đảo chiều gồm phương pháp điều khiển chung và điều khiển riêng.



Hình 3.17. Sơ đồ cấu trúc bộ biến đổi có đảo chiều.
a) điều khiển chung; b) điều khiển riêng.

3.3.1. Điều khiển chung

Trong cấu trúc điều khiển chung CL_1 và CL_2 làm việc song song ở mọi thời điểm. Do có sự chênh lệch về giá trị tức thời trên đầu ra của mỗi bộ chỉnh lưu nên cần có cuộn kháng cân bằng L_{cb} để hạn chế dòng điện quán giữa hai bộ biến đổi. Về nguyên tắc để dòng điện quán có giá trị nhỏ, giá trị trung bình của điện áp ở đầu ra của hai bộ biến đổi phải bằng nhau. Điều này dẫn đến khi một bộ đang làm việc ở chế độ chỉnh lưu thì bộ kia phải làm việc "chờ" trong chế độ nghịch lưu phụ thuộc.

Nếu α_1, α_2 là góc điều khiển của CL_1, CL_2 thì điều kiện trên đây sẽ được thực hiện khi:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$$

Thật vậy, khi đó $U_{d, \alpha_1} = U_{d0} \cos \alpha_1 = -U_{d0} \cos(\pi - \alpha_1) = -U_{d0} \cos \alpha_2 = U_{d0} \cos \beta_2$

Cấu trúc điều khiển chung có ưu điểm là độ tác động nhanh rất tốt, không hề có độ trễ khi đảo cực tính điện áp ra tải. Tuy nhiên nhược điểm của cấu trúc này là yêu cầu có cuộn kháng cân bằng L_{cb} làm tăng công suất lắp đặt của hệ thống. Cuộn kháng cân bằng cũng làm chậm quá trình điện từ diễn ra trên mạch tải, điều này lại làm giảm độ tác động nhanh của hệ thống trong một số trường hợp.

3.3.2. Điều khiển riêng

Trong thực tế các bộ biến đổi có đảo chiều hiện đại được thực hiện theo cấu trúc điều khiển riêng. Theo cấu trúc này các bộ biến đổi được điều khiển riêng biệt. Ở mỗi một thời điểm chỉ có một bộ biến đổi làm việc, nhờ đó sẽ không cần đến cuộn kháng cân bằng. Như vậy công suất lắp đặt được giảm đến mức tối thiểu, gọn nhẹ, hiệu suất cao.

Vấn đề chính trong thực hiện cấu trúc điều khiển riêng là điều khiển quá trình đảo chiều sao cho thời gian trễ là ngắn nhất mà vẫn đảm bảo an toàn cho thiết bị, không để xảy ra ngắn mạch. Vì vậy trong cấu trúc điều khiển riêng thì mạch điện thực hiện logic đảo chiều có vai trò quan trọng.

Mạch logic đảo chiều cần thực hiện các chức năng chính sau đây:

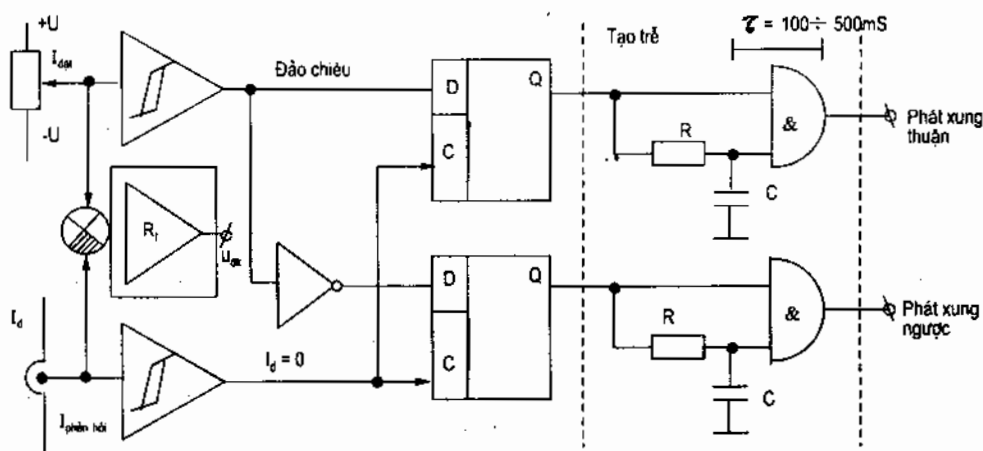
1. Nhận biết tín hiệu đảo chiều. Thông thường tín hiệu đảo chiều đến từ sự thay đổi dấu của lượng đặt, ví dụ dấu (+) tương ứng với chiều thuận, dấu (-) tương ứng với chiều ngược.

2. Khi có tín hiệu yêu cầu đảo chiều, thông thường bộ biến đổi thứ nhất còn phải được duy trì làm việc một thời gian. Khi tải là trở cảm, dòng I_d vẫn còn được duy trì theo chiều cũ, khi đó bộ biến đổi thứ nhất sẽ chuyển sang làm việc ở chế độ nghịch lưu phụ thuộc với góc điều khiển $\alpha_1 = 90^\circ$. Kết quả là điện áp ra tải được đảo chiều ngay. Dòng I_d sẽ giảm dần về 0. Khi I_d về đến 0 cắt tín hiệu điều khiển đưa đến bộ biến đổi đang làm việc và phát tín hiệu cho phép bộ biến đổi thứ hai vào làm việc.

3. Khi dòng I_d đã về bằng không, thực hiện trễ một thời gian τ . Thời gian τ là cần thiết để các van trong bộ biến đổi trước đó thực sự phục hồi khả năng khoá của mình, tránh khả năng xảy ra ngắn mạch khi bộ van mới vào làm việc. Sau khoảng thời gian trễ τ phát tín hiệu điều khiển đến bộ biến đổi mới.

Sơ đồ cấu trúc của mạch thực hiện chức năng đảo chiều cho trên hình 3.18, trong đó đặc biệt nhấn mạnh đến các khâu chức năng như theo dõi dòng tải về không, khâu trễ tạo thời gian τ . Thông thường $\tau = 100 \div 500 \text{ ms}$. Đó là khoảng thời gian tối thiểu để đảm bảo dòng qua bộ biến đổi cũ đã về đến không trước khi có thể phát tín hiệu mở bộ van mới.

Nói chung cấu trúc điều khiển riêng yêu cầu mạch điều khiển phức tạp hơn nhưng với công nghệ tiên tiến hiện nay thì điều đó hoàn toàn có thể thực hiện được.



Hình 3.18. Sơ đồ cấu trúc của mạch thực hiện chức năng đảo chiều.

Câu hỏi ôn tập

1. Thế nào là hiện tượng chuyển mạch ? Nguyên nhân dẫn đến hiện tượng chuyển mạch giữa các van trong 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? Điều kiện để thực hiện chế độ nghịch lưu phụ thuộc.
5. Hãy nêu ý nghĩa của góc nghịch lưu? Góc khoá của van? Đặc tính tới hạn của nghịch lưu phụ thuộc? Đặc tính tổng quát của một sơ đồ chỉnh lưu?
6. Thế nào là bộ biến đổi có đảo chiều?
7. Thế nào là điều khiển chung, điều khiển riêng? Nêu các chức năng của bộ 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 phân 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 phân tử đóng cắt rất nhỏ.

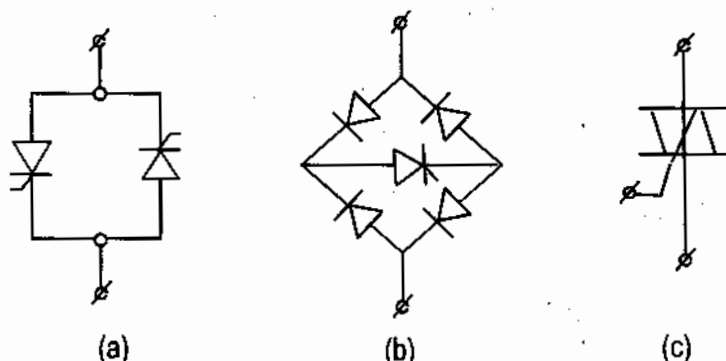
Ta sẽ xem xét hai dạng bộ biến đổi xung áp, đó là biến đổi xung áp xoay chiều (XAAC) và biến đổi xung áp một chiều (XADC).

4.1. Các bộ biến đổi xung áp xoay chiều (XAAC)

Các bộ XAAC được dùng để điều chỉnh giá trị điện áp xoay chiều với hiệu suất cao. XAAC chủ yếu sử dụng các thyristor 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.

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.



Hình 4.1. Các sơ đồ van cơ bản;
a) thyristor song song ngược; b) cầu diôt; c) triac

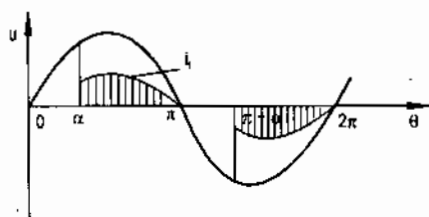
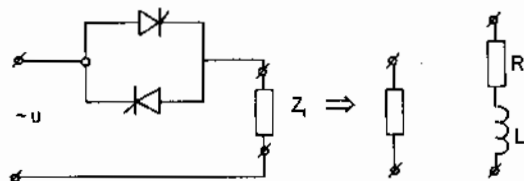
Trong sơ đồ (b) nếu thay thyristor bằng một transistor thì có thể thực hiện điều chỉnh điện áp bằng phương pháp điều chế độ rộng xung ở mỗi nửa chu kỳ điện áp lưới. Tuy nhiên tổn hao công suất trong sơ đồ này cao hơn các sơ đồ (a) và (c) nên chỉ nên dùng với các công suất nhỏ.

4.1.2. Xung áp xoay chiều một pha

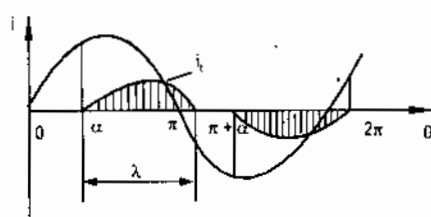
1. Tải thuần trở

Với tải thuần trở điện áp trên tải phụ thuộc góc điều khiển α và có dạng như được biểu diễn trên hình 4.2.a. Giá trị hiệu dụng của điện áp trên tải sẽ là:

$$U_I = U \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}}$$



a)



b)

Hình 4.2. XAAC một pha, sơ đồ và dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử.
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 thyristor nào đó thông, tải RL được nối vào nguồn xoay chiều u . Theo mạch điện tương đương ta có phương trình:

$$Ri + X_L \frac{di}{d\theta} = U^m \sin \theta$$

Giải phương trình trên ta tìm được nghiệm dưới dạng:

$$i = \frac{U^m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + Ae^{\frac{\theta}{Q}}$$

Trong đó A là một hằng số cần xác định $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$ là tổng trở của mạch tải;

$$X_L = \omega L;$$

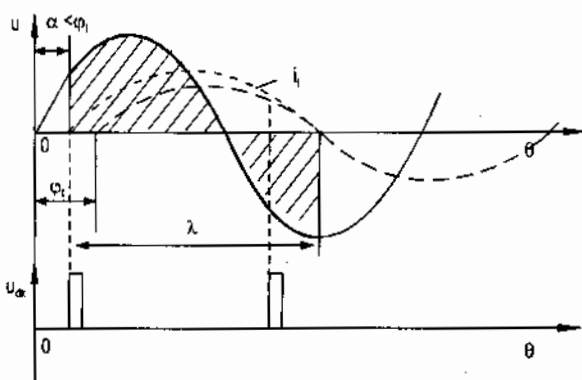
U^m : biên độ điện áp nguồn;

$$Q = \frac{X_L}{R};$$

$\operatorname{tg} \varphi = Q$ hay $\varphi = \arctg Q$, 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 $\alpha \leq \varphi$ dòng tải sẽ là liên tục và không phụ thuộc góc điều khiển α . Điều này đúng nếu xung điều khiển là xung rộng.

Nếu xung điều khiển là xung hẹp dòng điện trong một nửa chu kỳ sẽ kéo dài quá thời điểm $\pi + \alpha$. Do đó khi V_2 nhận được tín hiệu điều khiển tại $\pi + \alpha$ thì V_2 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



Hình 4.3. Dạng dòng điện, điện áp trên tải trong XAAC.

Với góc điều khiển $\alpha > \varphi$ dòng tải sẽ có dạng gián đoạn như ở đồ thị (a) và luôn bắt đầu từ 0 tại $\theta = \alpha$. Đó là điều kiện đầu để có thể xác định hằng số A trong nghiệm của phương trình dưới đây:

$$0 = \frac{U_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + A e^{\frac{\alpha}{Q}}$$

$$\Rightarrow A = -\frac{U_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha}{Q}}$$

Như vậy dòng tải sẽ tuân theo quy luật:

$$i = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) - e^{\frac{\theta - \alpha}{Q}} \sin(\alpha - \varphi) \right]$$

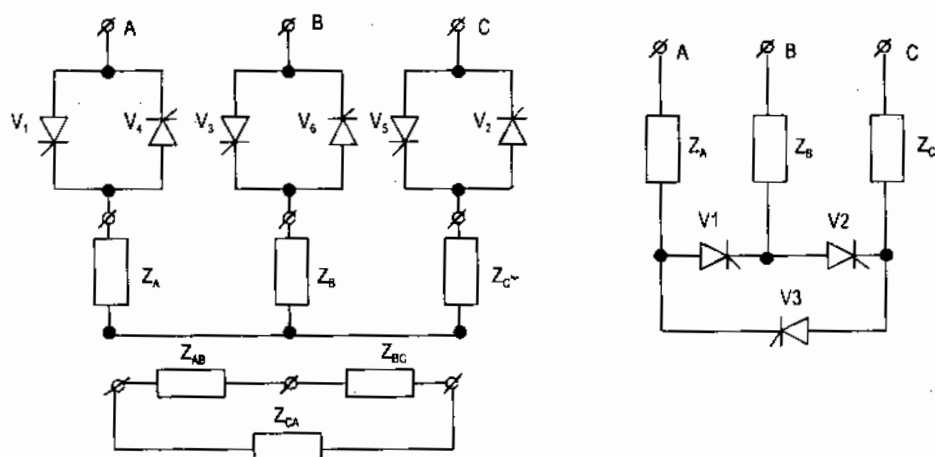
Khoảng dẫn dòng λ của van có thể được xác định theo điều kiện $i=0$ tại $\theta=\alpha+\lambda$. Thay điều kiện này vào biểu thức trên ta có:

$$\sin(\alpha + \lambda - \varphi) - e^{-\frac{\lambda}{Q}} \sin(\alpha - \varphi) = 0$$

Từ phương trình này có thể xác định được λ .

4.1.3. Xung áp xoay chiều 3 pha

1. Các sơ đồ ứng dụng.



Hình 4.4. Sơ đồ XAAC 3 pha

- a) tải có thể đấu Y hoặc Δ ;
b) 3 thyristor V_1, V_2, V_3 sẽ tạo thành điểm trung tính giả cho tải Z_A, Z_B, Z_C .

XAAC 3 pha có thể thực hiện theo các phương án như trên hình 4.4. Sơ đồ (a) có thể áp dụng bán điều khiển, ví dụ thay V_4, V_6, V_2 bằng 3 diốt.

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.
- Tuy nhiên dạng điện áp ra phụ thuộc rất 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 dải 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.

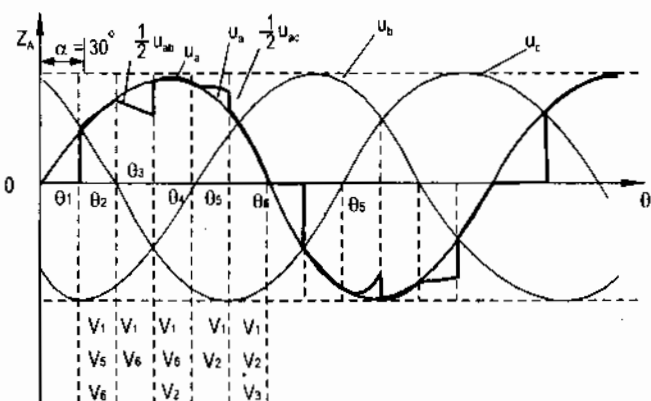
- Trong mọi trường hợp phải có biện pháp tránh ảnh hưởng của nhiễu ra ngoài lưới điện do dòng điện không sin. Ví dụ phải lắp thêm các bộ lọc đầu vào.

- 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.

3. Phân tích sự hoạt động của sơ đồ

Để phân tích sự hoạt động của sơ đồ ta phải xác định lúc nào 3 pha cùng dẫn, lúc nào chỉ có 2 pha dẫn cũng như khoảng dẫn của các van. Ta hãy xét sơ đồ (a) với tải Y thuần trở, $Z_A = Z_B = Z_C$. Đồ thị dạng điện áp trên tải với góc điều khiển $\alpha = 30^\circ$ được biểu diễn trên hình 4.4c.

Hình 4.4c. Đồ thị dạng điện áp trên tải với góc điều khiển $\alpha = 30^\circ$, sơ đồ (a).



Góc điều khiển trong XAAC được tính từ thời điểm điện áp nguồn qua không. Ta 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 4.4c với $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ dòng có thể chảy qua cả 3 pha. Khi đó V_1 dẫn ở pha A, V_6 dẫn ở pha B, V_5 dẫn ở pha C.

$$u_{ZA} = u_A$$

Với $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$ ở pha C dòng không thể chảy qua V_5 được nữa vì u_C đã đảo chiều nên chỉ còn lại V_1 dẫn dòng ở pha A cùng với V_6 ở pha B. Do đó:

$$u_{ZA} = \frac{1}{2} u_{AB}$$

Với $\theta_3 \leq \theta \leq \theta_4$ ở pha C, V_2 nhận được tín hiệu điều khiển nên sẽ có 3 van dẫn ở 3 pha là V_1, V_2, V_6 . Do đó:

$$u_{ZA} = u_A$$

Với $\theta_4 \leq \theta \leq \theta_5$ ở pha B, V_6 không thể dẫn được nữa vì u_B đã đảo chiều, chỉ còn V_1, V_2 dẫn:

$$u_{ZA} = \frac{1}{2} u_{AC}$$

Với $\theta_5 \leq \theta \leq \theta_6, V_3$ sẽ vào dẫn cùng với V_1, V_2 :

$$u_{ZA} = u_A$$

Với $\theta_6 \leq \theta \leq \theta_7: u_{ZA} = 0$

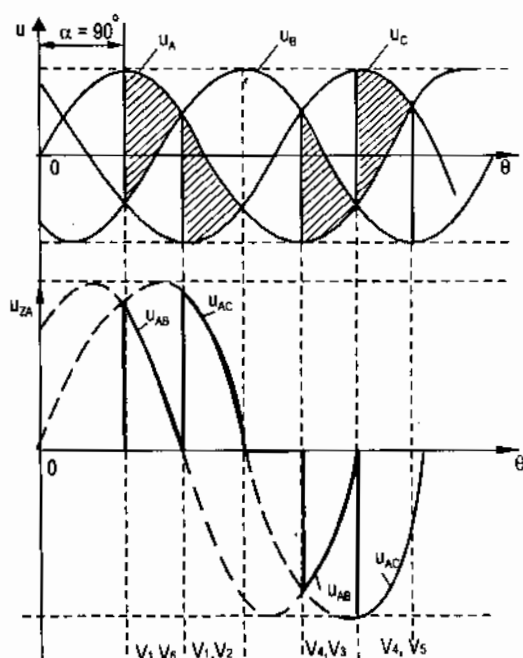
Bằng tính chất đối xứng có thể xác định được điện áp trên Z_A trong nửa chu kỳ còn lại. Từ phân tích trên có thể thấy rằng:

Với $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ có các giai đoạn 3 van và 2 van cùng dẫn.

Với $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ chỉ có các giai đoạn 2 van cùng dẫn.

Với $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ 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 4.5.



Hình 4.5. Dạng điện áp trên tải với góc điều khiển $\alpha = 90^\circ$

4.2. Các bộ biến đổi xung áp một chiều (XADC)

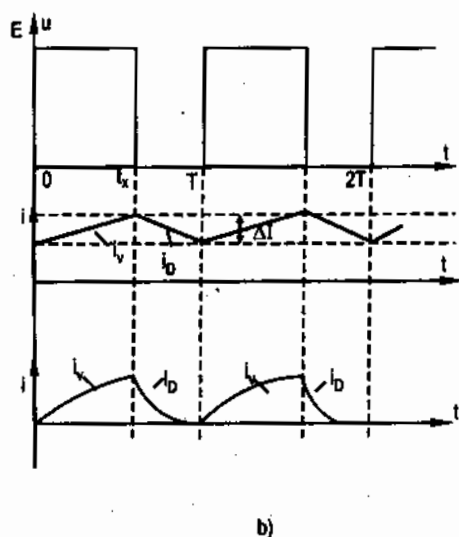
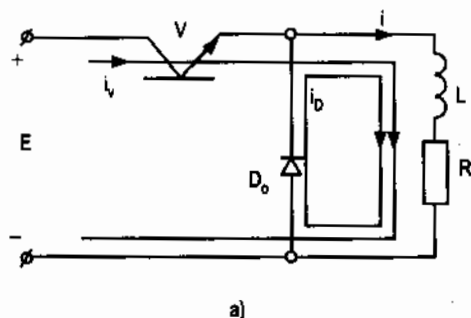
XADC dùng cho các ứng dụng biến đổi mức điện áp một chiều. Nguyên lý được sử dụng vẫn là nguyên lý cơ bản của các bộ biến đổi xung áp, nghĩa là dùng một khoá điện tử nối tải vào nguồn trong những khoảng thời gian nhất định t_x , theo những chu kỳ T nhất định. Điện áp ra thay đổi nhờ thay đổi $t_x = 0 \div T$.

Phần tử khoá trong XADC có thể là thyristor hoặc các van điều khiển hoàn toàn. Nếu dùng thyristor 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 thyristor 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.

4.2.1. Xung áp một chiều nối tiếp

- Tải trở cảm

Trong sơ đồ trên hình 4.6: V là van điều khiển hoàn toàn (GTO, IGBT, MOSFET, transistor). D_0 gọi là diốt không. Diốt này sẽ dẫn dòng tải khi V khoá.



Hình 4.6. Sơ đồ XADC

nối tiếp, tải trở cảm

a) dòng điện, điện áp trong chế độ dòng liên tục; b) dòng điện, điện áp trong chế độ dòng gián đoạn

Từ 0 đến t_x : V thông, nối tải vào nguồn, $U_V = E$;

Từ t_x đến T : V khoá lại, tải bị cắt khỏi nguồn. Do năng lượng tích lũy trong điện cảm tải, dòng tải phải tiếp tục duy trì qua diốt D_0 , $U_V = 0$.

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:

$$i = Ae^{-\frac{R}{L}t} \text{ hay } i = Ae^{-\frac{t}{Q}}$$

Trong đó $Q = \frac{L}{R}$ gọi là hằng số thời gian mạch tải.

Nghiệm tổng quát thoả mãn phương trình khi V thông có dạng:

$$i = \frac{E}{R} + Be^{-\frac{t}{Q}}$$

Từ các phương trình dòng điện i nếu xác định được các hằng số A và B ta có thể xác định được dòng điện.

- Xét trường hợp dòng liên tục

Với $0 \leq t \leq t_x$: $i = \frac{E}{R} + Be^{-\frac{t}{Q}}$

Với $t_x \leq t \leq T$: $i = Ae^{-\frac{t-t_x}{Q}}$

Với các điều kiện đầu: $i(t=0)=i(t=T)$ ta sẽ xác định được A và B trong các phương trình trên. Do đó dòng tải sẽ được biểu diễn bởi:

$$\text{Dòng đi qua van V: } i_V = \frac{E}{R} + \frac{E}{R} \frac{e^{-\frac{T-t_x}{Q}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{Q}}} e^{-\frac{t}{Q}}$$

$$\text{Dòng đi qua diôt: } i_D = \frac{E}{R} \frac{1 - e^{-\frac{t_x}{Q}}}{1 - e^{-\frac{T}{Q}}} e^{-\frac{t-t_x}{Q}}$$

Độ đập mạch của dòng tải là $\Delta I = i(t=t_x) - i(t=0)$. Vậy

$$\Delta I = \frac{E}{R} \frac{e^{\frac{T-t_x}{Q}} - 1}{1 - e^{\frac{T}{Q}}} \left(e^{\frac{t_x}{Q}} - 1 \right)$$

3. Trường hợp dòng tải gián đoạn

Khi dòng tải gián đoạn: $i(t=0)=0$; $i_1(t=t_x)=i_D(t=t_x)$. Do đó:

$$i_V = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{Q}} \right)$$

$$i_D = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_x}{Q}} \right) e^{-\frac{t-t_x}{Q}}$$

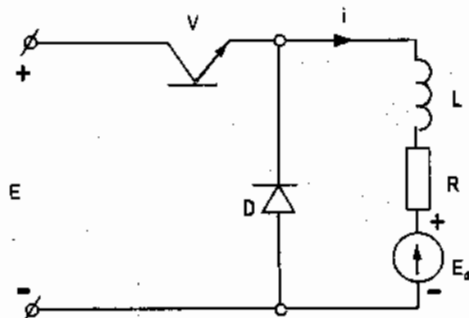
Về lý thuyết dòng điện i_D chỉ về không khi $t=\infty$. Tuy nhiên trong thực tế nếu $T-t_x > 3 \div 4Q$ thì có thể coi như dòng đã về bằng không.

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 $t_0 = T - t_x > 3 \div 4Q$.

4. Tải có sức phản điện động

Trong thực tế rất thường gặp tải của XADC có s.p.đ.đ E_d . Ví dụ tải là phản ứng của động cơ điện một chiều hoặc tải có tụ để san bằng điện áp (hình 4.7).

Hình 4.7. XADC,
tải có s.p.đ.đ



Hệ phương trình mô tả mạch điện có dạng:

Khi V thông: $i_V + L \frac{di_V}{dt} = E - E_d$

Khi V không thông: $i_D.R + L \frac{di_D}{dt} = -E_d$

$$\Delta I = \frac{E}{R} \frac{e^{\frac{T-t_x}{Q}} - 1}{1 - e^{\frac{T}{Q}}} \left(e^{\frac{t_x}{Q}} - 1 \right)$$

3. Trường hợp dòng tải gián đoạn

Khi dòng tải gián đoạn: $i(t=0)=0$; $i_1(t=t_x)=i_D(t=t_x)$. Do đó:

$$i_V = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{Q}} \right)$$

$$i_D = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_x}{Q}} \right) e^{-\frac{t-t_x}{Q}}$$

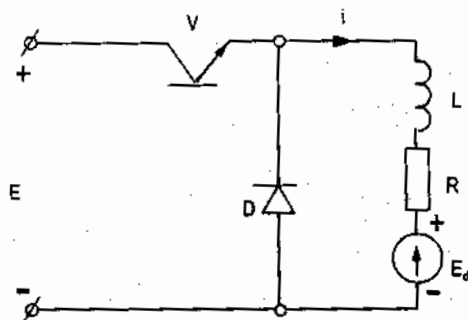
Về lý thuyết dòng điện i_D chỉ về không khi $t=\infty$. Tuy nhiên trong thực tế nếu $T-t_x > 3 \div 4Q$ thì có thể coi như dòng đã về bằng không.

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 $t_0 = T - t_x > 3 \div 4Q$.

4. Tải có sức phản điện động

Trong thực tế rất thường gặp tải của XADC có s.p.d.d E_d . Ví dụ tải là phản ứng của động cơ điện một chiều hoặc tải có tụ để san bằng điện áp (hình 4.7).

Hình 4.7. XADC,
tải có s.p.d.d



Hệ phương trình mô tả mạch điện có dạng:

Khi V thông: $i_V + L \frac{di_V}{dt} = E - E_d$

Khi V không thông: $i_D \cdot R + L \frac{di_D}{dt} = -E_d$

Nghiệm của hai phương trình là:

$$i_V = \frac{E - E_d}{R} + B e^{-\frac{t}{Q}}$$

$$i_D = -\frac{E_d}{R} + A e^{-\frac{t-t_x}{Q}}$$

Các hằng số A và B phải được xác định từ các điều kiện đầu cho hai trường hợp dòng gián đoạn và dòng liên tục.

- Dòng tải liên tục:

Khi dòng tải liên tục ta có các điều kiện đầu sau:

$$\text{tại } t=t_x, i_V=i_D;$$

$$i_V(t=0)=i_D(t=T);$$

Từ đó ta xác định được dòng điện như sau:

$$i_V = \frac{E - E_d}{R} + \frac{E e^{-\frac{T-t_x}{Q}} - 1}{R \frac{1 - e^{-\frac{T}{Q}}}{e^{-\frac{t}{Q}}}}$$

$$i_D = -\frac{E_d}{R} + \frac{E \frac{1 - e^{-\frac{t_x}{Q}}}{e^{-\frac{t-t_x}{Q}}}}{R \frac{1 - e^{-\frac{T}{Q}}}{e^{-\frac{t-t_x}{Q}}}}$$

- Dòng tải gián đoạn

Các điều kiện đầu là:

$$i_V(t=0)=0; \quad i_V(t=t_x)=i_D(t=t_x)$$

Từ đó các dòng điện là:

$$i_V = \frac{(E - E_d)}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{Q}} \right)$$

$$i_D = -\frac{E_d}{R} + \left(\frac{E}{R} - \frac{E - E_d}{R} e^{-\frac{t_x}{Q}} \right) e^{-\frac{t-t_x}{Q}}$$

Dòng qua diôt sẽ bằng 0 tại một thời điểm t_0 nào đó sao cho $t_x < t_0 \leq T$. Có thể xác định t_0 từ biểu thức i_D :

$$-\frac{E_d}{R} + \left(\frac{E}{R} - \frac{E - E_d}{R} e^{-\frac{t_x}{Q}} \right) e^{-\frac{t_0 - t_x}{Q}} = 0$$

Hay:

$$t_0 = Q \ln \frac{E - (E - E_d) e^{-\frac{t_x}{Q}}}{E_d} + t_x$$

Điều kiện tới hạn để dòng chuyển sang chế độ dòng gián đoạn chính là:

$$t_0 - t_x = T - t_x \text{ hay } t_0 = T$$

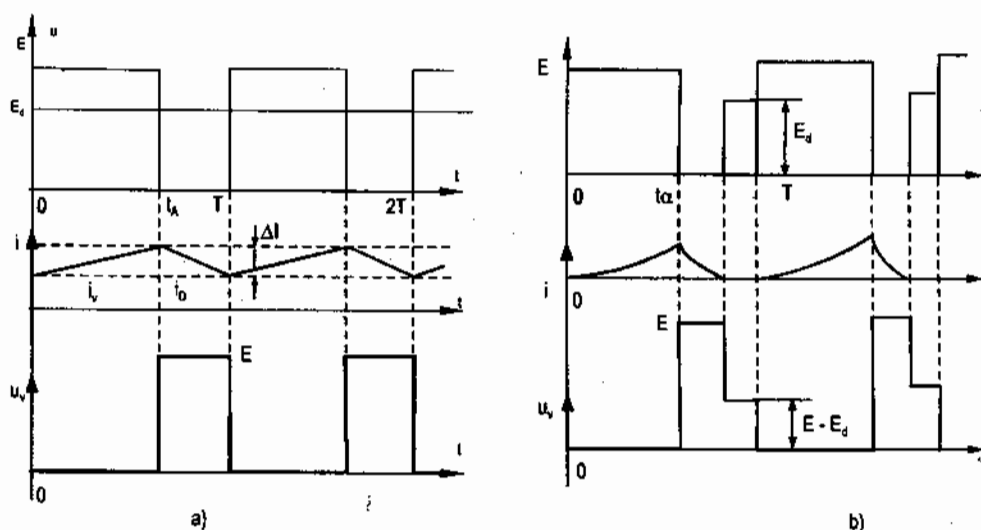
Điều đó tương đương với:

$$E_d e^{\frac{T - t_x}{Q}} = E - (E - E_d) e^{-\frac{t_x}{Q}}$$

Hay:

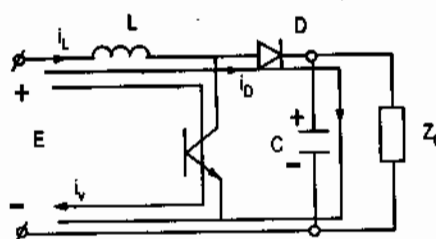
$$t_{x,th} = Q \ln \frac{E + E_d \left(e^{\frac{T}{Q}} - 1 \right)}{E}$$

Như vậy $t_{x,th}$ trên chính là t_x tới hạn mà từ đó mạch chuyển sang chế độ dòng gián đoạn. Dòng sẽ gián đoạn với mọi t_x nhỏ hơn hoặc bằng giá trị xác định bởi biểu thức tính $t_{x,th}$. Hình 4.8 thể hiện dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử trên sơ đồ ứng với các trường hợp trên.



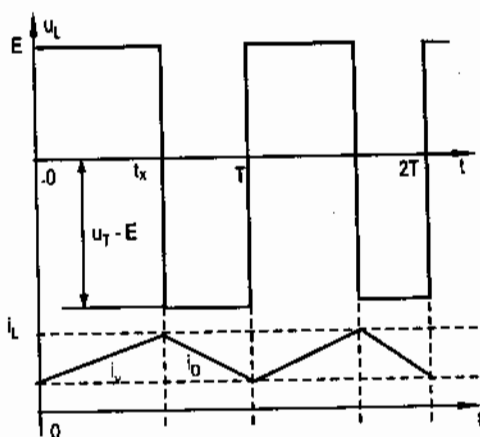
Hình 4.8. Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử trên sơ đồ
a) dòng liên tục; b) dòng gián đoạn

4.2.2. Xung áp một chiều song song



Hình 4.9. XADC song song.

- a) sơ đồ nguyên lý;
b) dạng dòng điện, điện áp.



Trong sơ đồ XADC song song phân 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. Thông thường phụ tải có tụ giá trị lớn để san bằng điện áp trên tải, vì vậy có thể giả thiết điện áp trên tải U , 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 , mà diốt D khoá lại.

Hệ phương trình mô tả mạch điện có dạng:

$$\text{Khi V mở: } L \frac{di_L}{dt} = E$$

$$\text{Khi V khoá: } L \frac{di_L}{dt} = E - U_t$$

Với giả thiết $U_t = \text{const}$ dòng qua cuộn L có dạng tuyến tính, do đó nếu gọi $I_{\min}$, $I_{\max}$ là các giá trị nhỏ nhất, lớn nhất của dòng điện qua cuộn cảm, ta có:

$$\text{Với } 0 \leq t < t_x \quad i_L = I_{\min} + \frac{E}{L} t$$

$$t_x < t \leq T \quad i_L = I_{\max} + \frac{E - U_t}{L} (t - t_x)$$

Trong chế độ xác lập: $i_L(t=0) = i_L(t=T)$, hay:

$$I_{\min} = I_{\max} + \frac{E - U_t}{L}(T - t_x)$$

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{E}{L}t_x$$

Từ đây rút ra:

$$I_{\max} = I_{\max} + \frac{E - U_t}{L}(T - t_x) + \frac{E}{L}t_x$$

Hay:

$$(E - U_t)(T - t_x) = -Et_x$$

$$U_t = E \frac{T}{T - t_x}$$

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 $E < U_t$.

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. Ta có:

$$U_t = \frac{T}{T - t_x} E = \frac{1}{1 - \delta} E$$

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 $(1 - \delta)$.

Câu hỏi ôn tập

1. Nêu sự khác nhau giữa XAAC và XADC .
2. Phân tích sự phụ thuộc của điện áp ra trên tải trọng XAAC một pha, tải trở cảm vào cách điều khiển xung rộng, xung hẹp và vào các góc điều khiển α .
3. Nêu những ưu nhược điểm của XAAC 3 pha và phạm vi ứng dụng.
4. Sự khác nhau như thế nào giữa XADC nối tiếp và song song.

Chương 5

NGHỊCH LƯU ĐỘC LẬP

5.1. Các vấn đề chung

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, 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 chỉnh lưu hoặc các bộ biến đổi xung áp xoay chiều, trong đó các van chuyển mạch dưới tác dụng của điện áp lưới xoay chiều.

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. Nguồn áp, nguồn dòng

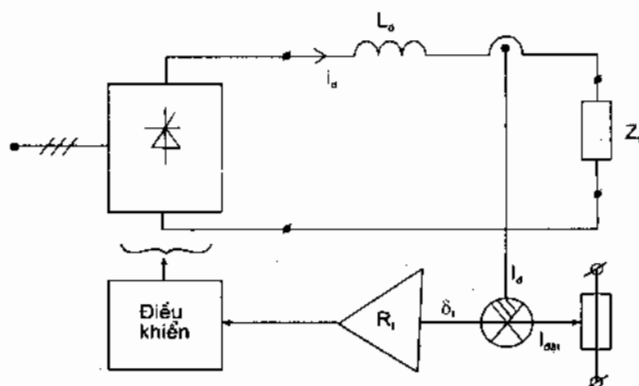
Một nguồn điện có thể là nguồn áp hoặc nguồn dòng. Chế độ làm việc của các bộ nghịch lưu phụ thuộc rất nhiều vào chế độ làm việc của nguồn một chiều cung cấp, vì vậy cần phân biệt các đặc tính riêng của hai loại nguồn này.

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, nhân với một dòng điện không đổi sẽ gây ra quá điện áp 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. Tạo nguồn dòng bằng mạch vòng dòng điện.



5.2. Nghịch lưu độc lập nguồn dòng

5.2.1. NLĐL nguồn dòng song song một pha

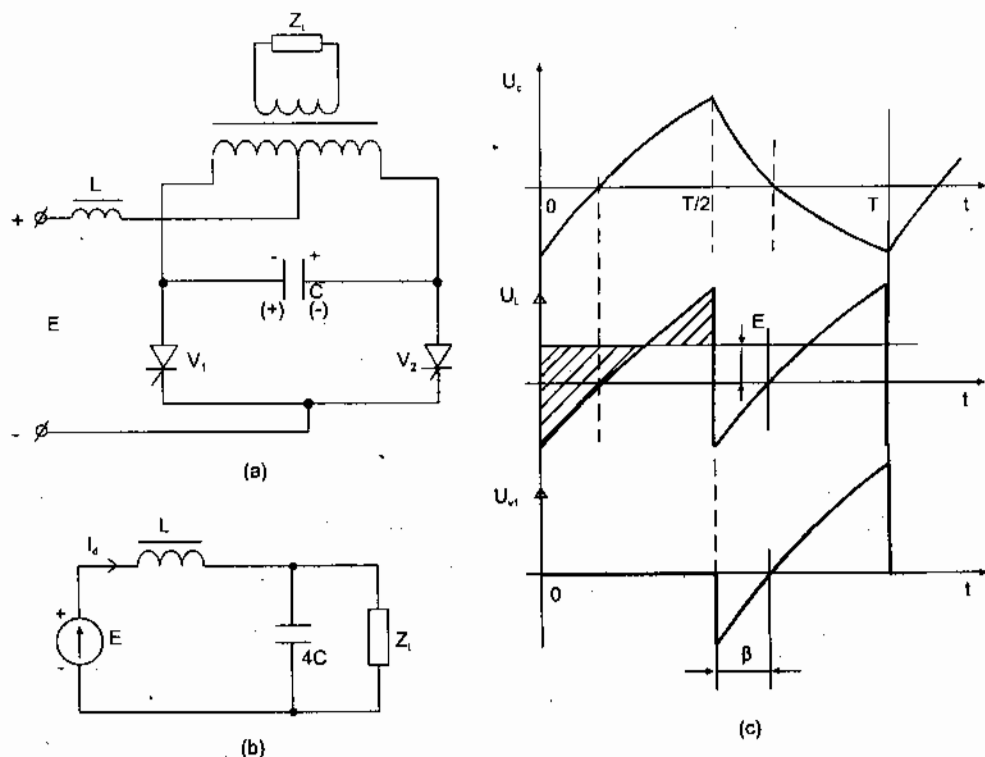
1. Sơ đồ biến áp có điểm giữa.

Sơ đồ NLĐL nguồn dòng song song được cho trên hình 5.2.a. Trên sơ đồ mỗi thyristor được điều khiển mở trong một nửa chu kỳ, như vậy điện áp một chiều được luân phiên đặt lên mỗi nửa cuộn dây của máy biến áp. Kết quả là bên phía thứ cấp xuất hiện điện áp xoay chiều. Tụ điện C mắc song song với phụ tải ở bên phía sơ cấp máy biến áp, đóng vai trò là tụ chuyển mạch. Điện cảm L có trị số lớn mắc nối tiếp với nguồn đầu vào làm cho

dòng đầu vào hầu như được là phẳng hoàn toàn và ngăn tụ phóng ngược trả về nguồn khi các thyristor chuyển mạch. Do dòng đầu vào hầu như không thay đổi nên tụ chỉ có thể phóng năng lượng ra tải. Điều này có thể thấy rõ trên sơ đồ tương đương hình 5.2.b.

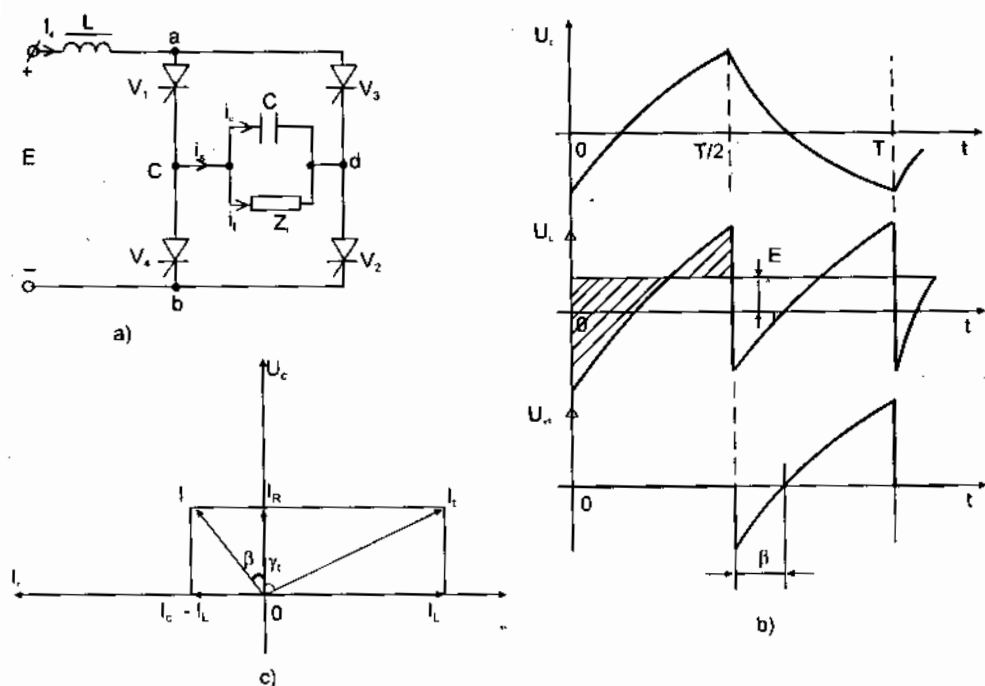
Khi thyristor V_1 mở thông điện áp E đặt lên một nửa cuộn sơ cấp máy biến áp, như vậy tụ C sẽ được nạp tới điện áp trên toàn bộ phần sơ cấp, nghĩa là $2E$, với cực tính như trên hình vẽ. Khi V_2 nhận được tín hiệu điều khiển, V_2 sẽ mở ra được vì điện áp anôt-catôt của nó bằng điện áp trên tụ C đang dương. Khi V_2 mở thông dòng i_a sẽ chạy qua V_2 , điện áp trên tụ C đặt cực tính ngược lên V_1 khoá V_1 lại. Tụ C sẽ được nạp điện lại để sẵn sàng cho lần chuyển mạch tiếp theo khi V_1 lại nhận được tín hiệu điều khiển.

Trên mạch điện tương đương tụ tương đương là $4C$ phản ánh tỷ số cuộn sơ cấp là 2:1. Phân tích sơ đồ tương đương có thể vẽ được dạng điện áp, dòng điện trên các phần tử như trên hình 5.2.c.



Hình 5.2. Nghịch lưu độc lập nguồn dòng song song, biến áp có điểm giữa.
a) sơ đồ nguyên lý; b) mạch điện tương đương;
c) dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử

2. NLĐL song song, sơ đồ cầu.



Hình 5.3. Nghịch lưu độc lập song song, sơ đồ cầu.

a) sơ đồ nguyên lý; b) dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử; c) biểu đồ vector.

Nghịch lưu độc lập song song, sơ đồ cầu cấu tạo gồm 4 thyristor V_1, V_2, V_3, V_4 được điều khiển đóng mở theo từng cặp, V_1 cùng V_2, V_3 cùng V_4 . 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.

Khi các cặp thyristor được điều khiển theo từng cặp dòng đầu ra nghịch lưu i_s 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 V_1, V_2 đang dẫn, tụ C được nạp điện với cực tính như trên hình 5.3.a. Tối nửa chu kỳ sau khi V_3, V_4 được điều khiển mở ra điện áp trên tụ sẽ đặt ngược lên V_1, V_2 để khoá V_1, V_2 lại. Trên đồ thị hình 5.3.b điện áp trên tụ chậm pha so với dòng điện một góc β , chính là góc khoá của van.

Nếu bỏ qua tổn thất trên sơ đồ thì giá trị trung bình của điện áp trên cuộn cảm bằng không, nghĩa là:

$$u_L = E - u_{ah}$$

$$\int_0^{\frac{T}{2}} u_L dt = 0$$

Theo biểu thức trên ta vẽ được dạng điện áp trên cuộn cảm L như trên đồ thị ở hình 5.3.b.

Việc phân tích sơ đồ theo giá trị tức thời sẽ đưa đến các biểu thức toán học phức tạp mà tính ứng dụng của nó cũng không rõ ràng. 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_s và điện áp ra tải u_c . Khi đó có thể dùng biểu đồ vector như trên hình 5.3.c 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 thyristor 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 $\beta \geq \omega t_r$, 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_t là công suất tác dụng trên tải

Theo biểu đồ vector:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{I_c - I_L}{I_R} = \frac{(I_c - I_L) U_C}{I_R U_C} = \frac{Q_C - Q_L}{P_t}$$

Từ đó ta thấy rằng muốn tạo ra góc vượt trước giữa dòng điện và điện áp trên đầu ra nghịch lưu mạch tải (giữa điểm c và d trên sơ đồ hình 5.3.a) phải có tính dung kháng. Muốn vậy công suất của tụ chuyển mạch C phải đủ để bù hoàn toàn công suất phản kháng trên tải Q_L và dôi ra một phần để tạo góc vượt trước β . Nghĩa là:

$$Q_C = Q_t + Q_\beta$$

$$Q_\beta = P_t \operatorname{tg} \beta$$

Trong đó $\beta \geq \beta_{\min} = \omega t_r$,

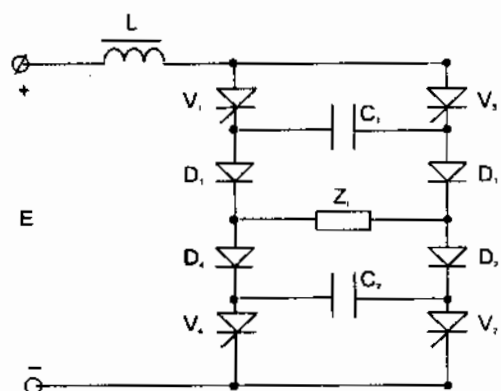
Nếu biểu diễn $Q_C = U_C I_C = \omega C U_C^2$

Ta 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 β .

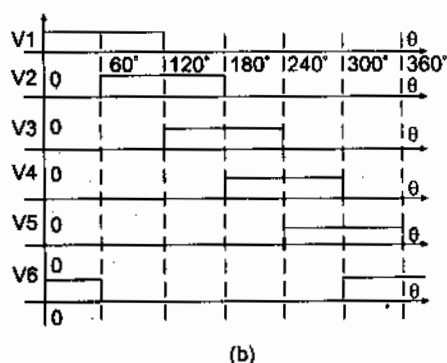
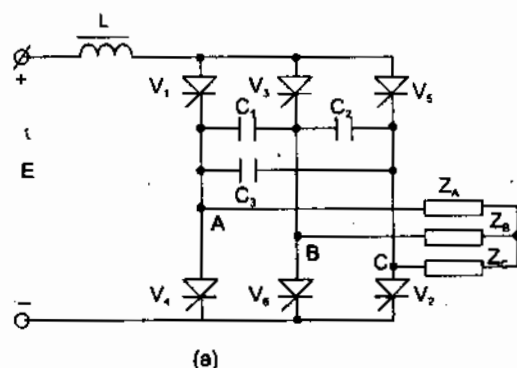
Với NLĐL nguồn dòng song song khi tải nhỏ dòng i_s sẽ chủ yếu nạp cho tụ C và có thể làm cho điện áp trên tụ tăng lên quá lớn, đánh thủng các van. Khi tải lớn dòng qua tụ sẽ nhỏ, do đó điện áp trên tụ nhỏ, không đủ để duy trì góc β . Có thể kết luận rằng NLĐL nguồn dòng song song chỉ có thể làm việc được với tải thay đổi trong một phạm vi nhất định.

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 C_1, C_2 , cách ly với mạch tải bởi các diốt D_1, D_2, D_3, D_4 . Mỗi tụ sẽ làm nhiệm vụ chuyển mạch cho một nhóm van riêng rẽ như được thể hiện trên sơ đồ hình 5.4.



Hình 5.4. NLĐL nguồn dòng song song, sơ đồ có diốt cách ly.

5.2.2. NLĐL nguồn dòng ba pha

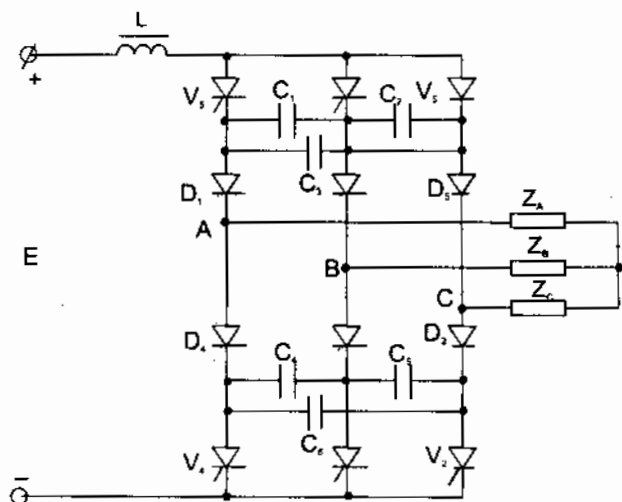


Hình 5.5. NLĐL nguồn dòng ba pha.
a) sơ đồ nguyên lý; b) dạng tín hiệu điều khiển.

Dạng cơ bản của NLĐL nguồn dòng ba pha được thể hiện trên hình 5.5. Trên sơ đồ các thyristor từ V_1 đến V_6 được điều khiển để dẫn dòng trong khoảng 120° , mỗi van cách nhau 60° như trên hình 5.5.b. Các tụ C_1, C_2, C_3 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 đòi một phần để tạo góc vượt trước giữa dòng điện và điện áp.

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 5.6.

Hình 5.6. NLĐL nguồn dòng ba pha có diốt cách ly.



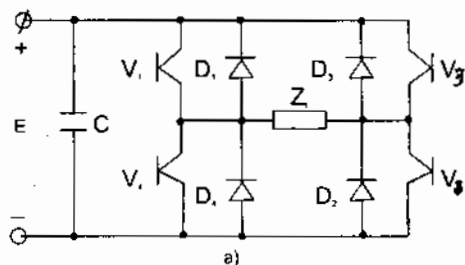
Ưu điểm cơ bản của nghịch lưu dòng song song là có khả năng trao đổi công suất phản kháng với nguồn lưới xoay chiều nếu như đầu vào một chiều là một chỉnh lưu có điều khiển với mạch vòng dòng điện. Do đó các sơ đồ này có nhiều ứng dụng trong các hệ thống truyền động không đồng bộ.

5.3. Nghịch lưu độc lập nguồn áp

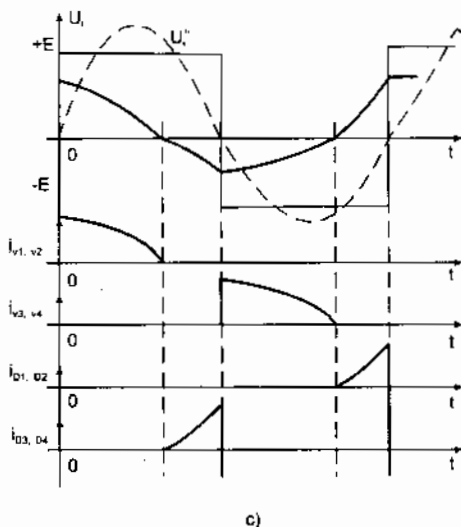
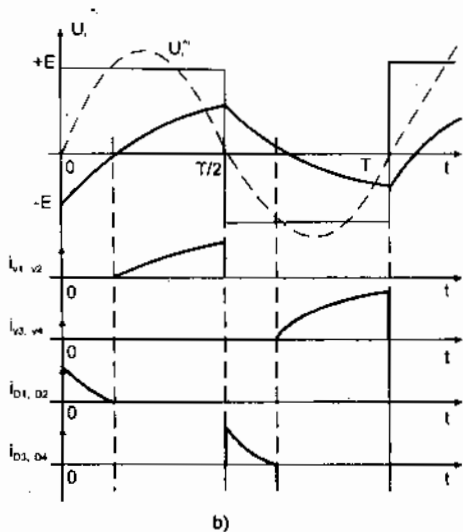
Nếu như NLĐL nguồn dòng đều sử dụng thyristor thì NLĐL nguồn áp lại phải sử dụng các van bán dẫn điều khiển hoàn toàn như IGBT, GTO, MOSFET hoặc transistor. Trước đây người ta cũng dùng thyristor trong các nghịch lưu nguồn áp, nhưng phải có các hệ thống chuyển mạch cưỡng bức rất phức tạp. Ngày nay do 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. Vì lý do này mà các nghiên cứu của

chúng ta về nghịch lưu áp được đơn giản đi rất nhiều. 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



Hình 5.7. NLĐL nguồn áp một pha.
a) sơ đồ nguyên lý; b) dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử với tải trở cảm; c) dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử với tải dung kháng.



Sơ đồ một nghịch lưu áp một pha được biểu diễn trên hình 5.7.a. Sơ đồ gồm 4 van điều khiển hoàn toàn V_1, V_2, V_3, V_4 và các diode ngược D_1, D_2, D_3, D_4 . Các diode 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 đặc trưng 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 là kho chứa công suất phản kháng trao đổi với tải qua các diode 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, V_1 cùng với V_2, V_3 cùng với V_4 . 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 5.7 b và c.

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:

$$U^{(n)} = -2 \frac{E(-1 + \cos(\pi n))}{\pi n}$$

Như vậy trong điện áp ra 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 NLDL 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 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:

$$V_1, V_2 : 0 \div t_x$$

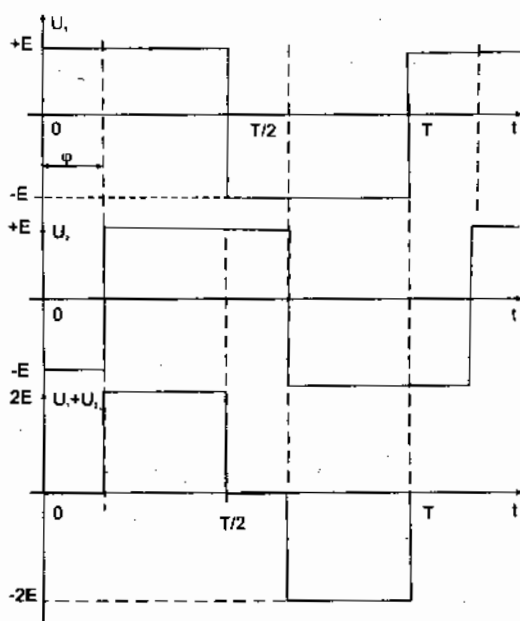
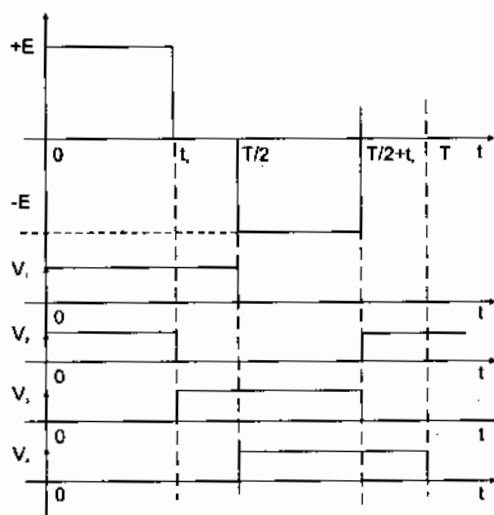
$$V_3, V_4 : T/2 \div T/2 + t_x$$

Trong các khoảng $t_x \div T/2$ và $T/2 + t_x \div T$ phải ngắn mạch tải để điện áp trên tải bằng 0. Trong các khoảng đó có thể ngắn mạch tải lên (+) hoặc (-) của đường điện áp một chiều như được minh họa trên hình 5.8.

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 họa trên hình 5.9.

Hình 5.8. Điều chỉnh điện áp ra nghịch lưu bằng phương pháp thay đổi độ rộng xung.

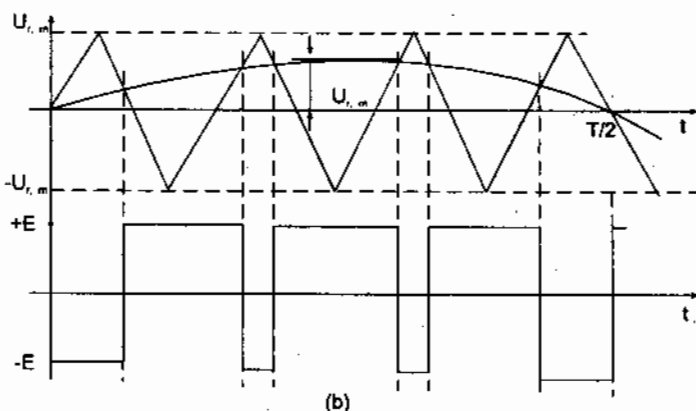
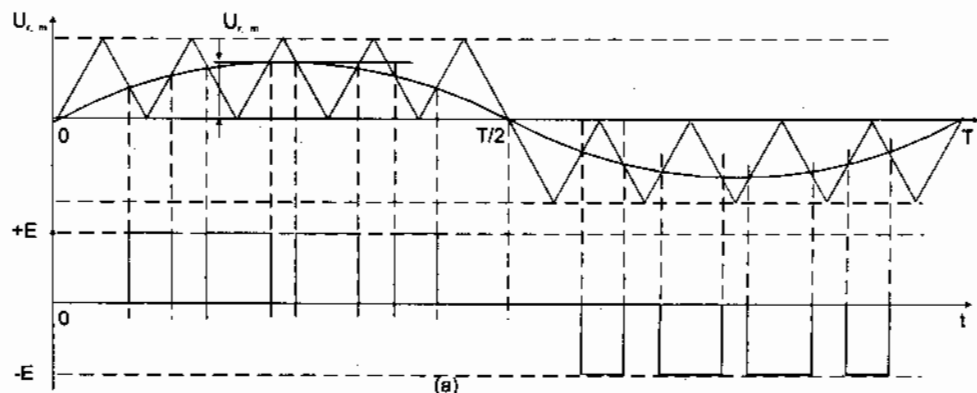


Hình 5.9. Điều chỉnh điện áp ra nghịch lưu bằng phương pháp cộng điện áp ra của hai bộ nghịch lưu.

4. 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 những khoảng điện áp sin chuẩn cao hơn điện áp răng cưa mở van để đưa điện áp ra tải, trong những khoảng điện áp sin chuẩn thấp hơn điện áp răng cưa khoá van để điện áp ra tải bằng không. Điện áp ra sẽ được tạo thành riêng cho nửa chu kỳ dương và nửa chu kỳ âm. Theo dạng 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 5.10 mô tả nguyên lý hoạt động PWM cho hai trường hợp trên.

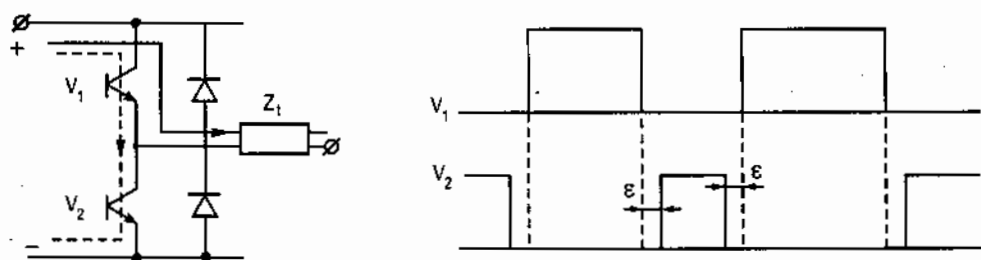


Hình 5.10. Nguyên lý PWM.

a) áp ra một cực tính; b) áp ra hai cực tính

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 5.11 mô tả sự xuất hiện dòng đâm xuyên và yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển.



Hình 5.11. Dòng đâm xuyên và yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển.

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 bằng tần số của sóng chủ đạo, biên độ phụ thuộc hệ số biến điệu δ , trong đó:

$$\delta = \frac{U_{c,m}}{U_{r,m}}$$

$$0 \leq \delta \leq 1$$

$U_{c,m}$: biên độ của sóng sin chủ đạo,

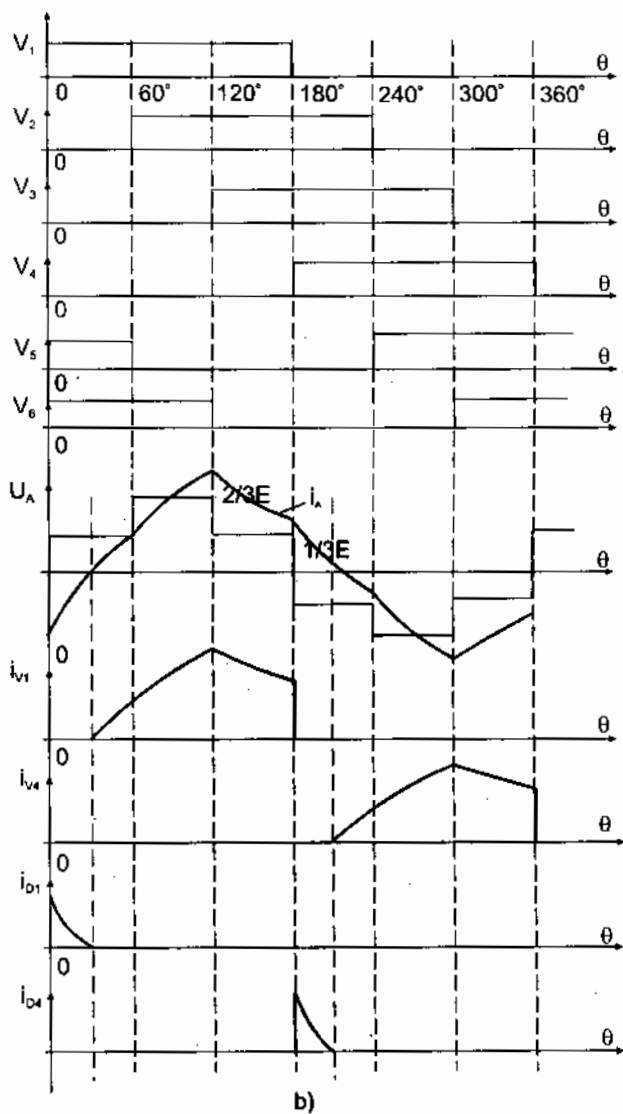
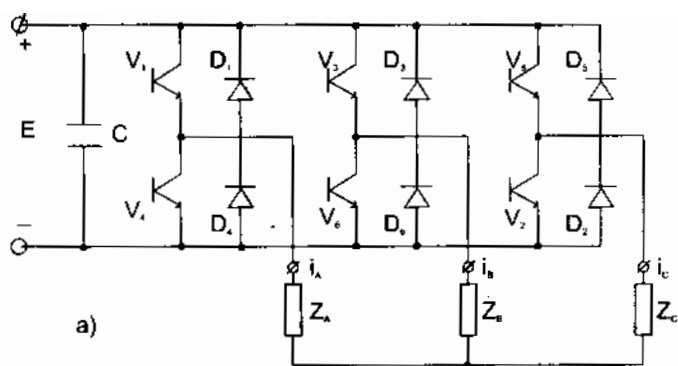
$U_{r,m}$: biên độ sóng răng cưa.

Khi $\delta=0$ $U_{ra}=0$; $\delta=1$ $U_{ra}=U_{ra,max}$

Điện áp ra sẽ chứa các thành phần sóng hài 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.

5.3.3. Nghịch lưu độc lập nguồn áp ba pha

Sơ đồ một nghịch lưu áp ba pha được biểu diễn trên hình 5.12.a. Sơ đồ gồm 6 van điều khiển hoàn toàn $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ và các diode ngược $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$. Các diode 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 với giá trị đủ lớn. Phụ tải 3 pha đối xứng $Z_A=Z_B=Z_C$ có thể đấu Y hoặc Δ .



Hình 5.12. NLĐL
nguồn áp ba pha
a) sơ đồ nguyên lý;
b) dạng dòng điện,
điện áp.

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 5.12 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.

$0 \leq \theta < 60^\circ$: V_1, V_5, V_6 dẫn. Sơ đồ tương đương của mạch tải như trên hình 5.12. Do Z_A song song với Z_C và nối tiếp với Z_B và các trở kháng tải đều bằng nhau nên $u_A = u_C = \frac{1}{3}E; u_B = \frac{2}{3}E$.

Tương tự như vậy ta có:

$$60^\circ \leq \theta < 120^\circ: V_1, V_2, V_6 \text{ dẫn } u_A = \frac{2}{3}E; u_C = u_B = \frac{1}{3}E$$

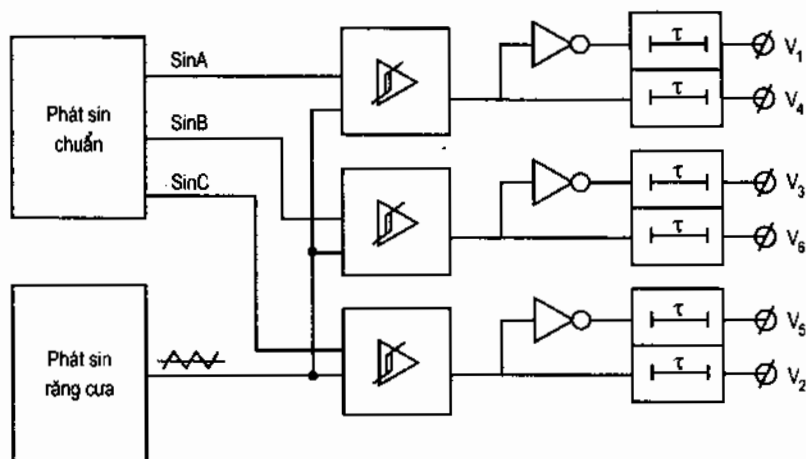
$$120^\circ \leq \theta < 180^\circ: V_2, V_3, V_4 \text{ dẫn } u_A = u_C = \frac{1}{3}E; u_B = \frac{2}{3}E$$

Từ đó ta thấy được điện áp trên các pha có dạng bậc thang như được biểu diễn trên hình 5.12. Dòng tải được thể hiện cho trường hợp tải trở cảm.

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. Ví dụ ở pha A, khi V_1 được điều khiển mở thì V_4 khoá và ngược lại.

Vấn đề chính trong 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 thực hiện bằng các mạch tương tự. Ngày nay người ta đã chế tạo các hệ thống điều khiển biến điệu bề rộng xung ba pha 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 dòngدام xuyên giữa hai van.

Hình 5.13 mô tả cấu trúc của một hệ thống điều khiển biến điệu bề rộng xung ba pha.



Hình 5.13. Cấu trúc của một hệ thống điều khiển biến điệu bề rộng xung ba pha.

5.4. Nghịch lưu cộng hưởng (NLCH)

NLCH là các bộ biến đổi đặc biệt thường dùng thyristor. 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 thyristor trên sơ đồ sẽ chuyển mạch tự nhiên.

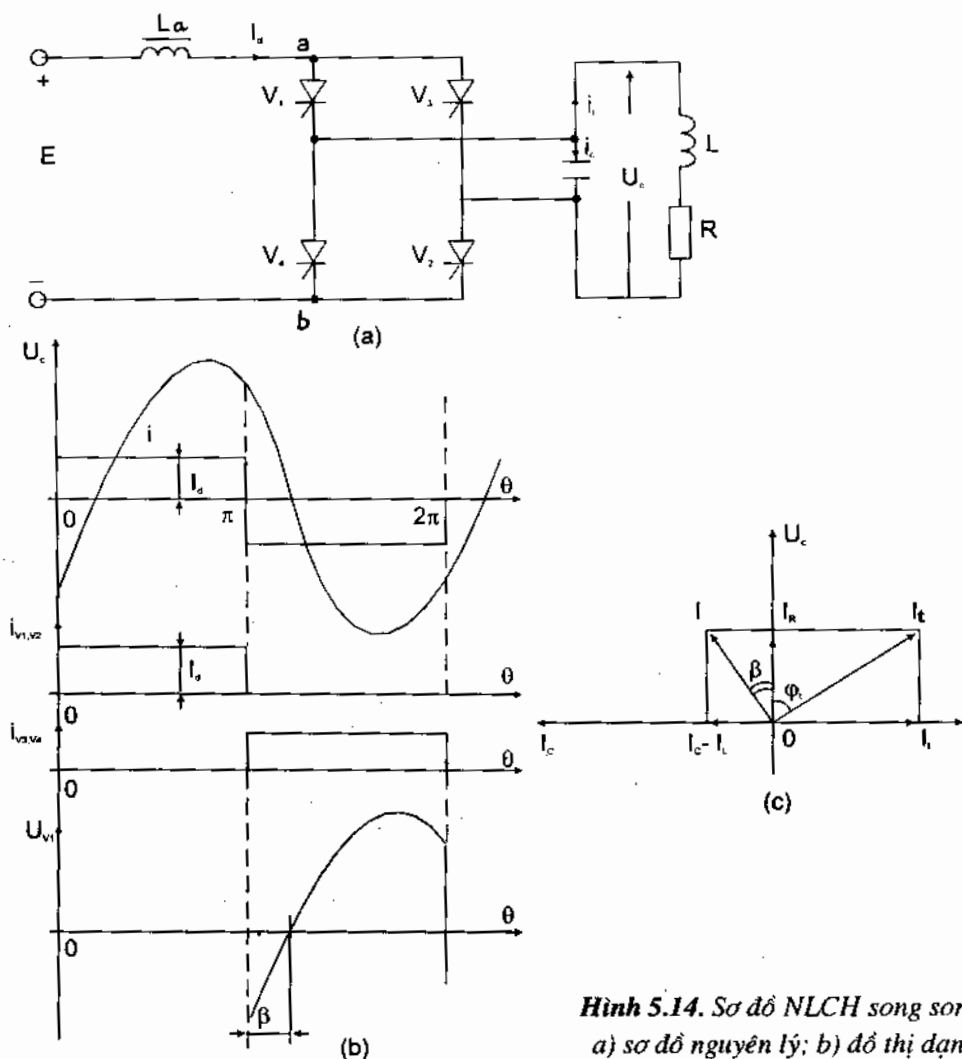
NLCH thường được dùng để tạo dòng điện, điện áp gần sin với tần số tương đối cao (từ vài trăm Hz đến 30 kHz). NLCH có ứng dụng rộng rãi trong lĩnh vực gia nhiệt cảm ứng, nấu luyện thép cảm ứng, trong đó dòng điện cảm ứng trong các vật liệu sắt từ cung cấp năng lượng làm tăng nhiệt độ của vật, không cần 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 tần cao, lò nấu thép cảm ứng,... NLCH cũng được dùng trong các thiết bị quấy thép đang nóng chảy.

Quá trình điện từ 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 NLĐL nguồn dòng song song ở 5.2.1 như được biểu diễn trên hình 5.14. 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 và phải tạo với tải mạch vòng dao động song song. Điện cảm đầu vào L_a có giá trị lớn nên đầu vào có thể coi là nguồn dòng. Khi đó dòng nghịch lưu có dạng xung chữ nhật, còn điện áp có dạng gợn sin như được thể hiện trên đồ thị hình 5.14.b.



Hình 5.14. Sơ đồ NLCH song song.
a) sơ đồ nguyên lý; b) đồ thị dạng dòng điện, điện áp. c) đồ thị vector.

1. Chế độ xác lập

Trong chế độ xác lập điện áp trên tải có dạng gợn sin, vì vậy các tính toán có thể sử dụng phương pháp sóng hài bậc nhất. Từ biểu đồ vector ta có:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_C - Q_t}{P_t}$$

Điện áp trên đầu vào nghịch lưu có giá trị trung bình là:

$$U_{ab} = \frac{2U_{cm}}{\pi} \cos \beta$$

Nếu bỏ qua tổn thất trên cuộn cảm L_a thì điện áp trung bình trên L_a phải bằng 0, nghĩa là:

$$E = U_{ab}$$

Bỏ qua các tổn thất trên sơ đồ thì công suất phía một chiều bằng công suất phía xoay chiều phát huy trên tải:

$$P_d = E \cdot I_d = P_t$$

Từ đó có thể xác định được giá trị cần có của dòng một chiều đầu vào:

$$I_d = \frac{P_t}{E} = \frac{P_t}{U_{ab}}$$

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 $P_t = 300 \text{ kW}$,
- Điện áp định mức trên cuộn dây: $U_t = 800 \text{ Vac}$,
- Tần số làm việc $f = 1 \text{ kHz}$
- Hệ số công suất của tải $\cos \varphi_t = 0,4$
- Thời gian phục hồi tính chất khoá của van $t_r = 20 \mu\text{s}$.

$$\text{Công suất toàn phần của tải bằng: } S_t = \frac{P_t}{\cos \varphi_t} = \frac{300}{0,4} = 750 (\text{kVA})$$

$$\text{Công suất phản kháng của tải: } Q_t = S_t \sin \varphi_t = 750 \sqrt{1 - 0,4^2} = 682,5 (\text{kvar})$$

$$\text{Góc nghịch lưu nhỏ nhất: } \beta_{\min} = \omega t_r = 2\pi \cdot 1000 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 0,1256 (\text{rad})$$

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 $\beta = \beta_{\min} + 30^\circ = 0,6489 (\text{rad})$. Nghĩa là:

$$Q_C = P_t \operatorname{tg} \beta + Q_t = 909 (\text{kvar})$$

$$\text{Với} \quad Q_C = \omega C U_C^2 \Rightarrow C = \frac{Q_C}{\omega U_C^2} = \frac{909 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 1000 \cdot 800^2} = 226(\mu F)$$

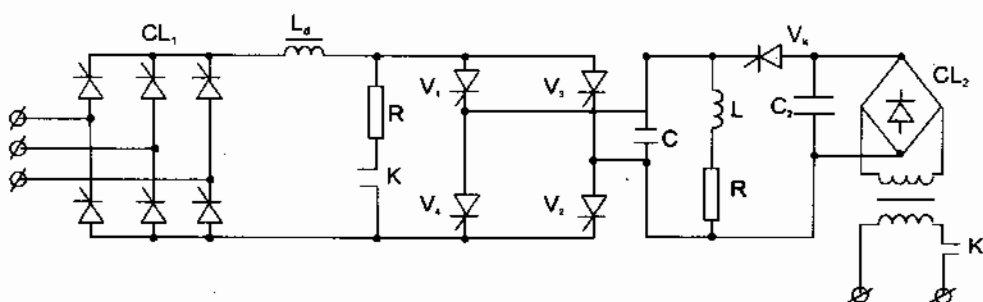
$$E = U_{ab} = \frac{2U_{cm}}{\pi} \cos \beta = 576(V)$$

$$I_d = \frac{P_l}{E} = \frac{300 \cdot 10^3}{576} = 520(A)$$

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 5.15.



Hình 5.15. NLCH với mạch khởi động.

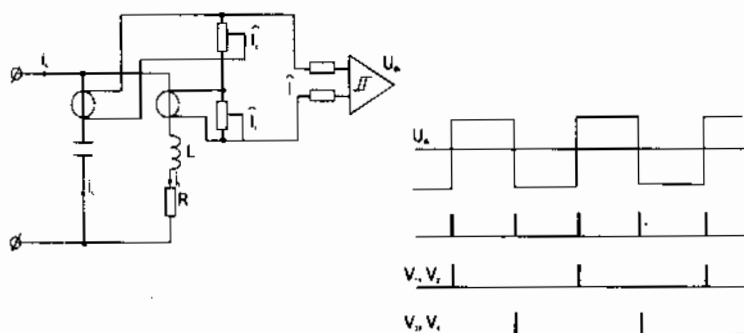
Trên sơ đồ hình 5.15 mạch khởi động bao gồm điện trở R, cầu chỉnh lưu CL₂, thyristor V_K. K là tiếp điểm của một côngtactơ khởi động. Khi bắt đầu khởi động tiếp điểm K nối mạch cho CL₂ nạp điện cho tụ C₂, đồng thời nối R vào mạch tải cho cầu chỉnh lưu chính tạo ra dòng I_d qua cuộn cảm L. Sau một khoảng thời gian xung điều khiển đưa đến mở thyristor V_K. V_K mở, tụ C₂ 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 thyristor chính sẽ hoạt động để duy trì điện áp trên tải.

b) Mạch điều khiển các thyristor nghịch lưu

Dựa trên biểu thức dòng điện:

$$i_s = i_c + i_l$$

và thời điểm dòng i_s 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 thyristor như trên hình 5.16. 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 vector I_l như được thể hiện trên hình 5.16.



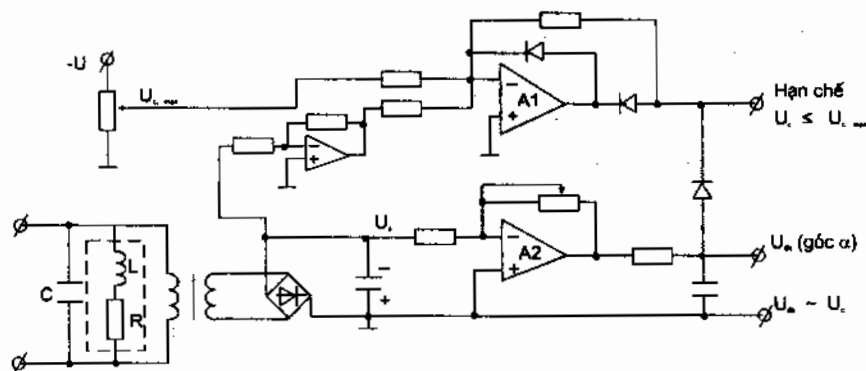
Hình 5.16. Mạch tạo tín hiệu điều khiển các thyristor chính

c) Vấn đề điều chỉnh công suất

Hệ thống điều khiển theo nguyên lý trên đây sẽ đảm bảo góc β không đổi, do đó giữa điện áp một chiều E_d và điện áp trên tải sẽ quan hệ với nhau

theo biểu thức $E_d = \frac{2U_C^m}{\pi} \cos \beta$, nghĩa là với một giá trị nào đó của U_C sẽ

xác định một giá trị của E_d . Mạch điện trên hình 5.17 thực hiện nguyên lý điều chỉnh trên.



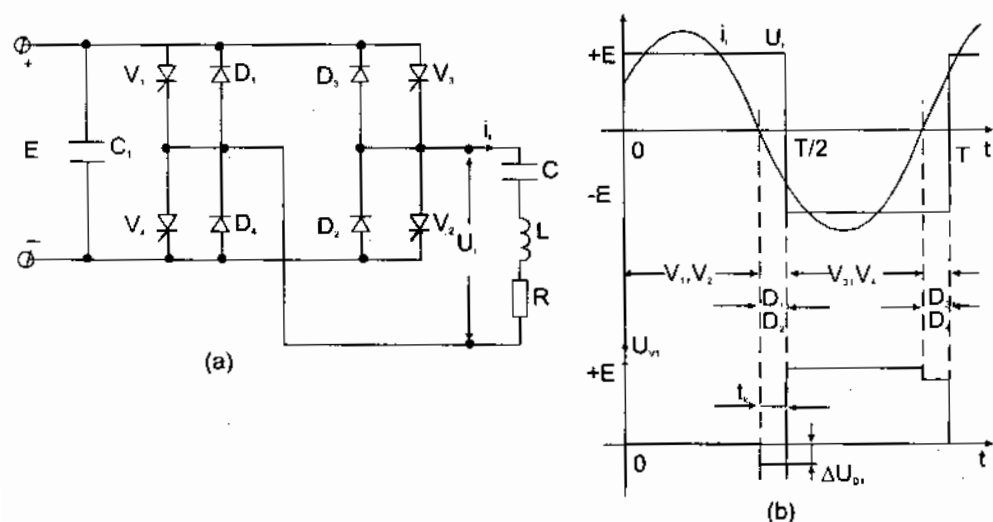
Hình 5.17. Sơ đồ mạch điều chỉnh giữ điện áp E_d theo U_C .

Sơ đồ trên hình 5.17 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 $I_d = \frac{P_1}{E_d}$. Để đảm bảo an toàn hệ thống điều khiển còn cần thêm mạch hạn chế dòng điện $I_d \leq I_{d,max}$.

5.4.2. Nghịch lưu cộng hưởng nguồn áp

Sơ đồ NLCH nguồn áp được cho trên hình 5.18, trong đó mạch phụ tải là mạch dao động nối tiếp R-L-C, nguồn một chiều đầu vào là nguồn áp.



Hình 5.18. Sơ đồ NLCH nguồn áp.
a) sơ đồ nguyên lý; b) đồ thị dạng dòng điện, điện áp.

Tần số dao động riêng của mạch tải là:

$$\omega_0 = \omega_k \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

$$\omega_k = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

$$Q = \omega_k \frac{L}{R}$$

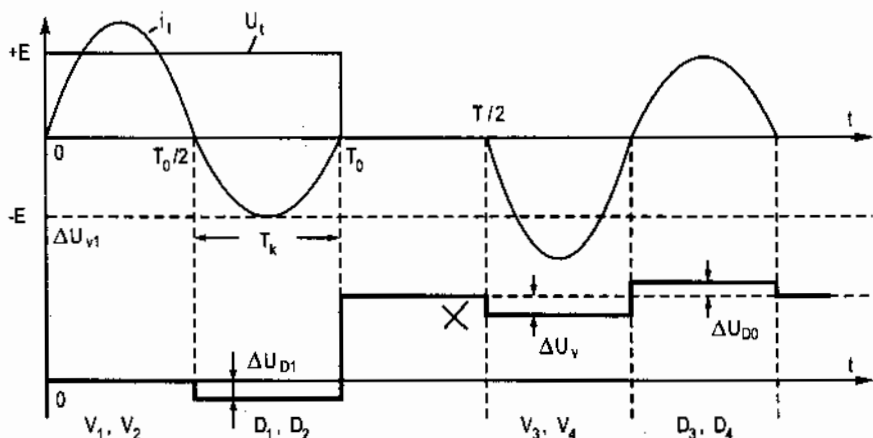
Sơ đồ được sử dụng hiệu quả nhất về mặt phát huy công suất trên tải nếu tần số làm việc thoả mãn điều kiện:

$$\omega < \omega_0 < 2\omega$$

hay

$$T > T_0 > \frac{T}{2}$$

Trên đồ thị hình 5.18.b biểu diễn dạng điện áp và dòng điện trên các phần tử trong trường hợp này. Có thể thấy 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.



Hình 5.19. Dạng dòng điện, điện áp trên tải trong chế độ tần số thấp $T > 2T_0$.

Trên hình 5.19 thể hiện dạng dòng và áp trên tải trong chế độ tần số thấp. Qua đó có thể thấy ở tần số thấp thời gian khoá của van có thể rất dài. Chính vì vậy NLCH nguồn áp có thể khởi động dễ dàng bằng cách bắt đầu làm việc từ tần số thấp rồi tăng dần.

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 $t_k > t_r$.

Câu hỏi ôn tập

1. Nghịch lưu độc lập là gì?
2. Có mấy loại nghịch lưu độc lập?
3. Phân biệt nguồn áp và nguồn dòng. Cách tạo ra nguồn áp, nguồn dòng trong thực tế.
4. Ưu nhược điểm của NLĐL nguồn dòng 3 pha của sơ đồ không có và có diốt cách li?
5. Những điều gì cần chú ý khi điều chỉnh điện áp ra trong NLĐL nguồn áp.
6. Ưu nhược điểm của phương pháp biến điệu bề rộng xung? Nêu sơ đồ cấu trúc điều khiển của phương pháp này trong nghịch lưu áp 3 pha.
7. Thế nào là NLCH. Đặc điểm cơ bản của NLCH là gì?
8. Phân biệt ưu, nhược điểm của NLCH song song và NLCH nối tiếp.

Chương 6

CÁC BỘ BIẾN TẦN

6.1. Các khái niệm cơ bản

Biến tần là các bộ biến đổi dùng để biến đổi nguồn điện áp với các thông số điện áp và tần số không đổi, thành nguồn điện áp với điện áp và tần số thay đổi được. Thông thường biến tần làm việc với nguồn điện áp đầu vào là điện áp lưới nhưng về nguyên tắc biến tần có thể làm việc với bất cứ nguồn điện áp xoay chiều nào.

Về nguyên lý biến tần chia làm hai loại: biến tần gián tiếp và biến tần trực tiếp. Biến tần gián tiếp, hay còn gọi là biến tần có khâu trung gian một chiều, dùng bộ chỉnh lưu biến đổi nguồn điện xoay chiều thành nguồn một chiều, sau đó lại dùng bộ nghịch lưu biến đổi nguồn một chiều thành nguồn xoay chiều. Khâu trung gian một chiều đóng vai trò một kho tích trữ năng lượng dưới dạng nguồn áp, dùng tụ điện, hoặc nguồn dòng, dùng cuộn cảm, tạo ra một khâu cách ly nhất định giữa phụ tải và nguồn điện áp lưới. 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 duy nhất trong một khoảng thời gian nhất định, không thông qua một kho năng lượng trung gian nào.

Do khác nhau về mặt nguyên lý như vậy, trong biến tần trực tiếp phụ tải có thể trao đổi năng lượng với lưới điện một cách liên tục. Đây chính là đặc tính ưu việt của biến tần trực tiếp so với biến tần gián tiếp, nhất là đối với các hệ thống điện cơ công suất lớn và cực lớn, từ hàng trăm kW đến vài MW. Ngoài ra tổn hao công suất ở biến tần trực tiếp cũng ít hơn vì phụ tải chỉ nối với nguồn qua một phần tử đóng cắt, không phải qua hai phần tử và qua khâu trung gian như ở biến tần gián tiếp. Tuy nhiên sơ đồ van và quy luật điều khiển ở biến tần trực tiếp sẽ phức tạp hơn nhiều ở biến tần gián tiếp. Với kỹ thuật điện tử và kỹ thuật vi xử lý phát triển hiện nay thì vấn đề này hoàn toàn có thể khắc phục được.

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 là các bộ biến đổi đã được giới thiệu kỹ ở các phần trên. Vì vậy ở

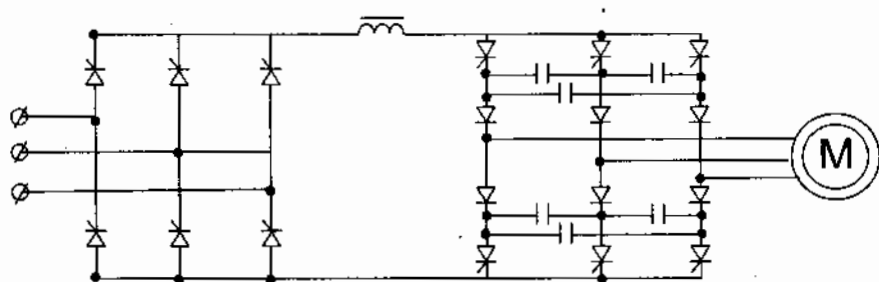
đây ta chỉ cần giới thiệu khái quát một số sơ đồ để thấy một số điểm đặc biệt ở các sơ đồ thực tế.

Tuỳ thuộc khâu trung gian một chiều làm việc trong chế độ nguồn dòng hay nguồn áp biến tần chia ra làm ba loại chính:

- Biến tần nguồn dòng.
- Biến tần nguồn áp với nguồn có điều khiển.
- Biến tần nguồn áp không điều khiển (sử dụng nghịch lưu áp biến điệu bề rộng xung).

1) Biến tần nguồn dòng

Biến tần nguồn dòng dùng chỉnh lưu có điều khiển, nghịch lưu thyristor. Ưu điểm cơ bản của biến tần loại này là có sơ đồ đơn giản nhất và sử dụng loại thyristor với tần số không cao lắm.



Hình 6.1. Biến tần nguồn dòng.

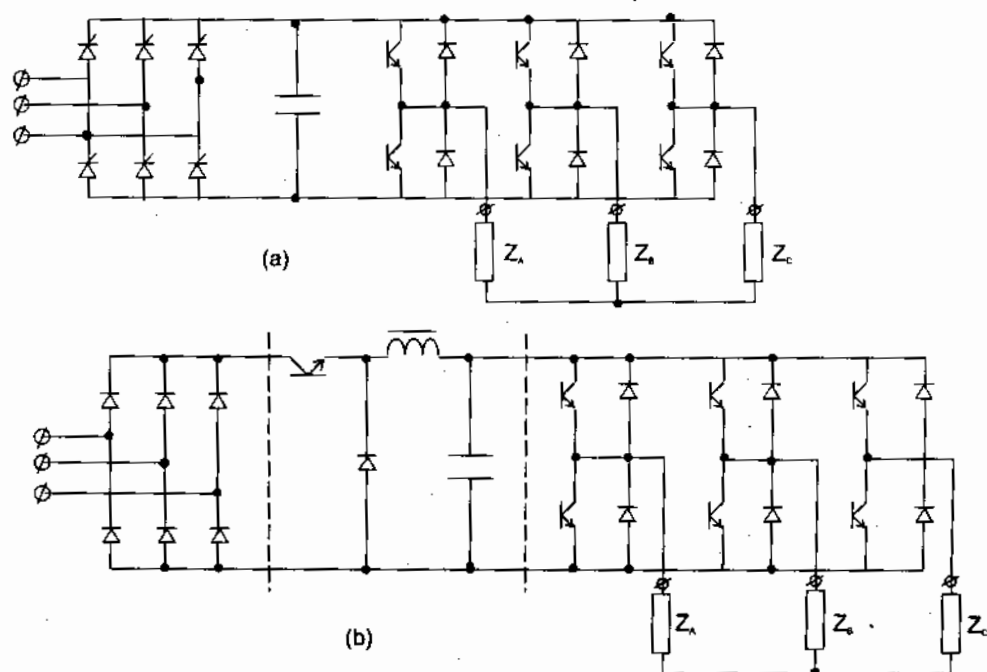
Trên sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển cùng với cuộn cảm tạo nên nguồn dòng cấp cho nghịch lưu. Nghịch lưu ở đây là sơ đồ nguồn dòng song song. Hệ thống tự chuyển mạch được cách ly với tải qua hệ thống diốt cách ly. Dòng ra nghịch lưu có dạng xung chữ nhật, điện áp ra có dạng tương đối sin nếu phụ tải là động cơ.

Ưu điểm của biến tần loại này khi dùng với động cơ không đồng bộ là sơ đồ có khả năng trả năng lượng về lưới. Khi động cơ chuyển sang chế độ máy phát dòng đầu vào nghịch lưu vẫn được giữ không đổi nhưng chỉnh lưu chuyển sang làm việc với góc điều khiển lớn hơn 90, nghĩa là chuyển sang chế độ nghịch lưu phụ thuộc, nhờ đó năng lượng từ phía nghịch lưu được đưa về lưới. Biến tần nguồn dòng cũng không sợ chế độ ngắn mạch vì có hệ thống giữ dòng không đổi nhờ chỉnh lưu có điều khiển và cuộn kháng trong

mạch một chiều. Với công suất nhỏ thì sơ đồ này không phù hợp vì hiệu suất kém và công kênh nhưng với công suất cỡ trên 100 kW thì đây là một phương án rất hiệu quả.

Nhược điểm của sơ đồ này là hệ số công suất thấp và phụ thuộc vào phụ tải, nhất là khi tải nhỏ.

2) Biến tần nguồn áp với nguồn có điều khiển



Hình 6.2. Biến tần nguồn áp với nguồn có điều khiển.

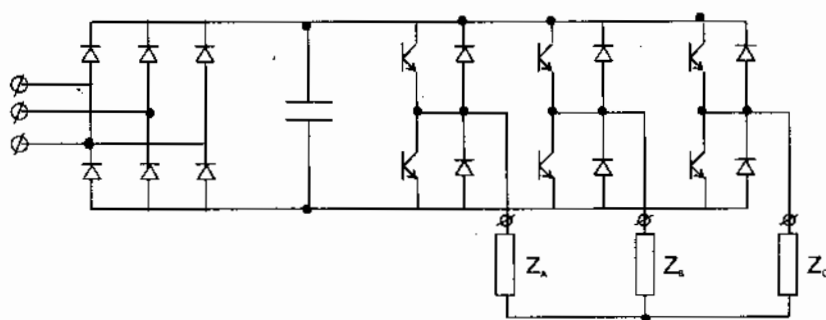
a) Chỉnh lưu có điều khiển; b) Dùng chỉnh lưu không điều khiển và bộ biến đổi xung áp một chiều.

Biến tần nguồn áp loại này dùng nghịch lưu nguồn áp với đầu vào một chiều điều khiển được. Điện áp một chiều cung cấp có thể dùng chỉnh lưu có điều khiển hoặc chỉnh lưu không điều khiển, sau đó điều chỉnh nhờ bộ biến đổi xung áp một chiều. Với phương án thứ hai thì hệ số công suất của sơ đồ không đổi, không phụ thuộc phụ tải. Tuy nhiên khi đó sơ đồ sẽ qua nhiều khâu biến đổi và hiệu suất sẽ kém, do đó chỉ phù hợp cho tải nhỏ, dưới 30 kW.

Biến tần nguồn áp có dạng điện áp ra xung chữ nhật, biên độ được điều chỉnh nhờ thay đổi điện áp một chiều. Hình dạng và giá trị điện áp ra không

phụ thuộc phụ tải, dòng điện do tải xác định. Điện áp ra có độ méo phi tuyến lớn, có thể không phù hợp với một số loại phụ tải. Ngày nay biến tần nguồn áp được chế tạo chủ yếu với điện áp ra biến điệu bề rộng xung.

3) Biến tần nguồn áp biến điệu bề rộng xung.



Hình 6.3. Sơ đồ biến tần nguồn áp biến điệu bề rộng xung.

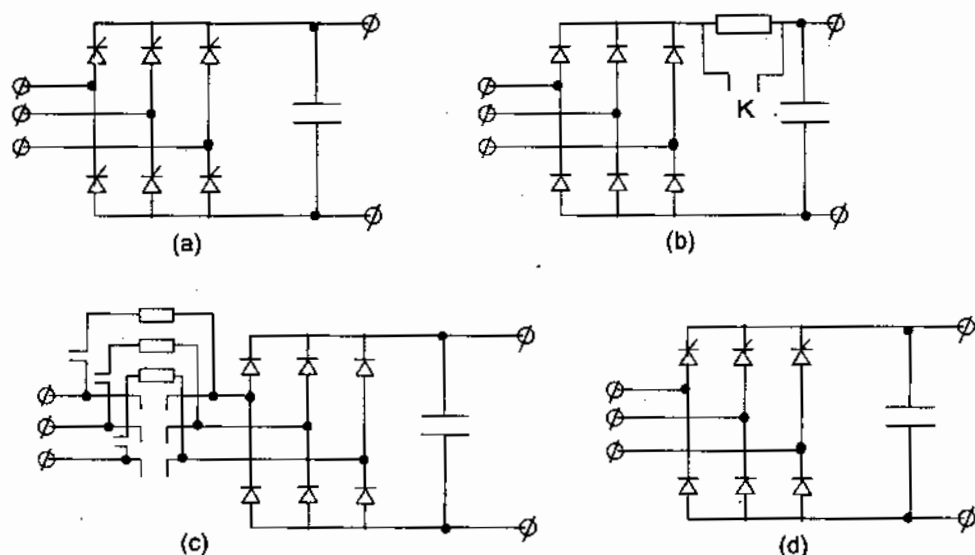
Biến tần loại này dùng chỉnh lưu không điều khiển ở đầu vào. Điện áp và tần số ở đầu ra sẽ hoàn toàn do nghịch lưu xác định. Nghịch lưu thường sử dụng các van điều khiển hoàn toàn như GTO, IGBT, transistor công suất.

IGBT hoặc transistor công suất được sử dụng cho biến tần công suất tới 300 kW, điện áp lưới đầu vào đến 690 V. Tần số sóng mang thường đến 12 kHz đối với công suất tới 55 kW, với công suất lớn hơn tần số này bị giới hạn dưới 3 kHz.

GTO được sử dụng cho các biến tần công suất trên 300 kW, điện áp lưới đến 690 V, tần số sóng mang 1 kHz.

Tần số đóng cắt cao trong biến điệu bề rộng xung tạo ra điện áp đầu ra gần như hình sin hoặc chỉ cần những mạch lọc LC đơn giản là có thể tạo ra điện áp hình sin tuyệt đối.

Vì sử dụng chỉnh lưu không điều khiển ở đầu vào nên hệ số công suất của sơ đồ gần như bằng 1 (cỡ 0,98) và 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 rất lớn, cần phải được hạn chế. Các biện pháp hạn chế dòng khởi động nạp tụ ban đầu được thể hiện trên hình 6.4.



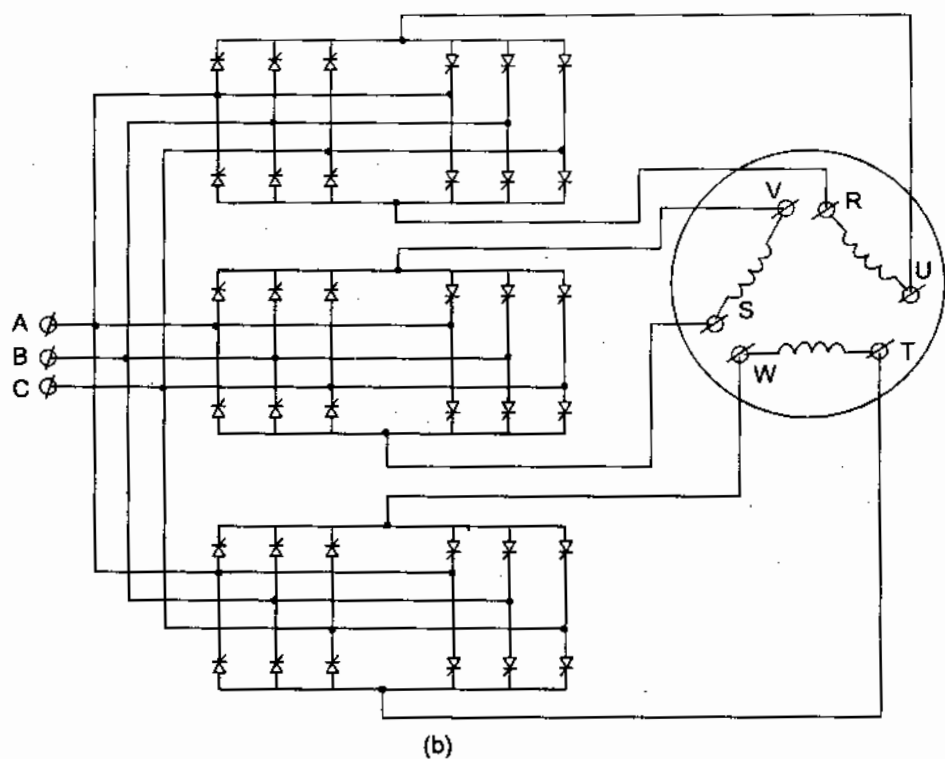
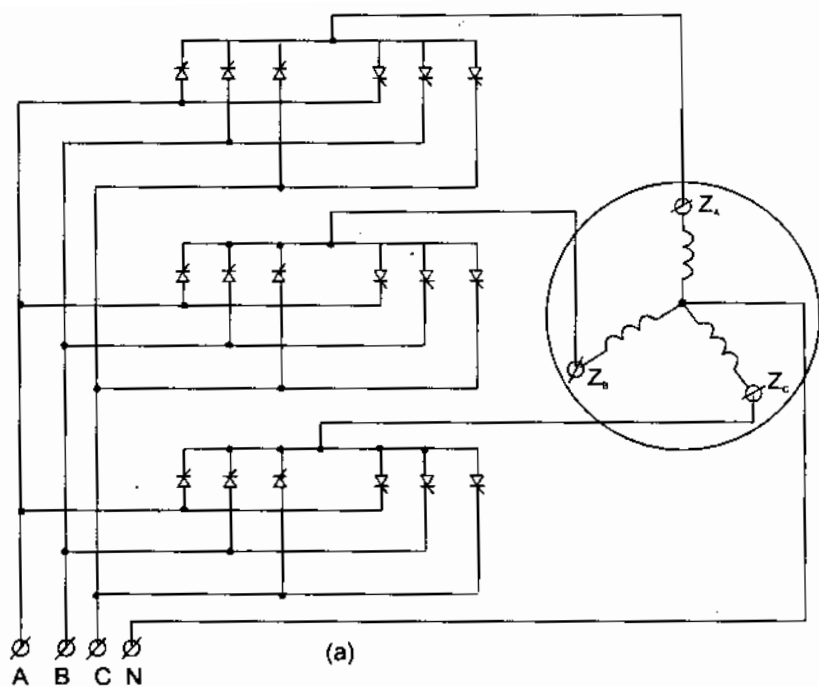
Hình 6.4. Các biện pháp hạn chế dòng nạp tụ ban đầu.

- a) Dùng thyristor trong mạch nạp tụ; b) Dùng tiếp điểm công-tắc-tơ;
c) Dùng công-tắc-tơ phụ và điện trở hạn chế song song với công-tắc-tơ chính;
d) Dùng cầu chỉnh lưu bán điều khiển.

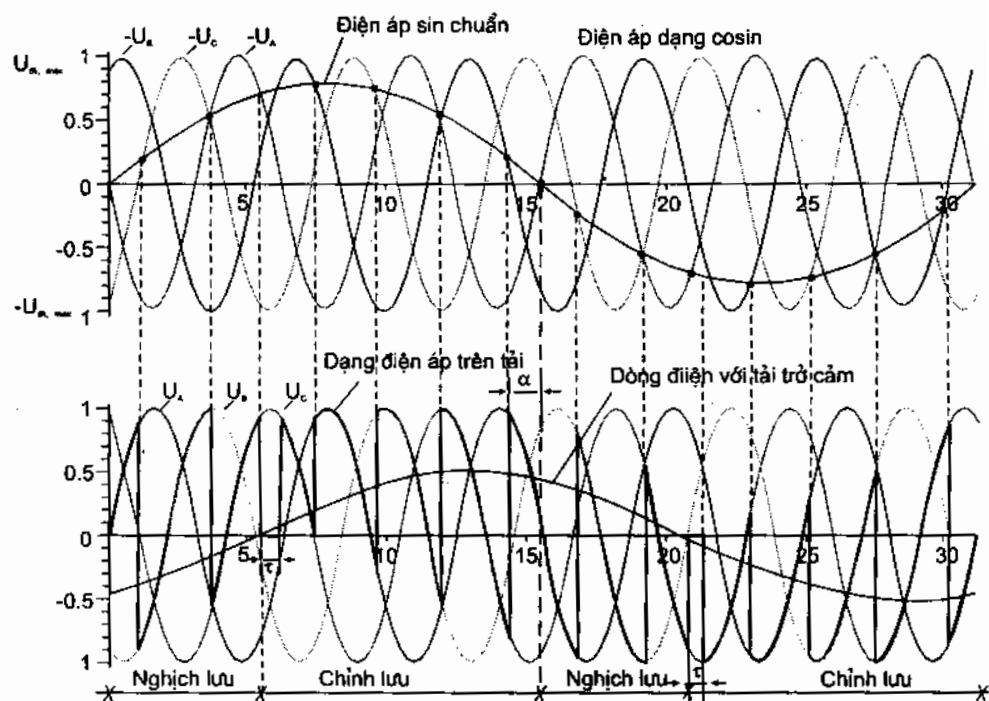
6.3. Biến tần trực tiếp

6.3.1. Nguyên lý biến tần trực tiếp

Sơ đồ cơ bản của biến tần trực tiếp cho trên hình 6.5 a và b. Sơ đồ gồm 3 pha điện áp ra. Mỗi pha điện áp ra tạo bởi một sơ đồ, về nguyên tắc chính là sơ đồ chỉnh lưu có đảo chiều, gồm hai cầu chỉnh lưu 3 pha ngược nhau. Mỗi cầu chỉnh lưu có nhiệm vụ tạo ra một nửa chu kỳ điện áp ra, dương và âm. Nửa chu kỳ điện áp ra được tạo ra bởi sơ đồ chỉnh lưu làm việc với điện áp điều khiển thay đổi theo một hình sin chuẩn, có tần số chậm hơn tần số điện áp lưới. Như vậy điện áp đầu ra bao gồm các đoạn của điện áp lưới với tần số đập mạch bằng tần số đập mạch của sơ đồ chỉnh lưu tương ứng, nhưng với góc điều khiển α liên tục thay đổi theo sự thay đổi của điện áp điều khiển. Về nguyên tắc các bộ biến đổi có đảo chiều này có thể làm việc theo nguyên tắc điều khiển chung hoặc điều khiển riêng. Trên sơ đồ hình 6.5.a mỗi pha điện áp ra được tạo bởi một sơ đồ tia ba pha có đảo chiều. Trên hình 6.5.b lại sử dụng sơ đồ cầu ba pha. Dạng điện áp ra trên một pha của sơ đồ hình 6.5.a cho trên hình 6.6. Ta mô tả nguyên lý biến tần trực tiếp theo phương pháp điều khiển riêng cho các bộ biến đổi đảo chiều trên mỗi pha. Phương pháp điều khiển riêng cho phép loại bỏ cuộn kháng cân bằng trong các bộ biến đổi là một kỹ thuật tiên tiến thường được áp dụng hiện nay.



Hình 6.5. Sơ đồ nguyên lý biến tần trực tiếp;
a) dùng sơ đồ tia 3 pha ; (b) dùng sơ đồ cầu 3 pha.



Hình 6.6. Dạng điện áp ra một pha của sơ đồ hình 6.5.a.

Nguyên lý tạo điện áp ra cho biến tần trực tiếp ở đây dùng cho các thyristor chuyển mạch tự nhiên. Do đó tần số điện áp ra phải thấp hơn nhiều so với tần số lưới, cỡ 10 - 25 Hz. Tuy nhiên nếu sử dụng các van bán dẫn điều khiển hoàn toàn thì có thể đạt được tần số ra cao hơn. 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 $\alpha = \arccos U_{dk}$ thì ta sẽ có $U_{d\alpha} = U_{d0} U_{dk}$. Khi thay đổi U_{dk} theo quy luật $U_{dk} = \mu \sin(\omega_2 t)$ ta sẽ có được:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \mu \sin(\omega_2 t),$$

Trong đó:

ω_2 là một tần số góc nào đó nhỏ hơn tần số góc của điện áp lưới.

$\mu = U_{dk} / U_{dk, \max}$: hệ số biến điệu, $0 < \mu < 1$.

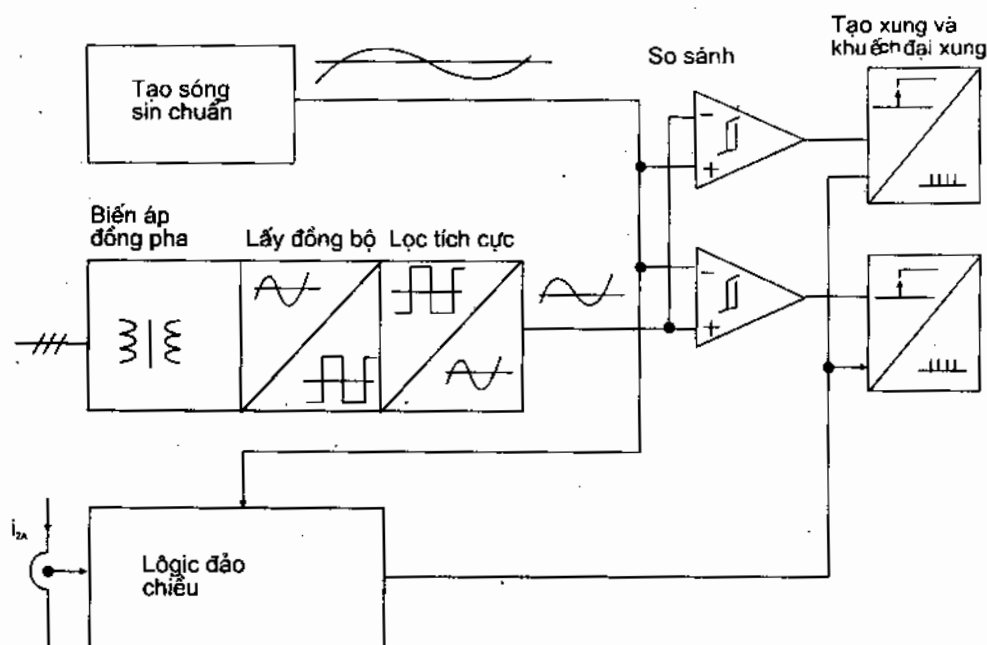
Đồ thị hình 6.6 mô tả nguyên lý trên. Theo nguyên lý điều khiển này một điện áp sin chuẩn với tần số góc ω_2 được so sánh với hệ thống điện áp tựa dạng cosin để xác định góc điều khiển α cho mỗi van làm việc trong sơ đồ

chỉnh lưu ba pha. Nếu thay đổi biên độ của điện áp sin chuẩn so với biên độ của điện áp tựa, nghĩa là thay đổi hệ số biến điệu μ , ta có thể điều chỉnh được giá trị của điện áp đầu ra.

Trong các sơ đồ chỉnh lưu 3 pha góc điều khiển được tính từ các điểm chuyển mạch tự nhiên, ứng với góc 30° theo các đường điện áp pha. Như vậy một điện áp pha sớm pha hơn 60° so với đường điện áp pha tương ứng sẽ có điểm cao nhất sau 90° , đó chính là điện áp dạng cosin đối với tín hiệu điều khiển. Ví dụ đối với pha A điện áp điều khiển dạng cosin chính là điện áp pha -B. Trên đồ thị hình 6.6 hệ thống điện áp tựa dạng cosin chính là hệ thống điện áp -A, -B, -C.

Theo nguyên tắc điều khiển riêng các bộ biến đổi chỉ đảo chiều khi dòng điện về đến 0 và sau một khoảng thời gian trễ an toàn. Vì vậy nếu tải là trở cảm mỗi bộ biến đổi sẽ luân phiên làm việc ở chế độ chỉnh lưu và chế độ nghịch lưu phụ thuộc. Chế độ nghịch lưu phụ thuộc ở mỗi bộ biến đổi sẽ xảy ra khi góc điều khiển $\alpha > 90^\circ$. Như vậy trong biến tần trực tiếp năng lượng có thể trao đổi giữa tải và nguồn theo cả hai chiều. Hình 6.7 mô tả nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển cho biến tần trực tiếp.

6.3.2. Nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển biến tần trực tiếp



Hình 6.7. Nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển cho biến tần trực tiếp.

Hệ thống điều khiển bao gồm khâu phát sóng sin chuẩn 3 pha a, b, c , với tần số và biên độ có thể thay đổi được theo mong muốn. Khâu quan trọng trong hệ thống điều khiển là khâu tạo điện áp tựa dạng cosin. Yêu cầu cơ bản đối với khâu này là điện áp tựa phải ổn định về biên độ và có dạng sóng không bị méo. Điều đó có thể thực hiện được nhờ biến áp đồng pha, mạch ổn áp xoay chiều và các mạch lọc trên cơ sở các phần tử tích cực như khuếch đại thuật toán. Khâu so sánh sẽ xác định góc điều khiển cho mỗi thyristor trên sơ đồ. Mạch logic đảo chiều phát tín hiệu cho bộ biến đổi chiều dương hoặc chiều âm làm việc tùy theo nửa chu kỳ dương hoặc nửa chu kỳ âm của điện áp ra mong muốn. Tuy nhiên dòng điện trên mạch lực được theo dõi và tín hiệu phát xung vào bộ chỉnh lưu mới chỉ được thực hiện khi dòng điện đã về 0, trễ sau một khoảng thời gian an toàn.

Có thể thấy số lượng van bán dẫn sử dụng trong sơ đồ rất lớn, điều này dẫn đến hệ thống điều khiển rất phức tạp. Tuy nhiên biến tần trực tiếp có khả năng trao đổi năng lượng với lưới theo cả hai chiều, điều này cực kỳ quan trọng đối với những phụ tải công suất rất lớn. Trên đồ thị hình 6.6 mô tả các chế độ làm việc của các cầu chỉnh lưu ứng với tải trở cảm, ví dụ như động cơ điện. Có thể thấy các chế độ chỉnh lưu và nghịch lưu phụ thuộc xen kẽ nhau trong mỗi nửa chu kỳ của điện áp ra. Do có đặc tính ưu việt này mà biến tần trực tiếp được sử dụng cho dải công suất lớn 1000 - 30.000 kW. Với công suất 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 hộp giảm tốc và chi phí vận hành đều rất cao. Đó chính là lý do để người ta ứng dụng các biến tần trực tiếp cho các động cơ có công suất cực lớn, có số vòng quay thấp và cần điều chỉnh tốc độ.

Câu hỏi ôn tập

1. Thế nào là các bộ biến tần? Phân biệt biến tần gián tiếp và biến tần trực tiếp.
2. Có những loại biến tần gián tiếp nào? Các biện pháp nạp tụ đầu vào trong biến tần nguồn áp.
3. Nguyên lý biến tần trực tiếp. Ưu nhược điểm của biến tần trực tiếp.
4. Nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển cho biến tần trực tiếp.

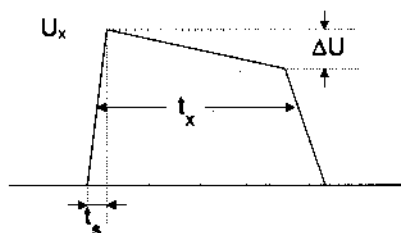
HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN CÁC BỘ BIẾN ĐỔI

7.1. Các yêu cầu cơ bản đối với hệ thống điều khiển

1. Đảm bảo phát xung với đủ các yêu cầu để mở van

- Đủ biên độ, U_x .
- Đủ độ rộng, t_x .
- Sườn xung ngắn ($t_s = 0,5 \div 1 \mu S$).

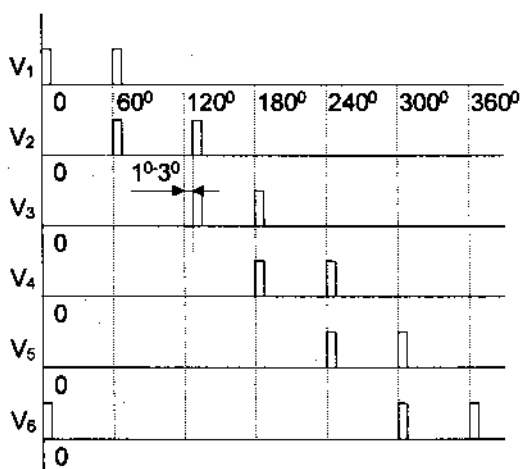
Các thông số liên quan đến hình dạng một xung điều khiển được minh hoạ trên hình 7.1.



Hình 7.1. Các thông số liên quan đến hình dạng xung

2. Đảm bảo tính đối xứng đối với các kênh điều khiển

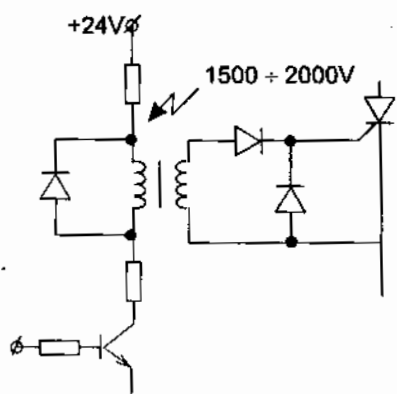
Ví dụ đối với sơ đồ điều khiển các thyristor trong sơ đồ chỉnh lưu nhiều pha, độ lệch cho phép của các xung điều khiển ở các kênh khác nhau phải ở trong phạm vi từ $1^\circ \div 3^\circ$ ứng với cùng một giá trị điện áp điều khiển.



Hình 7.2. Độ lệch pha của tín hiệu điều khiển đối với sơ đồ chỉnh lưu

3. Đảm bảo cách ly giữa mạch điều khiển và mạch lực

Ví dụ đối với biến áp xung, thường được sử dụng như một khâu truyền xung cuối cùng ở tầng khuếch đại xung, điện áp chịu đựng giữa sơ cấp và thứ cấp phải đạt được $1500V \div 2000V$ khi sơ đồ làm việc với điện áp lưới $3 \times 380V_{ac}$.



4. Đảm bảo đúng quy luật thay đổi về pha của xung điều khiển

Đây là yêu cầu để đảm bảo phạm vi điều chỉnh của góc điều khiển α , ví dụ đối với chỉnh lưu có điều khiển hoặc các sơ đồ biến đổi xung áp xoay chiều.

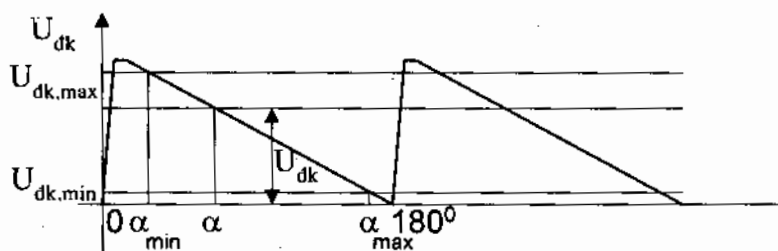
Hình 7.3. Cách ly giữa mạch lực và mạch điều khiển dùng biến áp xung

Thông thường, đối với chỉnh lưu điều khiển góc điều khiển α phải thay đổi được trong phạm vi $10^\circ \div 170^\circ$.

5. Có thể hạn chế được phạm vi điều chỉnh góc α , không phụ thuộc sự thay đổi của điện áp lưới

6. Không gây nhiễu đối với các hệ thống điều khiển điện tử khác ở xung quanh.

7. Có khả năng bảo vệ quá áp, quá dòng, mất pha ... và báo hiệu khi có sự cố.

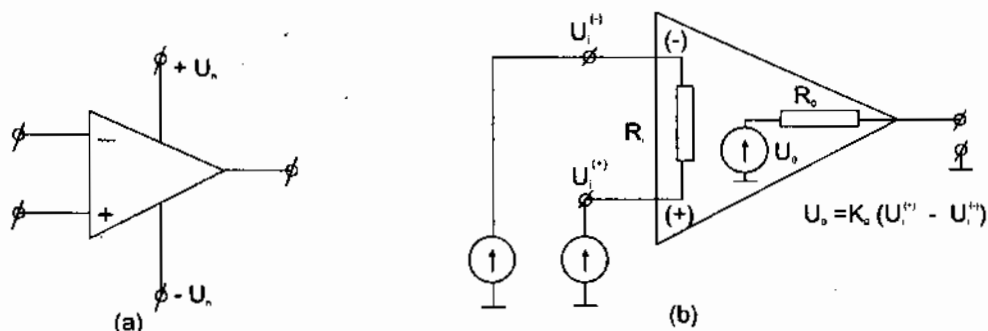


Hình 7.4. Giới hạn góc điều khiển α

7.2. Các phần tử cơ bản được sử dụng trong mạch điều khiển

7.2.1. Khuếch đại thuật toán

Khuếch đại thuật toán là phần tử cơ bản được sử dụng rộng rãi trong các mạch điện tử với các chức năng xử lý các tín hiệu tương tự. Khuếch đại thuật toán có ký hiệu trên sơ đồ và sơ đồ tương đương như được biểu diễn trên hình 7.5 a, b.



Hình 7.5. Khuếch đại thuật toán.
a) ký hiệu trên sơ đồ; b) sơ đồ tương đương

Trong chế độ hở mạch, điện áp ở đầu ra khuếch đại thuận toán bằng hệ số khuếch đại nhân với chênh lệch điện áp giữa hai đầu vào:

$$U_o = K_o (U_i^{(+)} - U_i^{(-)})$$

Khuếch đại thuật toán có các tính chất cơ bản lý tưởng và thực tế tóm tắt như 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	$100 \div 250 \Omega$
Hệ số khuếch đại hở mạch	K_o	vô cùng lớn, ∞	$10^5 \div 10^6$

Nếu mắc các mạch phản hồi giữa đầu ra với đầu vào của khuếch đại thuật toán ta sẽ có được các khâu chức năng khác nhau. Do tính chất có hệ số khuếch đại rất lớn tính chất của các mạch có phản hồi sẽ hoàn toàn do các mạch phản hồi xác định. Đây là đặc tính quý báu nhất của khuếch đại thuật toán

toán và làm cho khuếch đại thuật toán là phần tử không thể thiếu được trong các mạch xử lý tín hiệu. Trong chế độ hở mạch khuếch đại thuật toán được sử dụng như những khâu so sánh.

7.2.2. Sơ đồ ứng dụng

a) Mạch khuếch đại đảo (hình 7.6)

Trên sơ đồ hình 7.6 điện áp ra ở đầu ra của KĐTT bị hạn chế bởi điện áp nguồn nuôi. Áp dụng hai tính chất của KĐTT là:

1. Tổng trở đầu vào vô cùng lớn, nghĩa là không có dòng đi vào đầu vào KĐTT, do đó ta có $I_1 = I_2$. (dòng qua điện trở R_1 và R_2).

2. Hệ số khuếch đại vô cùng lớn, do đó với một điện áp ở đầu ra U_o nào đó thì sai lệch điện áp giữa hai đầu vào (+) và (-) sẽ là vô cùng nhỏ, gần bằng 0V. Điều này nghĩa là về mặt thế có thể coi $U_i^{(+)} = U_i^{(-)}$, bởi vậy điểm $U^{(+)}$ còn gọi là điểm "0" ảo.

$$\text{Vậy } I_1 = U_i/R_1,$$

$$I_2 = -U_o/R_2,$$

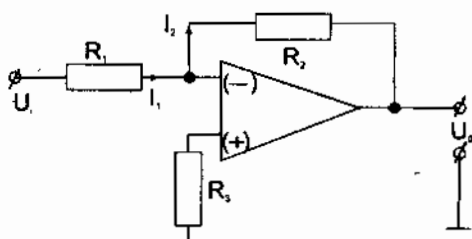
$$\text{do đó } \frac{U_o}{R_2} = -\frac{U_i}{R_1}.$$

$$\text{Hay: } U_o = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)U_i$$

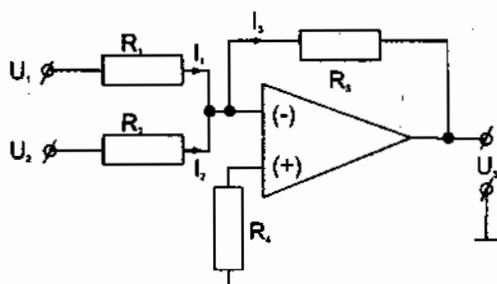
Như vậy R_2/R_1 là hệ số khuếch đại của sơ đồ và không phụ thuộc vào bản thân KĐTT.

b) Mạch cộng tín hiệu

Giống như trên sơ đồ mạch khuếch đại đảo điểm đầu vào $U^{(+)}$ coi là điểm "0" ảo và không có dòng đi vào KĐTT, ta có:



Hình 7.6. Mạch khuếch đại đảo



Hình 7.7. Mạch cộng tín hiệu

$$I_1 = U_1/R_1,$$

$$I_2 = U_2/R_2,$$

$$I_3 = -U_3/R_3,$$

nhưng

$$I_3 = I_1 + I_2,$$

suy ra:

$$(U_1/R_1 + U_2/R_2) = -U_3/R_3,$$

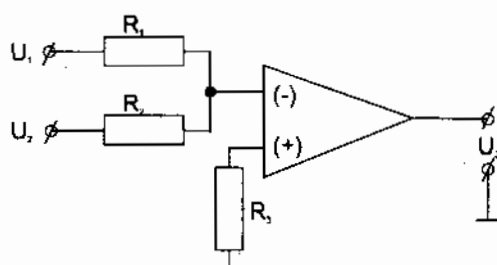
hay

$$U_3 = - \left[\left(\frac{R_3}{R_1} \right) U_1 + \left(\frac{R_3}{R_2} \right) U_2 \right]$$

c) Mạch so sánh

1) So sánh một cổng:

Hình 7.8.
So sánh một cổng.



Ở đầu vào KĐTT do tổng trở R_1 rất lớn nên dòng đi vào KĐTT là không đáng kể, do đó:

$$U_i^{(-)} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) U_1 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) U_2$$

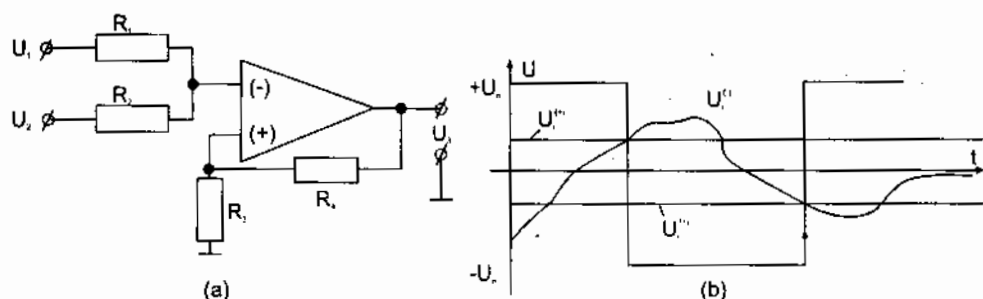
Nếu $U_i^{(-)} > U_i^{(+)} = 0V$ đầu ra KĐTT U_3 sẽ bão hoà ở $-U_n$

Nếu $U_i^{(-)} < U_i^{(+)} = 0V$ đầu ra KĐTT U_3 sẽ bão hoà ở $+U_n$.

2) So sánh 1 cổng có trễ (Trigơ Smith):

Trong sơ đồ so sánh một cổng có trễ đầu ra của KĐTT có phản hồi dương với đầu vào thông qua phân áp R_3, R_4 . Mạch phản hồi này có tác dụng làm tăng khoảng cách phân biệt giữa đầu vào $U_i^{(-)}$ và $U_i^{(+)}$ ngay sau khi đầu ra bắt đầu thay đổi, điều này làm sườn xung ở đầu ra dốc hơn (hay nói cách khác là $\frac{dU_o}{dt}$ lớn hơn). Mặt khác đầu ra sẽ chỉ thay đổi khi điện áp đầu vào thay đổi

vượt qua một ngưỡng nhất định, gọi là độ trễ như được minh hoạ trên hình 7.9. Điều này làm khả năng chống nhiễu của sơ đồ tốt hơn.



Hình 7.9. So sánh 1 cổng có trễ (Trigơ Smith).

a) sơ đồ nguyên lý; b) đồ thị điện áp đầu ra so với điện áp đầu vào.

Theo sơ đồ nguyên lý trên hình 7.9 ta có:

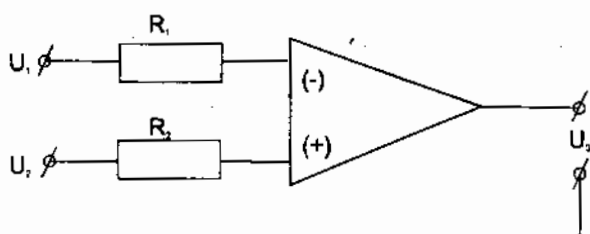
$$U_i^{(-)} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) U_1 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) U_2,$$

$$U_i^{(+)} = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) U_3.$$

Giả sử ban đầu đầu ra đang bão hoà ở $+U_n$. Nếu $U_i^{(-)}$ có giá trị dương và tăng lên đến giá trị $U_i^{(-)} > U_i^{(+)}$ thì đầu ra sẽ thay đổi $U_3 \approx -U_n$ và lập tức $U_i^{(+)}$ bị 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 $-U_n$ và sẽ chỉ bị 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_3 trở về giá trị bão hoà ở $+U_n$. Điều này được minh hoạ trên đồ thị hình 7.9.b.

3) So sánh hai cổng

Hình 7.10.
So sánh hai cổng

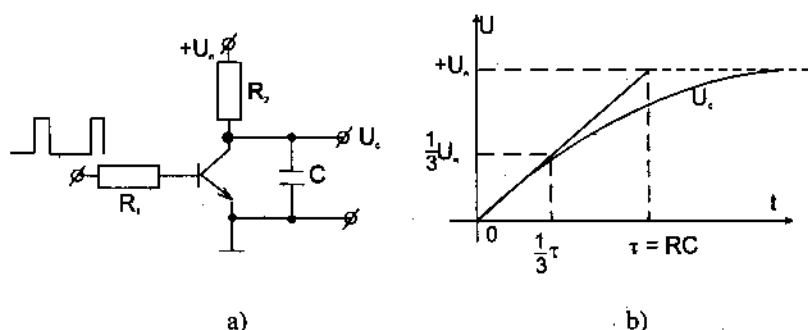


Với sơ đồ như trên hình 7.10 nếu $U_1 > U_2$ thì $U_3 \approx +U_n$, nếu $U_1 < U_2$ thì $U_3 \approx -U_n$.

Như vậy mạch so sánh một cổng dùng để so sánh các tín hiệu khác dấu, còn so sánh hai cổng dùng để so sánh các tín hiệu cùng dấu.

7.2.3. Mạch tạo tín hiệu răng cưa

1. Dùng khoá transistor: Mạch tạo tín hiệu răng cưa dùng khoá transistor cho trên hình 7.11.



Hình 7.11. Mạch tạo tín hiệu răng cưa dùng khoá transistor.
a) sơ đồ nguyên lý; b) đồ thị điện áp trên tụ C

Trên sơ đồ hình 7.11 khi T mở, tụ C phóng điện qua khoá T, $U_C=0$. Khi T khoá, tụ C nạp điện từ $+U_n$ qua R_2 , điện áp trên tụ thay đổi theo quy luật hàm mũ với hằng số thời gian $\tau = RC$.

$$U_C = U_n(1 - e^{-t/(RC)}) = U_n \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

Để lấy đoạn tuyến tính của điện áp trên tụ có thể chọn $T = \frac{1}{3}\tau = (1/3).(RC)$.

Khi đó $U_{cm} = (1/3).U_n$.

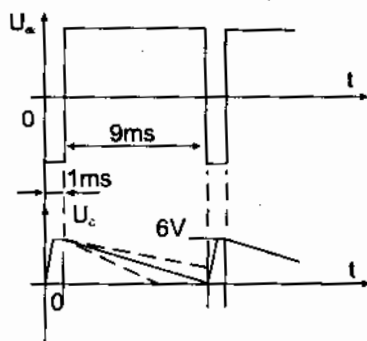
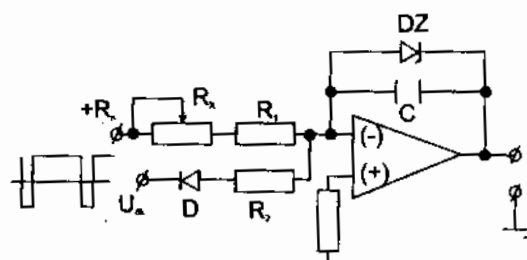
Ví dụ: $U_n = +15V$, $T = 10ms$

Chọn $RC = 3T = 3 \cdot 10ms = 30ms$.

Chọn $C = 0,5\mu F$, từ đó $R = (30 \cdot 10^{-3}) / (0,5 \cdot 10^{-6}) = 60 k\Omega$

Với $R = 60k\Omega$, $I_{R,max} = 15 / (60 \cdot 10^3) = 0,25mA$, quá nhỏ, vì vậy ta phải giảm nhỏ R. Có thể chọn $C = 2,2\mu F$, $R = 15 k\Omega$.

2. Dùng khuếch đại thuật toán: Mạch tạo tín hiệu răng cưa dùng khuếch đại thuật toán sẽ cho độ tuyến tính của sườn răng cưa tốt hơn. Sơ đồ cho trên hình 7.12.



Hình 7.12. Mạch tạo tín hiệu răng cưa dùng khuếch đại thuật toán.

a) sơ đồ nguyên lý; b) đồ thị điện áp

Trên sơ đồ hình 7.12 khi $U_{dk} = -U_n$, diốt D thông: $I_{R2} = U_{dk}/R_2 = -U_n/R_2$. Nếu chọn $U_{DZ} = 6V$, ta chọn điện trở R_2 sao cho dòng qua tụ C trong khoảng 1ms đạt đến giá trị U_{DZ} của diốt ổn áp.

Nếu dòng qua tụ có giá trị không đổi điện áp trên tụ thay đổi theo quy luật tuyến tính $U_c = (I/C)t$, do đó $I/C = U_c/t = 6/(1 \cdot 10^{-3}) = 6 \cdot 10^3$. Từ đó dòng qua tụ có giá trị:

$$I_c = C \cdot 6 \cdot 10^3.$$

Chọn tụ $C = 0,22 \mu F$

$$I_c = 0,22 \cdot 10^{-6} \cdot 6 \cdot 10^3 = 1,32 (mA),$$

$$R_2 = U_n/I_c = 12/(1,32 \cdot 10^{-3}) = 9,05 \cdot 10^3 \Omega.$$

Chọn $R_2 = 8,2 k\Omega$.

Trong khoảng 9ms còn lại dòng qua tụ C bằng dòng qua điện trở $R_x + R_1$. Ta phải chọn giá trị dòng điện sao cho tụ C phóng điện về đến 0V sau đúng 9ms.

Trong khoảng thời gian này điện áp trên tụ C thay đổi theo quy luật:

$$U_c = U_{co} - (I/C) \cdot t, \text{ với } U_{co} = U_{DZ} = 6V.$$

Vậy: $0 = 6 - (I/C) \cdot 9 \cdot 10^{-3}$ hay $I_c = (C \cdot 6)/(9 \cdot 10^{-3})$

$$= (0,22 \cdot 10^{-6} \cdot 6)/(9 \cdot 10^{-3}) = 0,147 \cdot 10^{-3} (A).$$

Vì $I_c = U_n/(R_x + R_1)$ suy ra $R_x + R_1 = U_n/I_c =$

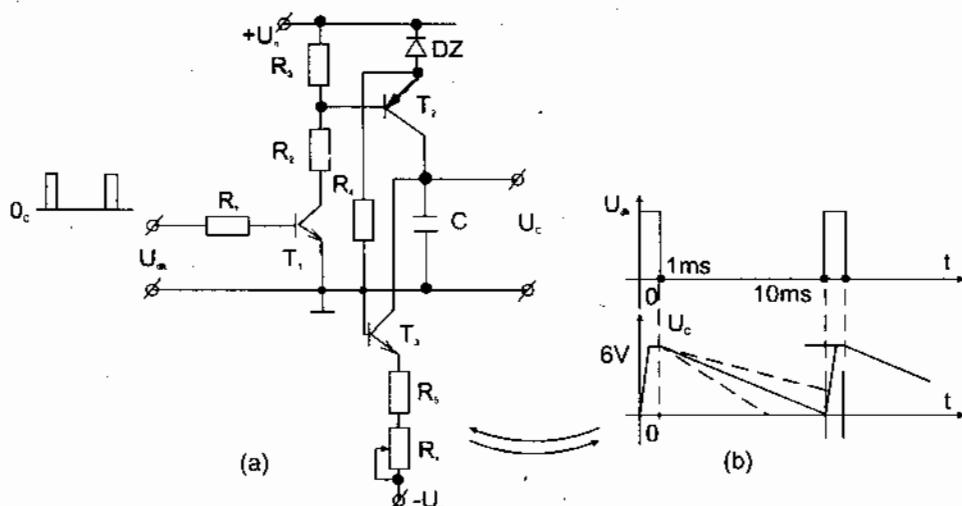
$$= 12/(0,147 \cdot 10^{-3}) = 82 \cdot 10^3 (\Omega).$$

Để hiệu chỉnh được điện áp trên tụ C đúng bằng 0V sau 9ms và có khả năng điều chỉnh điện áp răng cưa ở nhiều kênh khác nhau ta chọn:

$$R_1 = 51 k\Omega \text{ là điện trở cố định, } R_x = 51 k\Omega \text{ là biến trở điều chỉnh.}$$

Máy phát điện áp răng cưa dùng KĐTT sẽ đảm bảo độ tuyến tính và độ ổn định cao, tốt nhất so với các sơ đồ khác dùng transistor.

3. Mạch tạo răng cưa dùng nguồn dòng transistor (hình 7.13)



Hình 7.13. Mạch tạo răng cưa dùng nguồn dòng transistor
a) sơ đồ nguyên lý; b) đồ thị điện áp phóng của tụ C

Mạch tạo răng cưa có chất lượng tương đối tốt nếu ta tạo dòng phóng cho tụ bằng một nguồn dòng. Trên sơ đồ transistor T_3 làm việc ở chế độ nguồn dòng vì điện áp trên các điện trở emitter $R_5 + R_x$ bằng:

$$U_{R_5+R_x} = U_n - U_{BE, T_3} = 12 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 11,4 \text{ V} = \text{const.}$$

do đó: $I_{E, T_3} = U_{R_5+R_x} / (R_5 + R_x) = \text{const.}$

Sơ đồ làm việc như sau: tín hiệu điều khiển U_{dk} sẽ mở T_1 trong vòng 1ms và khoá T_1 trong 9ms còn lại. Thế emitter của T_2 được cố định do diốt ổn áp D_{DZ} , ví dụ nếu $U_{DZ} = 6\text{V}$ thì $U_{E, T_2} = U_n - U_{DZ} = 12 - 6 = 6\text{V}$. Khi T_1 khoá $U_{CT1} \approx 12\text{V}$, do đó T_2 cũng bị khoá vì thế vừa bazơ cao hơn thế của emitter. Khi T_1 mở $U_{CT1} \approx 0\text{V}$, phân áp R_2, R_3 sẽ làm cho bazơ của T_2 âm hơn emitter, dẫn đến T_2 mở. Tụ C được nạp theo đường từ $+U_n, D_{DZ}, T_2, C$ và điểm trung tính của nguồn. Điện áp trên tụ tăng rất nhanh đến giá trị $U_{CT2} \approx U_{E, T_2} \approx 6\text{V}$, sau đó không thể tăng cao hơn nữa được vì như vậy T_2 sẽ bị khoá, lúc này tụ C sẽ phóng điện qua nguồn dòng tạo bởi T_3 , kết quả ta thu được sườn sau của điện áp trên tụ có dạng giảm tuyến tính.

Ví dụ tính toán:

Chọn tụ $C = 0,22 \mu\text{F}$.

Khi tụ phóng $U_C = U_{CO} - (I_C/C).t$, với $U_{CO}=6V$. Sau khoảng thời gian $t=t_x=9ms$ điện áp trên tụ về đến giá trị 0. Vậy ta có:

$$0 = U_{CO} - (I_C/C).9.10^{-3}$$

Từ đó xác định được:

$$I_C = (C.U_{CO})/(9.10^{-3}) = (0,22.10^{-6}.6)/(9.10^{-3}) = 0,147.10^{-3}A$$

$$R_5 + R_X = U_{R_5+R_X}/I_C = 11,4/(0,147.10^{-3}) = 78k\Omega.$$

Chọn $R_5 = 62k\Omega$ là điện trở cố định, $R_X = 47k\Omega$ là biến trở điều chỉnh

Để trong $1ms$ tụ nạp từ 0 đến $6V$, dòng qua tụ phải có giá trị:

$$I_{C.nap} \geq (U_C.C)/t = (6.0,22.10^{-6})/(1.10^{-3}) = 1,32.10^{-3}A.$$

Nếu chọn dòng qua diốt ổn áp $D_{1/2}$ bằng $10mA$ thì sẽ đảm bảo dòng cho tụ nạp khi T_2 mở. Vậy:

$$R_4 = 6/(10.10^{-3}) = 0,6.10^3 = 0,6k\Omega.$$

Chọn $R_4 = 560\Omega$.

Chọn dòng qua R_2, R_3 bằng $2mA$ là đủ khi cần cung cấp dòng bazơ cho T_2 .

$$R_2 + R_3 = 12/(2.10^{-3}) = 6k\Omega$$

Vậy: $R_2 = 2,7k\Omega$

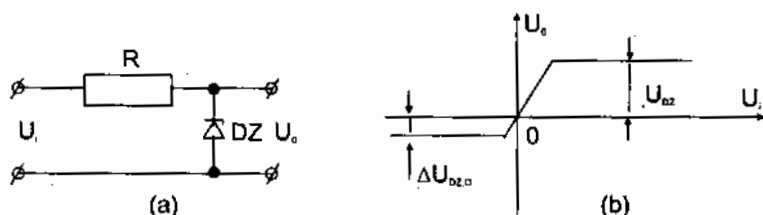
$$R_3 = 3,3k\Omega$$

chọn $R_1 = 10k\Omega$.

7.2.3. Mạch hạn chế tín hiệu

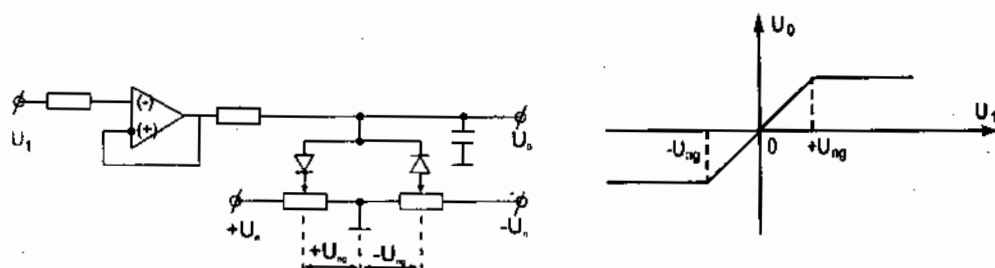
Mạch hạn chế tín hiệu rất cần thiết trong nhiều trường hợp, ví dụ để bảo vệ các đầu vào của các phần tử tích cực (transistor, IC,...), để quy chuẩn các tín hiệu, để hạn chế các đại lượng trong quá trình (dòng điện, điện áp, tốc độ, ...).

1. Mạch hạn chế tín hiệu đơn giản, dùng diốt ổn áp.



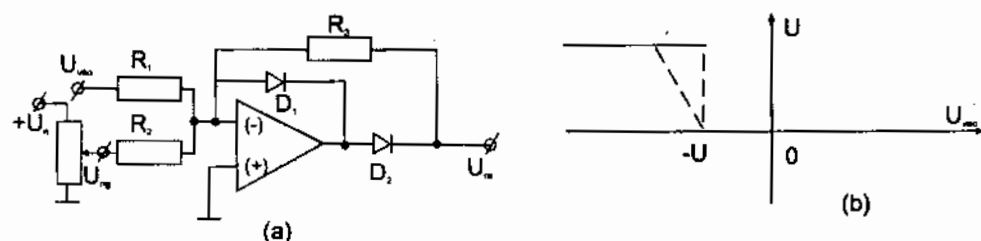
Hình 7.14. Đặc tính giới hạn tín hiệu
a) sơ đồ nguyên lý; b) giản đồ điện áp

2. Mạch hạn chế tín hiệu, điều chỉnh được ngưỡng.



Hình 7.15. Mạch hạn chế tín hiệu điều chỉnh được ngưỡng

3. Mạch hạn chế tín hiệu tích cực :



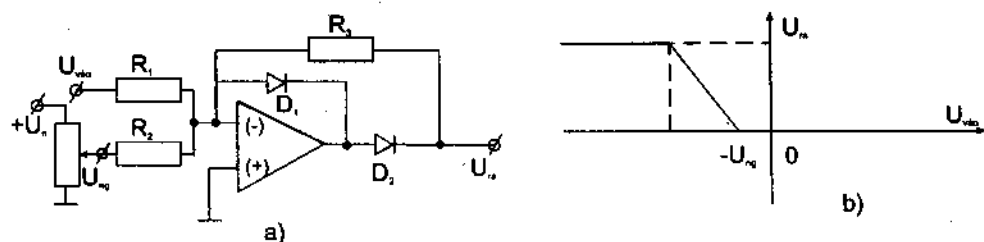
Hình 7.16. Mạch hạn chế tín hiệu tích cực dùng KĐTT.

a) sơ đồ nguyên lý; b) giản đồ điện áp

Khi điện áp vào $U_{vào}$ có giá trị tuyệt đối nhỏ hơn U_{ng} đầu ra của KĐTT A1 có xu hướng âm, dẫn đến diode D_1 thông và U_{ra} bị cố định ở mức 0. Nếu $U_{vào} > U_{ng}$ thì U_{ra} có xu hướng dương lên. Nếu R_3 có giá trị đủ lớn, D_2 thông và cố định đầu ra ở mức $+U_{bảo\ hoà}$.

Đặc tính của tín hiệu ra có thể được làm mềm bớt để phục vụ cho các quá trình hạn chế các đại lượng bên ngoài nếu thay điện trở R_3 với giá trị nhỏ hơn, hoặc thay bằng một mạch RC như ví dụ cho trên hình 7.17.

Nếu $R_1=R_2=R_3$ mạch này có thể dùng để tạo đặc tính hạn chế kiểu đặc tính máy xúc. Ví dụ nếu $U_{vào}$ là lượng phản hồi, khi $U_{vào} < U_{đặt}$ hệ thống coi như không có phản hồi. Khi $U_{vào} \geq U_{đặt}$ thì $U_{ra} = U_{vào}$ và mạch phản hồi bắt đầu hoạt động. Tác dụng có thể là sẽ giữ cho lượng bị điều chỉnh giữ ở giá trị bằng với lượng đặt hoặc với sai số tính nào đó.



Hình 7.17. Mạch hạn chế có ngưỡng tạo đặc tính máy xúc $R_1 = R_2 = R_3$.

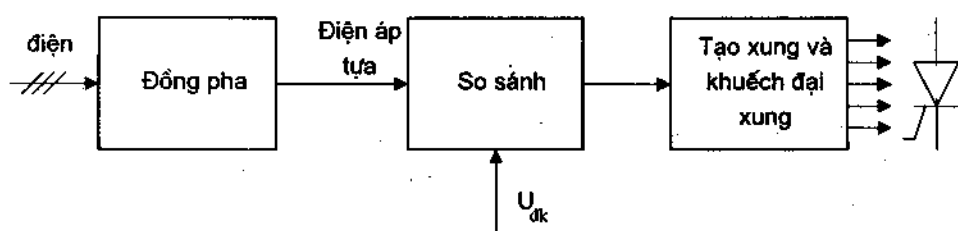
a) sơ đồ nguyên lý; b) đường đặc tính

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 xoay chiều. Các bộ chỉnh lưu, các bộ nghịch lưu phụ thuộc, các bộ biến đổi xung áp xoay chiều, các bộ biến tần trực tiếp là các bộ biến đổi phụ thuộc. Nguyên lý xây dựng hệ thống điều khiển cho các bộ biến đổi này là giống nhau.

7.3.1. Sơ đồ cấu trúc (hình 7.18)

Hệ thống điều khiển các bộ chỉnh lưu phải tạo ra các xung điều khiển cấp cho các thyristor trong mạch lực. Các xung điều khiển phải đảm bảo được phạm vi điều chỉnh của góc α . Thông thường α thay đổi trong phạm vi từ 0° đến 180° . Nếu tính đến các khả năng về hạn chế góc α thì phạm vi thay đổi là từ α_{min} đến α_{max} :



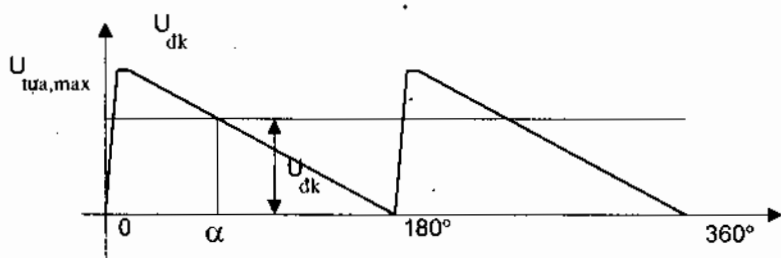
Hình 7.18. Sơ đồ cấu trúc.

$$\alpha_{min} = 10^\circ \div 15^\circ$$

$$\alpha_{max} = 160^\circ \div 170^\circ$$

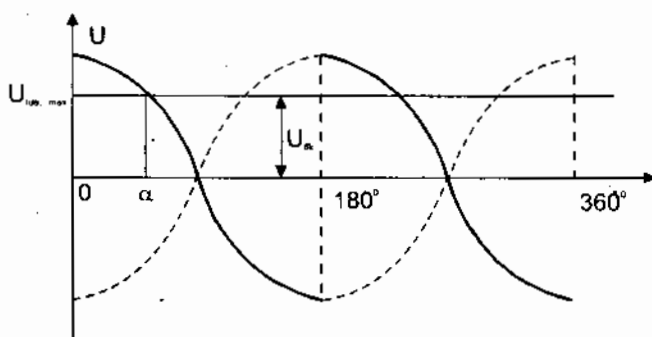
Góc α được tính từ điểm chuyển mạch tự nhiên. Vì vậy trong sơ đồ cấu trúc khâu chức năng đầu tiên là khâu đồng pha với nhiệm vụ tạo ra điện áp

tự động bộ với điện áp lưới, nghĩa là cho phép xác định giá trị đầu của góc điều khiển α . Thông thường điện áp tự có dạng răng cưa (hình 7.19) hoặc một phần của hình sin được dịch pha đi 90° , gọi là dạng cosin (hình 7.20).



Hình 7.19. Điện áp tự răng cưa.

Tiếp theo trong sơ đồ cấu trúc là khâu so sánh, tại đó điện áp tự so sánh với điện áp điều khiển $U_{đk}$ để xác định góc điều khiển α .



Hình 7.20. Điện áp tự dạng cosin

Ta đã biết trong chỉnh lưu có điều khiển thì :

$$U_{đ\alpha} = U_{đ0} \cdot \cos \alpha.$$

Vậy với điện áp tự dạng răng cưa ta có:

$$U_{đ\alpha} = U_{đ0} \cdot \cos[\pi(1 - U_{đk}/U_{tự, max})]$$

Hay nói cách khác $U_{đ\alpha}$ phụ thuộc không tuyến tính vào $U_{đk}$.

Với điện áp tự dạng cosin thì:

$$U_{đ\alpha} = U_{đ0} \cdot \cos[\arccos(U_{đk}/U_{tự, max})] = U_{đ0} \cdot (U_{đk}/U_{tự, max}).$$

Hay nói cách khác $U_{đ\alpha}$ phụ thuộc tuyến tính với điện áp điều khiển, đây là một ưu điểm của dạng điện áp tự này. Tuy nhiên, điện áp tự dạng cosin có nhược điểm là phụ thuộc vào điện áp lưới và dễ bị nhiễu theo đường nguồn, do đó trong thực tế người ta chỉ sử dụng điện áp tự dạng răng cưa là chính.

Với thời điểm xác định góc điều khiển α từ khâu so sánh, khâu tạo xung và khuếch đại xung sẽ tạo ra xung có độ rộng cần thiết và khuếch đại đủ công suất để đưa đến điều khiển các thyristor trong mạch lực.

Xung điều khiển được truyền đến cực điều khiển của thyristor thông thường thông qua biến áp xung hoặc các phần tử photocoupler để cách ly giữa mạch điều khiển và mạch lực.

7.3.2. Xây dựng mạch điều khiển

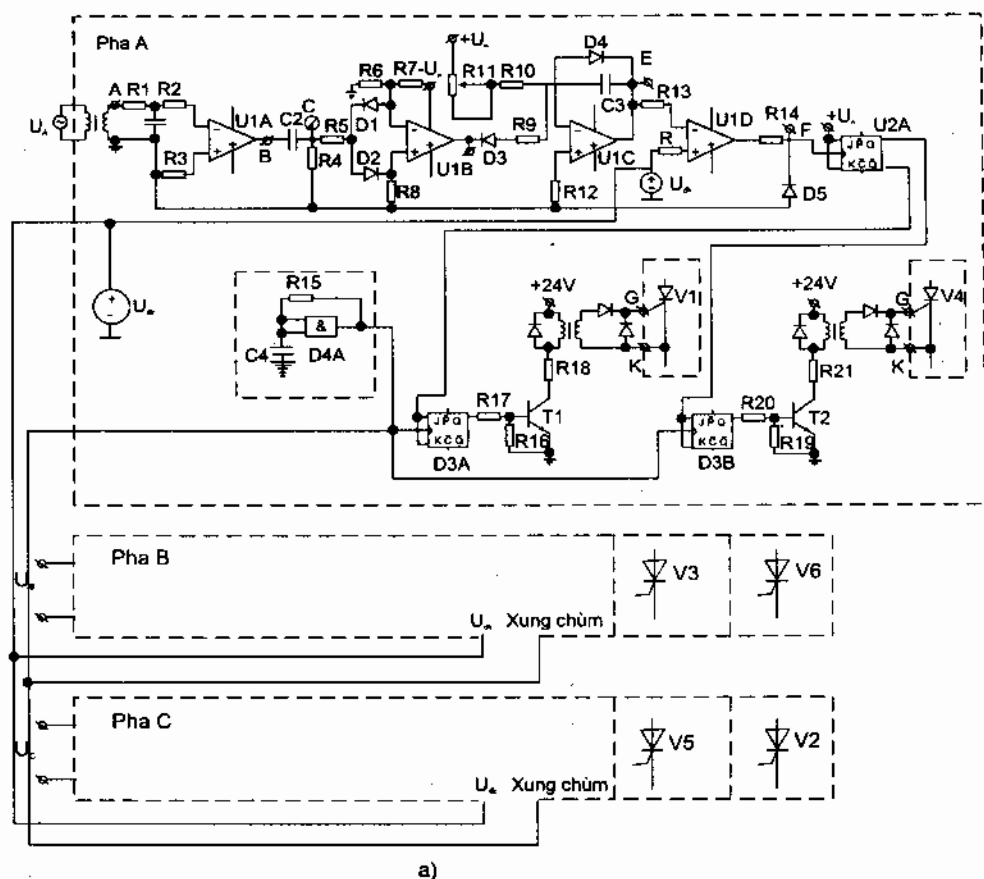
Với cấu trúc trên đây mạch điều khiển có thể thực hiện theo các hướng sau đây:

- Xây dựng mạch điều khiển dùng các phần tử tương tự rời rạc hoặc dùng mạch số (sử dụng μP).
- Xây dựng mạch điều khiển một kênh hoặc nhiều kênh.
- Xây dựng mạch điều khiển đồng bộ hoặc không đồng bộ.
- Xây dựng mạch điều khiển số và mạch điều khiển không đồng bộ đòi hỏi những kỹ thuật khá phức tạp. Vì vậy dưới đây sẽ chỉ xét đến các phương án xây dựng mạch điều khiển truyền thống, một kênh hoặc nhiều kênh bằng các phần tử rời rạc, trên cơ sở các khâu chức năng đã giới thiệu ở phần trên.

1. Xây dựng mạch điều khiển tương tự dùng các phần tử rời rạc

Xây dựng hệ thống điều khiển dùng các phần tử tương tự rời rạc là kết hợp các mạch cơ bản đã được giới thiệu ở phần 7.2 để thực hiện các khâu chức năng của sơ đồ cấu trúc. Trên hình 7.21 là một ví dụ về một hệ thống điều khiển cho một chỉnh lưu cầu 3 pha.

Trên hình 7.21a thể hiện hệ thống điều khiển bao gồm 3 kênh, mỗi kênh sẽ chịu trách nhiệm điều khiển 2 thyristor. Điện áp đồng pha lấy từ thứ cấp máy biến áp qua một mạch lọc RC đưa đến đầu vào của KĐTT U1A. U1A làm việc trong chế độ 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 R_2 , C_2 tạo nên dạng xung nhọn với biên độ bằng 2 lần biên độ xung chữ nhật. Xung vi phân được đưa đến KĐTT U1B. Đầu vào (-) của U1B được đặt dưới điện áp âm do phân áp R_6 , R_7 tạo nên. Như vậy khi điện áp tại điểm C bằng 0 V diốt D_1 , D_2 thông làm đầu vào (-) của KĐTT âm hơn đầu vào (+) nên đầu ra KĐTT sẽ bão hoà ở gần dương nguồn. Khi xung nhọn ở điểm C có giá trị dương diốt D_2 khoá, D_1 thông làm đầu vào (-) dương hơn đầu vào (+), đầu ra KĐTT sẽ lật xuống gần âm nguồn. Khi điểm C có xung nhọn âm, D_1



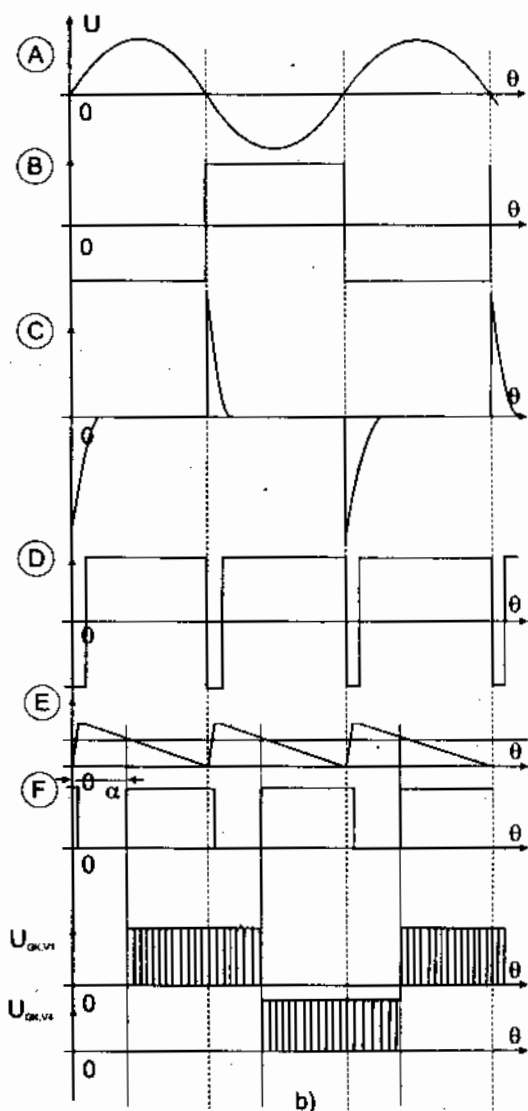
Hình 7.21. Hệ thống điều khiển cho một chỉnh lưu cầu 3 pha.

a) sơ đồ nguyên lý;

bị khoá, D_2 thông dẫn đến đầu vào (+) sẽ bị âm hơn đầu vào (-), kết quả đầu ra cũng bị lật xuống gần âm nguồn. Như vậy đầu ra tại điểm D có dạng xung với phần âm rất hẹp. Đây là tín hiệu điều khiển cho mạch tạo xung răng cưa trên KĐTT U1C. Mạch tạo răng cưa trên U1C làm việc theo nguyên lý được mô tả ở phần 7.2. Khâu so sánh trên U1D so sánh 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 mạch có điện trở hạn chế và diốt D_5 được đưa đến mạch chia xung dùng JK trigger U2A tạo nên xung điều khiển có độ rộng 180° cho mỗi nửa chu kỳ. Tiếp theo xung có độ rộng 180° được băm nhỏ với xung tần số cao tạo nên bởi

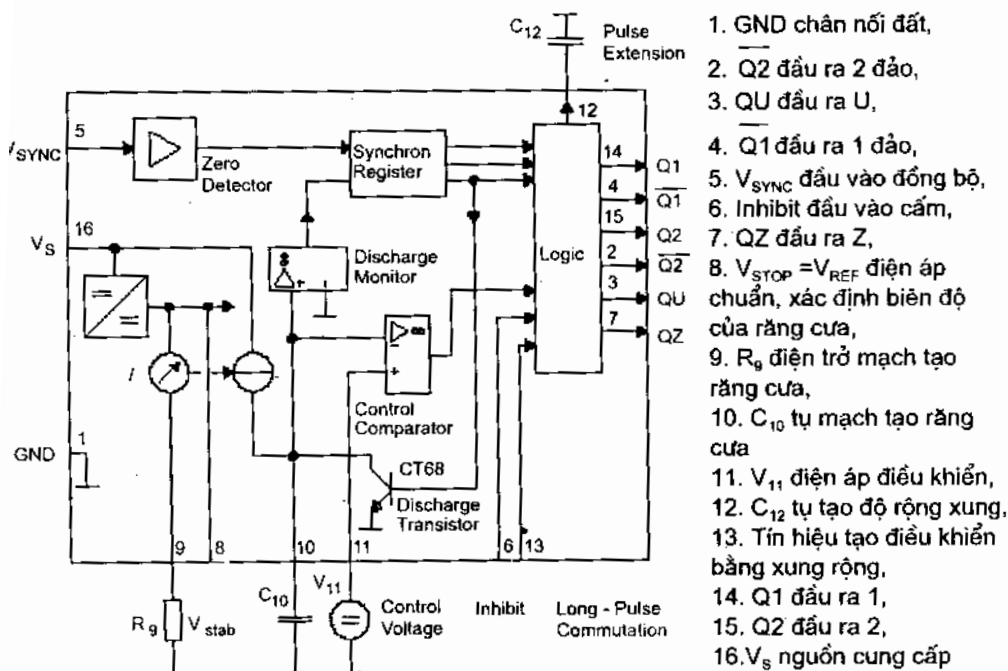
máy phát xung vuông dùng mạch NAND Smith D4A bằng hai JK trigơ D3A, D3B. Xung chùm được đưa đến mạch khuếch đại xung dùng transistor T_1 , T_2 và biến áp xung tạo nên tín hiệu điều khiển đưa đến cực điều khiển của thyristor.



Hình 7.21. Hệ thống điều khiển cho một chỉnh lưu cầu 3 pha.
(b) dạng xung.

2. Hệ thống điều khiển 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 Simen (hình 7.22a).



Hình 7.22a. Sơ đồ cấu trúc của TCA785.

Nguyên lý hoạt động của TCA785 được thể hiện qua đồ thị dạng xung trên các chân như được minh họa trên hình 7.22.b. 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), thời điểm hai giá trị bằng nhau xác định góc điều khiển φ được đưa đến khâu Logic để xử lý tạo độ rộng xung. Góc φ 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 $V_S - 2V$.

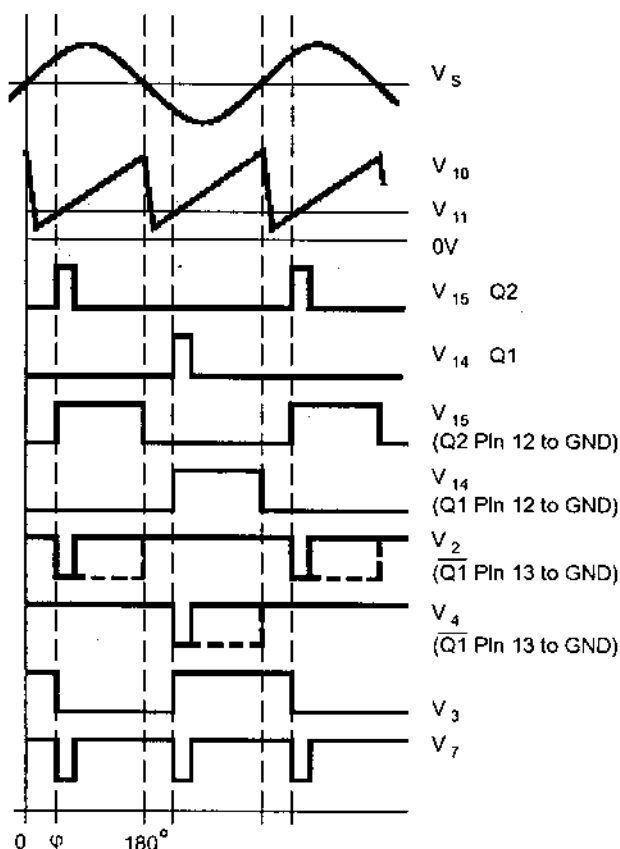
Với mỗi nửa chu kỳ, tại góc điều khiển φ , xuất hiện hai xung có độ rộng khoảng $30\mu S$ tại hai đầu ra Q1 và Q2. Độ rộng này có thể làm rộng ra tới 180° bằng tụ C_{12} . Nếu chân 12 nối đất xung điều khiển sẽ kéo dài từ φ đến

180°. Tín hiệu U ở chân 3 có độ rộng $\varphi + 180^\circ$ 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 $(180^\circ - \varphi)$. Tín hiệu cấm ở chân 6 sẽ xóa bỏ tín hiệu ra Q1, Q2 và $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

Các phần tử thêm vào ở mạch ngoài được tính toán như sau:

Tụ răng cưa C_{10} :
 $\min 500 \text{ pF}, \max 1 \mu\text{F}$.

Dòng vào của tín hiệu đồng bộ chân 5: $I_{S, \max} < 200 \mu\text{A}$.



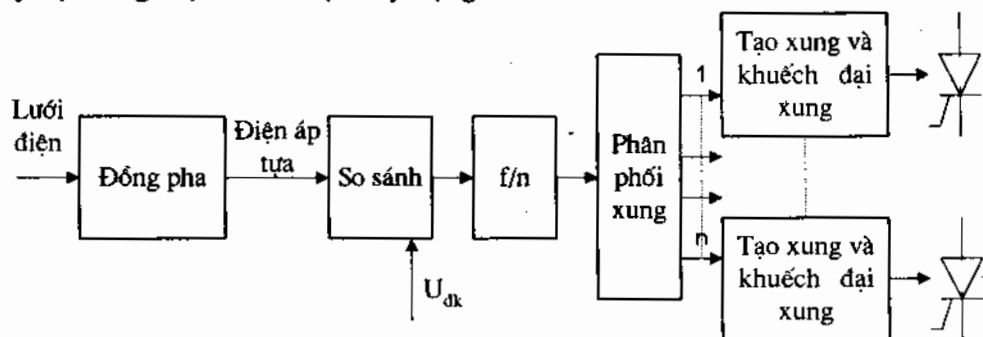
Hình 7 - 22b. Đồ thị dạng xung của TCA785.

Thời điểm phát xung: $t_{Tr} = \frac{V_{11} R_9 C_{10}}{V_{REF} K}$; Dòng nạp tụ: $I_{10} = \frac{V_{REF} K}{R_9}$.

Điện áp răng cưa (với $K=1,1 \pm 20\%$): $V_{10} = \frac{V_{REF} K t}{R_9 C_{10}}$, $V_{10, \max} = V_S - 2$.

Hình 7.22.c 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. 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 transistor BD875, truyền đến cực điều khiển của các thyristor qua các biến áp xung cách ly IT1, IT2. 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 μF và 0,1 μF 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.

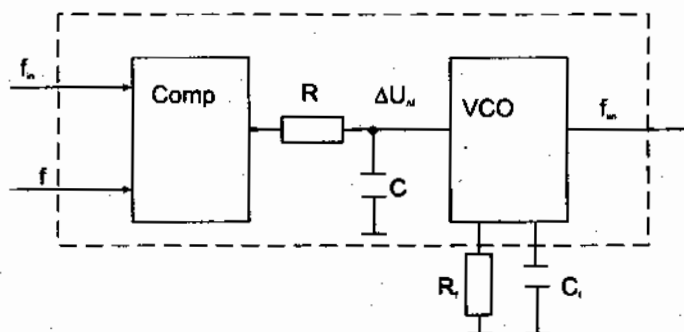
về tính tác động nhanh thì hệ thống một kênh sẽ kém hơn. Về mặt nguyên lý hệ thống một kênh được xây dựng như sơ đồ cấu trúc trên hình 7.23.



Hình 7.23. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển một kênh.

Theo nguyên lý này tín hiệu đồng bộ và khâu so sánh sẽ chỉ thực hiện cho một pha điện áp lưới. Sau đó tín hiệu xác định góc điều khiển α từ đầu ra khâu so sánh sẽ được đưa đến bộ chia tần, trong đó n là số pha của bộ chỉnh lưu. Tín hiệu từ đầu ra bộ chia tần sẽ được đưa bộ đếm vòng thực hiện chức năng như một bộ phân phối xung để tạo ra n xung điều khiển cho n thyristor.

Khâu chia tần có thể thực hiện bằng vi mạch CD 4046 với sơ đồ cấu trúc như ở hình 7.24.

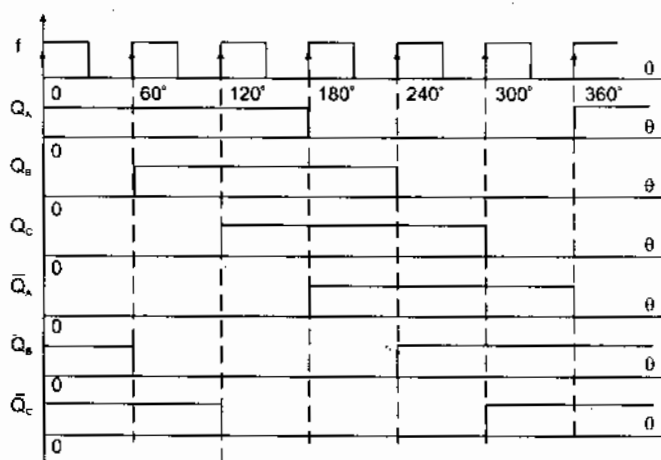


Hình 7.24. Sử dụng CD 4046 trong mạch chia tần số.

Khâu so sánh tần số có nhiệm vụ so sánh 2 tín hiệu với tần số chủ đạo và phản hồi. Sai lệch về tần số giữa hai tín hiệu này thể hiện dưới dạng các xung với độ rộng tỷ lệ với sai lệch về pha giữa hai tín hiệu. Dãy xung ở đầu ra của khâu này được làm phẳng bởi mạch tích phân R-C, đầu ra của mạch này là tín hiệu điện áp tỷ lệ với sai lệch tần số giữa tín hiệu chủ đạo và tín hiệu phản hồi.

VCO: Bộ biến đổi điện áp - tần số. Tín hiệu tỷ lệ với sai lệch tần số đưa vào đầu vào của VCO. Tín hiệu ở đầu ra của VCO sẽ được hiệu chỉnh liên tục theo sai lệch tần số ở đầu vào. Tần số của VCO sẽ được hiệu chỉnh theo ý muốn ứng với một giá trị nhất định của điện áp vào. Với mục đích chia tần có thể hiệu chỉnh để điện áp ở đầu ra của VCO có tần số bằng $f.n$ khi điện áp đầu vào là 0, ứng với tần số chủ đạo bằng tần số phản hồi.

Bộ đếm vòng có nhiệm vụ như bộ phân phối xung. Để tạo ra các xung dịch pha nhau 60° thì mạch đếm vòng với tỷ số $f:3$ rất thường được sử dụng. Sơ đồ mạch đếm vòng $f:3$ với 3 trigơ D có các tín hiệu ra như được biểu diễn trên hình 7.25.



Hình 7.25. Tín hiệu đầu ra của một bộ đếm vòng.

Ví dụ: Ở hệ thống điều khiển chỉnh lưu cầu 3 pha tín hiệu từ sau khâu so sánh có tần số 100Hz, bộ chia tần phải tạo ra tần số 300 Hz, sau đó qua bộ đếm vòng ta sẽ có các xung điều khiển với tần số 50 Hz. Biểu đồ xung điều khiển có dạng như ở hình 7.26.

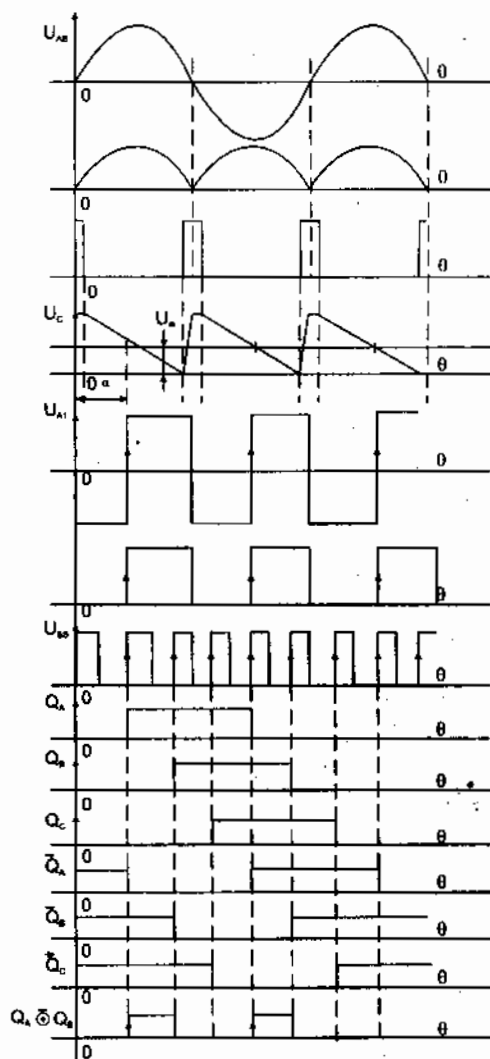
Hình 7.26 là biểu đồ dạng xung ở bộ điều khiển một kênh cho chỉnh lưu cầu 3 pha. U_1 : Điện áp đồng pha lấy từ lưới điện; U_{df} : Điện áp răng cưa ở đầu ra của khâu đồng pha; U_{ss} : đầu ra của bộ chia tần; $Q_A, Q_B, Q_C,$

$\bar{Q}_A, \bar{Q}_B, \bar{Q}_C$: Các đầu ra của bộ đếm vòng.

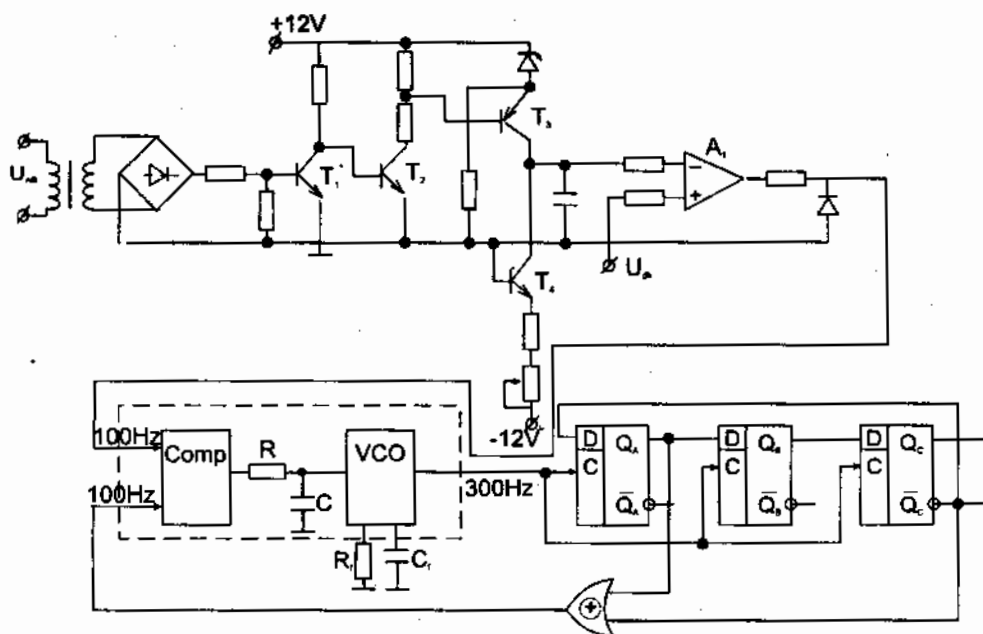
Sơ đồ nguyên lý của hệ thống điều khiển cho trên hình 7.27. Hệ thống làm việc với một kênh đồng bộ với điện áp dây U_{AB} . Các diốt D_1-D_4 và các transistor từ T_1 đến T_4 tạo ra tín hiệu điện áp tựa răng cưa với tần số 100Hz. Điện áp tựa so sánh với điện áp điều khiển U_{dk} tại KĐTT A_1 . Đầu ra của A_1 sẽ là tín hiệu xung xác định góc điều khiển α . U_{ss} có tần số 100 Hz

như trên đồ thị trên hình 7.26. Thông qua bộ chia tần dùng vi mạch CD4046 và bộ đếm vòng các tín hiệu điều khiển lệch nhau một góc 60° Q_A , Q_B , Q_C , $\bar{Q}_A$, $\bar{Q}_B$, $\bar{Q}_C$ sẽ được sử dụng làm tín hiệu điều khiển các thyristor từ T_1 đến T_6 trong một sơ đồ chỉnh lưu cầu 3 pha.

Trong sơ đồ này tín hiệu $Q_A \oplus Q_B$ ($\oplus$ Ký hiệu phép tính EXCLUSIVE OR, có giá trị bằng 1 khi hai tín hiệu vào giống nhau và bằng 0 khi hai tín hiệu đó khác nhau) tạo ra tín hiệu đồng bộ về pha với U_{ss} . Bộ so sánh pha trong vi mạch CD4046 so sánh U_{ss} với $Q_A \oplus Q_B$ và sẽ tạo ra độ dịch chuyển về pha cần thiết cho 6 tín hiệu ra mỗi khi U_{ss} bị thay đổi theo giá trị điện áp điều khiển U_{dk} .



Hình 7.26. Biểu đồ dạng xung ở bộ điều khiển một kênh cho chỉnh lưu cầu 3 pha

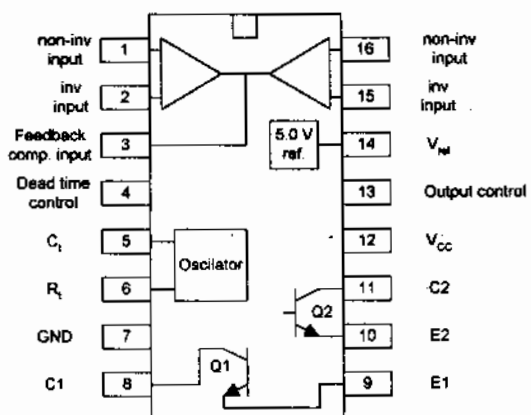


*Hình 7.27. Sơ đồ hệ thống điều khiển chỉnh lưu cầu 3 pha.
Sơ đồ một kênh chưa có phần tạo xung và khuếch đại xung.*

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 của xung điều khiển van chính trong những chu kỳ lặp lại không đổi. Người ta đã sản xuất nhiều loại IC chuyên dụng phục vụ mục đích này. Ví dụ về các IC loại này là SG1525 hoặc TL 494.

Trên hình 7.28 là sơ đồ chân và cấu trúc bên trong của IC TL 494. TL494 bao gồm một máy phát tần số cố định với tần số được xác định bởi một cặp R_f, C_f bên ngoài, một bộ so sánh để tạo ra các xung điều khiển có độ rộng thay đổi, hai bộ khuếch đại sai lệch, một bộ tạo thời gian “chết” điều chỉnh được, hai đầu ra hở collector dòng đến 200 mA.



Hình 7.28. Sơ đồ cấu tạo IC điều khiển BBDXA.

V_{CC} : nguồn cấp không ổn áp.

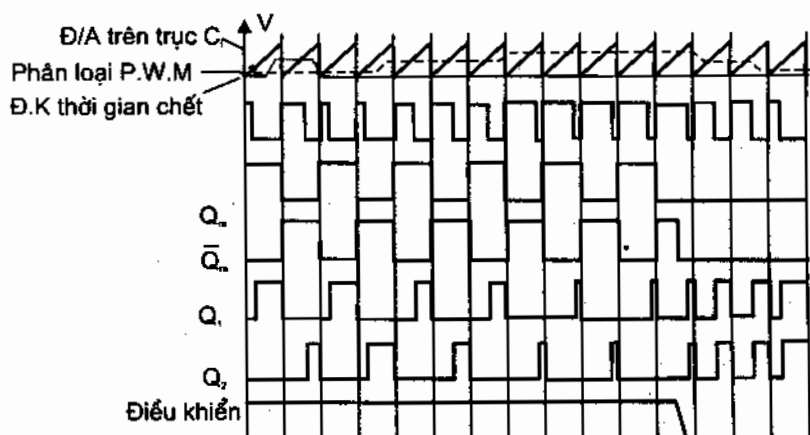
V_{ref} : Đầu ra ổn áp 5,0 V .

R_f : Điện trở định thời gian trễ

R_f, C_f : Mạch R-C định tần số làm việc .

C_1, E_1, C_2, E_2 : Đầu ra của các transistor công suất hờ collector.

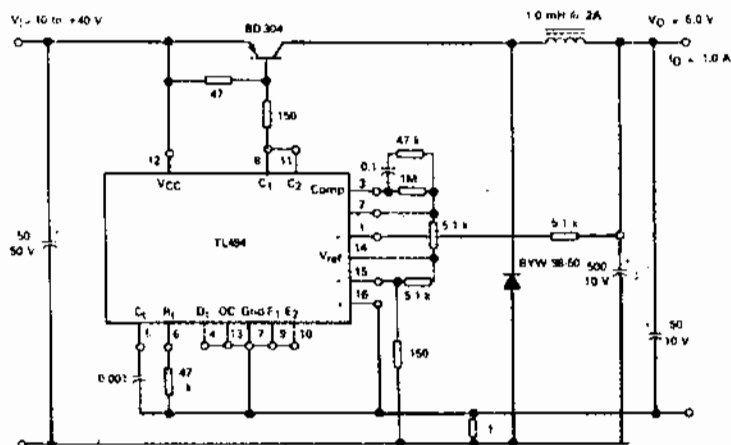
Nguyên lý hoạt động của IC này được mô tả bởi đồ thị dạng điện áp của các phần tử như trên hình 7.29.



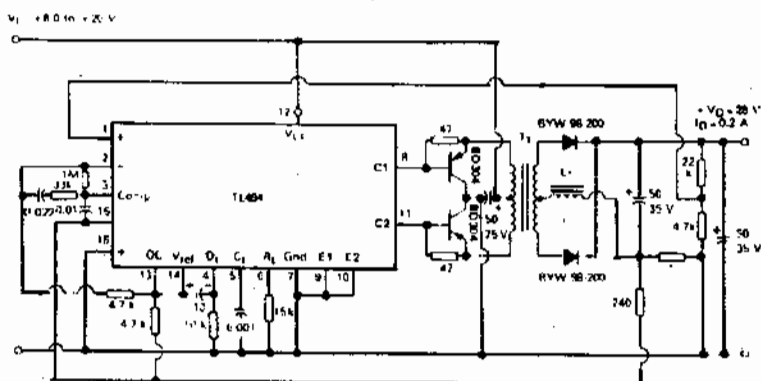
Hình 7.29. Đồ thị điện áp của sơ đồ điều khiển .

Tần số hoạt động của sơ đồ có thể được định ra bằng mạch $R_f C_f$ bên ngoài với dải thay đổi từ vài trăm Hz đến 50 kHz, thuận tiện cho nhiều mục đích ứng dụng khác nhau.

Đầu ra của tín hiệu điều khiển là hai mạch hở collector VT_1, VT_2 với dòng chịu được đến 100 mA, dễ dàng phối hợp với mạch lực bên ngoài ở cả sơ đồ cầu. Ví dụ về phối hợp với mạch lực cho trên hình 7.30.



a)



b)

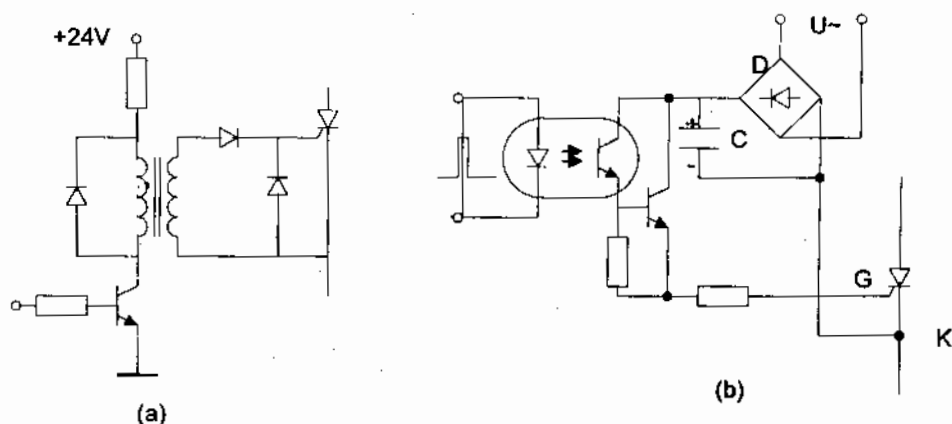
Hình 7.30. Sơ đồ phối hợp với mạch lực;

a) sơ đồ mạch lực gồm một van chính; b) sơ đồ mạch lực nửa cầu.

7.5. Mạch khuếch đại xung

Mạch khuếch đại xung (KĐX) là khâu cuối cùng, quan trọng trong hệ thống điều khiển. Khâu KĐX có nhiệm vụ khuếch đại tín hiệu điều khiển đưa đến để điều khiển các van bán dẫn công suất đảm bảo các tham số cơ bản như biên độ, độ rộng và công suất. Một trong những nhiệm vụ cơ bản của KĐX là cách ly giữa hệ thống điều khiển và mạch động lực.

Vấn đề cách ly giữa mạch lực và mạch điều khiển thông thường được thực hiện bởi biến áp xung (BAX) hoặc các phần tử photocoupler (FT). Ví dụ về sử dụng BAX và FT để truyền tín hiệu điều khiển đến cực điều khiển của một thyristor được cho trên hình 7.31. Khi dùng FT vấn đề là phải tạo được mạch nguồn cho phía cực điều khiển. Điều này được thể hiện trên hình 7.31b), mạch nguồn được tạo bởi nguồn xoay chiều $U_{\sim}$, cầu chỉnh lưu D và tụ lọc C.



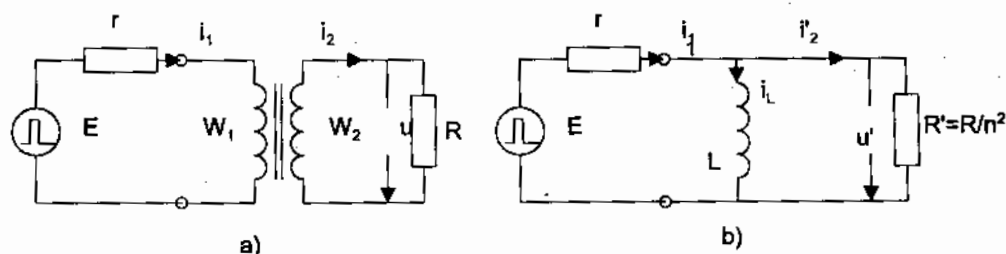
Hình 7.31. Cách ly giữa mạch lực và mạch điều khiển.

a) dùng biến áp xung; b) dùng photocoupler

1. Biến áp xung (BAX)

BAX (7.32a) là loại biến áp đặc biệt, trong đó điện áp đặt lên phía sơ cấp có dạng xung chữ nhật mà không phải là một điện áp hình sin. Điều này dẫn đến chế độ làm việc và phương pháp tính toán BAX rất khác so với các biến áp thông thường. Hình 7.32b là sơ đồ tương đương phục vụ cho tính toán.

BAX có thể được sử dụng để truyền các tín hiệu điều khiển có dạng chữ nhật hoặc trong các bộ biến đổi điện áp DC-DC. Tần số điện áp làm việc của BAX có thể từ vài trăm Hz đến hàng trăm kHz.



Hình 7.32. Sơ đồ biến đổi tương đương một BAX.
a) sơ đồ nguyên lý có BAX; b) sơ đồ tương đương

Điểm đặc biệt quan trọng của BAX là thường có số vòng dây rất ít ($\omega \leq 100$), do đó điện trở thuần của dây cuộn rất nhỏ. Điện cảm tản của các cuộn dây cũng có thể bỏ qua. Sơ đồ tương đương của một BAX được cho trên hình 7.32b.

Trong đó :

r : điện trở trong của nguồn điện áp.

E : nguồn điện áp xung chữ nhật,

$n = \omega_2 / \omega_1$: tỷ số biến áp,

$R' = R/n^2$: điện trở tải tương đương .

$i_2' = n.i_2$: dòng tải tương đương,

$u' = u/n$: điện áp tương đương trên tải,

$L_\mu = (\mu_a \omega^2 S) / l$: điện cảm từ hoá BAX,

$\mu_a = \mu \cdot \mu_0$: độ từ thẩm tuyệt đối

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

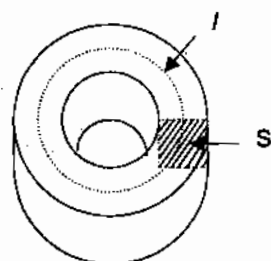
S : tiết diện mạch từ

l : chiều dài trung bình

mạch từ (hình 7.33)

Theo sơ đồ tương đương ở hình 7.32b khi điện áp E có dạng một xung chữ nhật với biên độ E và độ rộng t_x có thể coi gần đúng dòng từ hoá i_μ thay đổi tuyến tính, do đó độ từ thẩm trong lõi BAX sẽ thay đổi một lượng :

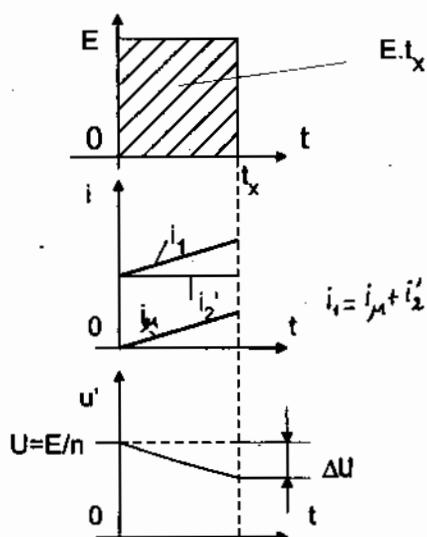
$$\Delta B = (E \cdot t_x) / (\omega_1 \cdot S)$$



Hình 7.33. Cấu tạo mạch từ của BAX

Nếu L_μ đủ lớn dòng i_μ có thể coi là không đáng kể và toàn bộ dòng tiêu thụ từ nguồn i_1 sẽ gần bằng dòng tải i_2' . Điều này nghĩa là điện áp trên tải u' sẽ lặp lại, giống như dạng điện áp nguồn E , có dạng chữ nhật.

Trong thực tế do ảnh hưởng của dòng i_μ và nội trở của nguồn r điện áp trên tải sẽ bị suy giảm ở cuối thời gian t_x một lượng ΔU , gọi là độ sụt đỉnh xung, như được biểu diễn trên hình 7.34.



Hình 7.34. Dạng điện áp, dòng điện qua biến áp

Một cách gần đúng có thể tính độ sụt đỉnh xung tương đối bằng :

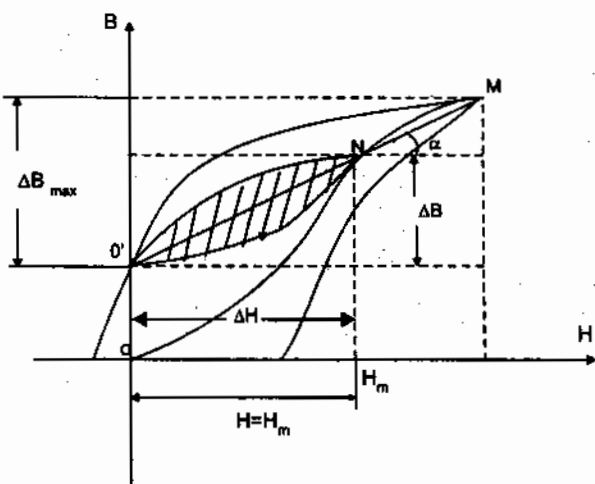
$$\delta U = \Delta U / U = \frac{t_x}{\tau_\mu}$$

Với $\tau_\mu = L_\mu / R_{ld}$,
 $R_{ld} = r / R'$

Vật liệu dùng 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 :
 $\Delta B_{max} = 700 \div 2000$ Gauss
 (1 Tesla = 10^4 Gauss);
 $\mu_\Delta = 1500$ H/m.

ΔB_{max} được sử dụng trong công thức tính BAX. $\mu_\Delta = \tan \alpha = \frac{\Delta B}{\Delta H}$ sẽ

thay thế cho độ từ thẩm tuyệt đối μ_Δ . Từ đó ta có



Hình 7.35. Đường cong từ hoá của mạch từ BAX

thể chọn được tiết diện mạch từ S và xác định số vòng dây ω_1 với lưu ý hạn chế $\omega_1 \leq 100$. Ý nghĩa của $\Delta B_{\max}$ và μ_{Δ} được thể hiện trên đường cong từ hóa của lõi BAX trên hình 7.35.

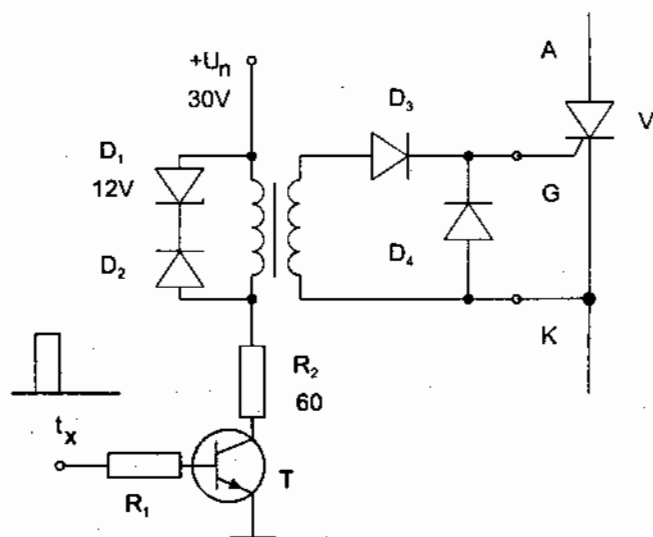
Hình 7.35 thể hiện đặc tính làm việc của mạch từ BAX trong chế độ xác lập. Theo đó khi có các xung điện áp với diện tích $E.t_x$ lặp lại điểm làm việc trên đường đặc tính từ hoá sẽ di chuyển giữa điểm O' và điểm N trên đường đặc tính từ trễ tương ứng khi độ từ thẩm thay đổi một lượng ΔB .

Từ đó có thể thấy rằng nếu nguồn điện áp đầu vào là các xung vuông xoay chiều $+(-)E$ thì ta có thể cho phép 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 BAX IT của Schaffner được dùng rất phổ biến. Các thông số của IT Schaffner được cho trong phụ lục 1. Thông số quan trọng để chọn IT là dòng điện và diện tích của xung điều khiển $E.t_x$ được biểu diễn qua $V.\mu s$.

2. Một số sơ đồ ứng dụng tiêu biểu của mạch khuếch đại xung dùng BAX

Sơ đồ tiêu biểu một mạch KĐX dùng để điều khiển một thyristor được cho trên hình 7.36.



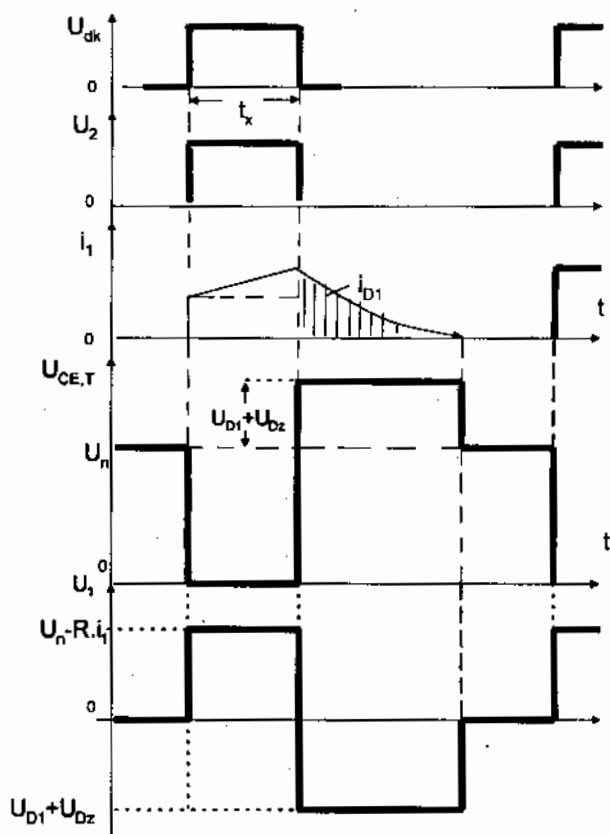
Hình 7.36. Sơ đồ một mạch KĐX điều khiển thyristor

Sơ đồ gồm một khoá transistor T được điều khiển bởi một xung có độ rộng t_x . Khi T mở bão hoà gần như toàn bộ điện áp nguồn U_n được đặt lên cuộn sơ cấp của BAX. Điện áp cảm ứng bên phía thứ cấp có cực tính tương ứng mở diốt D_3 , đưa dòng điều khiển vào giữa cực điều khiển và catốt của thyristor V. Diốt D_4 có tác dụng làm giảm điện áp ngược đặt lên giữa catốt

và cực điều khiển của thyristor V khi điện áp catôt dương hơn điện áp anôt. Điều này đảm bảo an toàn cho tiếp giáp G-K của thyristor khi V ở chế độ khoá.

Khi transistor T khoá lại dòng collector - emitter của nó sẽ về bằng 0. Tuy nhiên dòng qua cuộn dây sơ cấp BAX không thể bị dập tắt đột ngột được. Sức điện động tự cảm trên cuộn dây khi đó sẽ đảo chiều theo hướng muốn duy trì dòng i_1 , nghĩa là cực tính sức điện động có dấu (-) ở phía trên và (+) ở phía dưới. Sức điện động này có thể có giá trị rất lớn vì nó tỷ lệ với tốc độ giảm của dòng điện di_1/dt . Tuy nhiên khi đó điôt D_1 và điôt ứn áp D_2 sẽ mở ra tạo đường khép kín cho dòng điện i_1 . Dòng điện i_1 sẽ bị suy giảm dần về không do tổn hao công suất trên điện trở thuần của cuộn dây và chủ yếu do tiêu tán trên sụt áp trên điôt D_1 và D_2 . Nhờ đó điện áp trên collector của transistor T được giữ ở mức $U_n + (\Delta U_{D1} + U_{D2})$. Hình 7.37 mô tả dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ kể trên.

Hình 7.37. Dạng điện áp, dòng điện của các phần tử trên sơ đồ hình 7.36.



Điện trở R mắc nối tiếp giữa nguồn và BAX có tác dụng hạn chế dòng từ hoá BAX. Điện trở R được tính để đảm bảo dòng qua transistor T không bao giờ vượt quá dòng collector lớn nhất cho phép.

Ví dụ 1 : Tính chọn các phần tử cho mạch điều khiển một thyristor với $I_G = 0,2 \text{ A}$; $U_{GK} = 5 \text{ V}$; $t_x = 100 \mu\text{s}$.

Diện tích xung điều khiển $V_o.t (\text{V}.\mu\text{s}) = 5.100 = 500$. Với dòng điều khiển yêu cầu $I_G = 0,2 \text{ A}$ theo bảng 7.1 ta có thể chọn BAX loại IT235 (phụ lục 1) với 2 cuộn dây có tỷ số máy biến áp 1:1, điện cảm $L_p = 3 \text{ mH}$.

Dòng sơ cấp BAX : $I_1 = I_G + I_\mu$

Vì điện áp đặt lên cuộn dây BAX có giá trị không đổi nên dòng từ hoá i_μ thay đổi tuyến tính theo thời gian.

$$i_\mu = (U_1.t)/L_p$$

Như vậy : $I_{\mu, \max} = (U_1.t_x)/L_p$

Ta phải có $U_1 = U_{GK} + \Delta U_D = 5 \text{ V} + 1 \text{ V} = 6 \text{ V}$

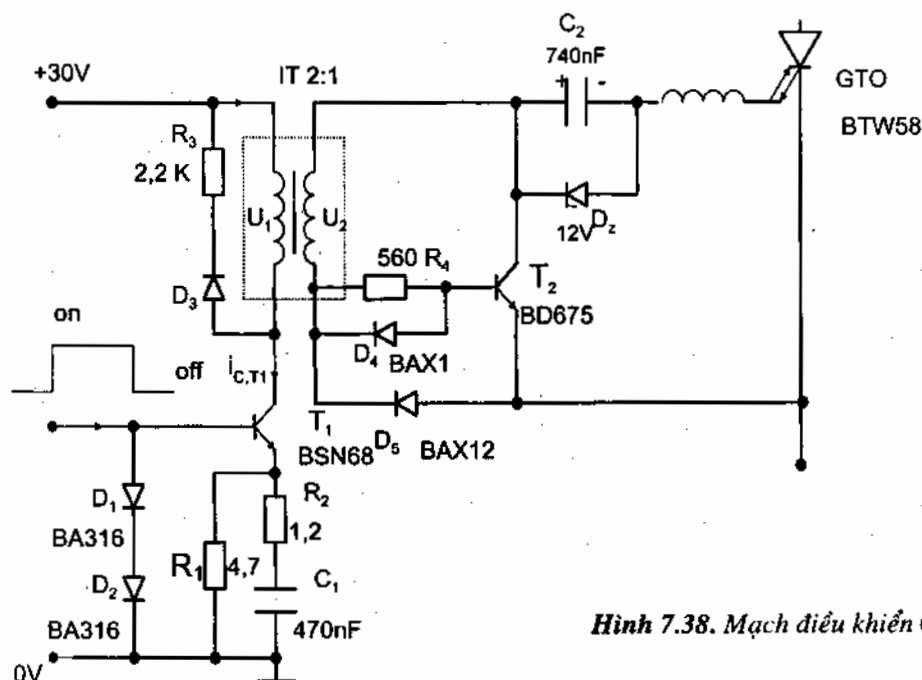
Vậy : $I_{\mu, \max} = (6.100.10^{-6})/(3.10^{-3}) = 200.10^{-3} (\text{A}) = 0,2 (\text{A})$

$$I_{1, \max} = 0,2 + 0,2 = 0,4 (\text{A})$$

Nếu $U_n = 30 \text{ V}$ ta phải chọn điện trở hạn chế $R = (30 - U_1)/I_{1, \max} = (30 - 6)/0,4 = 60 \Omega$. Theo sơ đồ trên hình 7.36 transistor T1 phải chọn loại có dòng $I_{c, \max} > 0,4 \text{ A}$ và hệ số khuếch đại dòng $\beta = 100$. Khi đó dòng điều khiển bazơ sẽ có 4mA là phù hợp với đầu ra của đa số các IC.

Có thể chọn diốt ổn áp D_z với $U_{on} = 12 \text{ V}$, khi đó $U_{CE, \max} = 30 + 12 + 1 = 43 \text{ V}$.

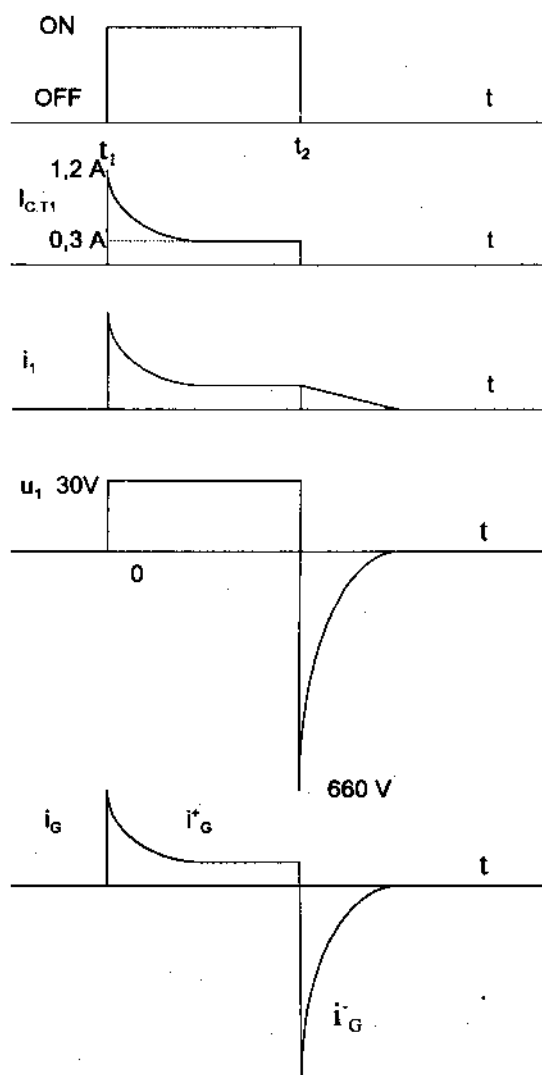
Ví dụ 2: Sơ đồ mạch KĐX điều khiển GTO (hình 7.38)



Hình 7.38. Mạch điều khiển GTO

Để điều khiển GTO xung dòng mở đi vào cực điều khiển có dạng giống như xung mở thyristor thường nhưng khi khoá GTO cần có xung dòng đi ra khỏi cực điều khiển với giá trị biên độ rất lớn, khoảng 20% dòng định mức chạy qua mạch lực. Điều đó được thực hiện bởi sơ đồ như trên hình 7.38. Dạng dòng điện - điện áp của các phần tử trên sơ đồ cho trên hình 7.39. Điểm đặc biệt của sơ đồ là transistor T_1 phía sơ cấp BAX làm việc trong chế độ nguồn dòng. Trong khoảng từ t_1 đến t_2 tín hiệu điều khiển tương ứng với khoảng điều khiển mở GTO. Do diốt D_1, D_2 mắc nối tiếp trên đầu vào của T_1 nên điện áp bazơ so với điểm 0V được giữ không đổi, khoảng 2V. Do đó điện áp rơi trên R_1 cũng không đổi. $U_{R1} \approx 2V - U_{BE,T1} = 2V - 0.6V = 1.4V$. Khi T_1 mở ra tại thời điểm t_1 , dòng điện collector của T_1 lúc đầu bằng $U_{R1}/R_2 = 1.4/1.2 = 1.2A$, sau đó khi tụ C_1 nạp đầy dòng qua T_1 được giữ không đổi, gần bằng dòng qua R_1 , $I_{C,T1} = I_{R1} = 1.4/4.7 = 0.3A$, trong suốt quá trình từ t_1 đến t_2 .

Dòng điện bên phía thứ cấp trong khoảng $t_1 - t_2$ dòng điện có hướng đi vào cực điều khiển, đó là dòng I_G^+ . Dòng I_G^+ cũng không đổi và chạy từ cuộn dây thứ cấp BAX,



Hình 7.39. Dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên sơ đồ hình 7.38

nạp điện cho tụ C_2 tới giá trị điện áp của điốt ổn áp D_Z mắc song song với C_2 , vào cực điều khiển của GTO, catôt, qua điốt D_3 , về đầu kia của cuộn thứ cấp. Do D_3 thông transistor T_2 bị khoá.

Khi có tín hiệu khoá, tương ứng mức điện áp 0 ở đầu vào bazơ của T_1 , T_1 khoá lại. Dòng sơ cấp BAX i_1 xác định bởi giá trị $i_{RI}=0,3\text{ A}$ sẽ chạy vòng qua điốt D_3 và điện trở R_3 , đồng thời sức điện động cảm ứng trên các cuộn dây BAX đổi chiều cực tính. Giá trị điện áp trên u_1 lúc đầu bằng $i_1.R_3=0,3.2,2.10^3=660\text{V}$, sau đó giảm dần theo hàm mũ. Điện áp $u_2=u_1/2=330\text{ V}$ có cực tính như được đánh dấu trên sơ đồ. Cực tính điện áp u_2 tạo dòng mở cho T_2 với $I_{B2}=330/560=0,6\text{ A}$. Tụ C_2 sẽ phóng điện qua T_2 , catôt và cực điều khiển của GTO tạo ra dòng khoá I_G^- cho GTO. Dòng I_G^- có giá trị rất lớn vì là dòng phóng của tụ qua một mạch gần như ngắn mạch.

Trên sơ đồ điốt D_Z ngăn cản tụ C_2 nạp điện theo chiều ngược lại. Điện cảm nhỏ $2,2\mu\text{H}$ mắc nối tiếp với cực điều khiển của GTO làm chậm tốc độ tăng dòng I_G^- , đảm bảo an toàn cho transistor T_2 .

Câu hỏi ôn tập

1. Các yêu cầu cơ bản đối với hệ thống điều khiển các bộ biến đổi.
2. Các đặc tính cơ bản của các mạch tạo xung răng cưa.
3. Cấu trúc cơ bản của hệ thống điều khiển các bộ biến đổi phụ thuộc?
4. Ưu nhược điểm của hệ thống điều khiển một kênh so với hệ thống điều khiển nhiều kênh?
5. Cấu trúc cơ bản của mạch điều khiển bộ biến đổi xung áp một chiều.
6. Vai trò của biến áp xung trong mạch khuếch đại xung? Có thể chọn một biến áp xung theo những tiêu chuẩn kỹ thuật nào?

Phụ lục 1. Biến áp sung IT Schaffner các đặc tính kỹ thuật

Kiểu	Tỷ số biến áp	U_{iso} V	U_p kV	V_{rms} V _{rms}	t_f μ S	L_p mH	L_{leak} μ H	R_s Ω	R_t Ω	C_x pF	Hình dạng	Cách nối dây	Khối lượng γ
------	---------------	----------------	-------------	-------------------------------	------------------	-------------	-----------------------	-------------------	-------------------	-------------	-----------	--------------	---------------------

Dòng điều khiển 10mA - 25mA. Thời gian tạo sườn t_f 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 25mA - 100mA. Thời gian tạo sườn t_f với $R_L = 100\Omega$

IT 155	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 100mA - 200mA. Thời gian tạo sườn t_f 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	1'100	1	25	35	1,8	1,8	50	5	8	14
IT 238	1:1	1'000	4	300	2,3	3	80	0,8	0,8	7	5	7	13
IT 239	1:1	1'000	6	350	2,3	3	80	0,8	0,8	5	5	6	13
IT 256	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	1'300	0,3	9	10	0,3	0,3	123	8	14	45
IT 213	1:1:1	380	2,5	450	0,4	6,6	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	1'200	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 248	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	13

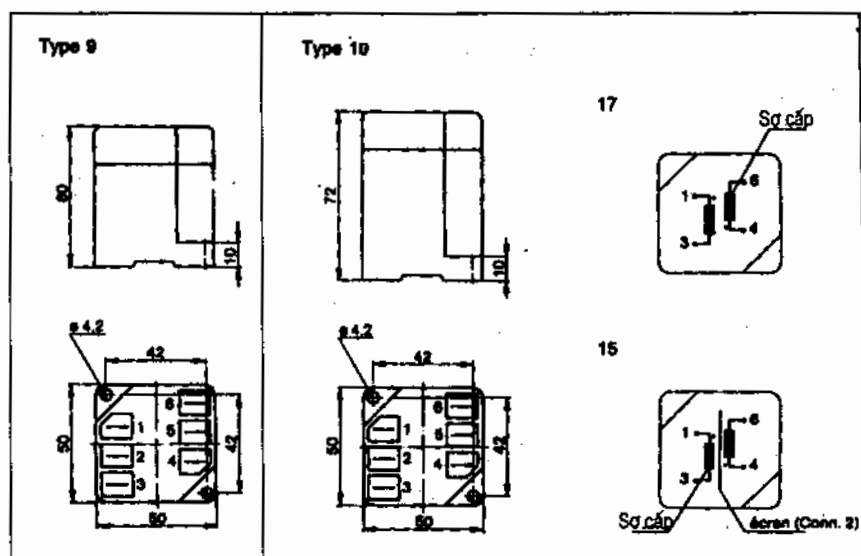
Dòng điều khiển 250mA - 1mA. Thời gian tạo sườn t_f với $R_L = 10\Omega$

IT 258	1:1	750	3,2	250	0,25	2,5	3	0,6	0,7	80	3	3	6
IT 331	1:1	380	2,5	1'300	1,6	26	15	0,6	0,6	65	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	1'200	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 1A - 3A. Thời gian tạo sườn t_f 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	1'300	1,6	26	15	0,6	0,6	65	7	12	32
IT 362	1:1:1	380	2,3	450	0,6	3	6	0,32	0,37	27	7	13	24
IT 364	3:1	380	2,5	1'200	1,2	200	60	6	0,5	65	7	12	33

KÍCH THƯỚC	ĐẦU DÂY
Type 2 	
Type 3 	
Type 5 	
Type 6 	
Type 7 	
Type 8 	



Các ký hiệu trong bảng đặc tính kỹ thuật

$V_{0,1}$ - Điện tích đặc trưng cho độ rộng xung, bằng biên 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 cuốn sơ cấp.

R_s - Điện trở dây cuốn thứ cấp.

L_p - Điện cảm cuộn sơ cấp tại 1 kHz

L_{sr} - Điện cảm tần phía sơ cấp tại 10 kHz.

C_K - Tụ điện giữa cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp.

U_{off} - Giá trị điện áp lớn nhất cho phép (cách điện giữa cuộn sơ và cuộn thứ cấp).

U_p - Điện áp thử cho phép lớn nhất.

**Phụ lục 2. Thông số kĩ thuật của thyristor;
MOSFET; IGBT; TRANSISTOR loại Bispolar**

Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ	Dòng hiệu dụng A	I _{gt} mA	V _{gt} V	V _{drm} V	°C	Dòng trung bình A	dV/dt (V/us)
THYRISTOR TỪ 25 ĐẾN 125 A									
2N6507	ON	TO220	25	400	1.5	350	40	40	40
2N6509	ON	TO220	25	800	1.5	350	40	40	40
25TTS08	IR	TO220	25	45	2	800	90	16	500
25TTS12	IR	TO220	25	45	2	1200	90	16	500
BTW68-800	STM	TOP3	30	50	1.5	800	70	19	500
SKT10/12D	SEMI	Stud 1/4 28	30	100	3	1200	95	19	1000
SKT10/06D	SEMI	Stud 1/4 28	30	100	3	800	95	19	500
16RIA120	IR	TO208	35	60	2	1200	85	16	300
22RIA80	IR	TO288	35	60	2	800	85	22	300
22RIA60	IR	TO288	35	60	2	600	85	22	300
16RIA80	IR	TO208	35	60	2	800	85	16	300
16RIA60	IR	TO208	35	60	2	600	85	16	300
22RIA120	IR	TO288	35	60	2	1200	85	22	300
NO18RH08	WEST	Stud 1/4 20	40	100	3	800	85	21	200
NO18RH12	WEST	Stud 1/4 20	40	100	3	1200	85	21	200
NO18RH05	WEST	Stud 1/4 20	40	100	3	500	85	21	200
25RIA120	IR	Stud 1/4 28	40	1200	85	25	90	2	100
NO29RH05	WEST	Stud 1/4 20	48	100	3	500	96	30	200
NO29RH12	WEST	Stud 1/4 20	48	100	3	1200	96	30	200
NO29RH08	WEST	Stud 1/4 20	48	100	3	800	96	30	200
BTW69-800	STM	TOP3	50	80	1.5	800	70	32	500
SKT24/12T	SEMI	Stud 1/4 28	50	100	3	600	94	24	1000
SKT24/12D	SEMI	Stud 1/4 28	50	100	3	1200	94	24	500
40TPS08	IR	TO247	55	150	2.5	800	79	35	500
40TPS12	IR	TO247	55	150	2.5	1200	79	35	500
50RIA60	IR	Stud 1/4 28	80	100	2.5	600	94	50	500
50RIA120	IR	Stud 1/4 28	80	100	2.5	1200	94	50	500
50RIA80	IR	Stud 1/4 28	80	100	2.5	800	94	50	500
NO44RH08	WEST	Stud 1/4 28	100	100	3	800	85	45	200
NO60RH08	WEST	Stud 1/4 20	100	100	3	800	85	63	200
NO44RH12	WEST	Stud 1/4 20	100	100	3	1200	85	45	200

Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ	It (mA) A	Igt mA	Vgt V	Vdrm V	Tc C	It av A	dV/dt (V/us)
NO60RH06	WEST	Stud 1/4 20	100	100	3	600	85	83	200
NO44RH05	WEST	Stud 1/4 20	100	100	3	500	85	45	200
NO60RH12	WEST	Stud 1/4 20	100	100	3	1200	85	83	200
THYRISTOR TỪ 125 ĐẾN 3000 A									
82RIA80	IR	Stud 1/2-20	125	120	2.5	800	85	80	500
82RIA120	IR	Stud 1/2-20	125	120	2.5	1200	85	80	500
80RIA80	IR	TO94	125	120	2.5	800	85	80	500
80RIA120	IR	TO94	125	120	2.5	1200	85	80	500
ST083S08PFM1	IR	TO94	135	200	3	800	85	85	500
112RK180	IR	Stud 1/2-20	172	80	1.6	800	90	110	500
112RK1120	IR	Stud 1/2-20	172	80	1.6	1200	90	110	5600
NO86RH06	WEST	Stud 1/2"2	175	150	3	600	85	85	200
NO86RH12	WEST	Stud 1/2 20	175	150	3	1200	85	85	200
180RK100	IR	TO92	285	150	2.5	1000	80	180	500
180RK180	IR	TO93	285	150	2.5	800	80	180	500
SKT340/16E	SEMI	TO200	700	200	2	1600	82	340	100
ST1000C22K1	IR	A24(KPUK)	2913	200	3	2200	55	1473	500

MOSFET công suất								
Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ (chân)	Kênh dẫn	Id max/A	R _{DS} max/Ohm	Pd Max/W	Vds max/V	gfs min/s
IRF740	-	TO220 (G)	N	10	0.55	125	400	4
STY15NA100	STM	TO247 (A)	N	10	0.77	300	1000	12
IRF740	IR	TO220 (G)	N	10	0.55	125	400	5.8
PHP10N40E	PS	TO220 (G)	N	10.6	0.55	147	400	3.5
SPP11N60S5	INF	TO220 (A)	N	11	0.38	125	600	6
IRFPC50LC	IR	TO247 (G)	N	11	0.6	190	600	7
IRFP340	IR	TO251 (G)	N	11	0.55	150	400	7.7
SPW11N60S5	INF	TO247 (A)	N	11	0.38	125	600	6
IRFB11N50A	IR	TO220 (G)	N	11	0.52	170	500	6.1
BUZ61	INF	TO220 (G)	N	12.5	0.4	150	400	5
MTH13N50	-	TO218 (G)	-	-	-	-	-	-
IRF450	-	TO3 (B)	N	13	0.4	150	500	6
IXTH13N80	IXYS	TO247 (G)	N	13	0.8	300	800	8
2SK1489	TOSH	TO3 (G)	N	12	Jan-00	200.00	1000	4
BUZ338	INF	TO218 (G)	N	13.5	0.4	180	500	8
IRFP450	-	TO247 (G)	N	14	0.4	180	500	6

Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ (chân)	Kênh dẫn	I_d max/A	RDS max/Ohm	Pd Max/W	Vds max/V	gfs min/s
IRFP450	IR	TO247 (G)	N	14	0.4	190	500	9.3
MTW14N50E	ON	TO247 (G)	N	14	0.4	180	500	5
2SK2698	TOSH	TO247 (G)	N	15	0.36	150	500	6
STW15NB50	STM	TO247 (A)	N	15	0.4	190	500	8
2SK2150	TOSH	TO247 (G)	N	15	0.4	150	500	14
MTW16N40E	ON	TO247 (G)	N	16	0.24	180	400	8
IRFP350	IR	TO247 (G)	N	16	0.3	190	400	10
IRFP450LC	IR	TO247 (G)	N	16	0.4	190	500	8.7
IRFP350LC	IR	TO247 (G)	N	18	0.3	190	400	8.1
IRFP460	IR	TO247 (G)	N	20	0.27	280	500	13
SPP20N60S5	INF	TO220 (A)	N	20	0.19	208	600	12
STW20NB50	STM	TO247 (A)	N	20	0.27	250	500	9
IRFP462	ISIL	TO247 (G)	N	17	0.35	250	500	13
STW20NB50	STM	TO247 (A)	N	20	0.27	250	500	9
IRFP460LC	IR	TO247 (G)	N	20	0.27	280	500	12
IRFP22N50A	IR	TO247 (G)	N	22	0.23	277	500	12
IRFP369LC	IR	TO247 (G)	N	23	0.2	280	400	13
IXTH24N50	IXYS	TO247 (G)	N	24	0.23	300	500	15
STY30NA50	STM	Max247 (A)	N	30	0.17	300	500	25 ¹
STY34NB50	STM	TO247 (A)	N	34	0.13	300	500	18
STW34NB50	STM	TO247 (A)	N	34	0.08	180	200	8
IRF3710	IR	TO220 (G)	N	46	28	150	-	20
IRF4905	IR	TO220 (G)	N	64	20	150	-	21

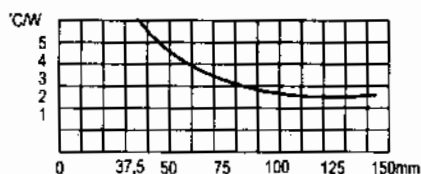
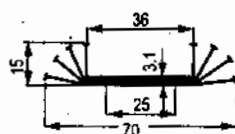
Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ (chân)	I_c max/A	Vces	Pd (max)/W	Vce(sat)	Ices/ μ A	Internal Diode
IGBT TỪ 20 ĐẾN 40 A								
SKW20N60	INF	TO247 (A)	20	600	-	-	-	No
IRG4PH30K	IR	TO247 (A)	20	1200	100	4	250	No
MGP20N40CL	ON	TO220 (A)	20	400	150	1	500	No
SGP20N60	INF	TO220 (A)	20	600	178	2.4	2500	No
HGTP20N60B3	ISIL	TO247 (A)	20	600	165	1.8	250	Yes
IRG4PC30U	IR	TO247 (B)	23	600	100	2.5	250	No
BUK856-800A	PS	TO220 (A)	24	800	85	3.5	1000	No
HGTG12N60C3D	ISIL	TO247 (B)	24	600	104	2	250	No
GT25J101	TOSH	TO3 (B)	25	600	150	4	1000	No
HGTG12N60B3D	ISIL	TO247 (B)	27	600	104	2	250	Yes
HGTP12N60B3D	ISIL	TO220 (A)	27	600	104	2	250	Yes
IRG4PC30K	IR	TO247 (B)	28	600	100	3	250	No
IRG4BC30K	IR	TO220 (B)	28	600	100	3	250	No
IRG4PH40U	IR	TO247 (B)	30	1200	160	3	250	No

Chủng loại	Nhà sản xuất	Loại vỏ (chân)	Ic max/A	Vces	Pd (max)/W	Vce(sat)	Ices/ μ A	Internal Diode
IRG4PH40K	IR	TO247 (B)	30	1200	160	3	250	No
SKW30N60	INF	TO247 (A)	30	600	-	-	-	No
SGP30N60	INF	TO220 (A)	30	600	250	2.5	3000	No
IRG4BC30FD	IR	TO220 (A)	31	600	100	1.59	250	Yes
MGP20N60U	ON	TO220 (A)	31	600	112	2	10	No
BUP307	INF	TO218 (A)	35	1200	310	4.3	1000	No
IRG4PC40W	IR	TO247 (A)	40	600	160	2.36	250	No
SGL40N150DTU	FAIR	TO264 (B)	40	1500	200	5	250	Yes
IRG4PC40UD	IR	TO247 (B)	40	600	160	2.4	250	Yes
IRG4PC40U	IR	TO247 (B)	40	600	160	2.4	250	No
IGBT TỪ 40 ĐẾN 200 A								
BUP314D	INF	TO218 (A)	42	1200	300	3.4	800	No
IRG4PH50K	IR	TO247 (B)	45	1200	200	3	250	No
IRG4PC40FD	IR	TO247 (A)	49	600	160	1.5	250	Yes
IRG4BC40F	IR	TO220 (A)	49	600	160	1.85	250	No
GT50J101	TOSH	TO3 (B)	50	600	200	4	1000	No
IRG4PF50WD	IR	TO247 (I)	51	900	200	2.74	500	Yes
IRG4PF50W	IR	TO247 (A)	51	900	200	2.74	500	No
IRG4PC50K	IR	TO247 (B)	52	600	200	2	250	No
BUP314	INF	TO218 (A)	52	1200	300	3.4	250	No
HGTG27N60C3R	ISIL	TO247 (B)	54	600	208	2.2	250	No
IRG4PC50U	IR	TO247 (B)	55	600	200	2.2	250	No
IRG4PC50UD	IR	TO247 (B)	55	600	200	2.2	250	Yes
IRG4PH50S	IR	TO247 (A)	55	600	200	2.25	250	No
IRG4PH50S	IR	TO247 (A)	57	1200	200	1.75	250	No
SGL60N90DTU	FAIR	TO264 (B)	60	900	200	4	1000	Yes
HGTG30N80C3D	ISIL	TO247 (B)	63	600	208	1.8	250	Yes
IRG4PC50FD	IR	TO247 (A)	70	600	200	1.45	250	Yes
HGTG40N60B3	ISIL	TO247 (B)	70	600	290	2	100	No
IXSH40N60	IXYS	TO3 (B)	75	600	300	2.5	50	No
GA200SA60U	IR	SOT227 (I)	200	600	500	1.9	1000	No
GA200SA60S	IR	SOT227 (I)	200	600	630	1.3	1000	No

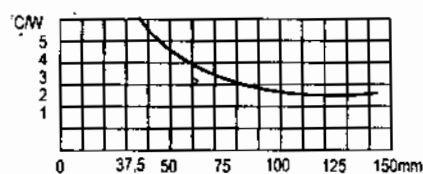
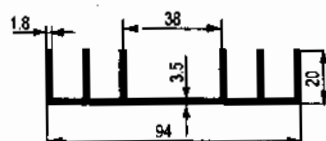
Chủng loại	Nhà sản suất	Loại vỏ (chân)	Loại	I _c max/A	P _d max/W	V _{ceo} max	β	I _c /mA	V _{ce}	f _T typ /MHz
TRANSISTOR LOẠI BIPOLAR										
2SC3953	TOSH	ISO218 (I)	NPN	0.1	5	200	40-320	10	10	150
BUT11AF	PS	SOT186 (A)	NPN	5	32	450	10-35	5	5	1
BUJ303AX	PS	SOT186 (I)	NPN	5	32	500	10-35	5	5	-
BU4506AF	PS	SOT199 (A)	NPN	5	45	800	7-10	3000	5	-
BUT18AF	PS	SOT186 (A)	NPN	6	33	450	10-35	10	5	-
BU2508AF	PS	SOT199 (A)	NPN	8	45	700	6-26	100	5	-
BU2508DF	PS	SOT199 (A)	NPN	8	45	700	4-7	4500	1	-
BU508DF	PS	SOT199 (A)	NPN	8	34	700	-	-	-	7
BU4508AX	PS	SOT399 (A)	NPN	8	45	800	4-7	5000	5	0.17
BU508AF	PS	SOT199 (A)	NPN	8	34	700	6-30	100	5	7 (min)
BU2708AF	PS	SOT199 (A)	NPN	8	45	825	21 typ	100	5	-
BU4508AF	PS	SOT199 (A)	NPN	8	45	800	7-14	5000	5	0.35
BUH515	STM	ISO218 (A)	NPN	8	60	700	6 min	5000	5	-
BU508AFI	STM	ISO218 (A)	NPN	8	60	700	20 min	10000	3	0.55
BUH515D	STM	ISO218 (A)	NPN	8	60	700	5 min	5000	5	-
S2000AF	TOSH	ISO218 (A)	NPN	8	50	700	2.25 min	4.5	5	3
BU2520AF	PS	SOT199 (A)	NPN	10	45	800	6-26	100	5	-
BU2722AF	PS	SOT199 (A)	NPN	10	45	825	10-35	100	5	-
BUH715	STM	ISO218(A)	NPN	10	65	700	8 min	7000	5	-
BU2727AF	PS	SOT199 (A)	NPN	12	45	825	Oct-35	100	5	-
BU2527AF	PS	SOT199 (A)	NPN	12	45	800	6-26	1000	5	-
BU2525AF	PS	SOT199 (A)	NPN	12	45	800	6-26	100	5	-
2SC3527	TOSH	ISO247 (A)	NPN	15	100	400	15 min	2	5	15
ESM4045DV	STM	ISOTOP (F)	NPN	42	150	450	220 typ	35000	5	-
BUT30V	STM	ISOTOP (C)	NPN	100	250	125	2.7 typ	100000	5	-

Phụ lục 3. Một số loại tản nhiệt tiêu chuẩn

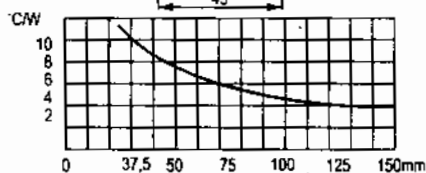
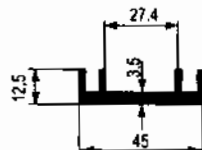
WA 116



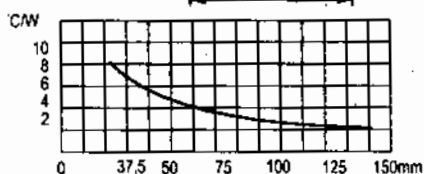
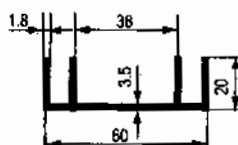
WA 121



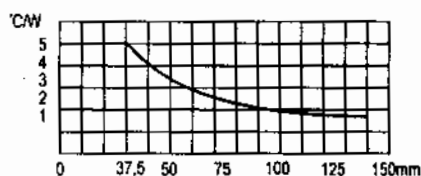
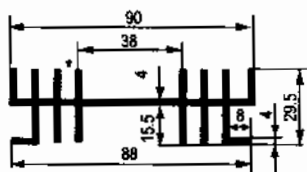
WA 126



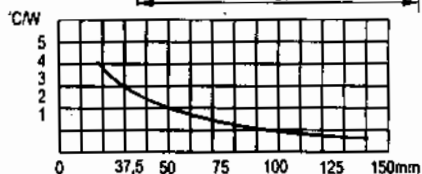
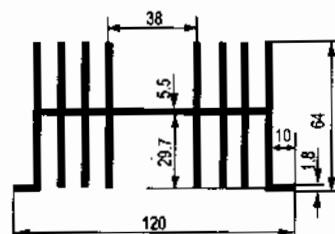
WA 131



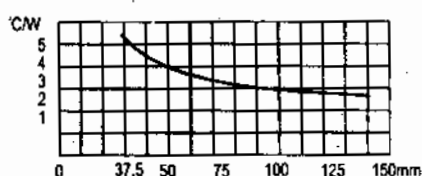
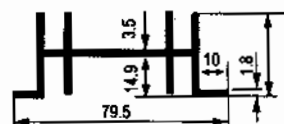
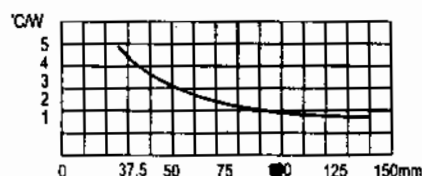
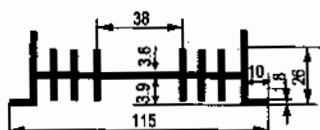
WA 136



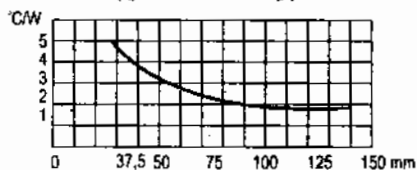
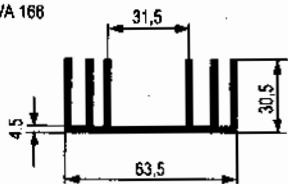
WA 141



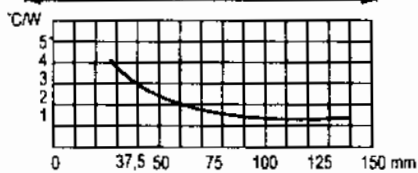
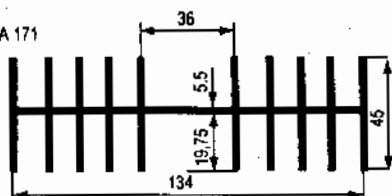
WA 151



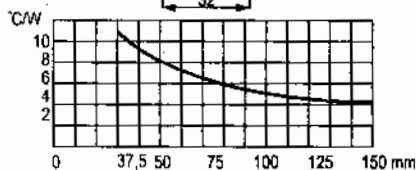
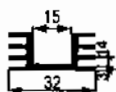
WA 168



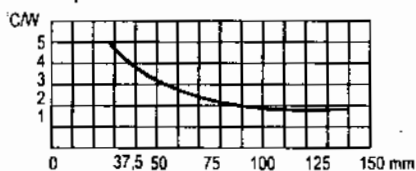
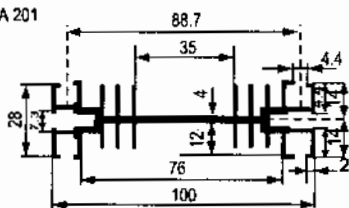
WA 171



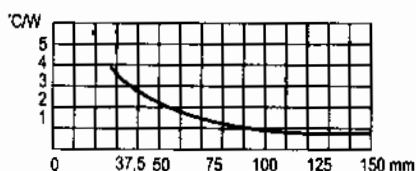
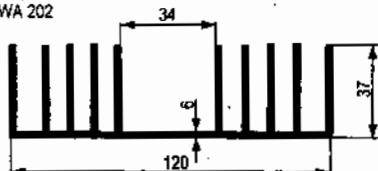
WA 200



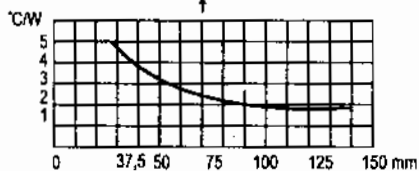
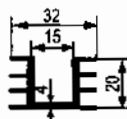
WA 201



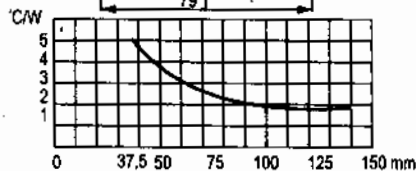
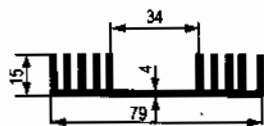
WA 202



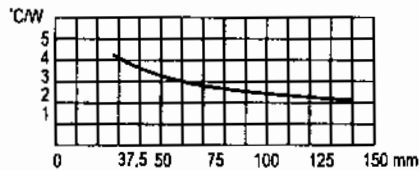
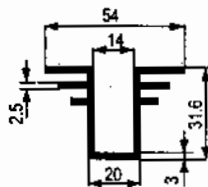
WA 203



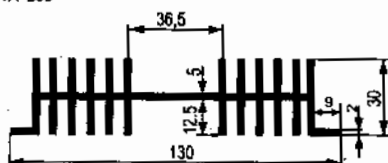
WA 204



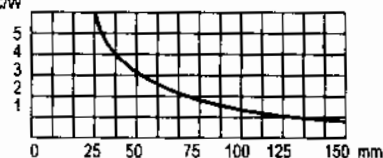
WA 205



WA 206

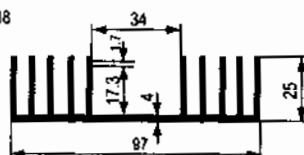


° C/W

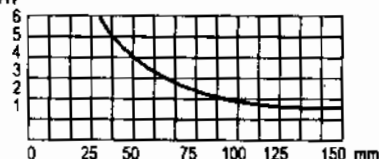


Poids : 3,09 kg/m

WA 208

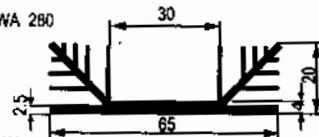


° C/W

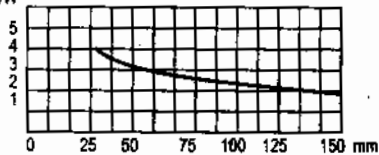


Poids : 2,5 kg/m

WA 280

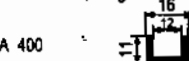


° C/W

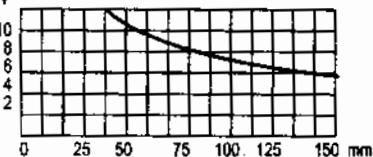


Poids : 1,25 kg/m

WA 400

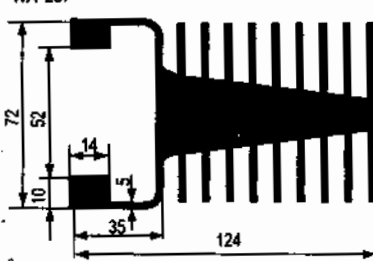


° C/W

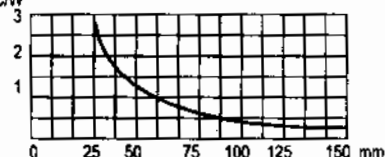


Poids : 0,18 kg/m

WA 207

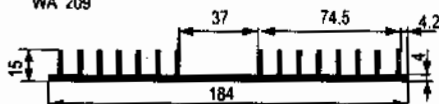


° C/W

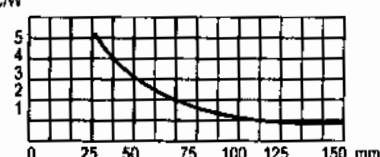


Poids : 11,07 kg/m

WA 209

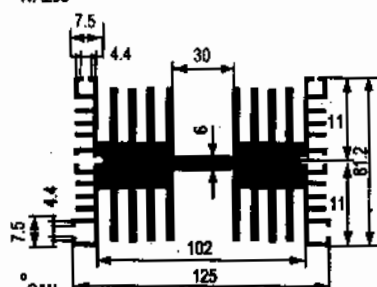


° C/W

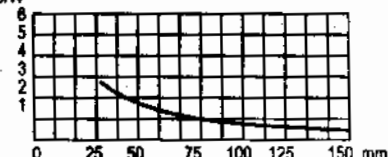


Poids : 3,25 kg/m

WA290



° C/W



Poids : 8 kg/m

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Cyril W.Lander. Power Electronics, 1993
Mc Graw - Hill International editions
2. Điện tử công suất, Nguyễn Bính 1996, NXB KHKT
3. Phân tích và giải mạch điện tử công suất, Phạm Quốc Hải, Dương Văn Nghi, 1997, NXB KHKT
4. Nghịch lưu thyristor, 1982, Energoiddat, Balian R.K, Sibers M.A.
(Russ)
5. Memotech electronique comfosants.G.Chevalier, J.C, Chauveau,
B.Chevalier,1989, Edition CASTELLA.
6. Modern Industrial Electronics, Schuler-McNamee, 1993,
Macmillan/Mc Graw. Hill. International Editions.

MỤC LỤC

Lời giới thiệu	3
Lời nói đầu	4

Chương 1

CÁC PHẦN TỬ BÁN DẪN CÔNG SUẤT (8 TIẾT)

1.1. Điốt	6
1.2. Thyristor	12
1.3. Triac	20
1.4. GTO (Gate turn-off thyristor)	22
1.5. Transistor công suất (Bipolar Transistor)	25
1.6. Transistor trường, MOSFET (Metal-oxide-Semiconductor Field-effect Transistor)	32
1.7. Transistor có cực điều khiển cách ly. IGBT (insulated gate bipolar transistor)	35
1.8. So sánh tương đối giữa các phần tử bán dẫn công suất	36
1.9. Vấn đề tổn hao công suất và làm mát các van công suất	37
Câu hỏi ôn tập	47

Chương 2

CHỈNH LƯU (8 TIẾT)

2.1. Các vấn đề chung	48
2.2. Sơ đồ chỉnh lưu một pha, nửa chu kỳ	52
2.3. Chỉnh lưu một pha, hình tia	55
2.4. Chỉnh lưu cầu một pha	63

2.5. Chính lưu hình tia ba pha	68
2.6. Chính lưu cầu 3 pha	77
2.7. Chính lưu 6 pha có cuộn kháng cân bằng	84
Câu hỏi ôn tập	89

Chương 3

CHUYỂN MẠCH VÀ NGHỊCH LƯU PHỤ THUỘC (6 TIẾT)

3.1. Hiện tượng chuyển mạch.	90
3.2. Nghịch lưu phụ thuộc	100
3.3. Các bộ biến đổi có đảo chiều	107
Câu hỏi ôn tập	110

Chương 4

CÁC BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP (6 TIẾT)

4.1. Các bộ biến đổi xung áp (XAAC)	111
4.2. Các bộ biến đổi xung áp một chiều (XADC)	117
Câu hỏi ôn tập	124

Chương 5

NGHỊCH LƯU ĐỘC LẬP (6 TIẾT)

5.1. Các vấn đề chung	125
5.2. Nghịch lưu độc lập nguồn dòng	126
5.3. Nghịch lưu độc lập nguồn áp	131
5.4. Nghịch lưu cộng hưởng (NLCH)	139
Câu hỏi ôn tập	146

Chương 6

CÁC BỘ BIẾN TẦN (2 TIẾT)

6.1. Các khái niệm cơ bản	147
6.2. Biến tần gián tiếp	147
6.3. Biến tần trực tiếp	151
Câu hỏi ôn tập	155

Chương 7
HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN CÁC BỘ BIẾN ĐỔI (6 TIẾT)

7.1. Các yêu cầu cơ bản với hệ thống có điều khiển	156
7.2. Các phần tử cơ bản được sử dụng trong mạch điều khiển	158
7.3. Hệ thống điều khiển các bộ biến đổi phụ thuộc	167
7.4. Hệ thống điều khiển các bộ biến đổi xung áp một chiều	178
7.5. Mạch khuếch đại xung	181
Câu hỏi ôn tập	188
Ôn tập và kiểm tra (3 tiết)	
Phụ lục 1. BAX và sơ đồ IT Schaffner các thông số kỹ thuật	189
Phụ lục 2. Thông số kỹ thuật của thyristor; MOSFET; IGBT; TRANSISTOR loại Bispolar	192
Phụ lục 3. Thông số kỹ thuật của một số loại tản nhiệt chuẩn	197
Tài liệu tham khảo	200

Chịu trách nhiệm xuất bản :

Chủ tịch HĐQT kiêm Tổng Giám đốc NGÔ TRẦN ÁI
Phó Tổng Giám đốc kiêm Tổng biên tập VŨ DƯƠNG THỤY

Biên tập lần đầu :

NGÔ THANH BÌNH

Biên tập tái bản :

TRẦN TRỌNG TIẾN

Trình bày bìa :

QUANG TUẤN

Sửa bản in :

THANH TÚ

Chế bản :

PHÒNG CHẾ BẢN (NXB GIÁO DỤC)

GIÁO TRÌNH ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

In 1.000 bản, khổ 16 x 24 cm. Tại **Xí Nghiệp In số 5** - Tp.Hồ Chí Minh. Số Đăng ký KHXB: 1750/CXB - 161. Trích ngang KHXB số: 132/GPTN cấp ngày 06.02.2004. In xong và nộp lưu chiểu tháng 03 - 2004.

Mã số : 7K 557 T4 - KHO



INTERNATIONAL
GOLD STAR
FOR QUALITY

**TÌM ĐỌC GIÁC TRÌNH DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG ĐÀO TẠO HỆ
TRUNG HỌC CHUYÊN NGHIỆP CỦA NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC**

- | | |
|--|-----------------------------------|
| 1. An toàn điện | Nguyễn Đình Thiery |
| 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 Tâm |
| 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 Hải |
| 9. Điện tử công suất | Trần Trọng Minh |
| 10. Linh kiện điện tử và ứng dụng | Nguyễn Việt Nguyên |
| 11. Điện tử dân dụng | Nguyễn Thanh Trô, Thái Vinh Hiến |
| 12. Kỹ thuật số | Nguyễn Việt Nguyên |
| 13. Kỹ thuật mạch điện tử | Đặng Văn Chuyết |
| 14. Cơ kỹ thuật | Đỗ Sanh |
| 15. An toàn lao động | Nguyễn Thổ 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 Bảy |
| 19. Kỹ thuật sửa chữa ô tô, máy nổ | Nguyễn Tấn Tiến, Đỗ Xuân Kinh |
| 20. Công nghệ hàn (lý thuyết và ứng dụng) | Nguyễn Thúc Hà |
| 21. Cơ sở kỹ thuật cắt gọt kim loại | Nguyễn Tiến Lương |

Bạn đọc có thể tìm mua tại các Công ty sách - nhà in trường học
ở địa phương hoặc các Cửa hàng sách của Nhà xuất bản Giáo dục :

81 Trần Hưng Đạo, 57 Giảng Võ, 23 Tràng Tiền, 25 Hàn Thuyên,
219, 237 Tây Sơn - TP. Hà Nội; 15 Nguyễn Chí Thanh - TP. I
231 Nguyễn Văn Cừ - Quận 5 - TP. Hồ Chí Minh.

giáo trình điện tử công suất



16.700 VND



8 934980 411612



Giá: 16.700đ