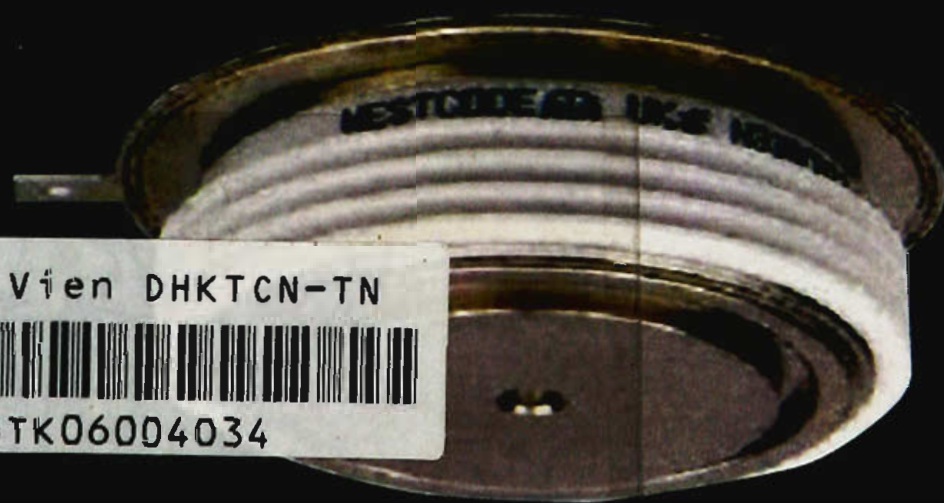
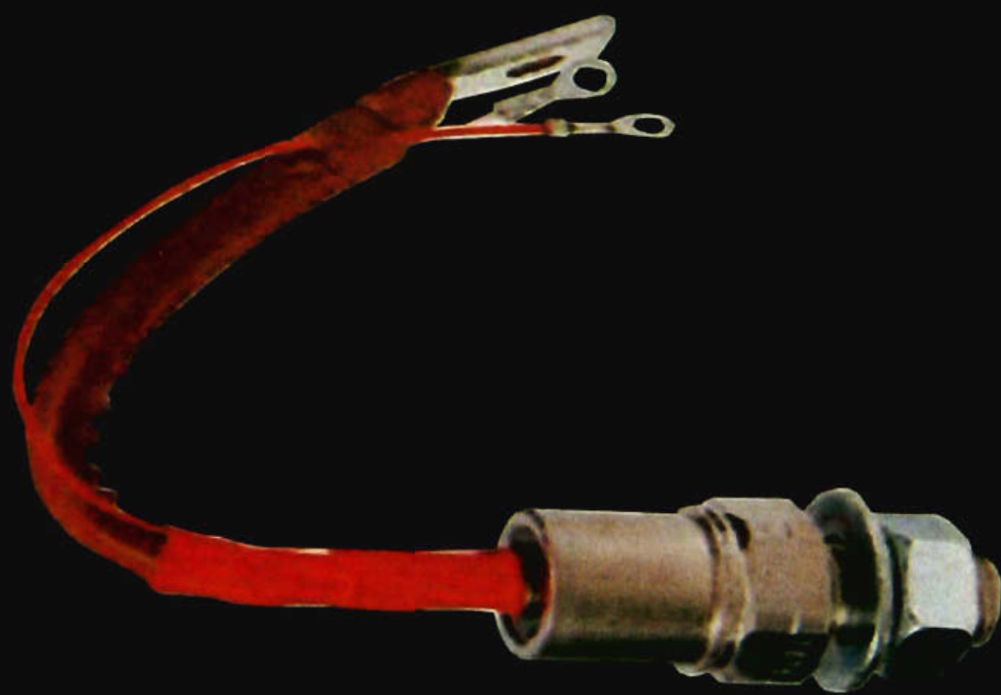


VÕ MINH CHÍNH (Chủ biên)
PHẠM QUỐC HẢI
TRẦN TRỌNG MINH

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT



Thu Viện DHKTCN-TN



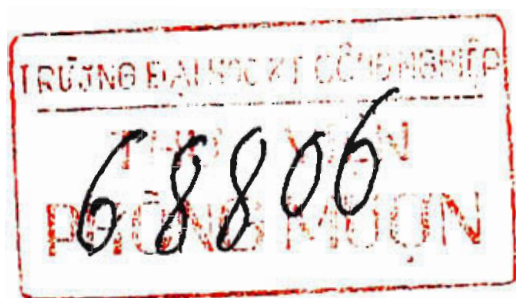
MTK06004034



NHA XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT

VÕ MINH CHÍNH (Chủ biên)
PHẠM QUỐC HẢI – TRẦN TRỌNG MINH

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
HÀ NỘI

LỜI NÓI ĐẦU

Hiện nay các thiết bị điện tử công suất chiếm hơn 30% trong số các thiết bị của một xí nghiệp công nghiệp hiện đại. Việc thay thế các phần tử động có tiếp điểm và kích thước lớn bằng các phần tử tĩnh không có tiếp điểm, kích thước nhỏ, công suất lớn là nhiệm vụ không thể thay thế được của Điện tử công suất. Điện tử công suất góp phần giải quyết những bài toán kỹ thuật phức tạp trong lĩnh vực tự động hoá cũng như trong đời sống hàng ngày.

Môn học “Điện tử công suất” là một trong những môn chủ yếu để đào tạo sinh viên ngành tự động hoá nói riêng và sinh viên ngành kỹ thuật điện nói chung.

Cuốn sách này do tập thể cán bộ giảng dạy của bộ môn Tự động hoá, khoa Điện trường Đại học Bách khoa Hà Nội biên soạn dựa trên các bài giảng mà các tác giả đã giảng dạy tại trường từ nhiều năm qua.

Cuốn sách gồm 7 chương và phần phụ lục, được phân công biên soạn như sau:

TS. Võ Minh Chính chủ biên và soạn các chương 3, 4, 5, 6;

Phạm Quốc Hải soạn chương 2 và 7;

Trần Trọng Minh soạn chương 1 và phụ lục.

Nội dung cuốn sách chủ yếu dành cho các vấn đề lý thuyết, với các bạn đọc quan tâm tới khía cạnh thực hành có thể tìm đọc cuốn “Phân tích và giải mạch điện tử công suất” của Phạm Quốc Hải và Dương Văn Nghi”

Các tác giả xin chân thành cảm ơn TS. Bùi Quốc Khánh, TS. Nguyễn Văn Liên đã hiệu đính bản thảo cuốn sách này.

Các tác giả cũng chân thành cảm ơn nhóm giáo viên trẻ của bộ môn Tự động hoá đã góp nhiều công sức trong quá trình soạn thảo.

Mặc dù đã dành nhiều cố gắng, song không tránh khỏi có những thiếu sót nhất định. Chúng tôi mong muốn và hoan nghênh mọi ý kiến đóng góp của bạn đọc. Ý kiến đóng góp xin gửi về địa chỉ: Bộ môn Tự động hoá xí nghiệp công nghiệp, trường Đại học Bách khoa Hà Nội, C9 - 104 hoặc Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, 70 Trần Hưng Đạo Hà Nội.

Các tác giả

MỤC LỤC

LỜI NÓI ĐẦU	3
-------------	---

Chương 1	
CÁC PHẦN TỬ BÁN DẪN CÔNG SUẤT CƠ BẢN	9

1.1. Đặc tính cơ bản của các phần tử bán dẫn công suất	9
1.2. Điôt	10
1.3. Tiristo	15
1.4. Triac	22
1.5. Tiristo khoá được bằng cực điều khiển GTO	23
1.6. Tranzito công suất BJT	26
1.7. Tranzito trường MOSFET	33
1.8. Tranzito có cực điều khiển cách ly IGBT	40
1.9. So sánh tương đối các phần tử bán dẫn công suất	50
1.10. Tổn hao công suất trên các phần tử bán dẫn công suất	51
1.11. Mạch trợ giúp van	58
1.12. Vấn đề làm mát van bán dẫn	66

Chương 2	
CHỈNH LƯU	70

2.1. Giới thiệu chung	70
2.2. Các mạch chỉnh lưu cơ bản	74
2.3. Biến áp nguồn cho mạch chỉnh lưu	82
2.4. Chỉnh lưu điều khiển dùng tiristo	85
2.5. Chỉnh lưu với tải một chiều có tính điện cảm L_d	95
2.6. Quá trình chuyển mạch van và ảnh hưởng của điện cảm xoay chiều L_a	103
2.7. Chỉnh lưu với tải có sức điện động E_d	111
2.8. Sóng hài điện áp chỉnh lưu và hệ số đập mạch	115

2.9. Bộ lọc một chiều	117
2.10. Chính lưu bán điều khiển và chính lưu có diốt dẽm	120
2.11. Đầu ghép các mạch chính lưu với nhau và chính lưu 6 pha có cuộn kháng cân bằng	126
2.12. Chế độ nghịch lưu phụ thuộc trong thiết bị chính lưu	131
2.13. Đặc tính ngoài của bộ chính lưu	135
2.14. Bộ chính lưu đảo chiều	136

Chương 3

BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP

141

3.1. Cấu trúc và phân loại các bộ biến đổi xung áp một chiều	141
3.2. Bộ biến đổi xung áp một chiều không đảo chiều có điện áp ra thấp hơn điện áp vào	146
3.3. Phương pháp tính toán bộ biến đổi xung áp	150
3.4. Bộ biến đổi xung áp một nhịp làm việc với phụ tải là động cơ	155
3.5. Bộ biến đổi xung áp hai nhịp với điện áp ra nhỏ hơn điện áp vào	160
3.6. Bộ biến đổi xung áp song song có điện áp ra nhỏ hơn điện áp vào	166
3.7. Bộ biến đổi xung áp một chiều có điện áp ra lớn hơn hoặc nhỏ hơn điện áp vào	170
3.8. Bộ biến đổi xung áp một chiều có đảo chiều	173
3.9. Bộ điều chỉnh xung áp xoay chiều một pha	176
3.10. Bộ điều chỉnh xung áp xoay chiều ba pha	179
3.11. Bộ biến đổi xung áp xoay chiều chuyển mạch cưỡng bức	185

Chương 4

NGHỊCH LƯU ĐỘC LẬP VÀ BIẾN TẦN

188

4.1. Phân loại nghịch lưu	188
4.2. Nghịch lưu dòng một pha	188
4.3. Nghịch lưu dòng ba pha	197
4.4. Nghịch lưu áp một pha	199

4.5. Nghịch lưu áp ba pha	203
4.6. Nghịch lưu cộng hưởng song song	206
4.7. Nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp	208
4.8. Biến tần	212

Chương 5

ĐIỀU CHỈNH VÀ NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG ĐIỆN ÁP CỦA BỘ BIẾN ĐỔI	219
--	-----

5.1. Điều chỉnh và ổn định điện áp của nghịch lưu dòng	220
5.2. Điều chỉnh bằng cách cộng điện áp	221
5.3. Cải thiện chất lượng điện áp của nghịch lưu áp bằng cách tăng số lần chuyển mạch	225
5.4. Phương pháp điều chế kinh điển (PWM1)	230
5.5. Phương pháp điều chế PWM trong nghịch lưu ba pha	232
5.6. Phương pháp điều chế vectơ chuyển mạch (PWM2)	240

Chương 6

HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI	249
--	-----

6.1. Khái quát và phân loại	249
6.2. Một số mạch thông dụng trong hệ thống điều khiển bộ biến đổi phụ thuộc	255
6.3. Một số mạch điều khiển chỉnh lưu thông dụng	272
6.4. Mạch điều khiển số	277
6.5. Cấu trúc của hệ thống điều khiển nghịch lưu	283
6.6. Các phần tử thường dùng trong mạch nghịch lưu	284
6.7. Một số mạch điều khiển nghịch lưu đơn giản	290

Chương 7

MÔ PHỎNG MẠCH ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT	298
--	-----

7.1. Mô hình hoá và mô phỏng	298
------------------------------	-----

7.2. Mô phỏng dùng phần mềm trên máy tính	301
7.3. Một số phần mềm mô phỏng mạch điện tử công suất	308
7.4. Mô phỏng mạch điện tử bằng PSPICE	313
7.5. Mô phỏng một số mạch điện tử công suất bằng PSPICE	330
7.6. Mô phỏng mạch điện tử công suất bằng MATLAB / SIMULINK	352

PHỤ LỤC 361

<i>Phụ lục 1.</i> Các ký hiệu	361
-------------------------------	-----

<i>Phụ lục 2.</i> Bảng tra cứu các phần tử điện tử công suất	364
--	-----

A1. Một số dạng vỏ van bán dẫn công suất	364
--	-----

A2. Một số dạng tản nhiệt dùng cho van bán dẫn công suất	366
--	-----

B. Một số phần tử bán dẫn công suất	366
-------------------------------------	-----

TÀI LIỆU THAM KHẢO	389
--------------------	-----

Chương 1

CÁC PHẦN TỬ BÁN DẪN CÔNG SUẤT CƠ BẢN

1.1. ĐẶC TÍNH CƠ BẢN CỦA CÁC PHẦN TỬ BÁN DẪN CÔNG SUẤT

Các phần tử bán dẫn công suất được sử dụng trong sơ đồ các bộ biến đổi như các khoá điện tử, gọi là các van bán dẫn; khi mở dẫn dòng thì nối tải vào nguồn, khi khoá thì ngắt tải ra khỏi nguồn, không cho dòng điện chạy qua. Khác với các phần tử có tiếp điểm, khi các van bán dẫn thực hiện đóng cắt dòng điện không gây nên tia lửa điện, không bị mài mòn theo thời gian. Tuy có thể đóng cắt các dòng điện lớn nhưng các van bán dẫn lại được điều khiển bởi các tín hiệu công suất nhỏ, tạo bởi các mạch điện tử công suất nhỏ. Quy luật nối tải vào nguồn phụ thuộc vào sơ đồ bộ biến đổi và phụ thuộc cách thức điều khiển các van trong bộ biến đổi. Như vậy hiệu suất của các bộ biến đổi phụ thuộc trước hết vào tổn thất trên các van bán dẫn, trong quá trình làm việc tổn thất này bằng tích của dòng điện chạy qua van với điện áp rơi trên van.

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

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

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

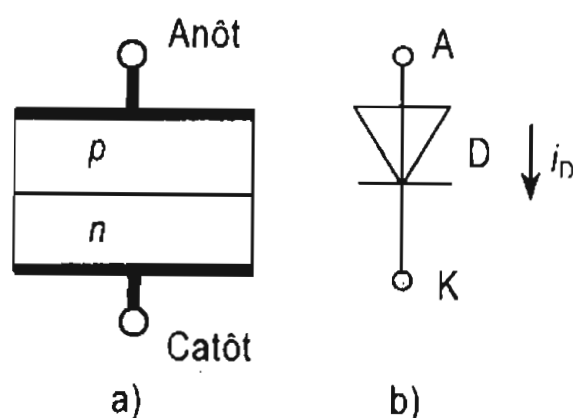
- Các van bán dẫn chỉ dẫn dòng theo một chiều khi phần tử được đặt dưới điện áp phân cực thuận. Khi điện áp đặt lên phần tử phân cực ngược, dòng qua phần tử chỉ có giá trị rất nhỏ, cỡ mA, gọi là dòng rò.

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

- Van không điều khiển, như điôt,
- Van có điều khiển, trong đó lại phân ra:
 - Điều khiển không hoàn toàn, như tiritsto, triac,
 - Điều khiển hoàn toàn, như bipolar tranzito, MOSFET, IGBT, GTO.

1.2. ĐIÔT

Điôt là phần tử được cấu tạo bởi một lớp tiếp giáp bán dẫn $p-n$. Điôt 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 điôt theo chiều từ A đến K khi điện áp U_{AK} dương. Khi U_{AK} âm, dòng qua điôt gần như bằng không. Cấu tạo và ký hiệu của điôt biểu diễn trên hình 1.1.



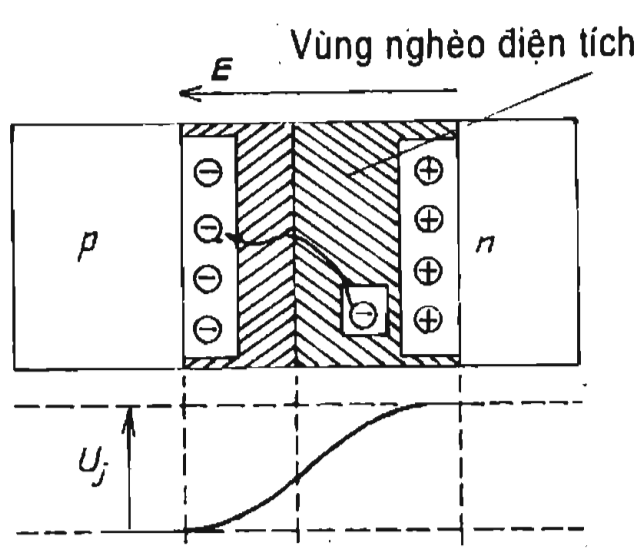
Hình 1.1. Điôt:

a) Cấu tạo; b) Ký hiệu

1.2.1. Cấu tạo của điôt

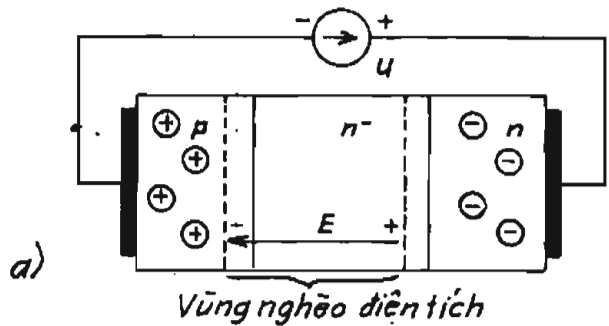
Tiếp giáp bán dẫn $p-n$ là bộ phận cơ bản trong cấu tạo của một điôt. Ở nhiệt độ môi trường, các điện tử tự do trong lớp bán dẫn n khi khuếch tán sang lớp bán dẫn kiểu p sẽ bị trung hoà bởi các ion dương ở đây. Do các điện tích trong vùng tiếp giáp tự trung hòa lẫn nhau nên vùng này trở nên nghèo điện tích, hay là vùng có điện trở lớn. Tuy nhiên vùng nghèo điện tích này chỉ mở rộng ra đến một độ dày nhất định vì ở bên vùng n khi các điện tử di chuyển đi sẽ để lại các ion dương, còn bên vùng p khi các điện tử di chuyển đến sẽ nhập vào lớp các

điện tử hoá trị ngoài cùng, tạo nên các ion âm. Các ion này nằm trong cấu trúc tinh thể của mạng tinh thể silic nên không thể di chuyển được. Kết quả tạo thành như một tụ điện với các điện tích âm ở phía lớp p và các điện tích dương phía lớp n . Các điện tích của tụ điện này tạo nên một điện trường E có hướng từ vùng n sang vùng p , ngăn cản sự khuếch tán tiếp tục các điện tử từ vùng n sang vùng p . Điện trường E cũng tạo nên điện thế rào cản U_j với giá trị không đổi ở một nhiệt độ nhất định, khoảng 0,65 V đối với tiếp giáp $p-n$ trên tinh thể silic ở nhiệt độ 25°C (hình 1.2).

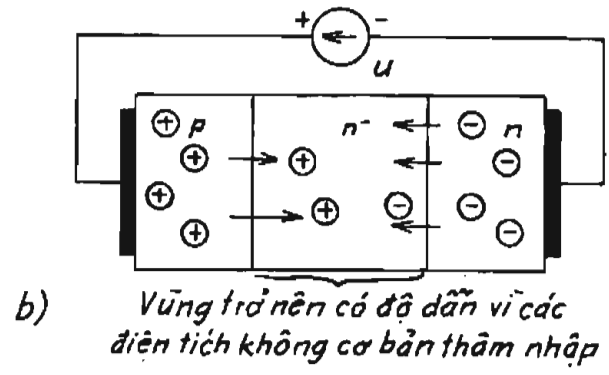


Hình 1.2. Sự tạo thành điện thế rào cản trong tiếp giáp $p-n$

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



Khi điện áp bên ngoài tạo ra điện trường ngoài có hướng ngược với điện trường trong E , vùng nghèo điện tích sẽ bị thu hẹp lại. Nếu điện áp bên ngoài đủ lớn hơn U_j , cỡ 0,65 V, vùng nghèo điện tích sẽ thu hẹp đến bằng không và các điện tích có thể di chuyển tự do qua cấu trúc tinh thể của diốt. Dòng điện chạy qua diốt lúc



Hình 1.3. Sự phân cực của diốt công suất:

a) Phân cực ngược; b) Phân cực thuận

đó sẽ chỉ bị hạn chế do điện trở tải ở mạch ngoài và một phần điện trở trong điôt bao gồm điện trở của tinh thể bán dẫn giữa anôt và catôt, điện trở do phần kim loại làm dây dẫn ra ngoài và điện trở do tiếp xúc giữa phần kim loại và bán dẫn. Ta nói điôt được phân cực thuận (hình 1.3b).

1.2.2. Đặc tính vôn-ampe của điôt

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

Trên đường đặc tính thuận, nếu điện áp anôt-catôt tăng dần từ 0 đến khi vượt qua ngưỡng điện áp $U_{D,0}$, cỡ 0,6 - 0,7 V, dòng có thể chảy qua điôt. Dòng điện I_D có thể thay đổi rất lớn nhưng điện áp rơi trên điôt U_{AK} hầu như ít thay đổi. Như vậy đặc tính thuận của điôt đặc trưng bởi tính chất có điện trở tương đương nhỏ.

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

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

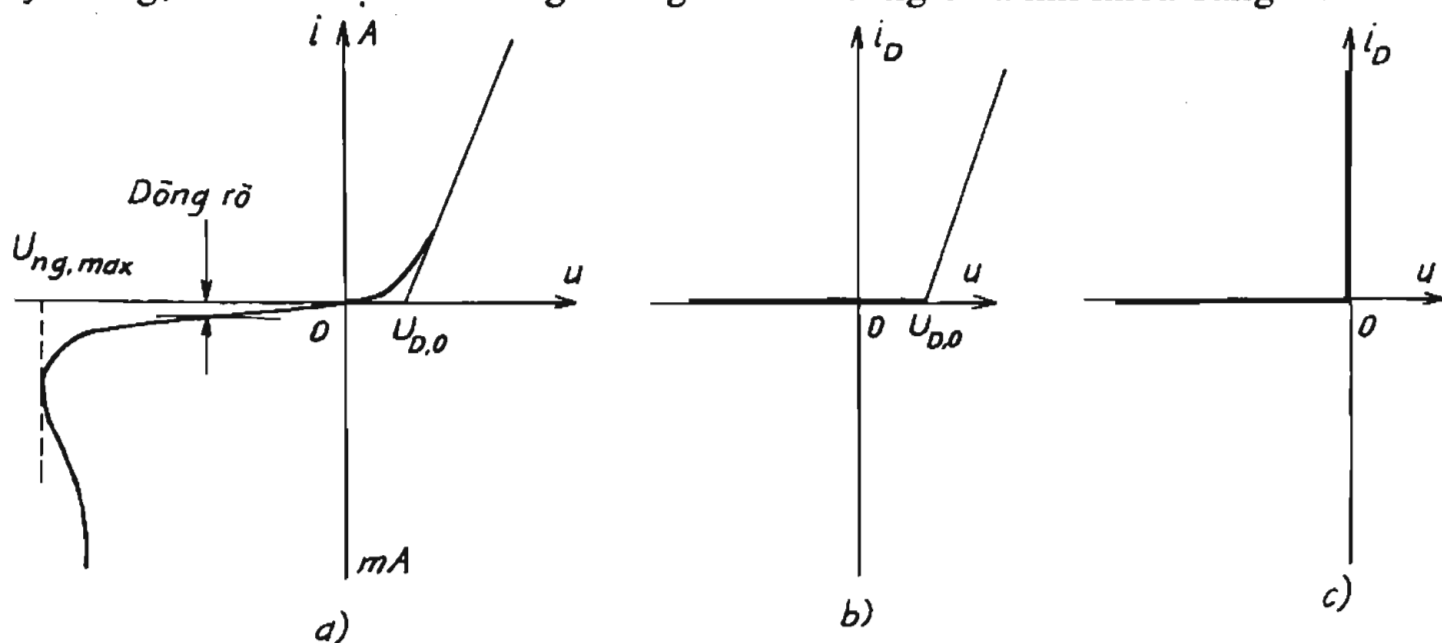
Trong thực tế, để đơn giản cho việc tính toán, người ta thường dùng đặc tính khi dẫn dòng, tuyến tính hoá của điôt như được biểu diễn trên hình 1.4b. Đặc tính này có thể biểu diễn qua biểu thức:

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

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

Đặc tính vôn-ampe của các điôt thực tế sẽ khác nhau, phụ thuộc vào dòng

điện cho phép chạy qua điôt và điện áp ngược lớn nhất mà điôt có thể chịu được. Tuy nhiên để phân tích sơ đồ các bộ biến đổi thì một đặc tính lý tưởng cho trên hình 1.4c được sử dụng nhiều hơn cả. Theo đặc tính lý tưởng, điôt có thể cho phép một dòng điện lớn bất kỳ chạy qua với sụt áp trên nó bằng 0 và chịu được điện áp ngược lớn bất kỳ với dòng rò bằng 0. Nghĩa là, theo đặc tính lý tưởng, điôt có điện trở tương đương khi dẫn bằng 0 và khi khoá bằng ∞ .



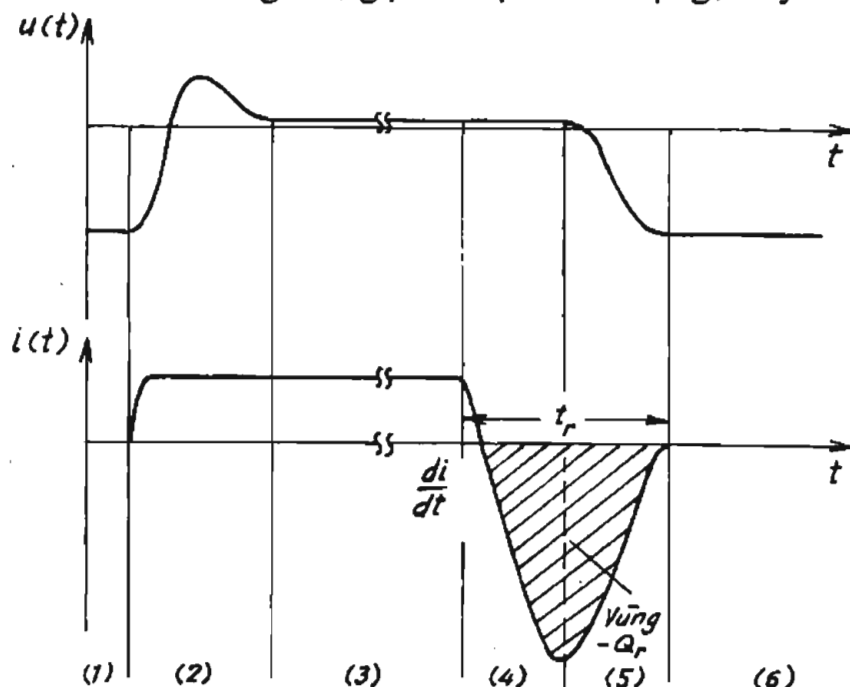
Hình 1.4. Đặc tính vôn-ampe của điôt:

a) Đặc tính thực tế; b) Đặc tính tuyến tính hoá; c) Đặc tính lý tưởng

1.2.3. Đặc tính đóng cắt của một điôt

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

Theo đặc tính trên hình 1.5, điôt ở trạng thái khoá trong các khoảng thời gian (1) và (6) với điện áp phân cực ngược và dòng điện bằng không. Ở khoảng (2) điôt bắt đầu vào dẫn dòng. Dòng điện ban đầu nạp điện tích cho tụ điện tương đương của tiếp giáp



Hình 1.5. Đặc tính đóng-cắt của một điôt

$p-n$, trước đó bị phân cực ngược, làm điện áp dương trên diôt tăng lên đến vài vôn vì điện trở vùng nghèo điện tích còn lớn. Khi lượng điện tích đã đủ lớn, độ dẫn điện của tiếp giáp tăng lên, điện trở giảm và điện áp trên diôt trở về ổn định ở mức sụt áp $U_{D,0}$ cỡ 1 - 1,5 V. Trong khoảng (3) diôt hoàn toàn ở trạng thái dẫn.

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

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

1.2.4. Các thông số cơ bản của một diôt

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

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

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

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

3. Tần số

Quá trình phát nhiệt trên diôt còn phụ thuộc vào tần số đóng cắt của diôt.

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

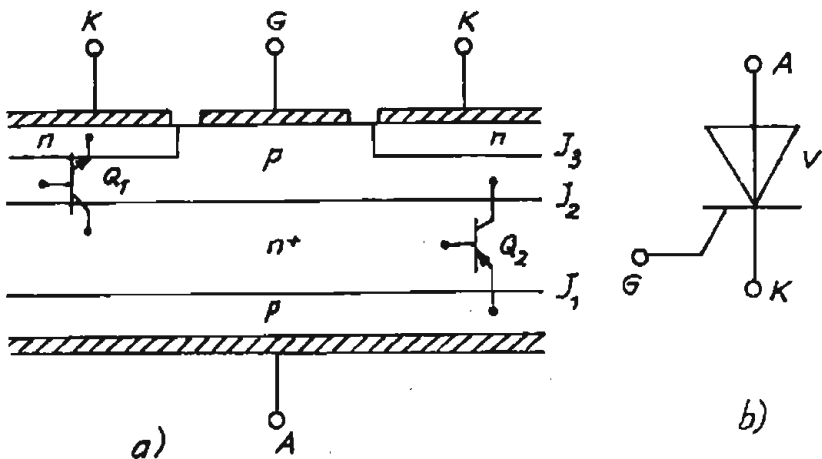
4. Thời gian phục hồi t_r và điện tích phục hồi Q_r

Các điôt khi khoá lại có dòng ngược để di chuyển lượng điện tích Q_r ra khỏi cấu trúc bán dẫn, phục hồi khả năng khoá của mình. Thời gian phục hồi t_r có thể bị kéo dài, làm chậm lại quá trình chuyển mạch giữa các van. Dòng điện ngược có thể tăng xung dòng trên các van mới mở ra với biên độ có thể rất lớn. Hơn nữa thời gian phục hồi cũng làm tăng tổn thất trong quá trình đóng cắt các van. Những lý do như trên khiến ta phải đặc biệt lưu ý đến ảnh hưởng của t_r trong những trường hợp cụ thể. Để giảm thời gian chuyển mạch có thể phải sử dụng loại điôt có t_r rất ngắn, cỡ μs . Tuy nhiên khi đó dòng điện ngược thay đổi quá nhanh, có thể gây nên quá điện áp rất lớn trên những mạch điện có điện cảm. Tóm lại không nên nghĩ rằng điôt là một phần tử rất đơn giản mà bỏ qua quá trình khoá lại của điôt.

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

1.3. TIRISTO

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



Hình 1.6. Tiristo:

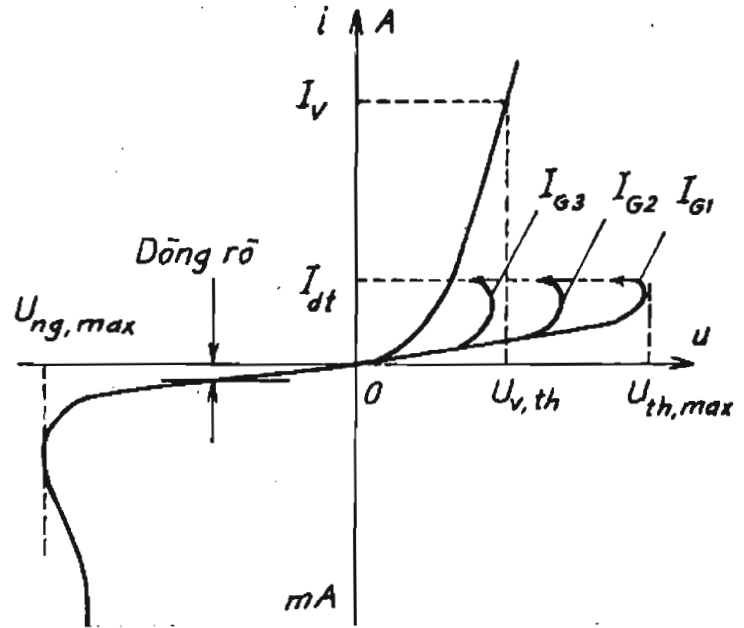
a) Cấu trúc bán dẫn; b) Ký hiệu

1.3.1. Đặc tính vôn-ampe của tiristo

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

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

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



Hình 1.7. Đặc tính vôn-ampe của tiristo

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

thuận ở điôt. Đoạn đặc tính thuận được đặc trưng bởi tính chất dòng có thể có giá trị lớn nhưng điện áp rơi trên anôt-catôt 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 catôt, 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.

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

1.3.2. Mở, khoá tiristo

Tiristo có đặc tính giống như điôt, nghĩa là chỉ cho phép dòng chạy qua theo một chiều, từ anôt đến catôt, và cản trở dòng chạy theo chiều ngược lại. Tuy nhiên khác với điôt, để tiristo có thể dẫn dòng, ngoài điều kiện phải có điện áp $U_{AK} > 0$ còn cần thêm một số điều kiện khác. Do đó tiristo được coi là phần tử bán dẫn có điều khiển để phân biệt với điôt là phần tử không điều khiển được.

a. Mở tiristo

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

Phương pháp thứ hai, phương pháp được áp dụng thực tế, là đưa một xung dòng điện có giá trị nhất định vào giữa cực điều khiển và catôt. Xung dòng điện điều khiển sẽ chuyển trạng thái của tiristo từ trở kháng cao sang trở kháng thấp ở mức điện áp anôt-catôt nhỏ. Khi đó nếu dòng qua anôt-catôt lớn hơn một giá

trị nhất định, gọi là dòng duy trì (I_{dt}) thì tiristo sẽ tiếp tục ở trong trạng thái mở dẫn dòng mà không cần đến sự tồn tại của xung dòng điều khiển. Điều này nghĩa là có thể điều khiển mở các tiristo bằng các xung dòng có độ rộng xung nhất định, do đó công suất của mạch điều khiển có thể là rất nhỏ, so với công suất của mạch lực mà tiristo là một phần tử đóng cắt, khống chế dòng điện.

b. Khoá tiristo

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

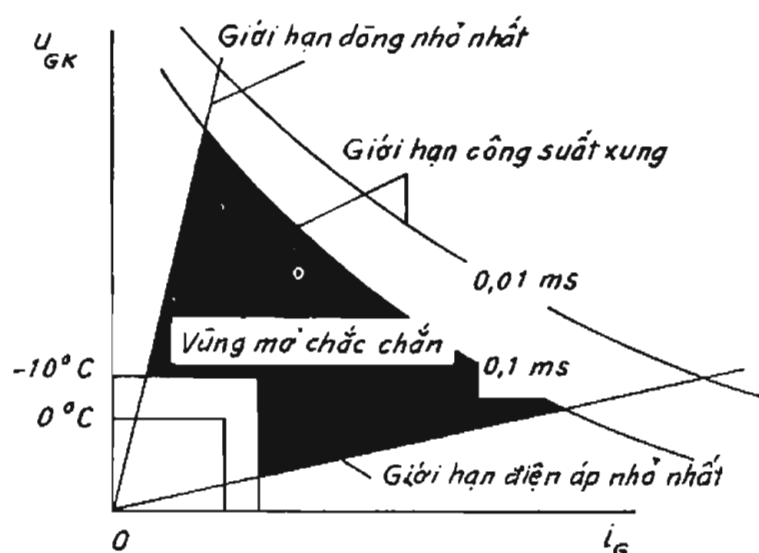
Khi tiristo dẫn dòng theo chiều thuận, $U_{AK} > 0$, hai lớp tiếp giáp J_1, J_3 , phân cực thuận, các điện tích đi qua hai lớp này dễ dàng và lớp đầy tiếp giáp J_2 đang bị phân cực ngược. Vì vậy mà dòng điện có thể chảy qua ba lớp tiếp giáp J_1, J_2, J_3 . Để khoá tiristo lại cần giảm dòng anôt-catôt về dưới mức dòng duy trì (I_{dt}) bằng cách hoặc là đổi chiều dòng điện hoặc áp một điện áp ngược lên giữa anôt và catôt của tiristo. Sau khi dòng về bằng không phải đặt một điện áp ngược lên anôt-catôt ($U_{AK} < 0$) trong một khoảng thời gian tối thiểu, gọi là thời gian phục hồi, t_r , chỉ sau đó tiristo mới có thể cản trở dòng điện theo cả hai chiều. Trong thời gian phục hồi có một dòng điện ngược chạy giữa catôt và anôt. Dòng điện ngược này di chuyển các điện tích ra khỏi tiếp giáp J_2 và nạp điện cho tụ điện tương đương của hai tiếp giáp J_1, J_3 được phục hồi. Thời gian phục hồi phụ thuộc vào lượng điện tích cần được di chuyển ra ngoài cấu trúc bán dẫn của tiristo và nạp điện cho tiếp giáp J_1, J_3 đến điện áp ngược tại thời điểm đó.

Quá trình khoá một tiristo có dạng gần giống như khoá một diôt và được minh họa trên đồ thị hình 1.5.

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

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

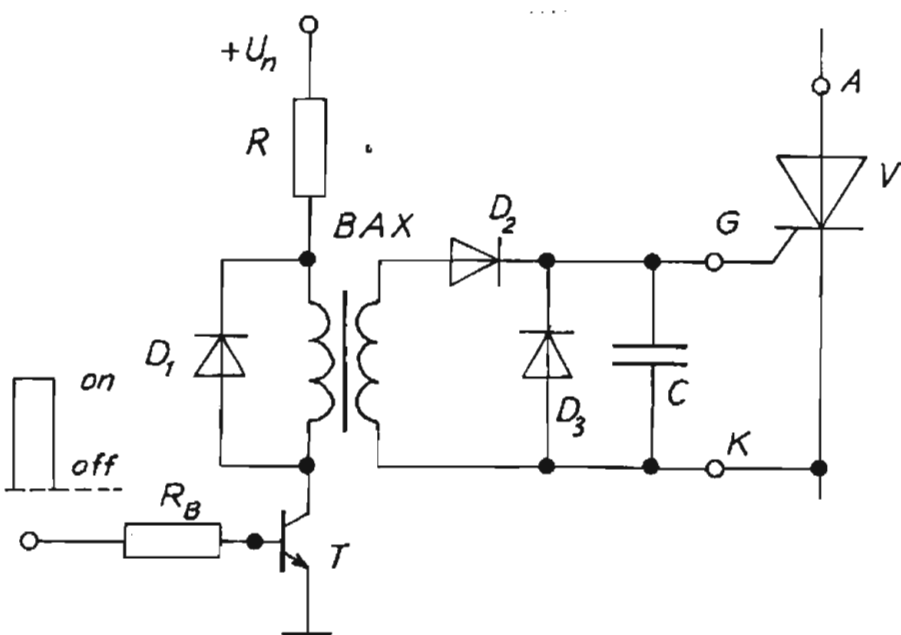
Quan hệ giữa điện áp trên cực điều khiển và catôt với dòng điện đi vào cực điều khiển xác định các yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển tiristo. Với cùng một loại tiristo nhà sản xuất sẽ cung cấp một họ đặc tính điều khiển, ví dụ như ở trên hình 1.8, trên đó có thể thấy được các đặc tính giới hạn về điện áp và dòng điện nhỏ nhất ứng với một nhiệt độ môi trường nhất định mà tín hiệu điều khiển phải



Hình 1.8. Yêu cầu đối với xung điều khiển của tiristo

đảm bảo để chắc chắn mở được một tiristo. Dòng điều khiển đi qua tiếp giáp $p-n$ giữa cực điều khiển và catôt cũng làm phát nóng tiếp giáp này. Vì vậy tín hiệu điều khiển cũng phải bị hạn chế về công suất. Công suất giới hạn của tín hiệu điều khiển phụ thuộc độ rộng của xung điều khiển. Tín hiệu điều khiển là một xung có độ rộng càng ngắn thì công suất cho phép có thể càng lớn.

Sơ đồ tiêu biểu của một mạch khuếch đại xung điều khiển tiristo được cho trên hình 1.9. Khóa tranzito T được điều khiển bởi một xung có độ rộng nhất định, đóng cắt điện áp phía sơ cấp biến áp xung. Xung điều khiển đưa đến cực điều khiển của tiristo ở phía bên cuộn thứ cấp. Như vậy mạch lực được cách ly hoàn toàn với



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

mạch điều khiển bởi biến áp xung. Điện trở R hạn chế dòng qua tranzito và xác định nội trở của nguồn tín hiệu điều khiển. Diode D_1 ngăn mạch cuộn sơ cấp biến

áp xung khi tranzito T khoá 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 tiristo bị phân cực ngược.

1.3.4. Các thông số cơ bản của tiristo

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

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

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

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

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

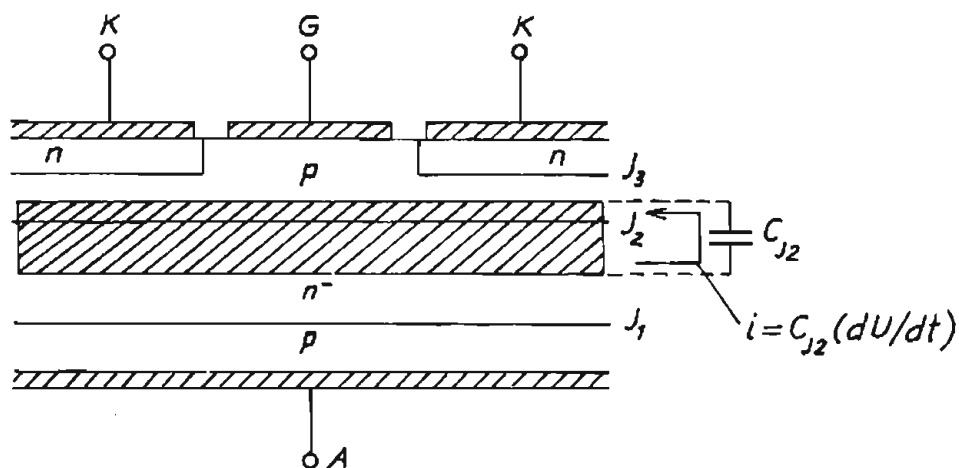
Đây là giá trị điện áp ngược lớn nhất cho phép đặt lên tiristo. Trong các ứng dụng phải đảm bảo rằng, tại bất kỳ thời điểm nào điện áp giữa anôt-catôt U_{AK} luôn nhỏ hơn hoặc bằng $U_{ng.max}$. Ngoài ra phải đảm bảo một độ dự trữ nhất định về điện áp, nghĩa là phải được chọn ít nhất là bằng 1,2 đến 1,5 lần giá trị biên độ lớn nhất của điện áp trên sơ đồ đó.

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

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

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

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



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

Lớp tiếp giáp J_2 bị phân cực ngược nên độ

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

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

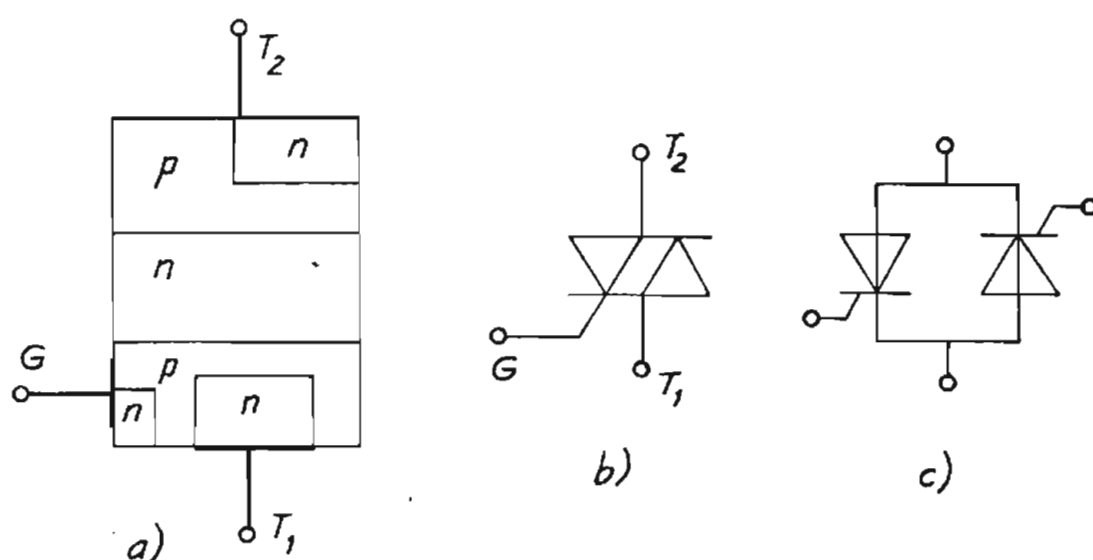
5. Tốc độ tăng dòng cho phép, $\frac{dI}{dt}$ (A/ μ s)

Khi tiristo bắt đầu mở, không phải mọi điểm trên tiết diện tinh thể bán dẫn của nó đều dẫn dòng đồng đều. Dòng điện sẽ chạy qua bắt đầu ở một số điểm, gần với cực điều khiển nhất, sau đó sẽ lan tỏa 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 cũng phân biệt tiristor tần số thấp, có di/dt cỡ 50 - 100 A/ μ s, với các tiristo tần số cao với di/dt cỡ 500 - 2000 A/ μ s. Trong các ứng dụng phải luôn đảm bảo tốc độ tăng dòng dưới mức cho phép. Điều này đạt được nhờ mắc nối tiếp các van bán dẫn với các cuộn kháng trị số nhỏ. Cuộn kháng có thể lõi không khí hoặc lõi ferit. Có thể dùng những xuyên ferit lồng lên thanh dẫn để tạo các điện kháng giá trị khác nhau tùy theo số lượng xuyên sử dụng. Xuyên ferit tạo nên các điện kháng có tính chất của cuộn kháng bão hòa. Khi dòng qua thanh dẫn nhỏ, điện kháng sẽ có giá trị lớn để hạn chế tốc độ tăng dòng; khi dòng điện lớn, cuộn kháng bị bão hòa, điện cảm giảm gần như bằng không. Như vậy cuộn kháng kiểu này không gây sụt áp trong chế độ dòng định mức qua thanh dẫn.

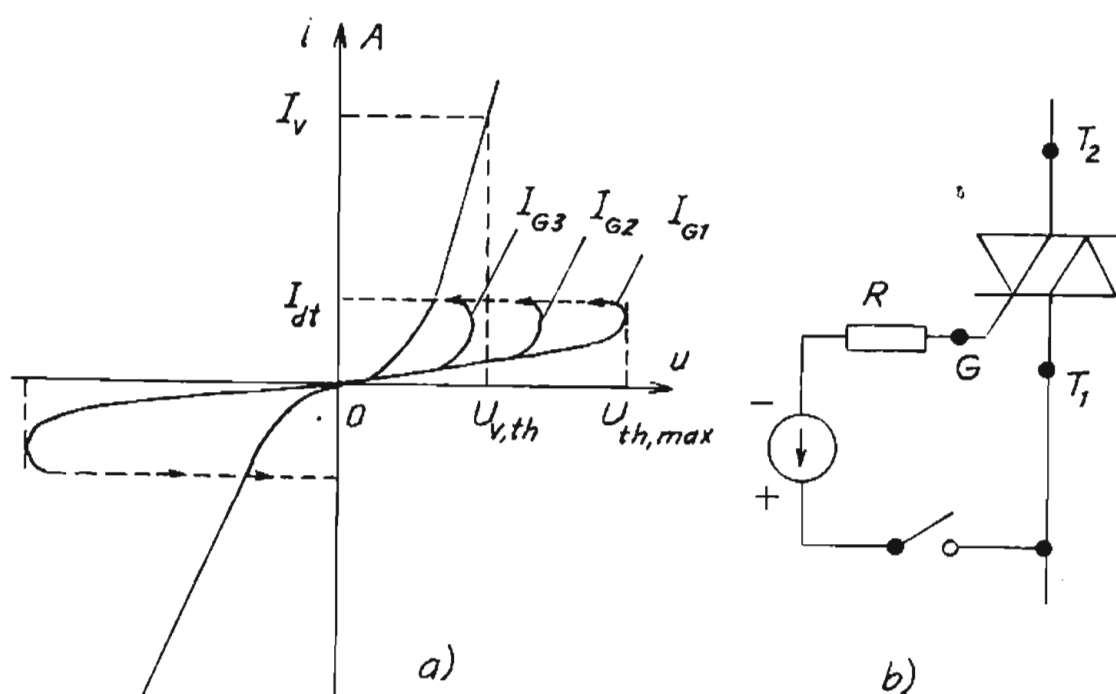
1.4. TRIAC

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



Hình 1.11. Triac: a) Cấu trúc bán dẫn; b) Ký hiệu;
c) Sơ đồ tương đương với hai tiritsto song song ngược

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



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

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

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

1.5. TIRISTO KHOÁ ĐƯỢC BẰNG CỰC ĐIỀU KHIỂN, GTO (Gate Turn-off Thyristor)

Tiristo thường, như được giới thiệu ở mục 1.3, được sử dụng rộng rãi trong các sơ đồ chỉnh lưu, từ công suất nhỏ vài kW đến công suất cực lớn, vài trăm MW. Đó là vì trong các sơ đồ chỉnh lưu, tiristo có thể khoá lại một cách tự nhiên dưới tác dụng của điện áp lưới, điện áp chỉnh lưu có thể điều chỉnh bằng cách chủ động thay đổi thời điểm mở của các tiristo. Tuy nhiên với các ứng dụng trong các bộ biến đổi xung áp một chiều hoặc các bộ nghịch lưu, trong đó các van bán dẫn luôn bị đặt dưới điện áp một chiều thì điều kiện để khoá tự nhiên sẽ không còn nữa. Khi đó việc dùng các tiristo thường sẽ cần đến các

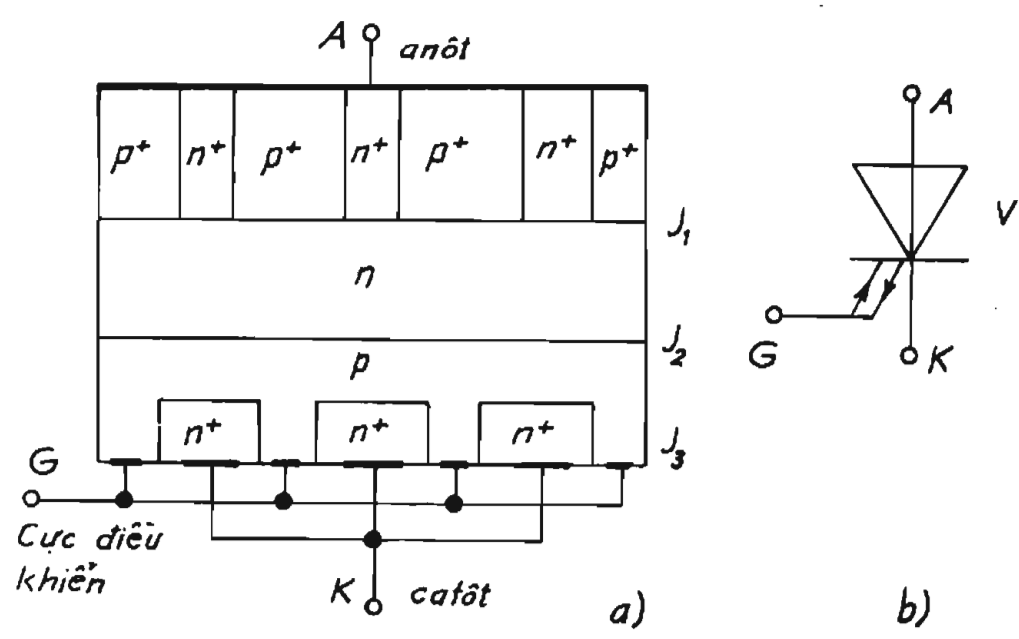
mạch chuyển mạch cường bức rất phức tạp, gây tổn hao lớn về công suất, giảm hiệu suất của các bộ biến đổi. Cách đây không lâu, vào những năm 80 của thế kỷ trước, chuyển mạch của tiristo là vấn đề được rất nhiều nhà nghiên cứu quan tâm giải quyết. Tuy nhiên, ngày nay các van bán dẫn điều khiển hoàn toàn với công nghệ hoàn chỉnh đã được sản xuất hàng loạt làm nhiệm vụ của các nhà nghiên cứu nhẹ đi rất nhiều.

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

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

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

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



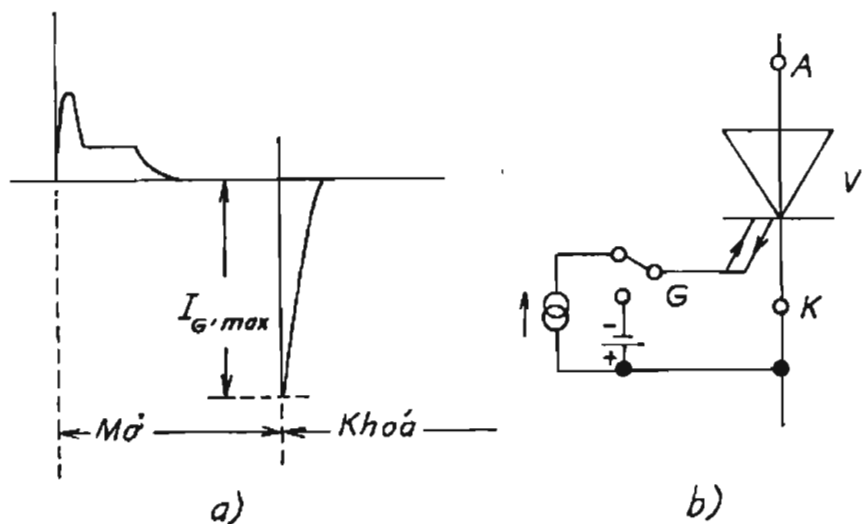
Hình 1.13. GTO:

a) Cấu trúc bán dẫn; b) Ký hiệu

tiristo. Tuy nhiên nếu catôt có điện áp dương hơn so với anôt thì tiếp giáp p^+-n ở sát anôt sẽ bị đánh thủng ngay ở điện áp rất thấp, nghĩa là GTO không thể chịu được điện áp ngược.

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

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



Hình 1.14. Nguyên lý điều khiển GTO:

a) Yêu cầu dạng xung điều khiển;

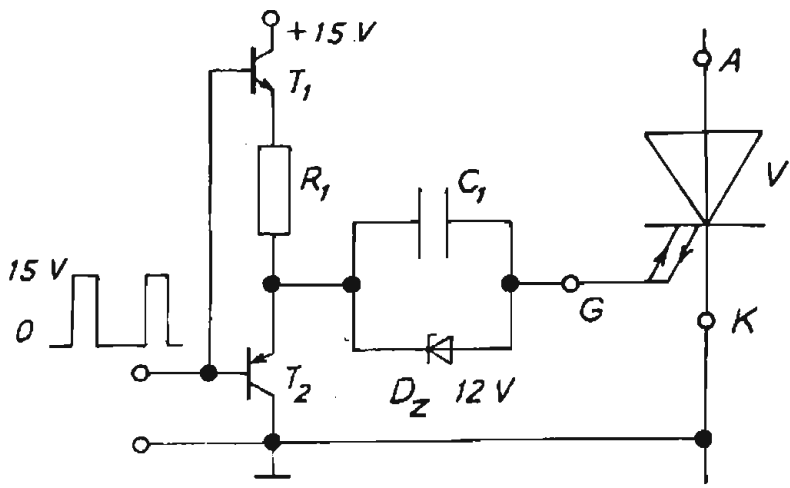
b) Nguyên lý thực hiện

Yêu cầu về xung điều khiển và nguyên tắc thực hiện được thể hiện trên hình 1.14. Hình 1.14a thể hiện xung dòng khoá GTO phải có biên độ rất lớn, vào khoảng 20 - 25% biên độ dòng anôt-catôt. Một yêu cầu quan trọng nữa là xung dòng điều khiển phải có độ dốc sườn xung rất lớn, sau khoảng 0,5 đến 1 μs . Điều này giải thích tại sao nguyên lý thực hiện tạo xung dòng khoá là nối mạch cực điều khiển vào một nguồn áp. Về nguyên tắc, nguồn áp có nội trở bằng

không và có thể cung cấp một dòng điện vô cùng lớn.

Sơ đồ đơn giản trên hình 1.15 mô tả việc thực hiện nguyên lý điều khiển trên. Mạch điện dùng hai khoá tranzito T_1 , T_2 . Khi tín hiệu điều khiển là 15 V, T_1 mở, dòng chạy từ nguồn 15 V 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_Z (12 V), dòng điều khiển kết thúc. Khi tín hiệu điều khiển rơi xuống mức 0 V thì T_1 bị khoá, T_2 sẽ mở do có điện áp trên tụ C_1 , tụ C_1 bị ngắn mạch qua cực điều khiển và catôt, tranzito T_2 tạo nên dòng đi ra khỏi cực điều khiển, khoá GTO lại. Diốt D_Z ngăn không cho tụ C_1 nạp ngược lại.

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



Hình 1.15. Mạch điều khiển GTO

1.6. TRANZITO CÔNG SUẤT, BJT (Bipolar Junction Tranzitor)

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

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

$$I_C = \beta \cdot I_B.$$

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

$$I_B > \frac{I_C}{\beta} \text{ hay } I_B = k_{bh} \frac{I_C}{\beta}$$

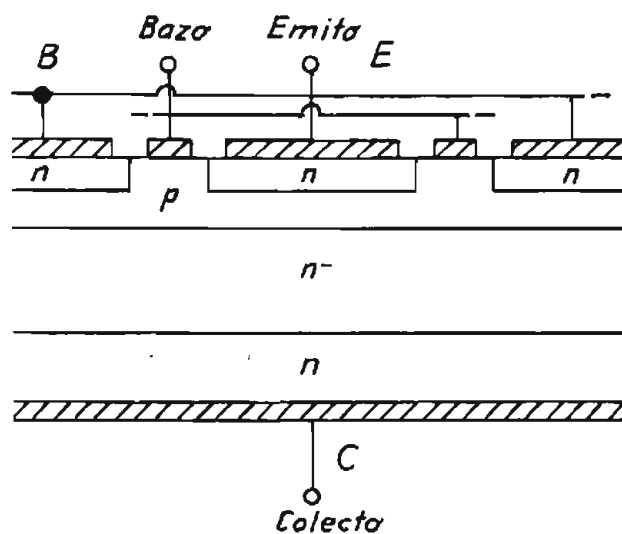
trong đó $k_{bh} = 1,2 \div 1,5$ gọi là hệ số bão hòa. Khi đó tranzito sẽ ở trong chế độ bão hòa với điện áp giữa colectơ và emitor

rất nhỏ, cỡ 1 - 1,5 V, gọi là điện áp bão hòa, $U_{CE.bh}$.

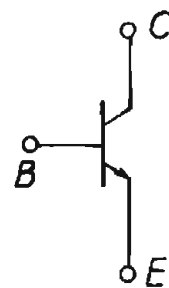
Khi khoá, dòng điều khiển I_B bằng không, lúc đó dòng colectơ gần bằng không, điện áp U_{CE} sẽ lớn đến giá trị điện áp nguồn cung cấp cho mạch tải nối tiếp với tranzito.

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

Trong cấu trúc bán dẫn của BJT, ở chế độ khoá, cả hai tiếp giáp B-E và B-C đều bị phân cực ngược. Điện áp đặt giữa colectơ-emitor sẽ rơi chủ yếu trên vùng trở kháng cao của tiếp giáp $p-n^-$. Độ dày và mật độ điện tích của lớp n^- xác định khả năng chịu điện áp của cấu trúc BJT. Tranzito ở trong chế độ tuyến tính nếu tiếp giáp B-E phân cực thuận và tiếp giáp B-C phân cực ngược. Trong chế độ tuyến tính, số điện tích dương đưa vào từ cực bazơ sẽ kích thích các điện tử từ tiếp giáp B-C thâm nhập vào vùng bazơ, tại đây chúng được trung hòa hết, kết quả là tốc độ trung hòa quyết định dòng colectơ tỷ lệ với dòng bazơ, $I_C = \beta \cdot I_B$. Tranzito ở trong chế độ bão hòa nếu cả hai tiếp giáp B-E và B-C đều được phân cực thuận. Các điện tử sẽ thâm nhập vào đây vùng bazơ, vùng p , từ cả hai tiếp giáp B-E và B-C, và nếu các điện tích dương được đưa vào từ cực bazơ có số lượng dư thừa thì các điện tích sẽ không bị trung hòa hết, kết quả là vùng bazơ sẽ trở nên vùng có điện trở nhỏ, dòng điện có thể chạy qua. Cũng do tốc độ trung hòa điện tích không kịp nên tranzito không còn khả năng khống chế dòng



a)



b)

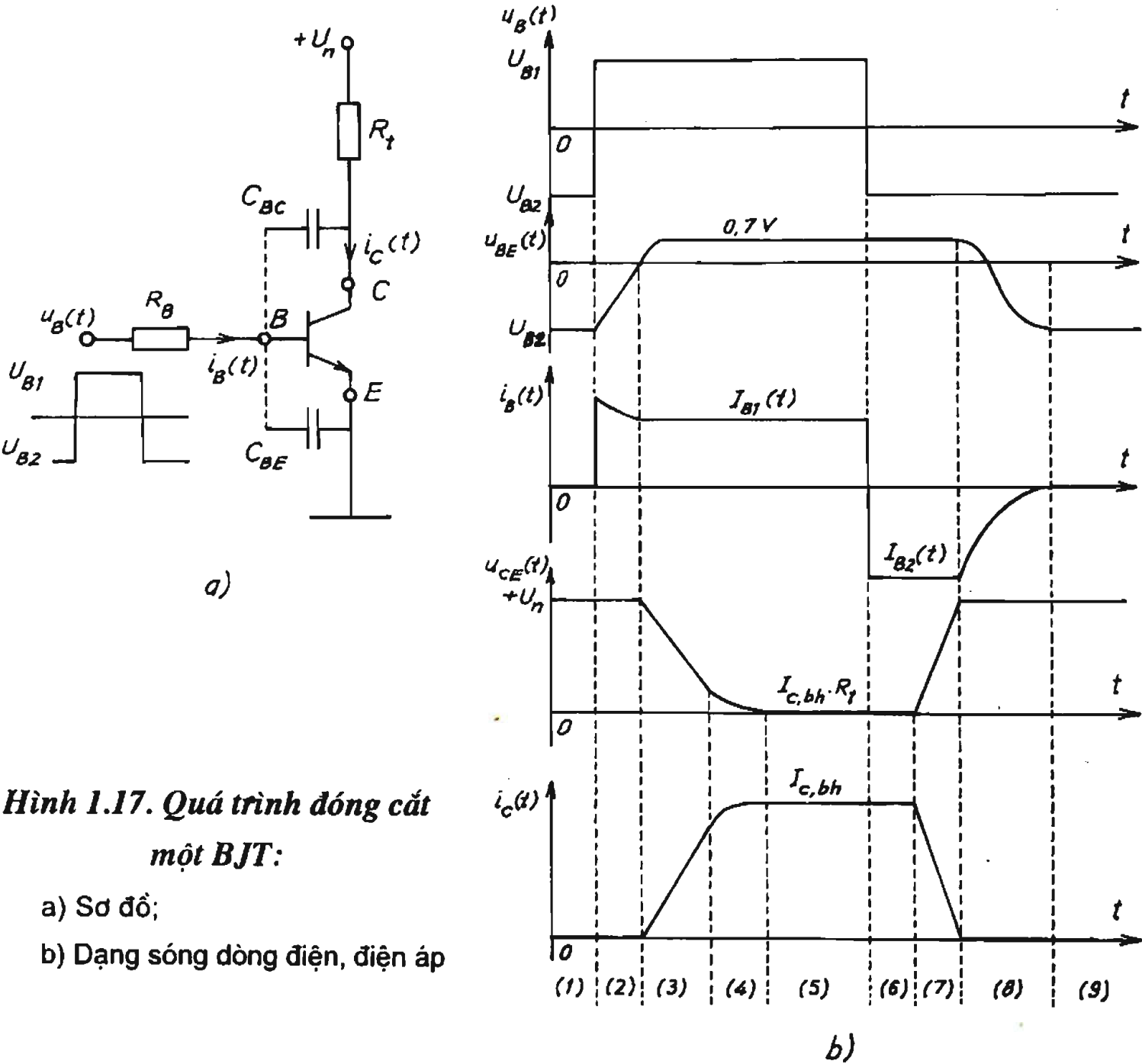
Hình 1.16. BJT:

a) Cấu trúc bán dẫn; b) Ký hiệu

điện được nữa và giá trị dòng điện sẽ hoàn toàn do mạch ngoài quyết định. Đó là chế độ mở bão hòa. Cơ chế tạo ra dòng điện ở đây là sự thâm nhập của các điện tích khác dấu vào vùng bazơ p , các điện tử, vì vậy BJT còn gọi là cấu trúc với các hạt mang điện phi cơ bản, phân biệt với cấu trúc MOSFET, là cấu trúc với các hạt mang điện cơ bản.

1.6.1. Đặc tính đóng cắt của tranzito

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



a. Quá trình mở

Theo đồ thị ở hình 1.17, trong khoảng thời gian (1), BJT đang trong chế độ khoá với điện áp ngược $-U_{B2}$ đặt lên tiếp giáp B-E. Quá trình mở BJT bắt đầu khi tín hiệu điều khiển nhảy từ $-U_{B2}$ lên mức U_{B1} . Trong khoảng (2), tụ đầu vào, giá trị tương đương bằng $C_{in} = C_{BE} + C_{BC}$, nạp điện từ điện áp $-U_{B2}$ đến U_{B1} . Khi U_{BE} còn nhỏ hơn không, chưa có hiện tượng gì xảy ra đối với I_C và U_{CE} . Tụ C_{in} chỉ nạp đến giá trị ngưỡng mở U^* của tiếp giáp B-E, cỡ 0,6 - 0,7 V, bằng điện áp rơi trên diốt theo chiều thuận, thì quá trình nạp kết thúc. Dòng điện và điện áp trên BJT chỉ bắt đầu thay đổi khi U_{BE} vượt quá giá trị không ở đầu giai đoạn (3). Khoảng thời gian (2) gọi là thời gian trễ khi mở, $t_{d(on)}$ của BJT.

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

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

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

$$I_{B1} = i_{C,BE} + i_{C,BC} + i_B$$

trong đó:

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

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

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

Dòng collector tăng dần theo quy luật hàm mũ, đến giá trị cuối cùng là $I_C(\infty) = \beta \cdot I_{B1}$. Tuy nhiên chỉ đến cuối giai đoạn (3) thì dòng I_C đã đạt đến giá trị bão hòa, $I_{C,bh}$, BJT ra khỏi chế độ tuyến tính và điều kiện $i_C = \beta \cdot i_B$ không còn tác dụng nữa. Trong chế độ bão hòa cả hai tiếp giáp B-E và B-C đều được phân cực thuận. Vì khoá làm việc với tải trở trên collector nên điện áp trên collector-emitter V_{CE} cũng giảm theo cùng tốc độ với sự tăng của dòng I_C . Khoảng thời gian (3) phụ thuộc vào độ lớn của dòng I_{B1} , dòng này càng lớn thì thời gian này càng ngắn.

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

$$U_{CE.bh} = U_n - I_{C.bh} \cdot R_l$$

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

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

b. Quá trình khoá BJT

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

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

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

Lúc đầu các điện tích được di chuyển ra ngoài bằng dòng không đổi I_{B2} . Giai đoạn di chuyển kết thúc ở cuối giai đoạn (6) khi mật độ điện tích trong tiếp giáp bazơ-colectơ giảm về bằng không và tiếp theo tiếp giáp này bắt đầu bị phân cực ngược. Khoảng thời gian (6) gọi là thời gian trễ khi khoá, $t_{d(off)}$.

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

$$I_{B2} = i_{C,BC} - i_B$$

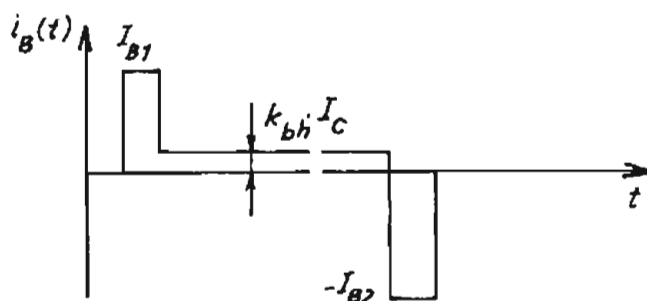
trong đó $i_{C,BC}$ là dòng nạp của tụ C_{BC} ; i_B là dòng đầu vào của tranzito. Từ đó có thể thấy quy luật $i_C = \beta \cdot i_B$ vẫn được thực hiện. Tiếp giáp B-E vẫn được phân cực thuận, tiếp giáp B-C bị phân cực ngược. Đến cuối khoảng (7) tranzito mới khoá lại hoàn toàn.

Trong khoảng (8), tụ bazơ-emitor tiếp tục nạp tới điện áp ngược $-U_{B2}$. Tranzito ở chế độ khoá hoàn toàn trong khoảng (9).

c. Dạng tối ưu của dòng điều khiển khoá tranzito

Tranzito có thể khoá lại bằng cách cho điện áp đặt giữa bazơ-emitơ bằng không, tuy nhiên có thể thấy rằng khi đó thời gian khoá sẽ bị kéo dài đáng kể. Khi dòng $I_{B2} = 0$, toàn bộ điện tích tích lũy trong cấu trúc bán dẫn của tranzito sẽ chỉ bị suy giảm nhờ quá trình tự trung hòa sau một thời gian nhất định.

Có thể rút ngắn thời gian mở, khoá tranzito bằng cách cưỡng bức quá trình di chuyển điện tích nhờ dạng dòng điện điều khiển như biểu diễn trên hình 1.18. Ở thời điểm mở, dòng I_{B1} có giá trị lớn hơn nhiều so với giá trị cần thiết để bão hòa BJT trong chế độ dẫn, $I_{B(on)} = k_{bh} \cdot I_C$. Như vậy thời gian trễ khi mở $t_{d(on)}$ và thời gian mở $t_{r(on)}$ (khoảng (3) trên đồ thị hình 1.17b) sẽ được rút ngắn.



Hình 1.18. Dạng dòng điện điều khiển lý tưởng cho một khoá BJT

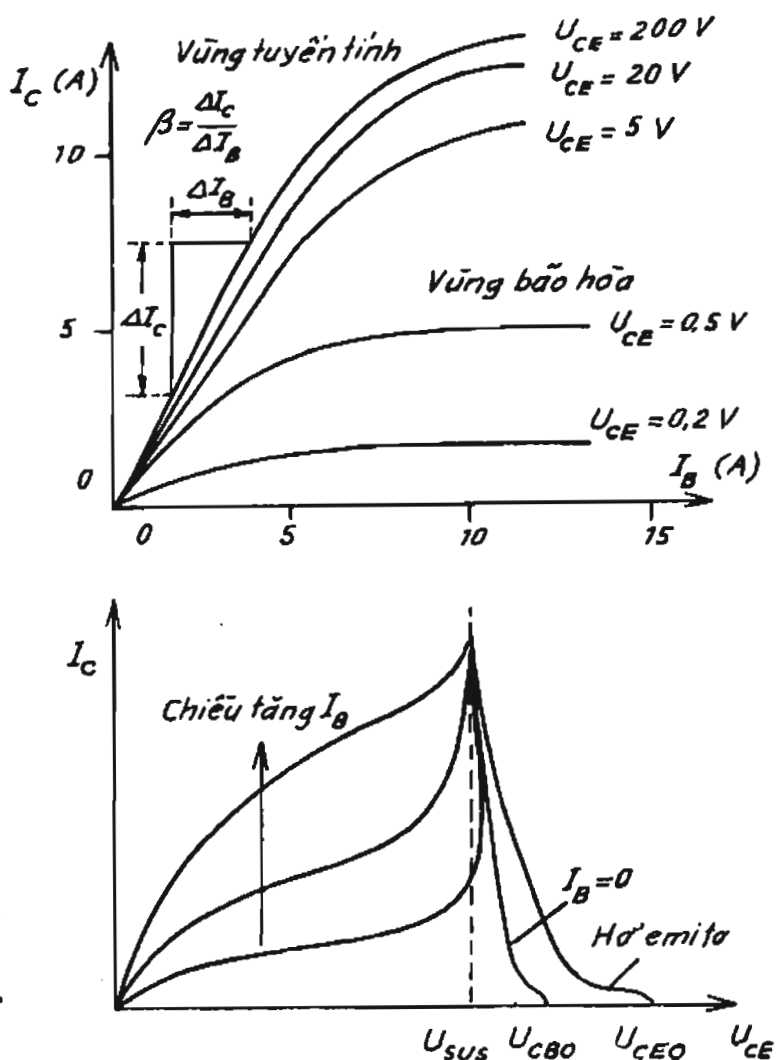
Dòng khoá I_{B2} cũng cần có biên độ lớn để rút ngắn thời gian trễ khi khoá $t_{d(off)}$ và thời gian khoá $t_{r(off)}$ (khoảng (7) trên đồ thị hình 1.17b).

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

1.6.2. Đặc tính tĩnh của BJT và cách mắc sơ đồ Darlington

Đặc tính tĩnh của một BJT cho trên hình 1.19a và b. Đặc tính trên hình 1.19a biểu diễn mối quan hệ giữa dòng colectơ và dòng bazơ, $I_C(I_B)$, tại các điện áp U_{CE} khác nhau. Các vùng làm việc tuyến tính, bão hoà cũng được chỉ ra. Với một dòng làm việc I_C nào đó, để có được điện áp rơi trên BJT nhỏ thì dòng I_B phải tương đối lớn. Độ nghiêng của đường đặc tính điều khiển $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$ thể hiện hệ số khuếch đại dòng điện. Có thể thấy rằng hệ số khuếch đại dòng điện của BJT công suất tương đối thấp, thông thường $\beta \leq 10$, điều này nghĩa là BJT yêu cầu dòng điều khiển tương đối lớn. Hệ số khuếch đại dòng điện giảm mạnh khi dòng làm việc lớn hơn. Có thể giảm được dòng điều khiển nhờ cách mắc Darlington nói đến sau đây.

Đặc tính ra, thể hiện trên hình 1.19b, là mối quan hệ giữa dòng colectơ và điện áp colectơ, U_{CE} với I_B là tham số. Trên đồ thị cũng chỉ ra ba giá trị điện áp đánh thủng U_{CE0} , U_{CB0} , U_{SUS} . Các giá trị điện áp này được cho trong các đặc tính kỹ thuật của nhà sản xuất. U_{CB0} là điện áp đánh thủng tiếp giáp bazơ-colectơ khi hở mạch emitơ. U_{CB0} là điện áp đánh thủng colectơ-emitơ khi dòng điều khiển bằng 0. Có thể thấy U_{CE0} có giá trị lớn hơn điện áp đánh thủng colectơ-emitơ khi dòng điều khiển lớn hơn không, U_{SUS} . Vì vậy để tăng khả năng chịu điện áp của phần tử khi khoá phải đảm bảo rằng dòng điều khiển I_B bằng không. Nói chung điện áp làm việc phải nhỏ hơn U_{SUS} .

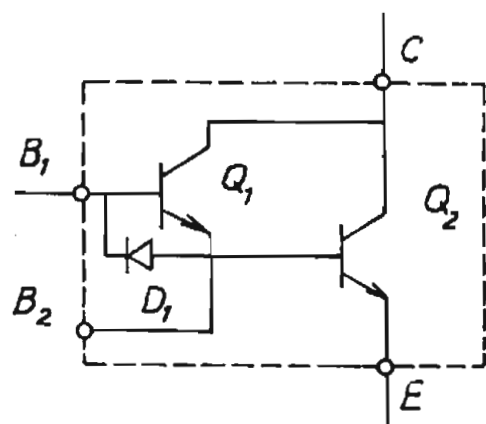


Hình 1.19. Đặc tính tĩnh của BJT

a) Đặc tính điều khiển; b) Đặc tính ra

Cách mắc sơ đồ Darlington

Nói chung các BJT có hệ số khuếch đại dòng điện tương đối thấp, dẫn đến dòng điều khiển yêu cầu quá lớn. Sơ đồ mắc Darlington là cách nối hai tranzito Q_1 , Q_2 với hệ số khuếch đại dòng tương ứng β_1 , β_2 như được biểu diễn trên hình 1.20, có hệ số khuếch đại dòng chung bằng: $\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2$. Để tăng hệ số khuếch đại dòng hơn nữa có thể mắc Darlington từ ba tranzito. Người ta sản xuất các tranzito Darlington trong cùng một vỏ, trong đó tích hợp diốt D_1 dùng để cường bức quá trình khoá Q_2 .



Hình 1.20. Tranzito mắc Darlington

Tuy nhiên cách nối Darlington làm cho điện áp rơi trên colectơ-emitơ của tranzito hợp thành lớn hơn so với trường hợp chỉ dùng một tranzito, nghĩa là tổn

thất trên phần tử khi dẫn dòng cũng lớn hơn. Điều này có thể được chứng tỏ qua sơ đồ ở hình 1.20 vì điện áp giữa colectơ-emitơ của mạch Darlington bằng:

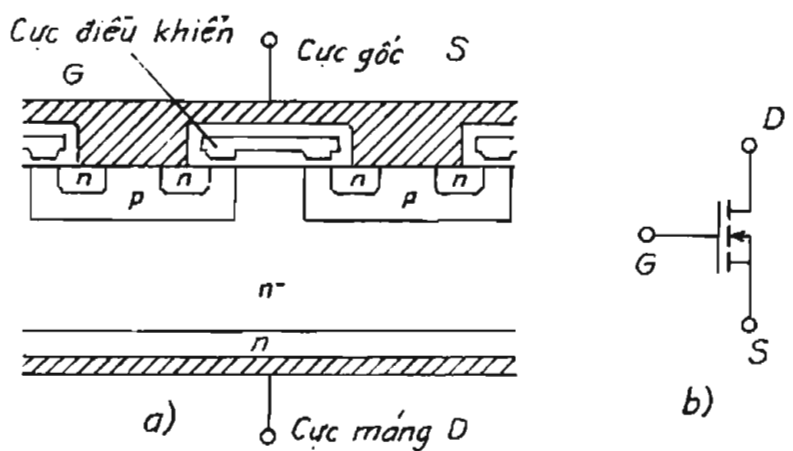
$$U_{CE} = U_{CE.Q1} + U_{BE.Q2}$$

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

1.7. TRANZITO TRƯỜNG, MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Tranzitor)

1.7.1. Cấu tạo và nguyên lý hoạt động của MOSFET

Khác với cấu trúc BJT, MOSFET có cấu trúc bán dẫn cho phép điều khiển bằng điện áp với dòng điện điều khiển cực nhỏ. Hình 1.21a, b thể hiện cấu trúc bán dẫn và ký hiệu của một MOSFET kênh dẫn kiểu n . Trong đó G là cực điều khiển được cách ly hoàn toàn với cấu trúc bán dẫn còn lại bởi lớp điện



Hình 1.21. MOSFET (kênh dẫn n):
a) Cấu trúc bán dẫn; b) Ký hiệu

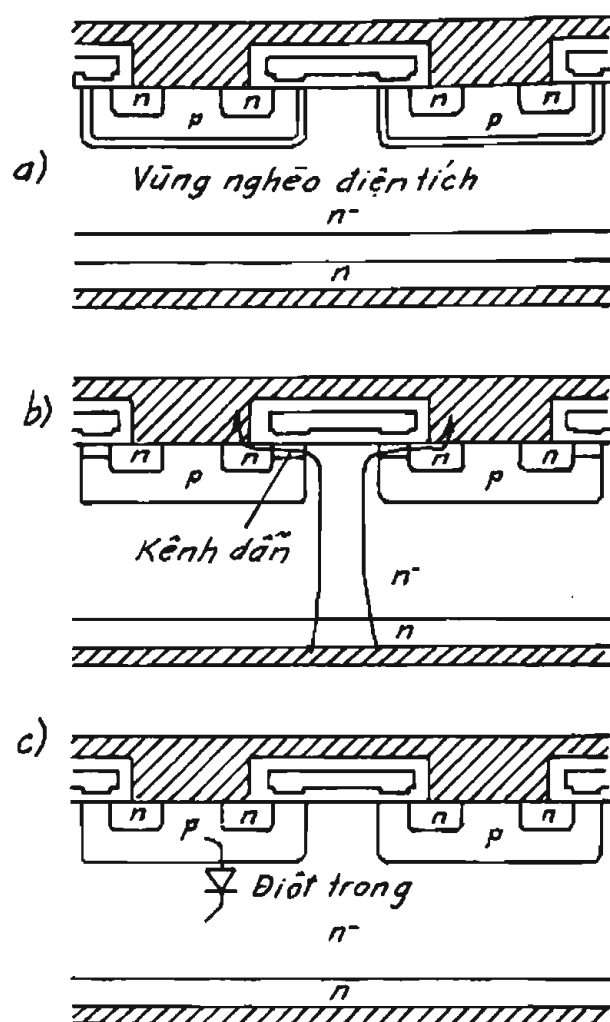
môi cực mỏng nhưng có độ cách điện cực lớn đioxit-silic (SiO_2). Hai cực còn lại là cực gốc (S) và cực máng (D). Cực máng là cực đón các hạt mang điện. Nếu kênh dẫn là n thì các hạt mang điện sẽ là các điện tử (electron), do đó cực tính điện áp của cực máng sẽ là dương so với cực gốc. Trên ký hiệu phân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

Hình 1.22 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, $u_{DS} = 0$, khi đó kênh dẫn sẽ hoàn toàn không xuất hiện. Giữa cực gốc và cực máng sẽ là tiếp giáp $p-n$ phân cực ngược. Điện áp u_{DS} sẽ hoàn toàn rơi trên vùng nghèo điện tích của tiếp giáp này (hình 1.22a).

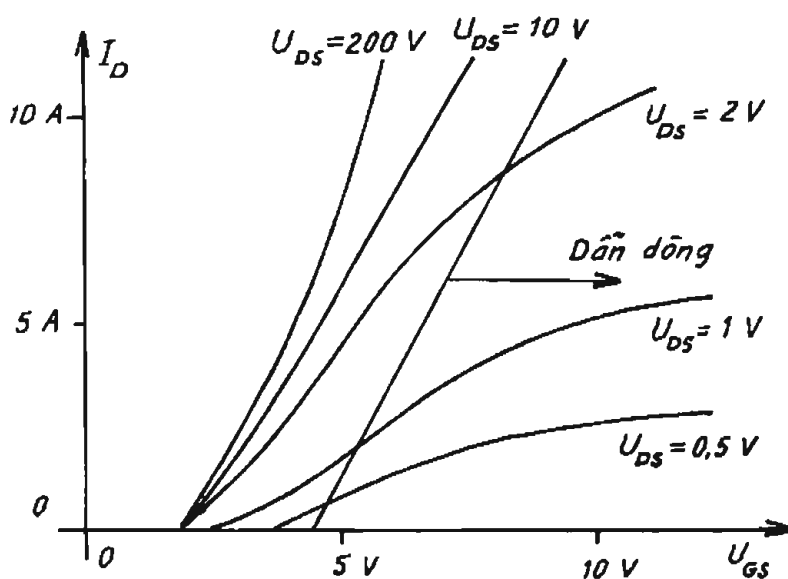
Nếu điện áp điều khiển âm, $U_{GS} < 0$, thì vùng bề mặt giáp cực điều khiển sẽ tích tụ các lỗ (p), do đó dòng điện giữa cực gốc và cực máng sẽ không thể xuất hiện. Khi điện áp điều khiển là dương, $U_{GS} > 0$, và đủ lớn, bề mặt tiếp giáp cực điều khiển sẽ tích tụ các điện tử, và một kênh dẫn thực sự đã hình thành (hình 1.22b). Như vậy trong cấu trúc bán dẫn của MOSFET, các phần tử mang điện là các điện tử, giống như của lớp n tạo nên cực máng, nên MOSFET được gọi là phần tử với các hạt mang điện cơ bản, khác với các cấu trúc của BJT, IGBT, tiristo là các phần tử với các hạt mang điện phi cơ bản. Dòng điện giữa cực gốc và cực máng bây giờ sẽ phụ thuộc vào điện áp U_{DS} .

Từ cấu trúc bán dẫn của MOSFET (hình 1.22c), có thể thấy rằng giữa cực máng và cực gốc tồn tại một tiếp giáp $p-n^-$, tương đương với một điốt 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 điốt ngược mắc song song với các van bán dẫn. Như vậy ưu điểm của MOSFET là đã có sẵn một điốt nội tại như vậy.

Hình 1.23 thể hiện đặc tính tĩnh của một khoá MOSFET. Khi điện áp điều khiển U_{GS} nhỏ hơn một ngưỡng



Hình 1.22. Sự tạo thành kênh dẫn trong cấu trúc MOSFET



Hình 1.23. Đặc tính tĩnh của MOSFET

nào đó, cỡ 3 V, MOSFET ở trạng thái khoá với điện trở rất lớn giữa cực máng D và cực gốc S. Khi U_{GS} cỡ 5 - 7 V, MOSFET sẽ ở trong chế độ dẫn. Thông thường người ta điều khiển MOSFET bằng điện áp điều khiển cỡ 15 V để làm giảm điện áp rơi trên D và S. Khi đó U_{DS} sẽ gần như tỷ lệ với dòng I_D .

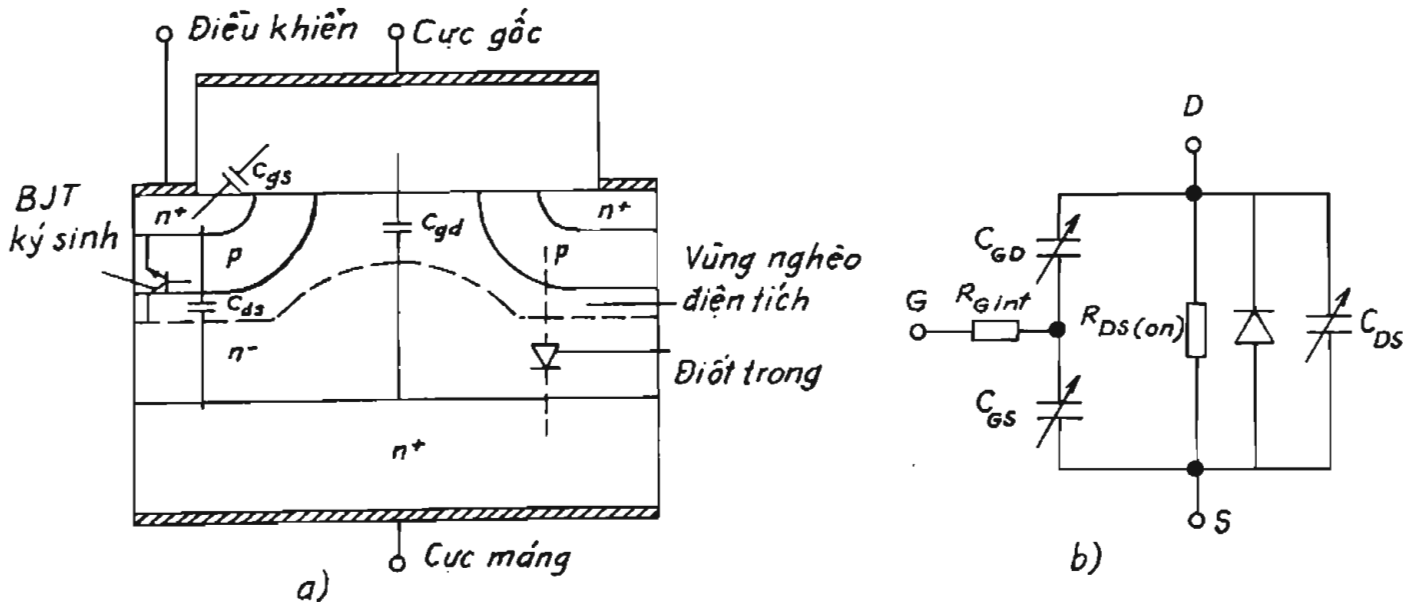
Đặc tính tĩnh của MOSFET có thể được tuyến tính hoá chỉ bao gồm hai đoạn thể hiện hai chế độ khoá và dẫn dòng như được thể hiện trên cùng hình 1.23. Theo đặc tính này dòng qua MOSFET chỉ xuất hiện khi điện áp điều khiển vượt qua một giá trị ngưỡng $U_{GS(th)}$. Khi đó độ nghiêng của đường đặc tính khi dẫn dòng đặc trưng bởi độ dẫn:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

$U_{GS(th)}$, g_m là những thông số của MOSFET. Người ta có thể dùng giá trị nghịch đảo của g_m là điện trở thuận $R_{DS(on)}$ để đặc trưng cho quá trình dẫn của MOSFET.

1.7.2. Đặc tính đóng cắt của MOSFET

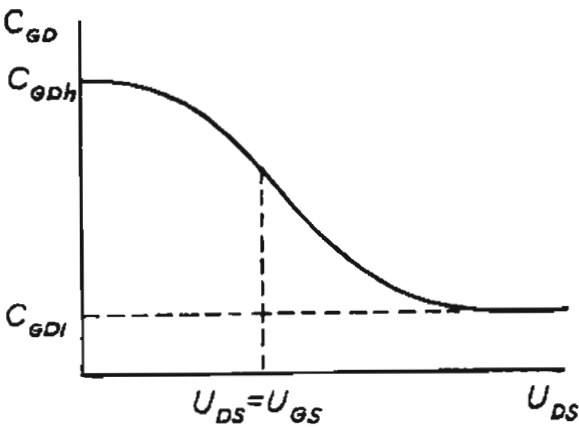
Do là một phần tử với các hạt mang điện cơ bản, MOSFET có thể đóng cắt với tần số rất cao. Tuy nhiên để có thể đạt được thời gian đóng cắt rất ngắn thì vấn đề điều khiển là rất quan trọng. Cơ chế ảnh hưởng đến thời gian đóng cắt của MOSFET là các tụ điện ký sinh giữa các cực.



Hình 24. Mô hình một khoá MOSFET:

a) Các thành phần tụ ký sinh giữa các lớp bán dẫn trong cấu trúc MOSFET; b) Mạch điện tương đương

Hình 1.24a thể hiện các thành phần tụ điện ký sinh tạo ra giữa các phần trong cấu trúc bán dẫn của MOSFET. Tụ điện giữa cực điều khiển và cực gốc C_{GS} phải được nạp đến điện áp $U_{GS(th)}$ trước khi dòng cực máng có thể xuất hiện. Tụ giữa cực điều khiển và cực máng C_{GD} có ảnh hưởng mạnh đến giới hạn tốc độ đóng cắt của MOSFET. Hình 1.24b chỉ ra sơ đồ tương đương của một MOSFET và các tụ ký sinh tương ứng.



Hình 1.25. Sự phụ thuộc của tụ điện giữa cực điều khiển - cực máng vào điện áp U_{DS}

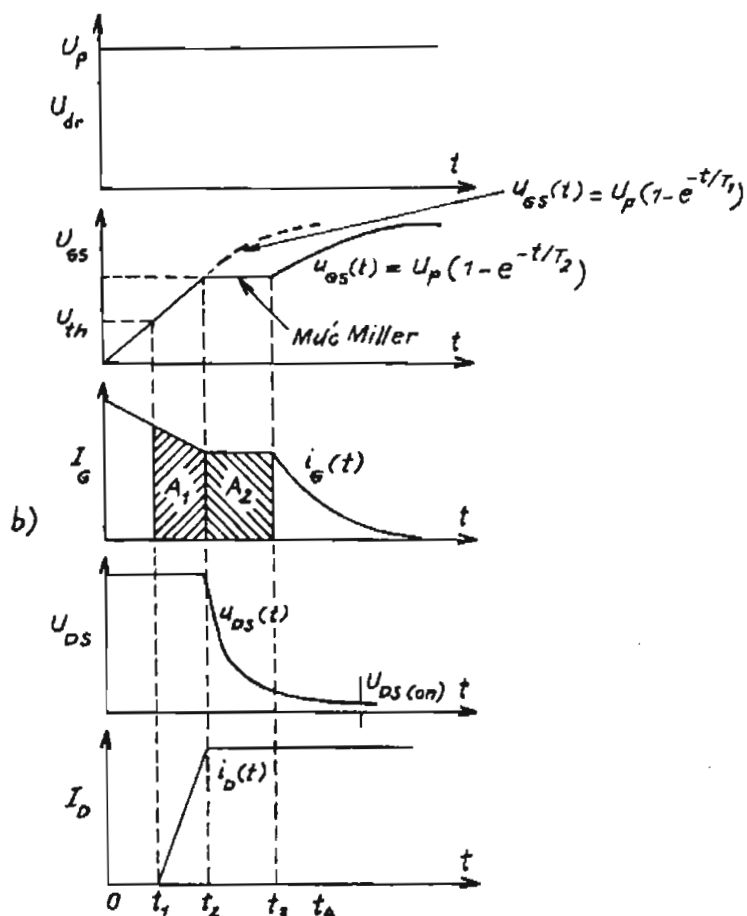
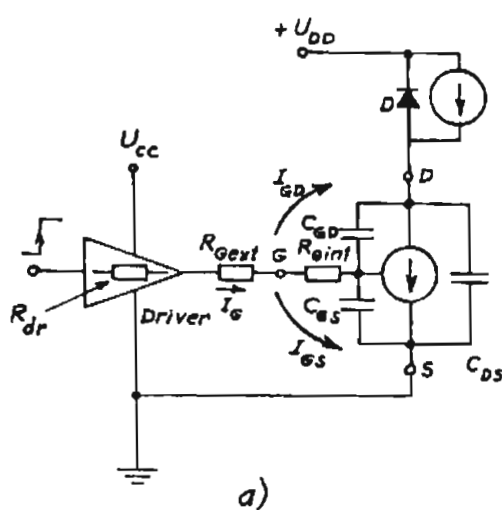
Các tụ này thực ra có giá trị thay đổi tùy theo mức điện áp, ví dụ C_{GD} thay đổi theo điện áp U_{DS} giữa giá trị thấp C_{GDI} và giá trị cao C_{GDh} như được chỉ ra trên hình 1.25.

a. Quá trình mở

Giả sử ta xét quá trình mở MOSFET, làm việc với tải trở cảm, có diôt không. Đây là chế độ làm việc tiêu biểu của các khoá bán dẫn. Sơ đồ và đồ thị dạng dòng điện, điện áp của quá trình mở MOSFET được thể hiện trên hình 1.26a và b. Tải cảm trong sơ đồ thể hiện bằng nguồn dòng nối song song ngược với diôt dưới điện áp một chiều U_{DD} . MOSFET được điều khiển bởi đầu ra của vi mạch DRIVER dưới nguồn nuôi U_{CC} nối tiếp qua điện trở R_{Gext} . Cực điều khiển có điện trở nội R_{Gint} . Khi có xung dương ở đầu vào của DRIVE, ở đầu ra của nó sẽ có xung với biên độ U_p đưa đến trở R_{Gext} .

Như vậy U_{GS} sẽ tăng với hằng số thời gian xác định bởi $T_1 = (R_{dr} + R_{Gext} + R_{Gint}).(C_{GS} + C_{GDI})$, trong đó tụ C_{GD} đang ở mức thấp, C_{GDI} do điện áp U_{DS} đang ở mức cao.

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

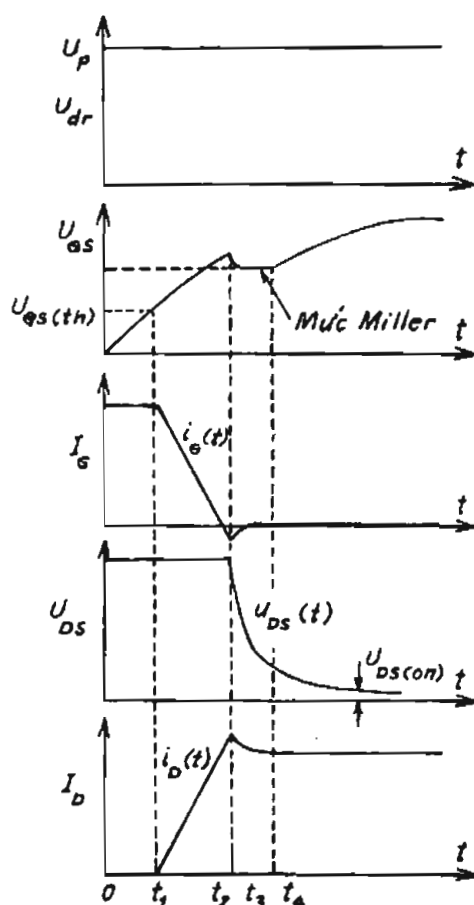


Hình 1.26. Quá trình mở một MOSFET

a) Sơ đồ; b) Đồ thị dạng dòng điện, điện áp

Trong khoảng t_1 đến t_2 , dòng I_D tăng tuyến tính rất nhanh, đạt đến giá trị dòng tải. Từ t_2 trở đi, khi U_{GS} đạt đến mức, gọi là mức Miller, điện áp U_{DS} bắt đầu giảm rất nhanh. Trong khoảng từ t_2 đến t_4 , điện áp U_{GS} bị găm ở mức Miller, do đó dòng I_G cũng có giá trị không đổi. Khoảng này gọi là khoảng Miller. Trong khoảng thời gian này, dòng điều khiển là dòng phóng cho tụ C_{GD} để giảm nhanh điện áp giữa cực máng và cực gốc U_{DS} .

Sau thời điểm t_4 , U_{GS} lại tăng tiếp tục với hằng số thời gian $T_2 = (R_{dr} + R_{Gext} + R_{Gin}) \times (C_{GS} + C_{GDh})$ vì lúc này tụ C_{GD} đã tăng đến giá trị cao C_{GDh} (hình 1.25). U_{GS} sẽ tăng đến giá trị cuối cùng, xác định giá



Hình 1.27. Dạng sóng quá trình mở MOSFET dưới ảnh hưởng của quá trình phục hồi diốt D

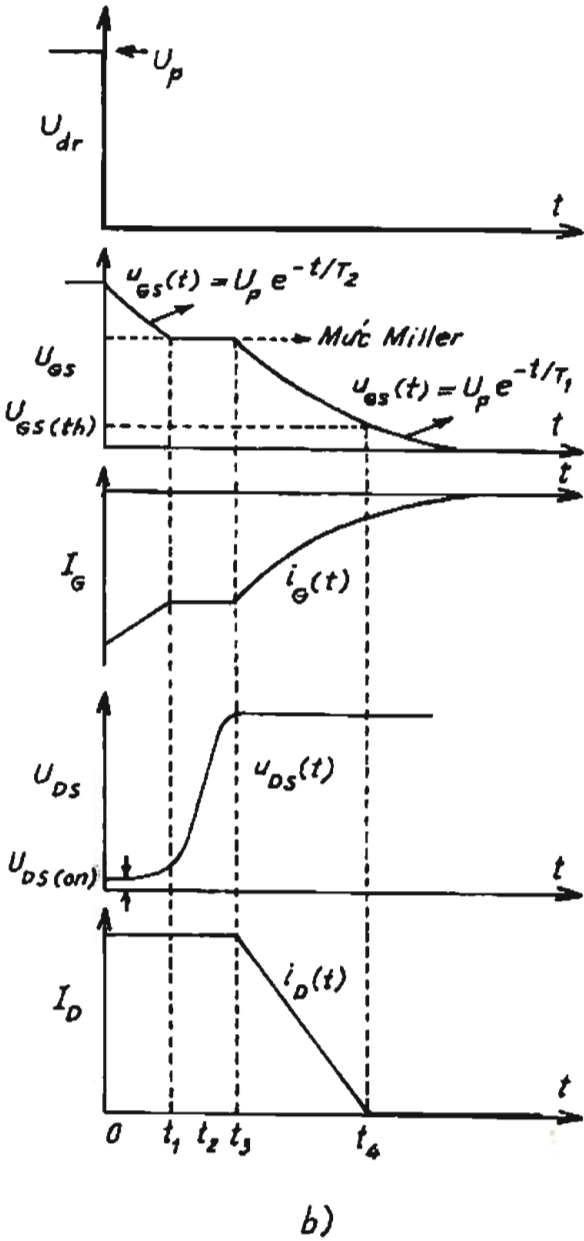
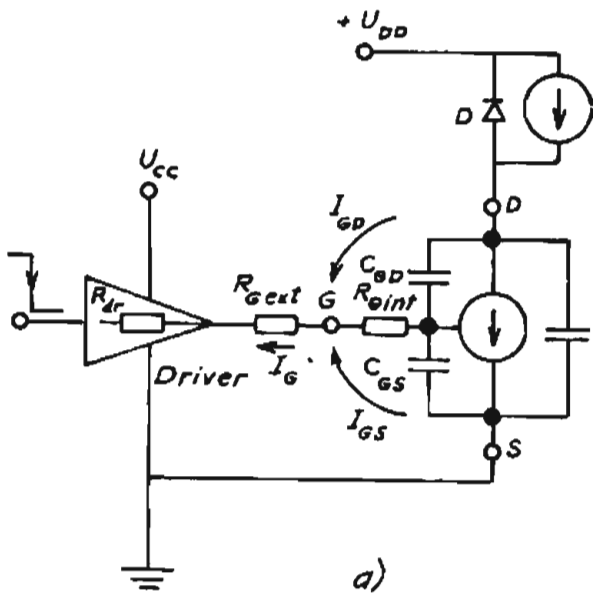
trị thấp nhất của điện áp giữa cực gốc và cực máng, $U_{DS} = I_{DS} \cdot R_{DS(on)}$.

Trên đồ thị ở hình 1.26, A_1 đặc trưng cho điện tích nạp cho tụ $(C_{GS} + C_{GD})$ trong khoảng t_1 đến t_2 , A_2 đặc trưng cho điện tích nạp cho tụ C_{GD} trong khoảng t_2 đến t_4 .

Nếu coi diốt không D không phải là lý tưởng thì quá trình phục hồi của diốt sẽ ảnh hưởng đến dạng sóng của sơ đồ như chỉ ra trong hình 1.27, theo đó dòng I_D có đỉnh nhô cao ở thời điểm t_2 tương ứng với dòng ngược của quá trình phục hồi diốt D.

b. Quá trình khoá MOSFET

Dạng sóng của quá trình khoá thể hiện trên hình 1.28. Khi đầu ra của vi mạch điều khiển Driver xuống đến mức không U_{GS} bắt đầu giảm theo hàm mũ với hằng số thời gian $T_2 = (R_{dr} + R_{Gext} + R_{Gint}) \cdot (C_{GS} + C_{GDh})$ từ 0 đến t_1 . Tuy nhiên sau thời điểm t_3 thì hằng số thời gian lại là $T_1 = (R_{dr} + R_{Gext} + R_{Gint}) \cdot (C_{GS} + C_{GDI})$.



Hình 1.28. Quá trình khoá MOSFET

a) Sơ đồ; b) Dạng sóng

Từ 0 đến t_1 là thời gian trễ khi khoá $t_{D(off)}$, dòng điều khiển phóng điện cho tụ C_{GS} và tụ C_{GD} . Sau thời điểm t_1 điện áp U_{SD} bắt đầu tăng từ $I_D.R_{DS(on)}$ đến giá trị cuối cùng tại t_3 , trong khi đó dòng I_D vẫn giữ nguyên mức cũ. Khoảng thời gian từ t_2 đến t_3 tương ứng với mức Miller, dòng điều khiển và điện áp trên cực điều khiển giữ nguyên giá trị không đổi. Sau thời điểm t_3 dòng I_D bắt đầu giảm về đến không ở thời điểm t_4 . Từ t_4 MOSFET bị khoá hẳn.

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

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

$$\begin{aligned} C_{GD} &= C_{RSS} \\ C_{GS} &= C_{ISS} - C_{RSS} \\ C_{DS} &= C_{OSS} - C_{RSS} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} C_{GD} &= 2(C_{RSS, \text{ làm việc}}) \cdot (U_{DS, \text{ làm việc}}/U_{DS, off})^{1/2} \\ C_{OSS} &= 2(C_{OSS, \text{ làm việc}}) \cdot (U_{DS, \text{ làm việc}}/U_{DS, off})^{1/2} \end{aligned}$$

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

$$P_{\text{điều khiển}} = U_{CC} \cdot Q_g \cdot f_{sw}$$

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

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

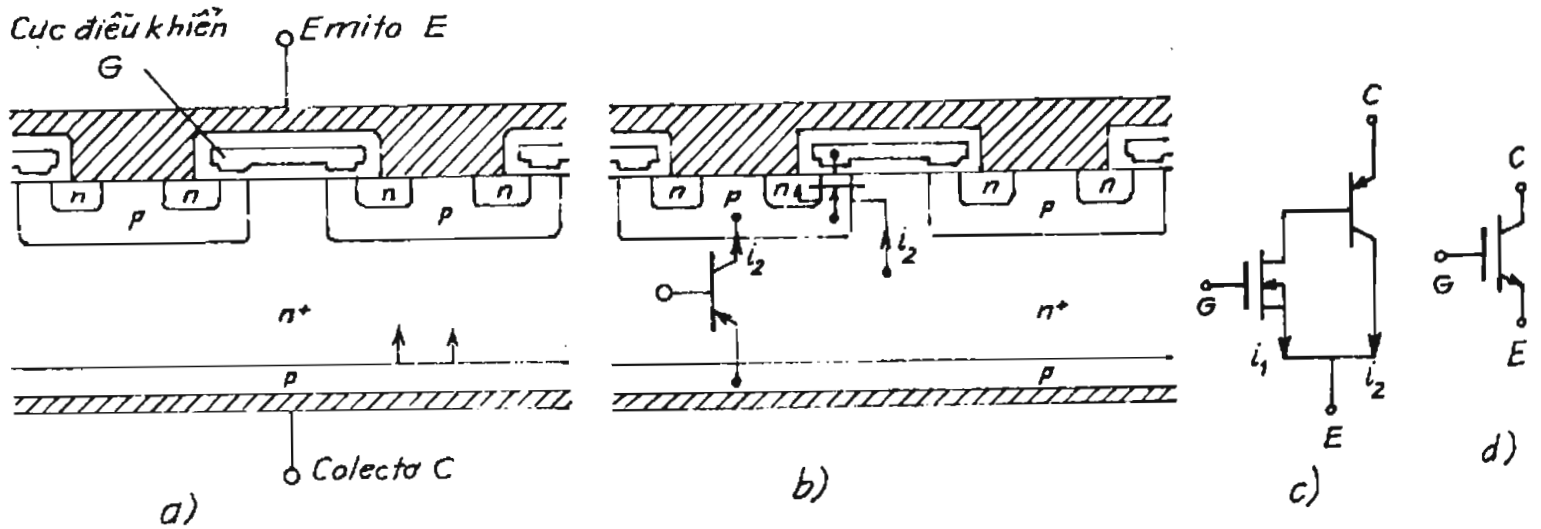
$$P_{sw} = \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot I_D \cdot f_{sw} \cdot (t_{on} + t_{off})$$

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

1.8. TRANZITO CÓ CỰC ĐIỀU KHIỂN CÁCH LY, IGBT (Insulated Gate Bipolar Tranzitor)

1.8.1. Cấu tạo và nguyên lý hoạt động

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



Hình 1.29. IGBT:

a) Cấu trúc bán dẫn; b) Cấu trúc tương đương với một tranzito n - p - n và một MOSFET; c) Sơ đồ tương đương; d) Ký hiệu

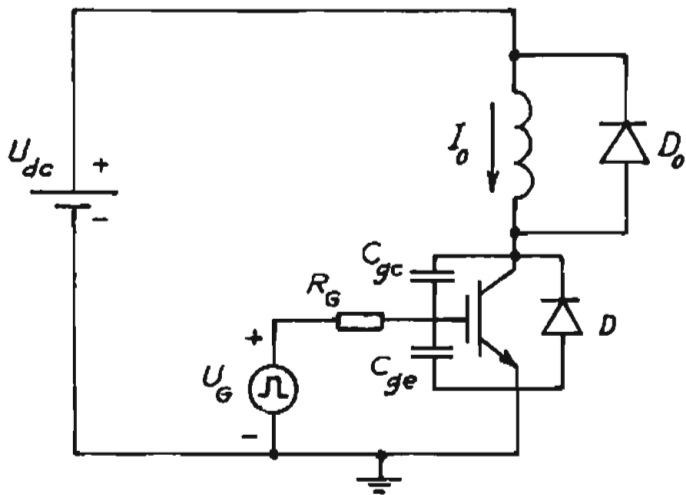
Về cấu trúc bán dẫn, IGBT rất giống với MOSFET, điểm khác nhau là có thêm lớp p nối với colectơ tạo nên cấu trúc bán dẫn p - n - p giữa emitor (tương tự cực gốc) với colectơ (tương tự với cực máng), không phải là n - n như ở MOSFET (hình 1.29b). Có thể coi IGBT tương đương với một tranzito p - n - p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

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

1.8.2. Đặc tính đóng cắt của IGBT

Do có cấu trúc p - n - p mà điện áp thuận giữa C và E trong chế độ dẫn dòng ở IGBT thấp hơn so với ở MOSFET. Tuy nhiên cũng do cấu trúc này mà

thời gian đóng cắt của IGBT chậm hơn so với MOSFET, đặc biệt là khi khóa lại. Trên hình 1.29b và c thể hiện cấu trúc tương đương của IGBT với một MOSFET và một $p-n-p$ tranzito. Ký hiệu dòng qua IGBT gồm hai thành phần: i_1 là dòng qua MOSFET, i_2 là dòng qua tranzito. Phần MOSFET trong IGBT có thể khóa lại nhanh chóng nếu xả hết được điện tích giữa G và E, do đó dòng i_1 sẽ bằng không. Tuy nhiên thành phần dòng i_2 sẽ không thể suy giảm nhanh được do lượng điện tích tích lũy trong lớp n^- (tương đương với bazơ của cấu trúc $p-n-p$) chỉ có thể mất đi do quá trình tự trung hòa điện tích. Điều này dẫn đến xuất hiện vùng *dòng điện bị kéo dài* khi khóa một IGBT. Ta sẽ khảo sát quá trình mở và khóa một IGBT theo sơ đồ thử nghiệm cho trên hình 1.30. Trên sơ đồ IGBT đóng cắt một tải cảm có diốt không D_0 mắc song song. IGBT được điều khiển bởi nguồn tín hiệu với biên độ U_G nối với cực điều khiển G qua điện trở R_G . Trên sơ đồ C_{gc} , C_{ge} thể hiện các tụ ký sinh giữa cực điều khiển và colectơ, emitơ.

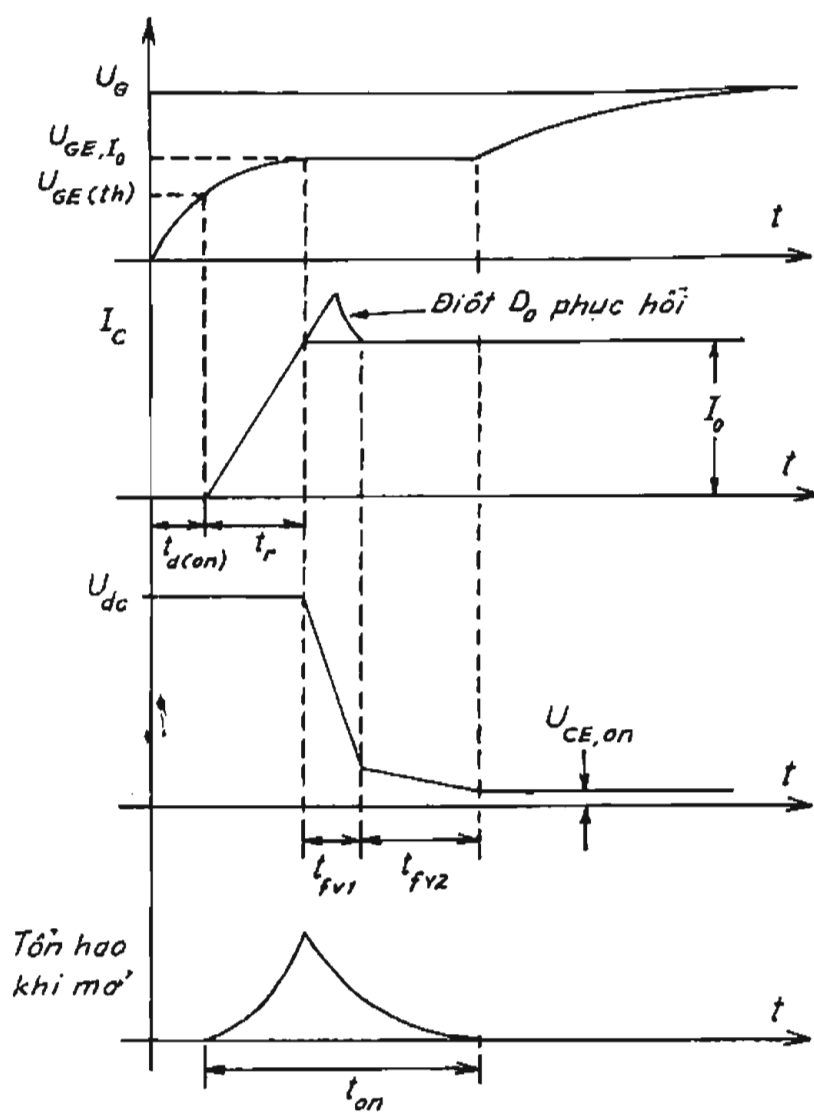


Hình 1.30. Sơ đồ thử nghiệm một khoá IGBT

a. Quá trình mở IGBT

Quá trình mở IGBT diễn ra rất giống với quá trình này ở MOSFET khi điện áp điều khiển đầu vào tăng từ không đến giá trị U_G . Trong thời gian trễ khi mở $t_{d(on)}$ tín hiệu điều khiển nạp điện cho tụ C_{gc} làm điện áp giữa cực điều khiển và emitơ tăng theo quy luật hàm mũ, từ không đến giá trị ngưỡng $U_{GE(th)}$ (khoảng 3 đến 5 V), chỉ bắt đầu từ đó MOSFET trong cấu trúc của IGBT mới bắt đầu mở ra. Dòng điện giữa colectơ - emitơ tăng theo quy luật tuyến tính từ không đến dòng tải I_0 trong thời gian t_r . Trong thời gian t_r điện áp giữa cực điều khiển và emitơ tăng đến giá trị $U_{GE,10}$ xác định giá trị dòng I_0 qua colectơ. Do diốt D_0 còn đang dẫn dòng tải I_0 nên điện áp U_{CE} vẫn bị găm lên mức điện áp nguồn một chiều U_{dc} . Tiếp theo quá trình mở diễn ra theo hai giai đoạn, t_{fv1} và t_{fv2} . Trong suốt hai giai đoạn này điện áp giữa cực điều khiển giữ nguyên ở mức $U_{GE,10}$ (mức Miller),

để duy trì dòng I_0 , do dòng điều khiển hoàn toàn là dòng phóng của tụ C_{gc} . IGBT vẫn làm việc trong chế độ tuyến tính. Trong giai đoạn đầu diễn ra quá trình khóa và phục hồi của diốt D_0 , dòng phục hồi của diốt D_0 tạo nên xung dòng trên mức dòng I_0 của IGBT. Điện áp U_{CE} bắt đầu giảm. IGBT chuyển điểm làm việc qua vùng chế độ tuyến tính để sang vùng bão hòa. Giai đoạn hai tiếp diễn quá trình giảm điện trở trong vùng thuận trở của colectơ, dần đến điện trở giữa colectơ - emitter về đến giá trị R_{on} khi khóa bão hòa hoàn toàn, $U_{CE,on} = I_0 R_{on}$.



Hình 1.31. Quá trình mở một IGBT

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

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

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

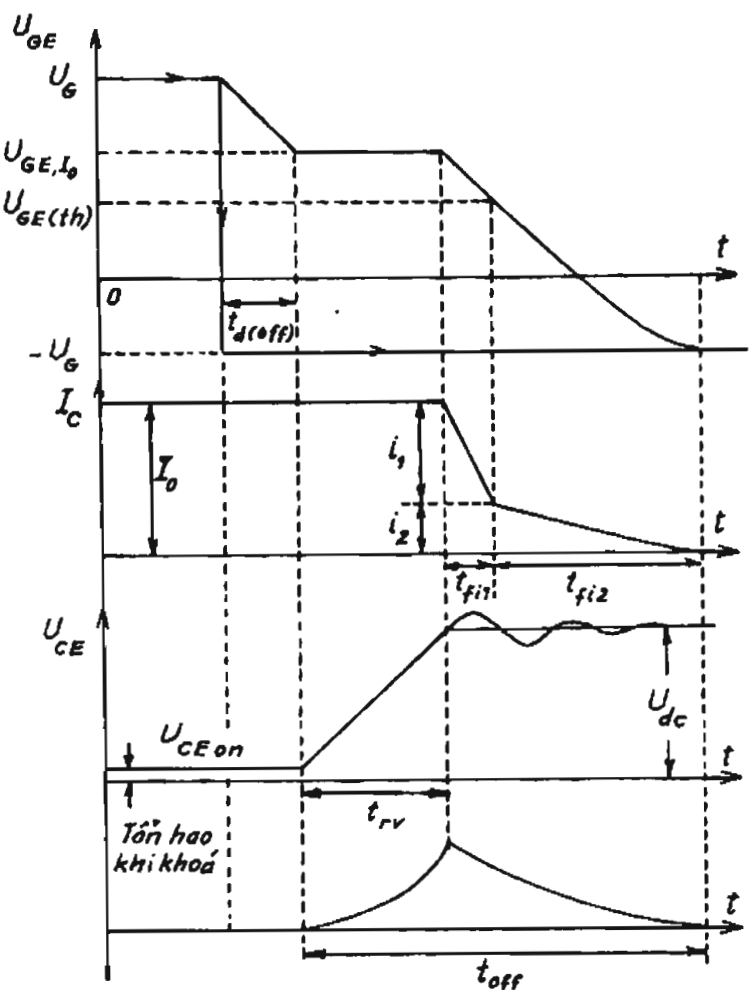
Nếu tính thêm ảnh hưởng của quá trình phục hồi của diốt D_0 thì tổn hao năng lượng sẽ lớn hơn do xung dòng trên dòng colectơ.

b. Quá trình khóa

Dạng điện áp, dòng điện của quá trình khóa thể hiện trên hình 1.32. Quá trình khóa bắt đầu khi điện áp điều khiển giảm từ U_G xuống $-U_G$. Trong thời gian trễ khi khóa $t_{d(off)}$ chỉ có tụ đầu vào C_{gc} phóng điện qua dòng điều khiển đầu vào với hằng số thời gian bằng $C_{gc}R_G$, tới mức điện áp Miller. Bắt đầu từ

mức Miller điện áp giữa cực điều khiển và emitter bị giữ không đổi do điện áp U_{ce} bắt đầu tăng lên và do đó tụ C_{gc} bắt đầu được nạp điện. Dòng điều khiển bây giờ sẽ hoàn toàn là dòng nạp cho tụ C_{gc} nên điện áp U_{GE} được giữ không đổi.

Điện áp U_{ce} tăng từ giá trị bão hòa $U_{ce,on}$ tới giá trị điện áp nguồn U_{dc} sau khoảng thời gian t_{rv} . Từ cuối khoảng t_{rv} diốt D_0 bắt đầu mở ra cho dòng tải I_0 ngắn mạch qua, do đó dòng collector bắt đầu giảm. Quá trình giảm diễn ra theo hai giai đoạn, t_{fi1} và t_{fi2} . Trong giai đoạn đầu, thành phần dòng i_1 của MOSFET trong cấu trúc bán dẫn IGBT suy giảm nhanh chóng về không. Điện áp U_{ge} ra khỏi mức Miller và giảm về mức điện áp điều khiển ở đầu vào $-U_G$ với hằng số thời gian $R_G(C_{gc} + C_{gc})$. Ở cuối khoảng t_{fi1} , U_{ge} đạt mức ngưỡng khóa của MOSFET, $U_{GE(th)}$, tương ứng với việc MOSFET bị khóa hoàn toàn. Trong giai đoạn hai, thành phần dòng i_2 của tranzito $p-n-p$ bắt đầu suy giảm. Quá trình giảm dòng này có thể kéo rất dài vì các điện tích trong lớp n^- chỉ bị mất đi do quá trình tự trung hòa điện tích tại chỗ. Đó là vấn đề đuôi dòng điện đã nói đến ở trên.



Hình 1.32. Quá trình khoá IGBT

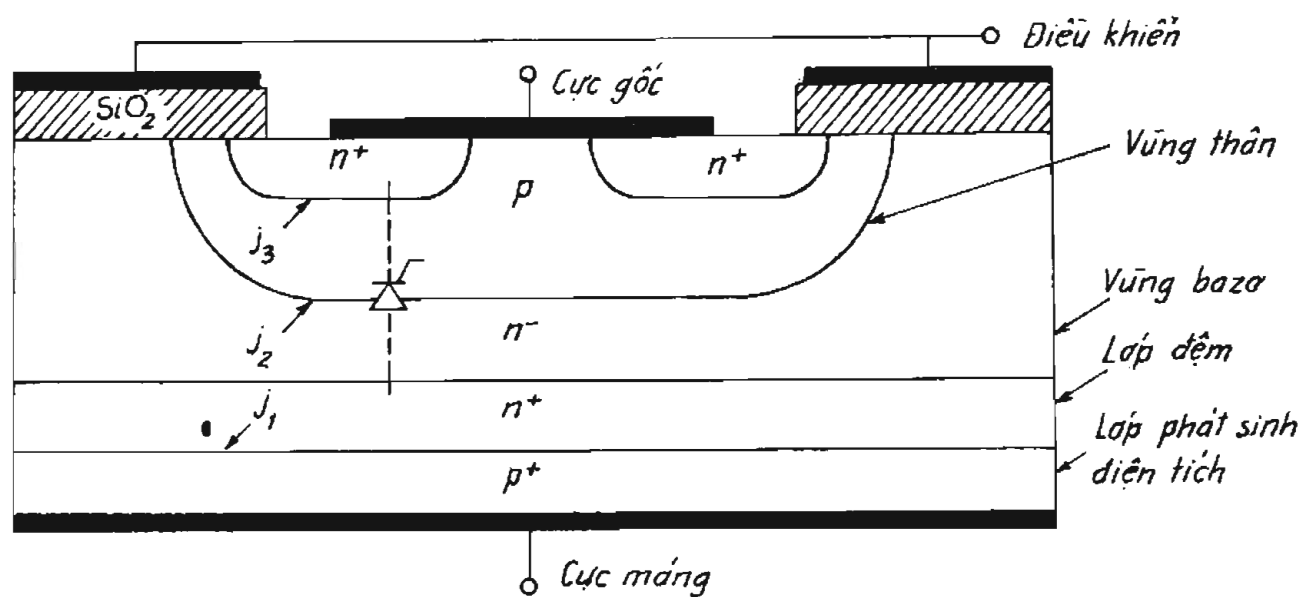
Tổn hao năng lượng trong quá trình khóa có thể tính gần đúng bằng:

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

Lớp n^- trong cấu trúc bán dẫn của IGBT giúp giảm điện áp rơi khi dẫn, vì khi đó số lượng các điện tích thiểu số (các lỗ) tích tụ trong lớp này làm giảm điện trở đáng kể. Tuy nhiên các điện tích tích tụ này lại không có cách gì di chuyển ra ngoài một cách chủ động được, làm tăng thời gian khóa của phần tử. Ở đây công nghệ chế tạo bắt buộc phải thỏa hiệp. So với MOSFET, IGBT có

thời gian mở tương đương nhưng thời gian khóa dài hơn, cỡ 1 đến 5 μs .

Thời gian khóa của IGBT có thể rút ngắn nếu thêm vào một lớp đệm n^+ như trong cấu trúc Punch Through IGBT như minh họa trên hình 1.33. Cấu trúc này có một tiristo ký sinh tạo từ ba tiếp giáp bán dẫn $p-n$, J_1 , J_2 , J_3 . Trong cấu trúc này mật độ các điện tích dương, các lỗ, suy giảm mạnh theo hướng từ các lớp p^+ đến n^- đến n^+ , điều này giúp quá trình tự trung hòa các điện tích dương trong lớp n^- xảy ra nhanh hơn. Công nghệ này tạo ra các IGBT cực nhanh với thời gian khóa nhỏ hơn 2 μs .



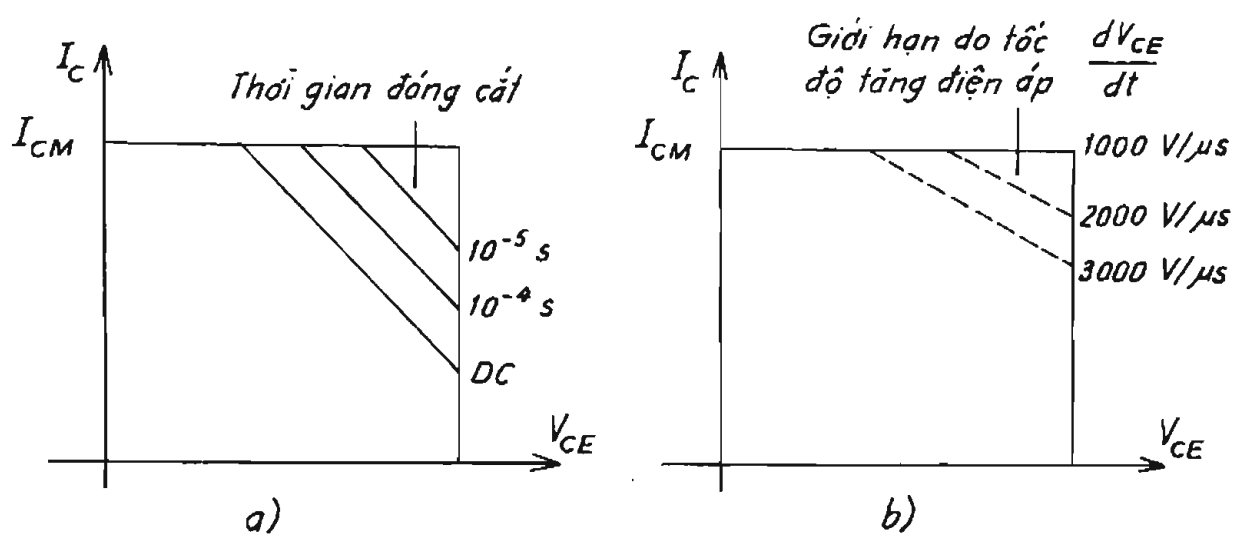
Hình 1.33. Cấu trúc bán dẫn của một IGBT cực nhanh (Punch Through IGBT)

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

Vùng làm việc an toàn của các phần tử bán dẫn công suất, SOA, được thể hiện dưới dạng đồ thị quan hệ giữa giá trị điện áp và dòng điện lớn nhất mà phần tử có thể hoạt động được trong mọi chế độ, khi dẫn, khi khóa cũng như trong quá trình đóng cắt. SOA của IGBT có dạng như được biểu diễn trên hình 1.34.

Hình 1.34 thể hiện SOA của IGBT trong hai trường hợp. Hình 1.34a là SOA khi điện áp đặt lên cực điều khiển và emitter là dương, hình 1.34b là SOA khi điện áp này là âm. SOA khi điện áp điều khiển dương có dạng hình chữ nhật với hạn chế ở góc phía trên, bên phải, tương ứng với chế độ dòng điện và điện áp lớn. Điều này nghĩa là khi chu kỳ đóng cắt càng ngắn, ứng với tần số làm việc càng cao, thì khả năng đóng cắt công suất càng phải được suy giảm. SOA

khi đặt điện áp điều khiển âm lên cực điều khiển và emitor lại bị giới hạn ở vùng công suất lớn do tốc độ tăng điện áp trên colectơ - emitor khi IGBT khóa lại. Đó là vì khi tốc độ tăng điện áp quá lớn sẽ dẫn đến xuất hiện dòng điện lớn đưa vào vùng p của cực điều khiển, tác dụng giống như dòng điều khiển làm IGBT mở trở lại như tác dụng đối với cấu trúc của tiristo. Tuy nhiên khả năng chịu đựng tốc độ tăng áp ở IGBT lớn hơn nhiều so với ở các phần tử bán dẫn công suất khác.



Hình 1.34. Vùng làm việc an toàn của IGBT:

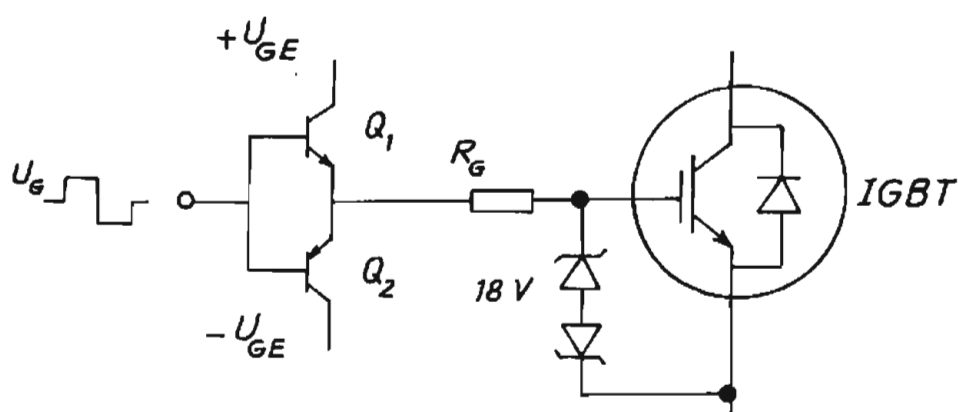
a) Khi điện áp điều khiển dương; b) Khi điện áp điều khiển âm

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

1.8.4. Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển IGBT

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

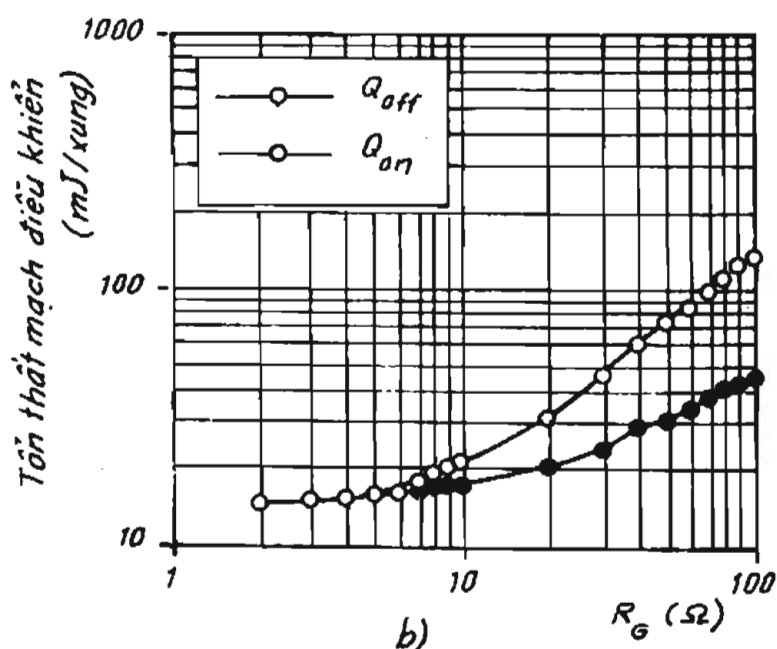
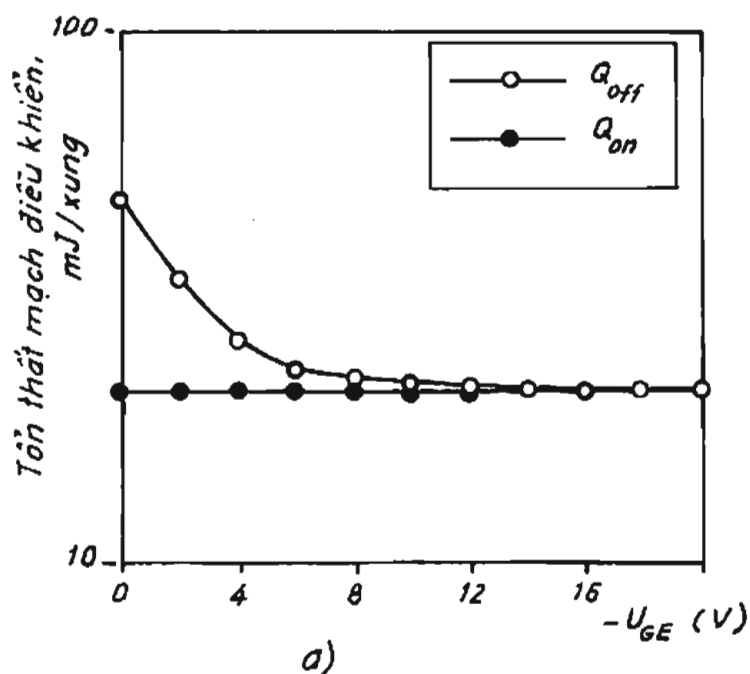
đồ trên hình 1.35. Tín hiệu mở có biên độ U_{GE} , tín hiệu khóa có biên độ $-U_{GE}$ cung cấp cho mạch G-E qua điện trở R_G . Mạch G-E được bảo vệ bởi diốt ổn áp ở mức khoảng ± 18 V. Do có tụ ký sinh lớn giữa G và



Hình 1.35. Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển

E nên kỹ thuật điều khiển như điều khiển MOSFET có thể được áp dụng, tuy nhiên điện áp khóa phải lớn hơn. Nói chung tín hiệu điều khiển thường được chọn là $+15$ và -5 V là phù hợp. Mức điện áp âm khi khóa góp phần giảm tổn thất công suất trên mạch điều khiển như được minh họa trên hình 1.36a.

Điện trở R_G cũng ảnh hưởng đến tổn hao công suất điều khiển như được minh họa trên đồ thị hình 1.36b. Điện trở R_G nhỏ, giảm thời gian xác lập tín hiệu điều khiển, giảm ảnh hưởng của dU_{CE}/dt , giảm tổn thất năng lượng trong quá trình điều khiển, nhưng lại làm mạch điều khiển nhạy cảm hơn với điện cảm ký sinh trong mạch điều khiển.



Hình 1.36. Tổn hao năng lượng trong mạch điều khiển IGBT:

- a) Dưới ảnh hưởng của điện áp âm khi khoá $-U_{GE}$;
- b) Dưới ảnh hưởng của điện trở đầu vào mạch điều khiển R_G

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

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

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

Tổn hao công suất trung bình có thể tính bằng:

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

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

1.8.5. Vấn đề bảo vệ IGBT

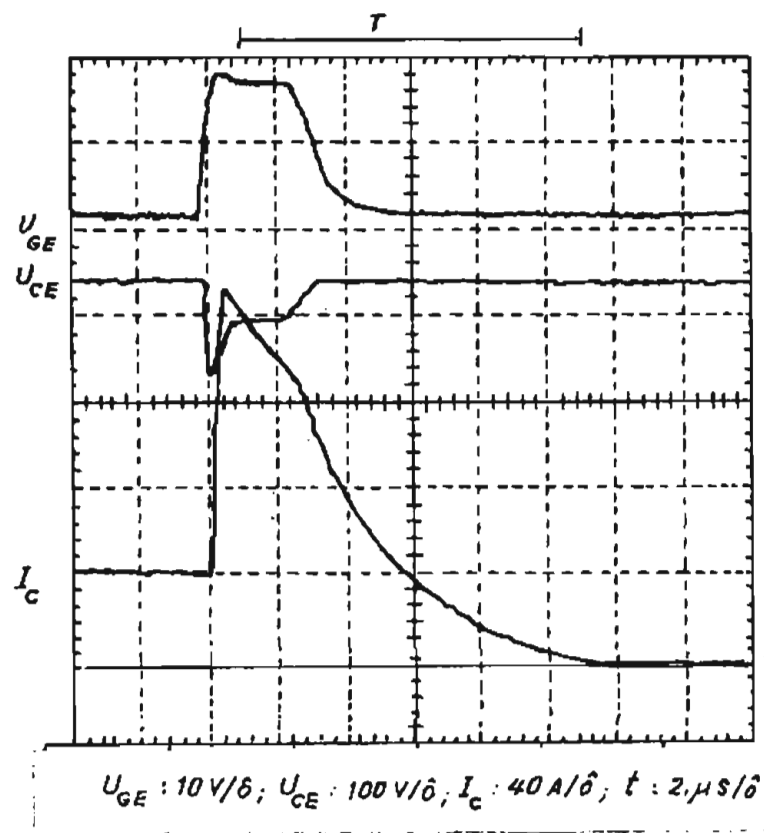
IGBT thường được sử dụng trong các mạch nghịch lưu hoặc các bộ biến đổi xung áp một chiều, trong đó áp dụng các quy luật biến điệu khác nhau và thường yêu cầu van đóng cắt với tần số cao, từ 2 đến hàng chục kHz. Ở tần số đóng cắt cao như vậy, những sự cố xảy ra có thể phá hủy phần tử trong tích tắc một cách lặng lẽ, dẫn đến phá hủy toàn bộ thiết bị. Sự cố thường xảy ra nhất là quá dòng do ngắn mạch từ phía tải hoặc từ các phần tử có lỗi do chế tạo hoặc do lắp ráp. Vì vậy vấn đề bảo vệ cho phần tử là nhiệm vụ cực kỳ quan trọng đặt ra.

Đối với IGBT ta có thể ngắt dòng điện bằng cách đưa điện áp điều khiển về giá trị âm. Tuy nhiên quá tải dòng điện có thể đưa IGBT ra khỏi chế độ bão hòa dẫn đến công suất phát nhiệt tăng lên đột ngột, phá hủy phần tử sau vài chu kỳ đóng cắt. Mặt khác khi khóa IGBT lại trong một thời gian rất ngắn khi dòng điện lớn dẫn đến tốc độ tăng dòng dI/dt quá lớn, gây quá áp trên collector - emitter, lập tức đánh thủng phần tử. Rõ ràng là, trong sự cố quá dòng, không thể tiếp tục điều khiển IGBT bằng những xung ngắn theo quy luật biến điệu như cũ và cũng không thể chỉ đơn giản là ngắt xung điều khiển để dập tắt dòng điện được. Vấn đề ngắt dòng đột ngột không chỉ xảy ra trong chế độ sự cố mà còn xảy ra khi tắt nguồn hoặc khi dừng hoạt động, nghĩa là trong chế độ vận hành bình thường.

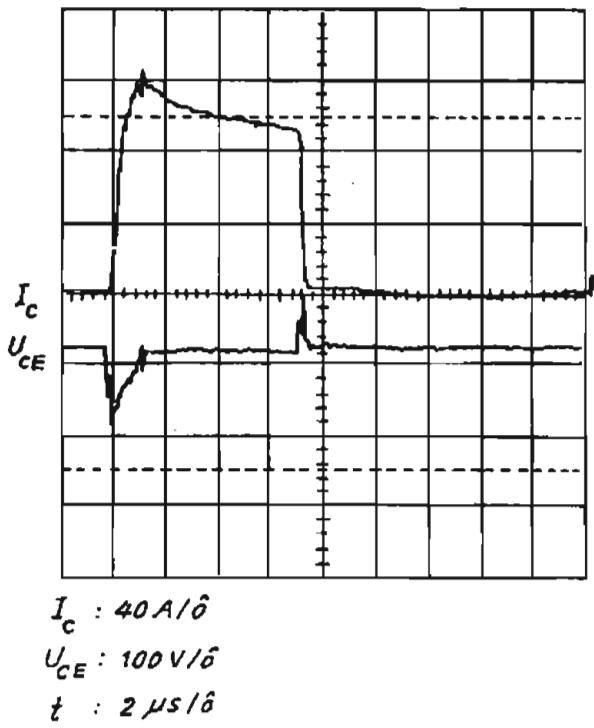
Có thể ngăn chặn hậu quả của việc tắt dòng đột ngột bằng cách sử dụng các mạch dập RC (snubber circuit), mắc song song với phần tử. Tuy nhiên các mạch dập làm tăng kích thước và làm giảm độ tin cậy của thiết bị. Giải pháp tích cực

Trên hình 1.37 có thể thấy cực điều khiển của IGBT được cung cấp ba tín hiệu điều khiển qua ba điện trở, tín hiệu mở qua HOP, tín hiệu khóa qua LOP, tín hiệu khóa mềm qua SSD. Hiệu chỉnh các điện trở này có thể hiệu chỉnh được các thời gian điều khiển tương ứng. Tín hiệu DESAT được lấy qua phân áp giữa colectơ và emitter qua diôt nối với colectơ, đưa qua mạch lọc phối hợp với tín hiệu điều khiển khóa, mở, qua mạch NAND đưa ra tín hiệu chưa bão hòa (Desat Fault). Qua mạch xử lý logic (không thể hiện ở đây) tín hiệu khóa mềm có thể được đưa đến MOSFET điều khiển mạch khóa mềm (soft shutdown) với điện trở đưa đến cực điều khiển cỡ 500 Ω , lớn hơn 10 lần so với mạch khóa, mở.

Tác dụng của mạch khóa mềm được minh họa qua đồ thị thực tế trên hình 1.38. Đường trên cùng là hình dạng tín hiệu điều khiển, đường cong ở giữa là điện áp U_{CE} , đường cong dưới cùng là dạng dòng điện. Có thể nhận ra không có quá áp trên đường cong điện áp nhưng IGBT làm việc trong chế độ



Hình 1.38. Khóa mềm bằng IR2137



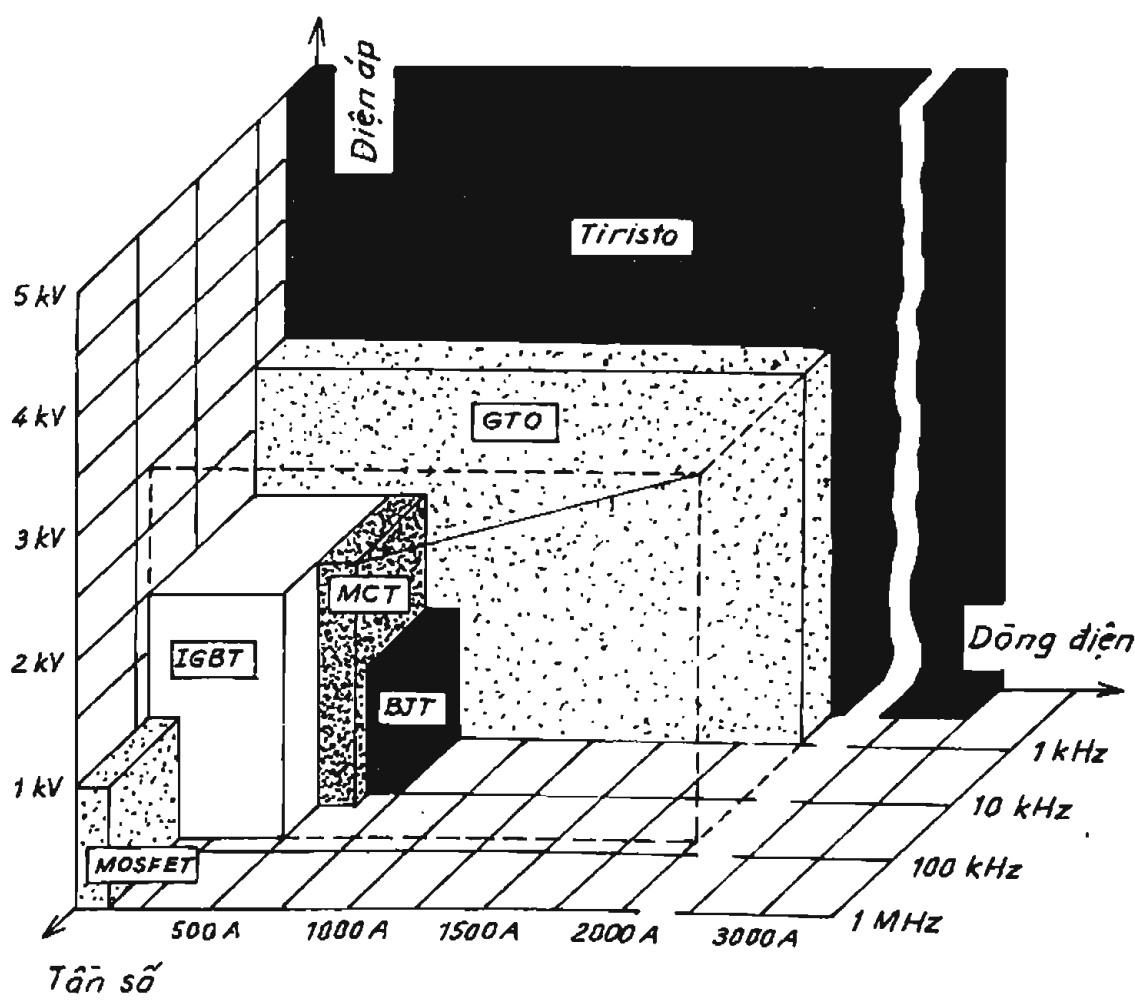
Hình 1.39. Quá áp sinh ra do khóa tức thời

tuyến tính trong suốt thời gian T khi dòng điện giảm dần về không.

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

1.9. SO SÁNH TƯƠNG ĐỐI CÁC PHẦN TỬ BÁN DẪN CÔNG SUẤT

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



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

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

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

Các BJT có ưu thế hơn MOSFET ở dòng điện lớn hơn, tới 750 A và khả năng chịu điện áp tốt hơn, tới 1500 V. Tuy nhiên BJT đang dần bị thay thế bởi IGBT. IGBT có khả năng đóng cắt dòng điện tới 2000 A và điện áp tới 2000 V. Do khả năng điều khiển bằng điện áp, tần số đóng cắt của IGBT cao hơn nhiều so với BJT, đạt đến gần 100 kHz. Bước phát triển lớn nhất trong lĩnh vực các phần tử bán dẫn công suất chính là sự phát triển các phần tử điều khiển bằng điện áp, kiểu MOSFET, nhưng có điện trở khi dẫn nhỏ, kiểu BJT hoặc tiristo. Các phần tử loại này như IGBT, MCT chiếm lĩnh dải tần số làm việc từ 1 kHz đến 100 kHz, điện áp tới 3 kV và dòng điện tới 3000 A như các GTO.

Có thể thấy được sự phát triển đáng kinh ngạc trong công nghệ chế tạo các phần tử bán dẫn công suất qua các thông báo của các hãng chế tạo trong thời gian gần đây. Trong bảng 1.1 là thông số của các phần tử công suất lớn nhất do Mitsubishi công bố trong năm 2000.

1.10. TỔN HAO CÔNG SUẤT TRÊN CÁC PHẦN TỬ BÁN DẪN CÔNG SUẤT

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

**Bảng 1.1. Thông số cực đại của các phần tử bán dẫn
công suất do Mitsubishi công bố**

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

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

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

1.10.2. Tổn thất trong quá trình đóng cắt

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

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

1.10.2.1. Tổn hao do thời gian mở và khóa

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

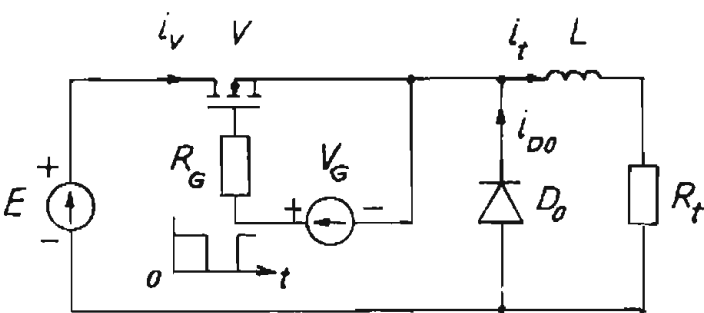
Trong thời gian chuyển mạch rất ngắn, dòng tải chưa kịp thay đổi và có giá trị $i_l = I_l$ trong khoảng thời gian $t_0 < t < t_2$. Tại t_0 có tín hiệu khóa MOSFET V , điện áp trên V tăng tuyến tính từ không đến giá trị điện áp nguồn một chiều E trong khoảng từ t_0 đến t_1 . Trong khoảng này diôt D_0 chưa mở nên dòng qua V vẫn bằng I_l . Bắt đầu từ t_1 diôt D_0 mở ra, do đó dòng qua V giảm tuyến tính về 0 ở thời điểm t_2 , tại đó dòng qua diôt D_0 tăng lên đến bằng dòng tải.

Tổn hao công suất tức thời trên V bằng $p_V(t) = i_V(t)u_V(t)$ có dạng tam giác trong khoảng $t_0 < t < t_2$. Tổn hao năng lượng trên V chính là diện tích của tam giác này:

$$W_{\text{off}} = \frac{1}{2}EI_l(t_2 - t_0) = \frac{1}{2}EI_l t_{\text{off}}$$

trong đó t_{off} là thời gian khóa của MOSFET.

Trong quá trình mở, đồ thị dòng điện, điện áp trên các phần tử có dạng giống như ở hình 1.42, nhưng với trục thời gian quay ngược lại. Dòng qua V phải tăng từ 0 đến I_l , dòng qua diôt giảm từ I_l về 0. Chỉ khi dòng qua diôt đã về đến 0 thì điện áp trên V mới bắt đầu giảm từ E về đến 0. Năng lượng tổn hao khi mở bằng:



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

$$W_{on} = \frac{1}{2} E \cdot I_t t_{on}$$

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

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

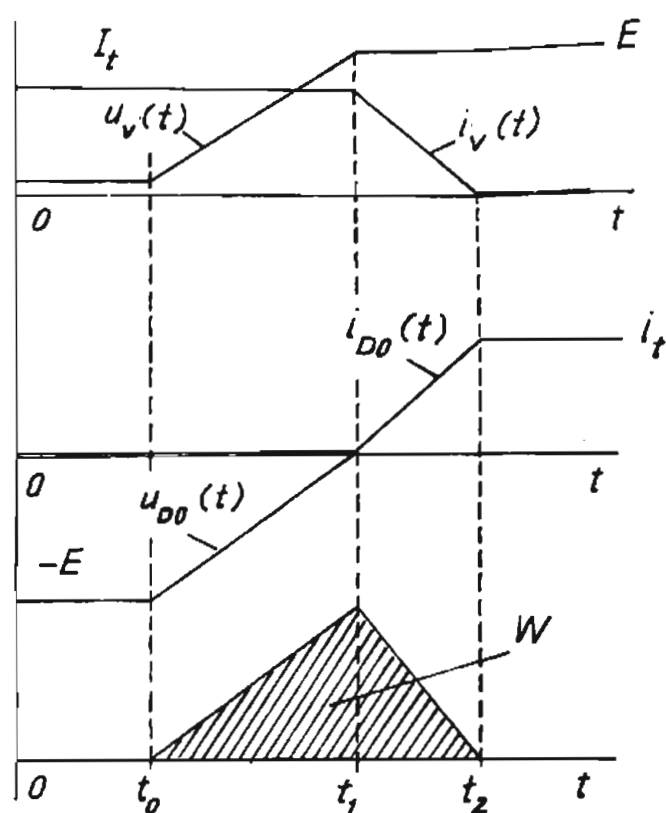
$$P_v = \frac{1}{T} (W_{off} + W_{on}) = f (W_{off} + W_{on})$$

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

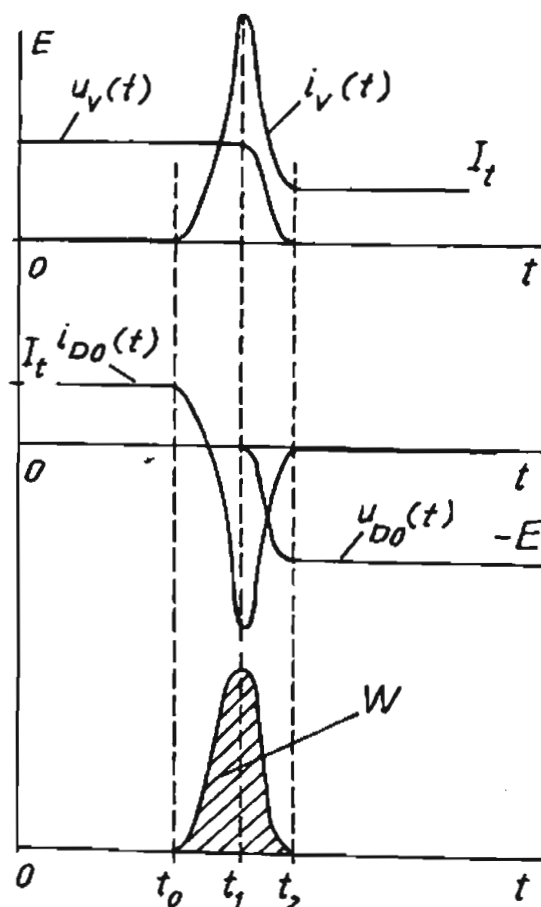
1.10.2.2. Tổn hao do quá trình phục hồi

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

Khi diốt khóa lại sẽ có một dòng điện ngược di tản các điện tích trong lớp tiếp giáp $p-n$ ra ngoài. Biên độ dòng điện ngược có thể lớn gấp vài lần giá trị dòng điện diốt dẫn trước đó. Trên đồ thị ở hình 1.43, tại thời điểm t_0 MOSFET bắt đầu mở ra làm diốt D_0 bắt đầu khóa lại. Dòng điện ngược của diốt tạo nên xung dòng trên giá trị I_t qua van V. Trong khoảng t_0



Hình 1.42. Dạng sóng quá trình van khoá trong sơ đồ ở hình 1.41



Hình 1.43. Tổn hao công suất do diốt phục hồi

đến t_1 điôt vẫn còn phân cực thuận nên điện áp trên van V vẫn bằng E . Tại t_1 dòng qua điôt bằng 0, điôt bắt đầu bị phân cực ngược. Từ t_1 đến t_2 dòng điện ngược của điôt nạp cho tụ tương đương của tiếp giáp $p-n$ phân cực ngược. Điện áp trên van V giảm dần về 0 tại t_2 , tại đó điôt khóa lại hoàn toàn.

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

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

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

Nếu dùng điôt cắt nhanh thì $(t_2 - t_1) \ll (t_1 - t_0)$, từ đó tích phân này có thể được tính đơn giản hơn. Coi điện áp trên van V bằng E trong phần lớn thời gian phục hồi $t_r = t_2 - t_0$, dòng qua van $i_V(t) = I_1 - i_{D0}(t)$, do đó:

$$\begin{aligned} W &= \int_{t_0}^{t_2} E_V(I_1 - i_V(t)) dt \\ &= E \cdot I_1 t_r + E \cdot Q_r \end{aligned}$$

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

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

1.10.2.3. Tổn hao do các phần tử phản kháng

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

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

$$W_C = \sum_i \frac{1}{2} C_i U_i^2$$

$$W_L = \sum_i \frac{1}{2} L_i I_i^2$$

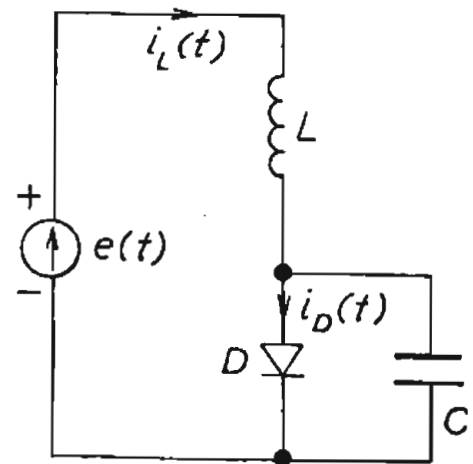
Ví dụ đối với MOSFET, ta có tụ điện tương đương giữa cực máng và cực gốc là C_{DS} , còn điốt song song có tụ là C_D . Tổn hao công suất khi MOSFET mở ra sẽ là:

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

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

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

Để ví dụ, ta xét sơ đồ trên hình 1.44, trong đó $e(t)$ là nguồn xung áp chữ nhật lý tưởng. Dạng dòng điện, điện áp trên các phần tử cho trên hình 1.45. Nguồn áp $e(t)$ lúc đầu có giá trị dương làm điốt phân cực thuận,



Hình 1.44. Sơ đồ mô tả tổn hao công suất trên điện cảm khi điốt mở và khoá

điốt mở cho dòng qua cuộn cảm tăng tuyến tính với độ dốc E_1/L . Tại thời điểm $t = t_1$, điện áp $e(t)$ trở nên âm, dòng $i_L(t)$ bắt đầu giảm với độ dốc $-E_2/L$. Đến $t = t_2$, dòng qua điốt bằng 0 nhưng trong tiếp giáp $p-n$ vẫn còn tích lũy một điện tích Q_r . Điốt vẫn còn phân cực thuận đến thời điểm $t = t_3$, do đó dòng qua cuộn cảm vẫn tiếp tục giảm với độ dốc $-E_2/L$. Bắt đầu từ thời điểm t_3 , điện tích tích lũy trong điốt đã hết, điốt bắt đầu phân cực ngược. Dòng ngược sẽ nạp cho tụ C tới điện áp nguồn $-E_2$. Từ t_3 dòng qua cuộn cảm phải chạy qua tụ C, tạo nên mạch dao động nối tiếp, do đó dòng có dạng hình sin tắt dần.

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

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

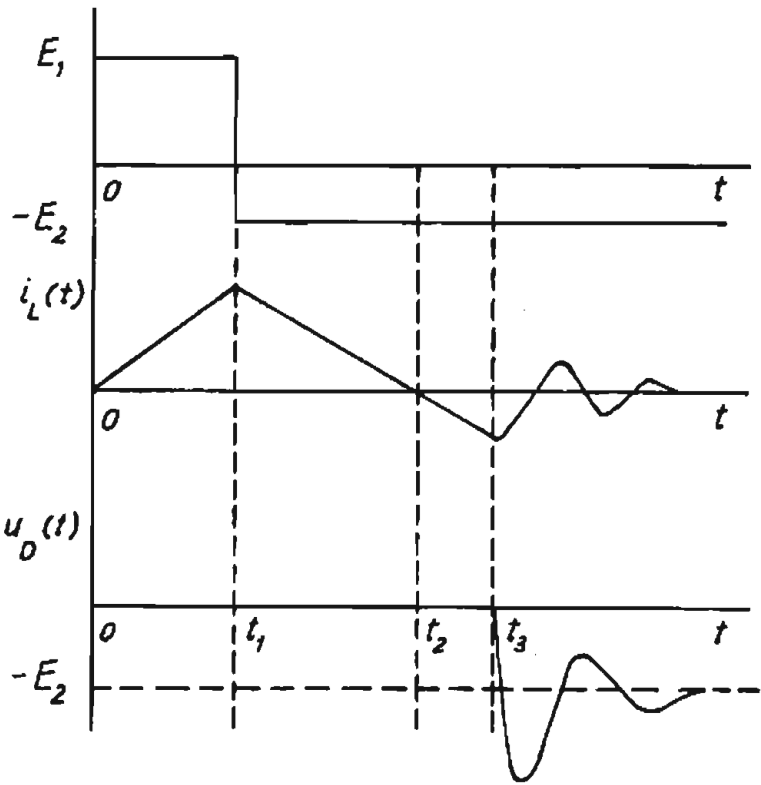
Điện tích này liên quan trực tiếp đến năng lượng tích lũy trong cuộn cảm L:

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

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

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

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



Hình 1.45. Dạng dòng điện, điện áp của sơ đồ ở hình 1.44

1.11. MẠCH TRỢ GIÚP VAN (SNUBBER CIRCUIT)

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

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

Có nhiều loại mạch trợ giúp nhưng phổ biến là hai loại: mạch RC (trở-tụ) và mạch RCD (trở-tụ-diôt). Các mạch này mắc song song với van và đem lại những hiệu quả mong muốn như trên, tùy thuộc vào mức độ đúng đắn của thiết kế.

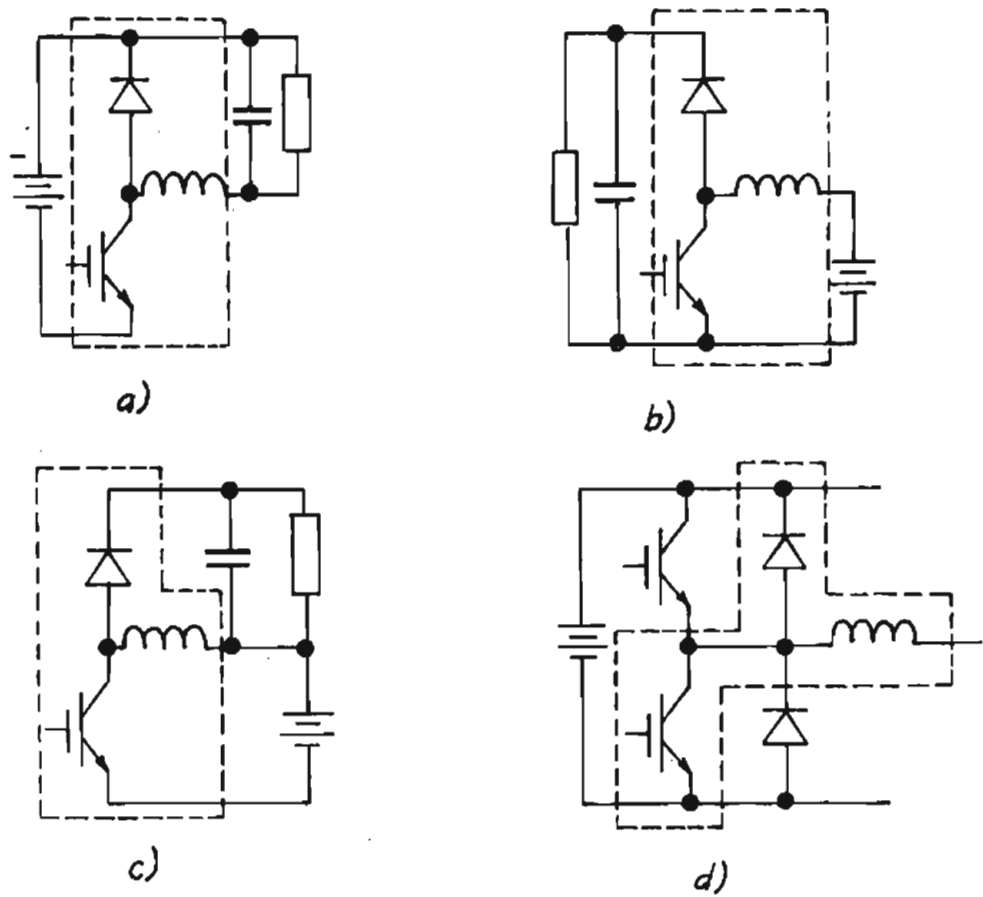
Để đạt được tất cả các hiệu quả trên đây chỉ bằng những mạch đơn giản là điều không tưởng. Mục đích trước hết đặt ra ở đây là đảm bảo an toàn cho các van bán dẫn trong mọi chế độ làm việc, những tác động khác có thể được tính đến và thỏa hiệp trong những điều kiện cụ thể. Khi van làm việc với những dòng điện và điện áp nhỏ thì tổn hao phát nhiệt do các mạch trợ giúp gây ra có thể không đáng phải lưu ý, nhưng khi công suất đóng cắt của van lớn lên, cỡ vài trăm kW, thì công suất phát nhiệt cỡ vài kW trên mạch trợ giúp là cả một vấn đề lớn. Ở công suất lớn, giá thành và vấn đề tản nhiệt cho các phần tử mạch trợ giúp có thể gây khó khăn rất lớn cho các thiết kế ứng dụng. Sau đây sẽ trình bày những giải pháp mạch cơ bản và những phương pháp tính toán liên quan cho việc thiết kế các mạch trợ giúp.

Trước hết ta xem xét lại đặc tính đóng cắt của các van bán dẫn. Những đặc tính đóng cắt của van như thời gian khóa, mở, dạng dòng điện, điện áp sẽ khác nhau ở các van khác nhau và trong những điều kiện làm việc khác nhau. Tuy nhiên quá trình đóng cắt của các van đều có thể đưa về bốn dạng cơ bản như được biểu diễn qua các sơ đồ trên hình 1.46.

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

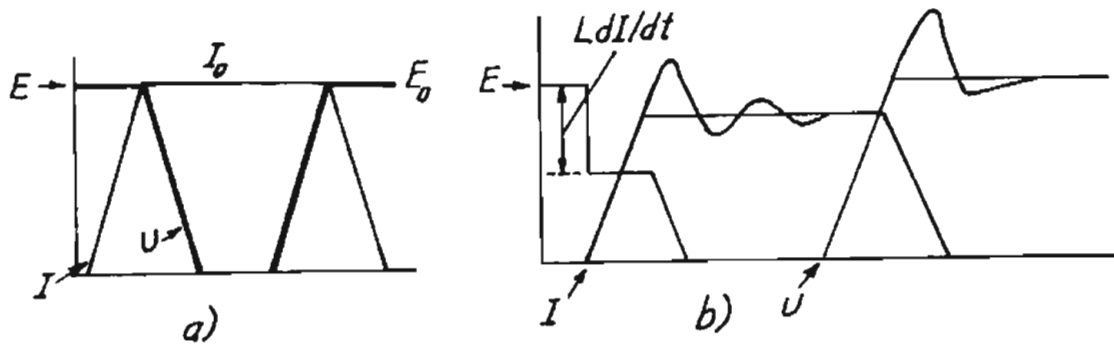
Những giả thiết này làm đơn giản quá trình phân tích tiếp theo. Có thể dễ dàng đưa ra được dạng dòng điện, điện áp của các phần tử trên các sơ đồ ở hình 1.46. Sơ đồ

ở hình 1.46a là sơ đồ bộ biến đổi xung áp nối tiếp, giống như sơ đồ ở hình 1.41, có dạng sóng điện áp, dòng điện như biểu diễn trên hình 1.42. Có thể minh họa dạng sóng của sơ đồ ở hình 1.46b như trên hình 1.47a và b.



Hình 1.46. Các dạng chuyển mạch cơ bản của van bán dẫn:

a) Sơ đồ biến đổi xung áp nối tiếp; b) Sơ đồ biến đổi xung áp song song; c) Sơ đồ biến đổi xung áp nối tiếp - song song; d) Mạch nhánh nghịch lưu nửa cầu



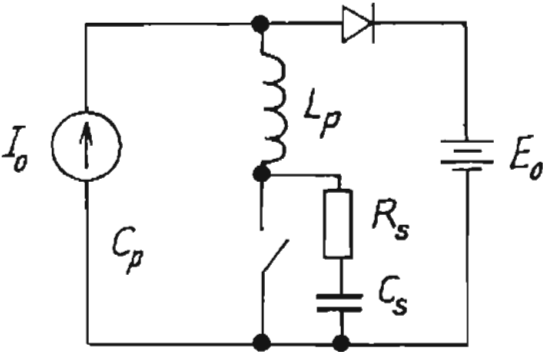
Hình 1.47. Dạng dòng điện, điện áp trên van trong sơ đồ ở hình 1.46b:

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

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

a. Mạch trợ giúp RC đơn giản

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



Hình 1.48. Mạch trợ giúp RC

R_s được chọn sao cho $I_0 = E_0/R_s$. Như vậy khi van khóa dòng có thể chuyển sang mạch trợ giúp mà điện áp trên van không vượt quá mức E_0 . Tụ điện C_s được chọn sao cho dao động sinh ra khi chuyển mạch là tắt dần. Muốn vậy, ít nhất phải chọn C_s bằng lớn hơn hai lần tụ ký sinh tương đương của phần tử C_p . Công suất tiêu tán trên điện trở R_s có thể được xác định qua năng lượng tích trữ trong tụ C_s :

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

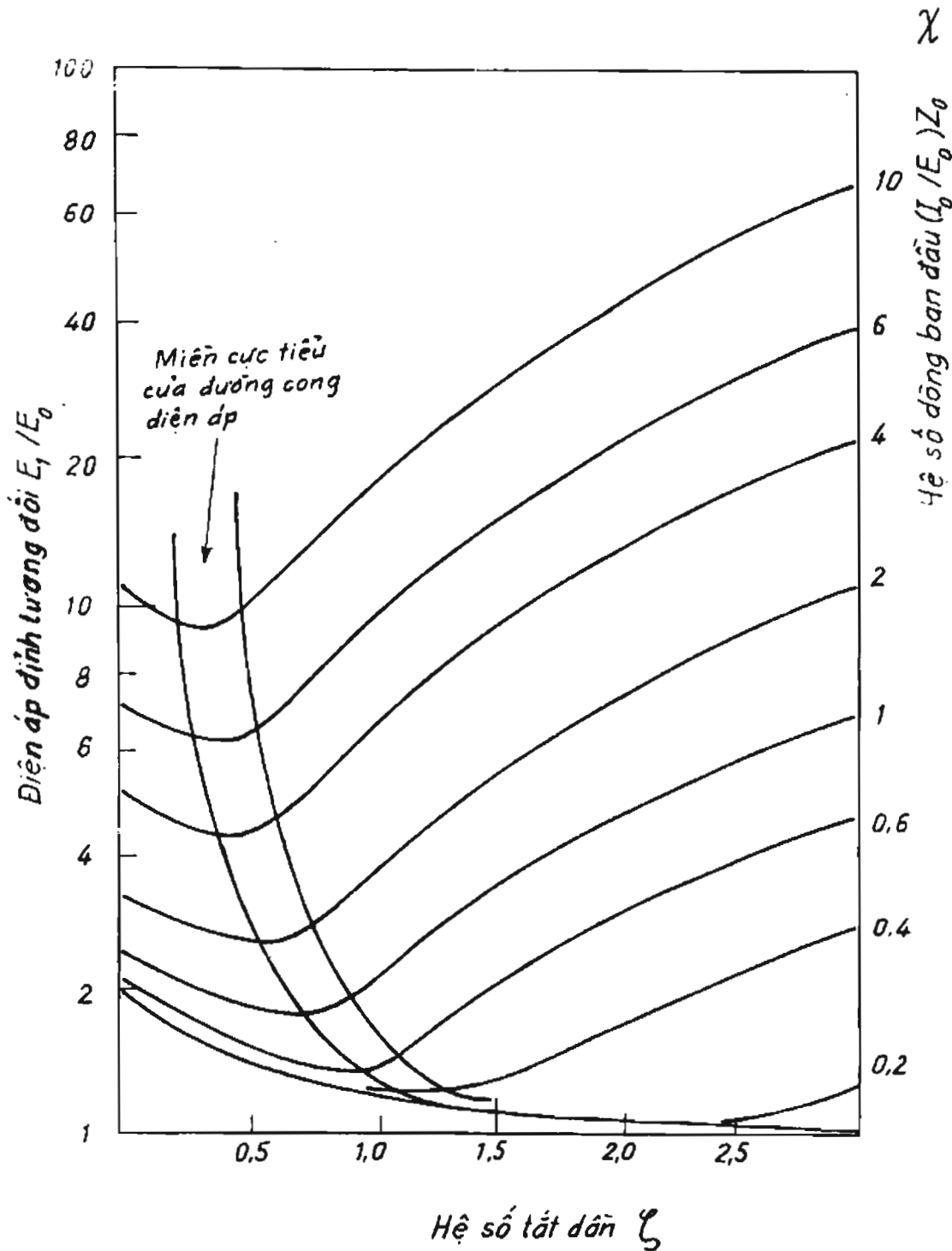
Năng lượng này tiêu tán trên R_s trong quá trình đóng cắt. Như vậy nếu tần số đóng cắt là f_s thì công suất tiêu tán trên trở R_s là:

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

Ví dụ, với một MOSFET IRF740 với $I_0 = 5 \text{ A}$, $E_0 = 160 \text{ V}$, $C_{DSS} = 170 \text{ pF}$,

$f_s = 100 \text{ kHz}$. Chọn $C_S = 340 \text{ pF}$, hơn hai lần C_{DSS} . Chọn giá trị tụ tiêu chuẩn lớn hơn là $C_S = 390 \text{ pF}$, $R_S = E_0/I_0 = 33 \text{ } \Omega$, $P_R = 1 \text{ W}$.

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



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

b. Tối ưu hóa mạch RC

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

$$Z_0 = (L_p/C_S)^{1/2}$$

$$\chi = (I_0/E_0)Z_0 \quad : \text{Hệ số dòng ban đầu,}$$

$\chi^2 = L_p I_0^2 / C_s E_0^2$: Năng lượng ban đầu trong L_p / năng lượng trên C_s ,

$\zeta = P_s / 2Z_0$: Hệ số tắt dần,

E_1 : Điện áp đỉnh,

E_1/E_0 : Điện áp đỉnh tương đối.

Trong đó các giá trị I_0 , E_0 , L_p là các giá trị đã biết. Cần xác định R_s , C_s theo điện áp đỉnh tương đối chấp nhận được.

Hình 1.49 thể hiện mối quan hệ giữa điện áp đỉnh tương đối với hệ số dòng ban đầu $E_1/E_0(\chi)$, trong đó hệ số tắt dần ζ là tham số. Từ đồ thị có thể thấy rằng, với một χ xác định tồn tại một giá trị cực tiểu cho điện áp đỉnh tương đối. Mặt khác những giá trị cực tiểu này nhỏ hơn nếu χ nhỏ hơn, nghĩa là Z_0 nhỏ hơn hay C_s lớn hơn. Điều này cũng có nghĩa là nếu muốn giảm xung đỉnh điện áp thì tổn hao phát nhiệt sẽ lớn hơn.

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

1. Xác định E_0 , I_0 , L_p theo sơ đồ cụ thể.
2. Lựa chọn giá trị điện áp đỉnh tương đối theo mong muốn.
3. Tính E_1/E_0 .
4. Từ đồ thị xác định giá trị χ và ζ .
5. Từ giá trị nhận được χ và ζ tính R_s và C_s .

Ta tiến hành tính toán theo ví dụ sau đây: Nếu $I_0 = 5$ A, $E_0 = 300$ V, $L_p = 1$ μ H và $E_1 = 400$ V thì $E_1/E_0 = 1,33$. Theo đồ thị xác định được $\chi_0 = 0,65$ và $\zeta_0 = 0,8$. Từ đó tính được:

$$C_s = \left(\frac{I_0}{E_0} \right)^2 \left(\frac{L_p}{\chi_0^2} \right) = 657 \text{ pF}$$

$$R_s = 2\zeta_0 \sqrt{\frac{L_p}{C_s}} = 61,4 \text{ } \Omega$$

Chọn các giá trị tiêu chuẩn $C_s = 680$ pF; $R_s = 62$ Ω .

Đồ thị trên hình 1.49 chưa tính đến thời gian đóng cắt hữu hạn của van bán dẫn và tụ điện tương đương trên van. Để chính xác hơn các kết quả ta có thể dùng mô phỏng bằng MATLAB SIMULINK hoặc bằng PSPICE. Dạng của điện áp trên van với ví dụ trên đây và kết quả mô phỏng được biểu diễn trên hình

1.50 cho thấy giá trị tối ưu là $R_s = 51 \Omega$, các giá trị 62Ω và 39Ω đều cho xung điện áp trên van cao hơn. Như vậy đồ thị cho phép ta xác định thô các giá trị của mạch RC và mô phỏng cho phép ta tối ưu hóa với độ chính xác cao hơn.

Các giá trị E_0, I_0 có thể xác định dễ dàng bằng việc phân tích mạch. Tuy nhiên giá trị L_p sẽ khó xác định hơn. Biện pháp đơn giản nhất là xác định L_p bằng thực nghiệm. Tiến hành đo chu kỳ dao động T_1 khi van đóng cắt, sau đó mắc song song với van một tụ điện thử, có giá trị đã biết C_{test} , đo chu kỳ dao động T_2 , sau đó tính L_p theo công thức sau:

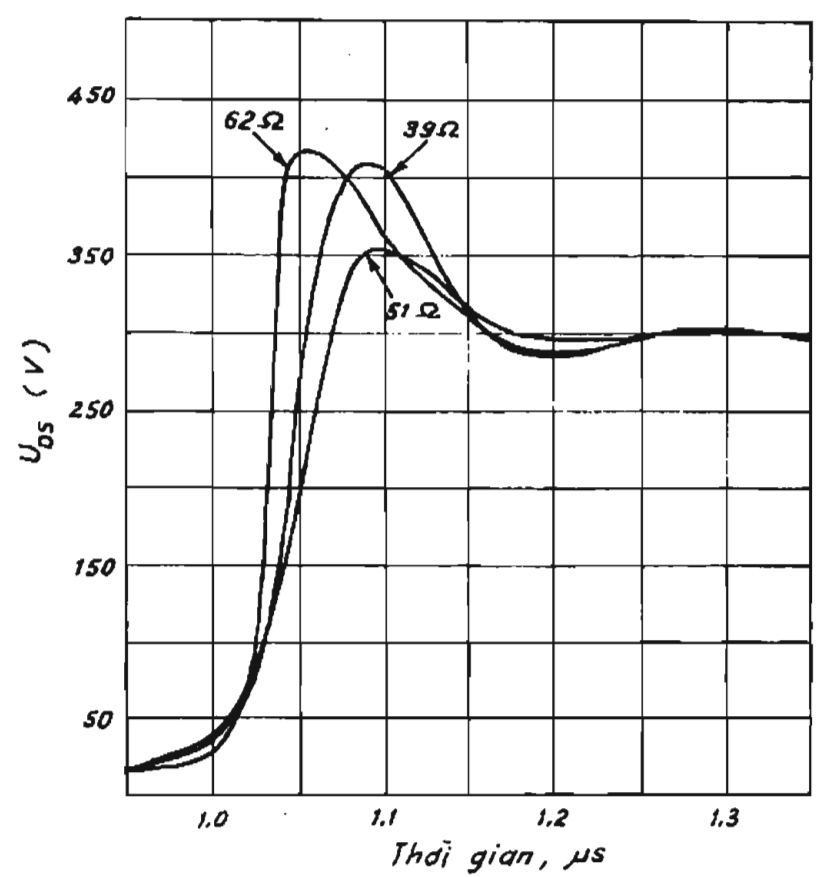
$$L_p = (T_2^2 - T_1^2) \left(\frac{I}{4\pi^2 C_{\text{test}}} \right)$$

Với các van bán dẫn công suất lớn, có thể xác định L_p nếu chấp nhận bước nhảy của điện áp trên van U_{step} , U_{CE} hoặc U_{DS} , khi van mở ra do tác dụng của di/dt theo công thức:

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

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

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



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

c. Mạch trợ giúp RCD

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

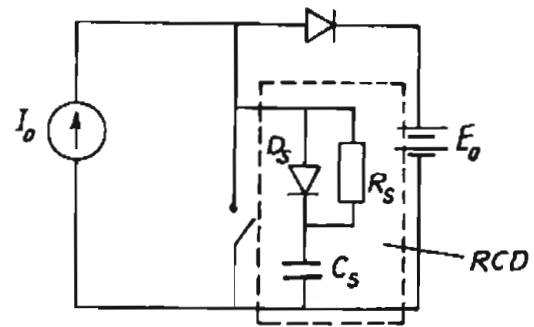
Mạch RCD có những ưu điểm hơn so với mạch RC như sau:

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

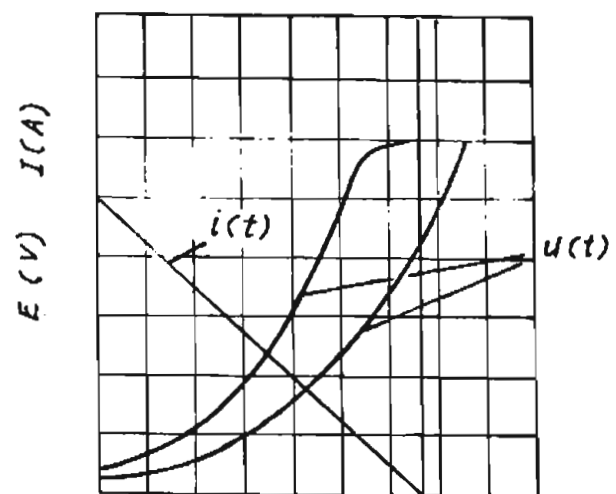
Tuy nhiên mạch có nhược điểm là dòng nạp tụ lấy thẳng qua diôt không phải là giá trị tối ưu, do đó quá điện áp E_1 sẽ lớn hơn so với sơ đồ RC tối ưu.

Dạng sóng của quá trình khóa van cho trên hình 1.52. Cốt lõi của vấn đề ở đây là khi van bắt đầu khóa, điện áp trên van tăng chậm trong khi dòng bắt đầu giảm vì dòng đã chuyển sang mạch diôt, tụ, D-C. Như vậy van sẽ chuyển mạch trong vùng an toàn và tổn hao đóng cắt cũng giảm đáng kể.

Phụ thuộc vào C_s , điện áp E có thể tăng tới E_0 hoặc trước hoặc sau khi



Hình 1.51. Mạch trợ giúp RCD



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

dòng đã về đến 0. Nếu áp tăng đến E_0 đúng thời điểm dòng về đến 0 thì tụ $C_S = C_n$, với C_n được xác định như sau:

$$C_n = \frac{I_0 t_s}{2E_0}$$

trong đó t_s là thời gian khóa của van.

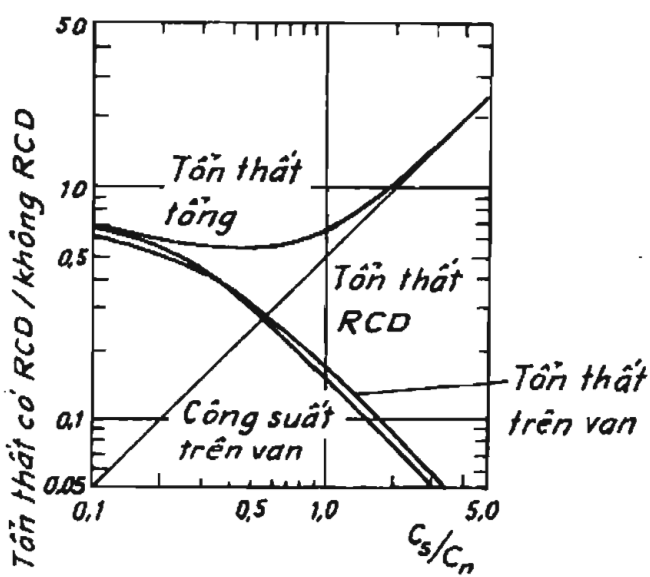
Quan hệ giữa tổn hao công suất tổng (tổn hao trên van và tổn hao trên mạch trợ giúp) phụ thuộc tỷ số C_S/C_n được biểu diễn trên hình 1.53.

Theo đồ thị, khi C_S càng lớn thì tổn hao trên mạch trợ giúp càng lớn nhưng tổn hao đóng cắt lại nhỏ. Giá trị tối ưu về tổn hao công suất đạt được khi $C_S/C_n = 0,45$.

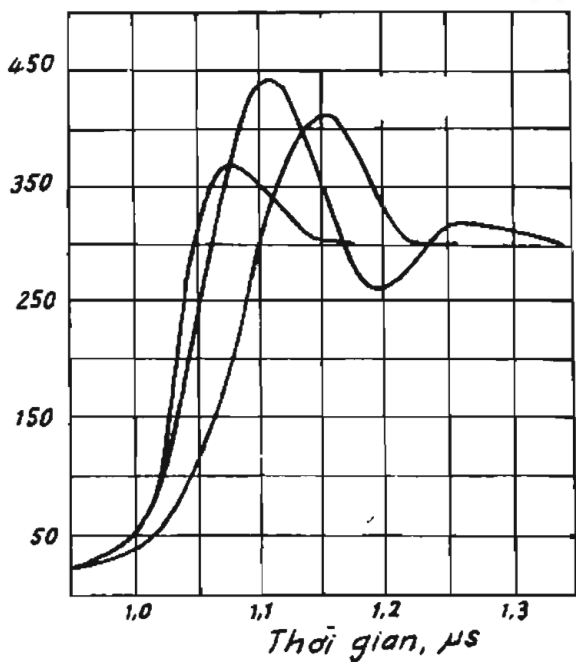
Khi muốn giảm tối đa tổn hao công suất có thể chọn $C_S = 0,5C_n$. Khi đó R_S chỉ cần chọn để tụ phóng hết điện trong khoảng thời gian mở của van, t_{on} . Tụ sẽ phóng điện theo hàm mũ với hằng số thời gian R_S/C_S . Như vậy có thể cho tụ phóng điện sau hai lần hằng số thời gian là đủ, nghĩa là có thể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

$$R_S = \frac{t_{on}}{2C_S}$$

Khi có điện cảm L_p trong mạch, khi van khóa xuất hiện dao động điện áp. Vì vậy giá trị của tụ cần được chính xác hóa thêm. Có thể dùng mô phỏng hoặc đo trực tiếp để biết được hiệu quả của giá trị R_S, C_S đã xác định được. Khi đó cần thỏa hiệp giữa độ quá áp và mong muốn giảm tổn thất trên sơ đồ. Hình 1.54 biểu diễn hình dạng điện áp trên van với các mạch trợ giúp khác nhau, RC và RCD, cho cùng ví dụ van khóa lại ở ví dụ trên đây. Mạch RC tối ưu cho



Hình 1.53. Tổn thất trên van và trên mạch RCD



Hình 1.54. Dạng điện áp trên van với mạch RCD

điện áp đỉnh thấp nhất. Với mạch RCD, điện áp đỉnh giảm nếu tăng giá trị của tụ C_S . Tuy nhiên lưu ý rằng khi đó tổn thất trong mạch cũng sẽ tăng theo.

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

1.12. VẤN ĐỀ LÀM MÁT VAN BÁN DẪN

Tổn hao công suất, bằng tích của dòng điện chạy qua phần tử với điện áp rơi trên phần tử, tỏa ra dưới dạng nhiệt trong quá trình làm việc. Nhiệt lượng tỏa ra tỷ lệ với giá trị trung bình của tổn hao công suất. Trong quá trình làm việc, nhiệt độ của bản thân cấu trúc bán dẫn phải luôn ở dưới một giá trị cho phép (khoảng 120°C đến 150°C theo đặc tính kỹ thuật của phần tử), vì vậy nhiệt lượng sinh ra cần phải được dẫn ra ngoài, nghĩa là đòi hỏi phải có quá trình làm mát các phần tử bán dẫn.

1.12.1. Mô hình truyền nhiệt

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

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

trong đó đơn vị tương ứng là: P_T [W]; T [°C]; R_T [°C/W].

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

$$P_T dt = Ad\theta + B.\theta dt$$

trong đó: P_T - công suất phát nhiệt (tổn hao công suất) trên phần tử [W];

A - nhiệt lượng riêng, bằng nhiệt lượng làm cho nhiệt độ phần tử thay đổi 1°C [J];

B - công suất tỏa ra để nhiệt độ môi trường tăng thêm 1°C [J];

θ - chênh lệch nhiệt độ giữa phần tử và môi trường [°C].

Viết lại phương trình vi phân trên dưới dạng:

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

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

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

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

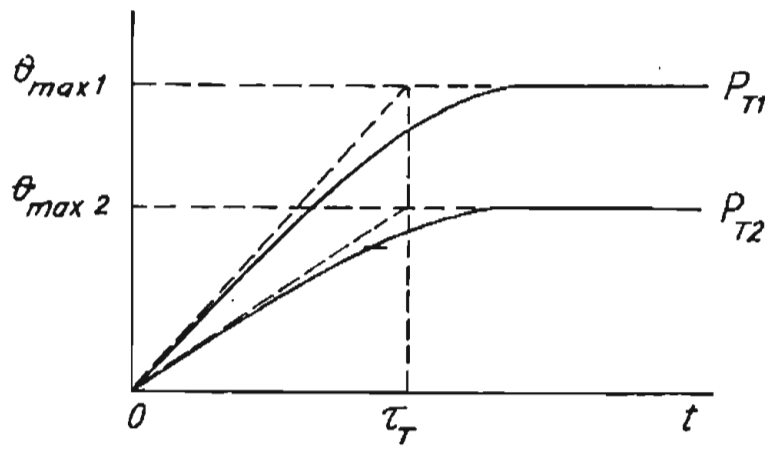
$\tau_T = A / B$ là hằng số thời gian nhiệt.

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

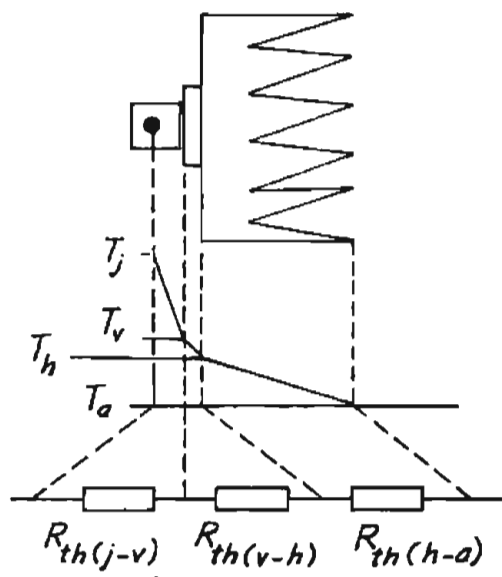
Dạng đường cong nhiệt độ như trên hình 1.55 chỉ đúng cho môi trường đồng nhất, ví dụ một bản đồng hay nhôm. Tuy nhiên phân tử bán dẫn được gắn lên bộ phận tản nhiệt là một môi trường không đồng nhất. Vì thể tích nhỏ nên khả năng tích nhiệt kém, nhiệt độ trên phân tử sẽ tăng rất nhanh. Nhiệt lượng từ phân tử truyền ra cánh tản nhiệt, rồi từ cánh tản nhiệt truyền ra môi trường. Sẽ có sự chênh lệch nhiệt độ giữa phân tử, cánh tản nhiệt, môi trường. Tương ứng giữa

các bộ phận tiếp giáp nhau sẽ có trở kháng truyền nhiệt khác nhau. Mô hình của hệ thống truyền nhiệt như vậy được cho trên hình 1.56, trong đó cũng thể hiện đường nhiệt độ giảm từ phân tử T_j tới vỏ phân tử T_v , tới cánh tản nhiệt T_h và tới môi trường T_a .

Dòng nhiệt truyền từ cấu trúc bán dẫn ra đến vỏ phân tử, từ vỏ tới cánh tản nhiệt, từ cánh tản nhiệt ra đến môi trường. Giữa các môi trường tiếp giáp nhau



Hình 1.55. Đường cong phát nhiệt



Hình 1.56. Mô hình truyền nhiệt

trở kháng nhiệt là: $R_{th(j-v)}, R_{th(v-h)}, R_{th(h-a)}$. Do đó trở kháng nhiệt sẽ bằng tổng trở kháng nhiệt giữa các vùng tiếp giáp nhau:

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

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

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

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

1.12.2. Tính toán tản nhiệt

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

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

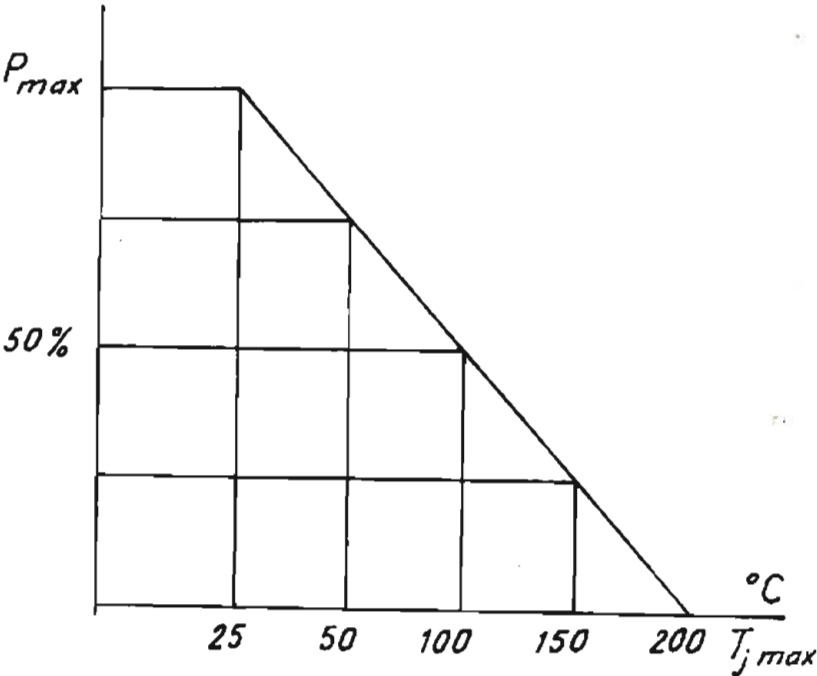
trong đó giả thiết nhiệt độ môi trường là 25°C.

Mối quan hệ này được biểu diễn trên đồ thị ở hình 1.57, theo đó khi nhiệt độ cấu trúc bán dẫn bằng nhiệt độ cực đại cho phép $T_{j,max}$ thì công suất toả ra sẽ bằng 0, đồng nghĩa với việc phần tử bị phá hủy. Các số liệu này, kể cả đồ thị ở hình 1.57, cho mỗi phần tử bán dẫn, được cho trong đặc tính kỹ thuật của nhà sản xuất. Để đảm bảo nhiệt độ môi trường ở một nhiệt độ thích hợp ta phải gắn phần tử bán dẫn lên một cánh tản nhiệt. Khi đó:

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

Theo mô hình truyền nhiệt trên hình 1.56, ta có:

T_j - nhiệt độ của cấu trúc bán dẫn, cho bởi nhà sản xuất,



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

T_v - nhiệt độ vỏ phần tử,

T_h - nhiệt độ cánh tản nhiệt,

T_a - nhiệt độ môi trường,

P_{th} - tổn hao phát nhiệt trong phần tử, được tính toán bởi người sử dụng,

$R_{th(j-v)}$ - trở kháng nhiệt giữa cấu trúc bán dẫn và vỏ, cho bởi nhà sản xuất,

$R_{th(v-h)}$ - trở kháng nhiệt giữa vỏ và cánh tản nhiệt, phụ thuộc hình dạng, kích thước vỏ phần tử, cho bởi nhà sản xuất,

$R_{th(h-a)}$ - trở kháng nhiệt giữa cánh tản nhiệt và môi trường, cho bởi nhà sản xuất cánh tản nhiệt.

Với các ký hiệu trên đây, nếu đã tính toán được tổn hao phát nhiệt trên phần tử $P_{th,max}$, có thể xác định trở kháng truyền nhiệt yêu cầu của cánh tản nhiệt:

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

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

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

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

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

$T_{j,max} = 110^{\circ}\text{C}$.

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

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

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

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

Chương 2

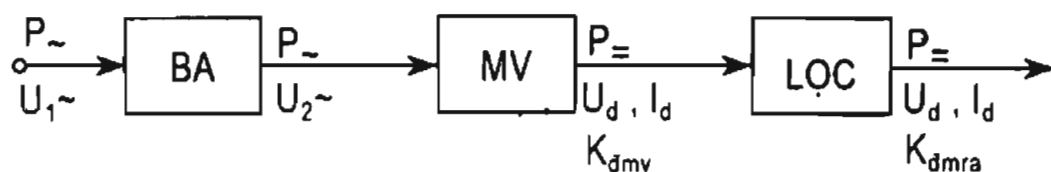
CHỈNH LƯU

2.1. GIỚI THIỆU CHUNG

2.1.1. Cấu trúc mạch chỉnh lưu

Chỉnh lưu là quá trình biến đổi năng lượng dòng điện xoay chiều thành năng lượng dòng điện một chiều.

Chỉnh lưu là thiết bị điện tử công suất được sử dụng rộng rãi nhất trong thực tế. Sơ đồ cấu trúc thường gặp của mạch chỉnh lưu như trên hình 2.1.



Hình 2.1. Sơ đồ cấu trúc mạch chỉnh lưu

Trong sơ đồ có máy biến áp làm hai nhiệm vụ chính là:

a) Chuyển từ điện áp quy chuẩn của lưới điện xoay chiều U_1 sang điện áp U_2 thích hợp với yêu cầu của tải. Tùy theo tải mà máy biến áp có thể là tăng áp hoặc giảm áp.

b) Biến đổi số pha của nguồn lưới sang số pha theo yêu cầu của mạch van. Thông thường số pha của lưới lớn nhất là 3, song mạch van có thể cần số pha là 6, 12 ...

Trường hợp tải yêu cầu mức điện áp phù hợp với lưới điện và mạch van đòi hỏi số pha như lưới điện thì có thể bỏ máy biến áp.

Mạch van ở đây là các van bán dẫn được mắc với nhau theo cách nào đó để có thể tiến hành quá trình chỉnh lưu.

Mạch lọc nhằm đảm bảo điện áp (hoặc dòng điện) một chiều cấp cho tải là bằng phẳng theo yêu cầu.

2.1.2. Phân loại

Chỉnh lưu được phân loại theo một số cách sau đây:

1. *Phân loại theo số pha nguồn cấp cho mạch van*: một pha, hai pha, ba pha, 6 pha v.v.

2. *Phân loại theo loại van bán dẫn trong mạch van*

Hiện nay chủ yếu dùng hai loại van là điôt và tiristo, vì thế có ba loại mạch sau:

- Mạch van dùng toàn điôt, được gọi là chỉnh lưu không điều khiển.
- Mạch van dùng toàn tiristo, gọi là chỉnh lưu điều khiển.
- Mạch chỉnh lưu dùng cả hai loại điôt và tiristo, gọi là chỉnh lưu bán điều khiển.

3. *Phân loại theo sơ đồ mắc các van với nhau*. Có hai kiểu mắc van:

a) Sơ đồ hình tia: Ở sơ đồ này số lượng van sẽ bằng số pha nguồn cấp cho mạch van. Tất cả các van đều đấu chung một đầu nào đó với nhau - hoặc catôt chung, hoặc anôt chung.

b) Sơ đồ cầu: Ở sơ đồ này số lượng van nhiều gấp đôi số pha nguồn cấp cho mạch van. Trong đó một nửa số van mắc chung nhau catôt, nửa kia lại mắc chung nhau anôt.

Như vậy, khi gọi tên một mạch chỉnh lưu, người ta dùng ba dấu hiệu trên để chỉ cụ thể mạch đó. Thí dụ: chỉnh lưu cầu ba pha bán điều khiển, có nghĩa là mạch chỉnh lưu này dùng kiểu mắc van theo sơ đồ cầu, nguồn cấp cho mạch van là ba pha, và dùng 6 van có cả điôt và tiristo.

2.1.3. Các tham số cơ bản của mạch chỉnh lưu

Các tham số này dùng để đánh giá các chỉ tiêu kỹ thuật trong phân tích hoặc thiết kế mạch chỉnh lưu, gồm có ba nhóm tham số chính như dưới đây:

1. Về phía tải

U_d - giá trị trung bình của điện áp nhận được ngay sau mạch van chỉnh lưu:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\theta) d\theta \quad (2.1)$$

I_d - giá trị trung bình của dòng điện từ mạch van cấp ra:

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(\theta) d\theta \quad (2.2)$$

$P_d = U_d \cdot I_d$ là công suất một chiều mà tải nhận được từ mạch chỉnh lưu.

2. Về phía van

I_{thv} - giá trị trung bình của dòng điện chảy qua 1 van của mạch van.

$U_{ng\ max}$ - điện áp ngược cực đại mà van phải chịu được khi làm việc.

Đây là hai tham số giúp việc lựa chọn van phù hợp để không hỏng khi hoạt động trong mạch.

3. Về phía nguồn

Thể hiện bằng công suất xoay chiều lấy từ lưới điện, thông thường sử dụng theo công suất biểu kiến của biến áp:

$$S_{ba} = \frac{S_1 + S_2}{2} = k_{sd} P_d \quad (2.3)$$

trong đó:

$$S_1 = U_1 I_1 \quad (2.4)$$

$$S_2 = \sum_{i=1}^m U_{2i} I_{2i} \quad (2.5)$$

ở đây các giá trị U_1 , I_1 , U_{2i} , I_{2i} là trị số hiệu dụng của điện áp và dòng điện phía sơ cấp và thứ cấp máy biến áp. Do phía thứ cấp có thể có nhiều cuộn dây, nên phải tổng cộng công suất của tất cả m cuộn dây.

Để đánh giá khả năng biến đổi công suất xoay chiều thành một chiều, công suất lấy từ lưới điện S_{ba} được so sánh với công suất một chiều P_d mà tải nhận được qua hệ số sơ đồ k_{sd} . Hệ số này càng gần 1 càng chứng tỏ mạch có hiệu suất biến đổi tốt hơn.

Ngoài nhóm ba tham số trên còn có một tham số dùng để đánh giá sự bằng phẳng của điện áp một chiều nhận được, gọi là hệ số đập mạch k_{dm} , được xác định theo biểu thức:

$$k_{dm} = \frac{U_{1m}}{U_0}$$

trong đó U_{1m} là biên độ sóng hài bậc 1 theo khai triển Fourier của điện áp chỉnh lưu và U_0 là thành phần cơ bản cũng theo khai triển này. U_0 cũng chính là giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu, tức là $U_0 = U_d$.

2.1.4. Luật dẫn của van

Mạch van để thực hiện quá trình chỉnh lưu có khá nhiều, tuy nhiên chúng đều tuân theo hai kiểu mắc với nhau là mắc catôt chung và mắc anôt chung. Vì thế chỉ cần nhận biết hai quy luật dẫn này, ta có thể phân tích toàn bộ các mạch van chỉnh lưu có trong thực tế.

1. Nhóm van đấu catôt chung

Hình 2.2a là mạch van khi tất cả các điôt có catôt đấu với nhau. Luật dẫn của nó được phát biểu như sau:

Van có khả năng dẫn là van có điện thế anôt của nó dương nhất trong nhóm, tuy nhiên nó chỉ dẫn được nếu điện thế anôt này dương hơn điện thế ở điểm catôt chung φ_{KC} . Thí dụ, ở thời điểm hiện tại ta có:

$$\varphi_{A1} > \varphi_{A2} > \varphi_{A3} > \dots > \varphi_{An}$$

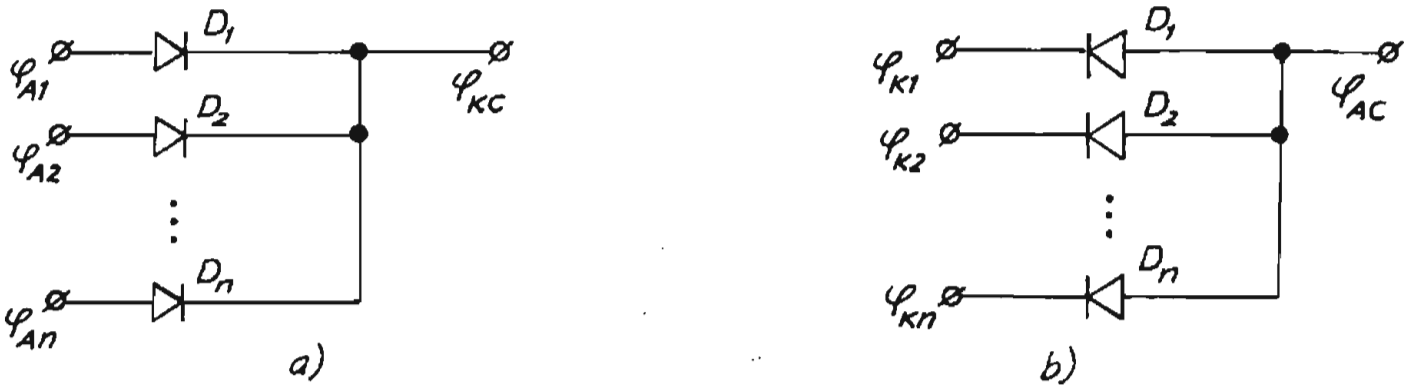
và đồng thời $\varphi_{A1} > \varphi_{KC}$ thì van θ_1 sẽ dẫn. Lúc đó, nếu coi sụt áp trên van bằng 0 thì khi D_1 đã dẫn ta thấy $\varphi_{KC} = \varphi_{A1}$. Điều này dẫn đến điện áp trên các van còn lại sẽ âm:

$$\varphi_{AK2} = \varphi_{A2} - \varphi_{KC} = \varphi_{A2} - \varphi_{A1} < 0$$

$$\dots\dots\dots$$

$$\varphi_{AKn} = \varphi_{An} - \varphi_{KC} = \varphi_{An} - \varphi_{A1} < 0$$

Như vậy các van còn lại sẽ phải khoá, không dẫn được.



Hình 2.2: a) Van đấu catôt chung; b) Van đấu anôt chung

2. Nhóm van đấu anôt chung

Ở nhóm van đấu anôt chung (hình 2.2b) có luật dẫn sau: Van có khả năng

dẫn là van có điện thế catôt âm nhất trong nhóm, nhưng nó chỉ dẫn được nếu điện thế này âm hơn điện thế điểm anôt chung φ_{AC} .

Trong chương này sẽ áp dụng hai luật dẫn trên để phân tích các mạch chỉnh lưu thông dụng, trong đó sẽ coi các van là lý tưởng, như vậy khi dẫn sụt áp trên van bằng không ($\Delta u_{AK} = 0$).

2.2. CÁC MẠCH CHỈNH LƯU CƠ BẢN

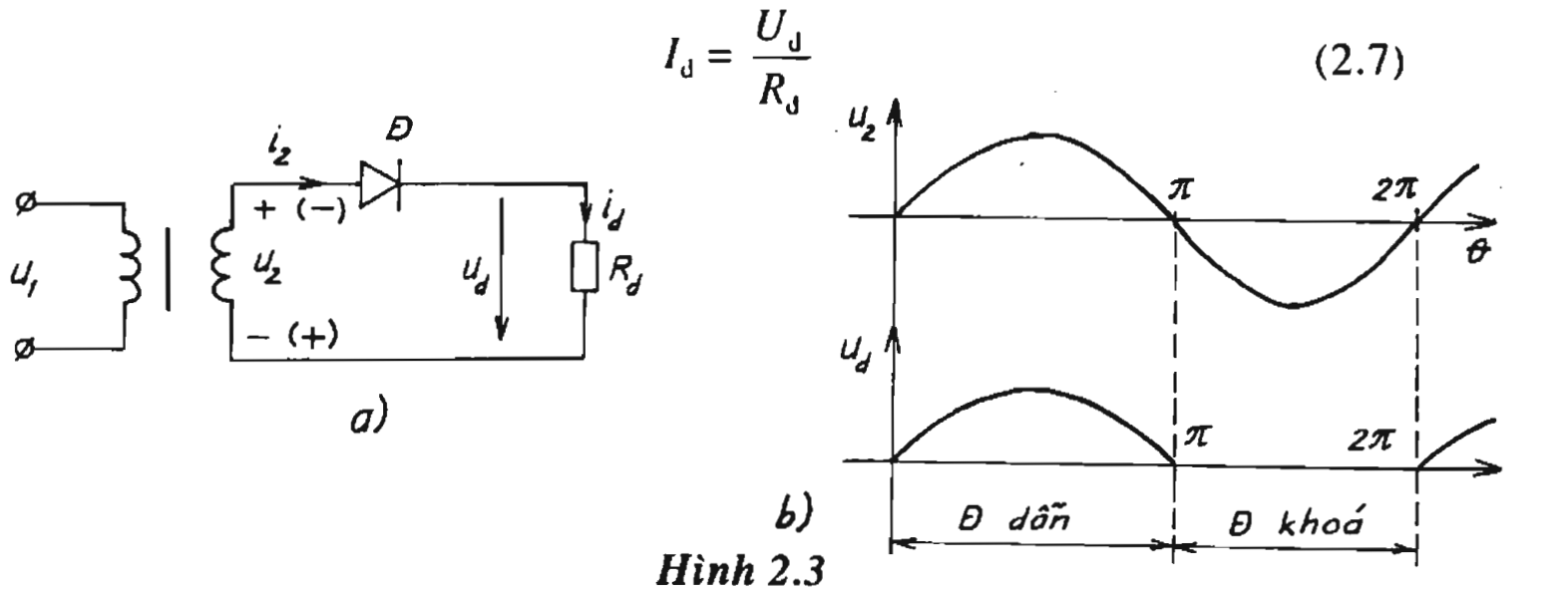
Số lượng mạch chỉnh lưu khá nhiều, song chủ yếu là một số mạch chỉnh được gọi là mạch cơ bản. Những mạch này được xác định các tham số với mạch dùng van là điôt và tải thuần trở.

2.2.1. Chỉnh lưu một pha một nửa chu kỳ

Mạch van chỉ có một van duy nhất là điôt Đ (hình 2.3). Do vậy ở nửa chu kỳ đầu ($0 \div \pi$) khi điện áp đặt vào mạch van $u_2 > 0$ với cực tính dương ở trên thì điôt Đ dẫn. Vì coi $\Delta U_D = 0$ nên có $u_d \equiv u_2$. Ở nửa đầu chu kỳ sau ($\pi \div 2\pi$) điện áp u_2 đảo dấu (cực tính trong ngoặc trên sơ đồ) nên điôt Đ khoá, vì thế $U_d = 0$. Như vậy điện áp chỉnh lưu nhận được trên tải là:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,45U_2 \quad (2.6)$$

Vì tải thuần trở nên:



Theo mạch ta thấy dòng qua van chính là dòng qua tải và dòng chảy qua cuộn thứ cấp biến áp, vì vậy $I_{thv} = I_d$.

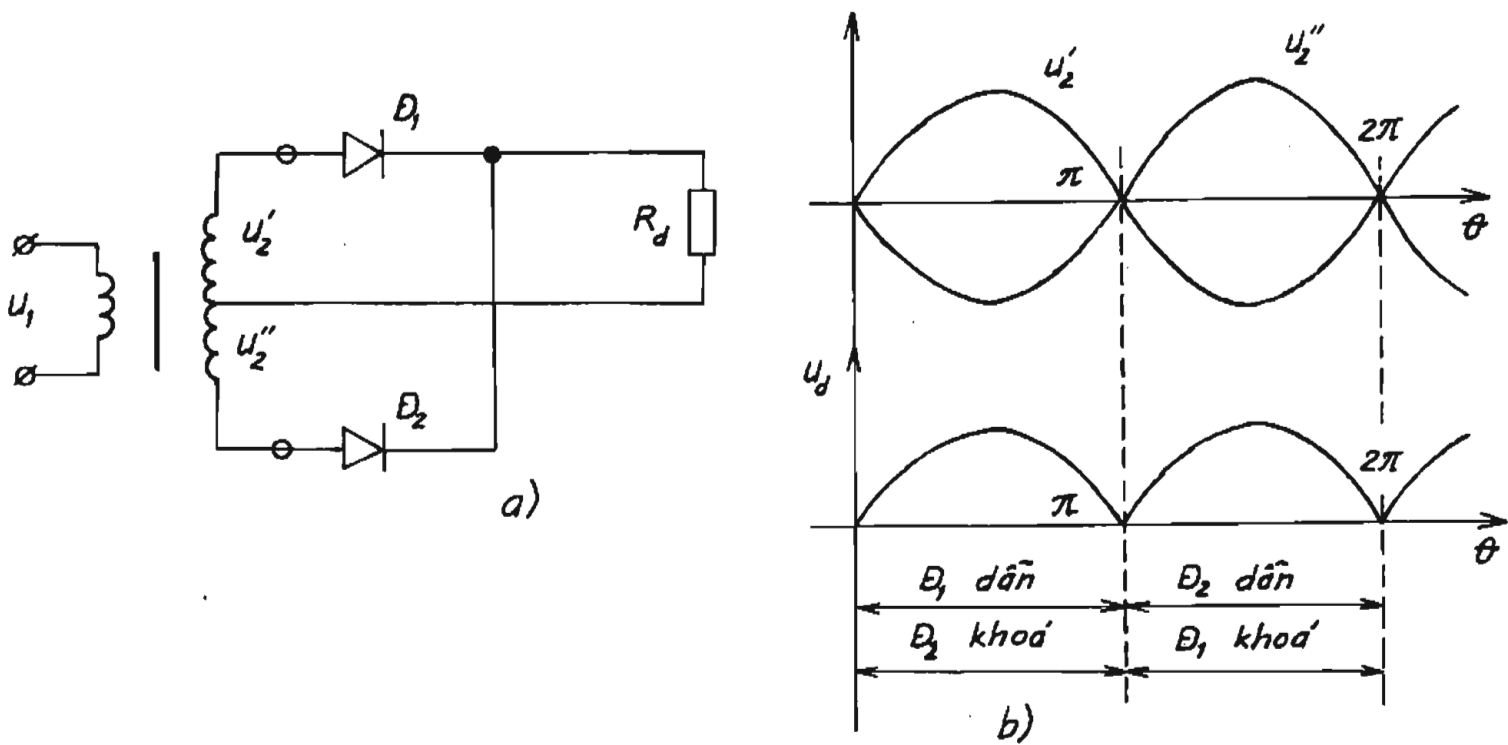
Điện áp ngược trên van chỉ xuất hiện khi van khoá, tức là trong khoảng ($\pi \div 2\pi$). Theo sơ đồ lúc đó $u_{AK} = u_2$, do đó điện áp ngược trên van bằng biên độ

của điện áp thứ cấp máy biến áp $U_{2m} = \sqrt{2} U_2$. Một số tham số khác của mạch chỉnh lưu này xem trong bảng 2.1.

Nhìn chung, mạch chỉnh lưu này có các chỉ tiêu kỹ thuật kém nên chỉ thích hợp với tải nhỏ (đến một vài ampe).

2.2.2. Chỉnh lưu một pha hai nửa chu kỳ có điểm giữa

Thực chất, theo phân loại thì đây là *mạch chỉnh lưu hình tia hai pha* (hình 2.4a), vì biến áp đã biến điện áp một pha ở sơ cấp u_1 thành hai điện áp ngược pha nhau 180° ở thứ cấp u'_2 và u''_2 .



Hình 2.4

Ở mạch van này các điôt D_1 , D_2 đấu theo kiểu catôt chung, vì vậy chúng sẽ làm việc theo luật dẫn *l* trong đó anôt của điôt D_1 nối với u'_2 , còn anôt của điôt D_2 nối với điện áp u''_2 . Vì vậy trong khoảng $(0 \div \pi)$, điôt D_1 dẫn do $u'_2 > u''_2$; còn trong khoảng $(\pi \div 2\pi)$ thì D_2 dẫn do $u''_2 > u'_2$. Do đó điện áp chỉnh lưu u_d sẽ có dạng ở hình 2.4b với:

$$u_d = u'_2 \text{ ở } 0 \div \pi$$

$$u_d = u''_2 \text{ ở } \pi \div 2\pi$$

Theo đồ thị $u_d(\theta)$ ta thấy dạng u_d có hai đoạn giống nhau, tức là chu kỳ lặp lại của u_d chỉ là π mà không phải 2π , nên:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2 \quad (2.8)$$

và:
$$I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

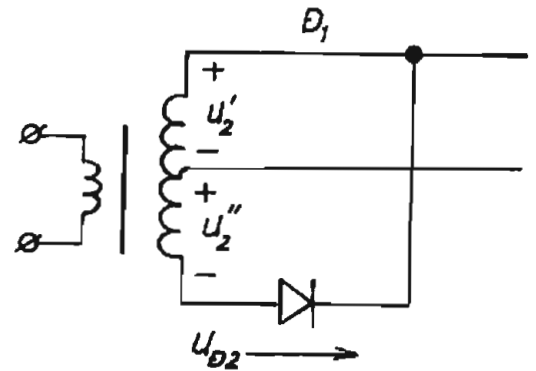
Do mỗi điôt chỉ dẫn một nửa chu kỳ điện áp lưới, trong khi dòng tải tồn tại cả hai nửa chu kỳ, do vậy dòng trung bình qua điôt bằng một nửa dòng tải:

$$I_{thv} = \frac{I_d}{2}$$

Để xét điện áp ngược trên van, ta giả sử Đ₁ dẫn, Đ₂ khoá (giai đoạn $0 \div \pi$). Lúc này theo sơ đồ ở hình 2.5 ta thấy Đ₂ được đấu song song với hai cuộn thứ cấp nối tiếp nhau, vì vậy:

$$\begin{aligned} u_{D2} &= u_2'' - u_2' \\ &= \sqrt{2}U_2 \sin(\theta - 180^\circ) - \sqrt{2}U_2 \sin \theta \\ &= +2\sqrt{2}U_2 \sin(\theta - 180^\circ) \end{aligned}$$

nên điện áp ngược cực đại trên điôt Đ₂ là $2\sqrt{2}U_2$.



Hình 2.5

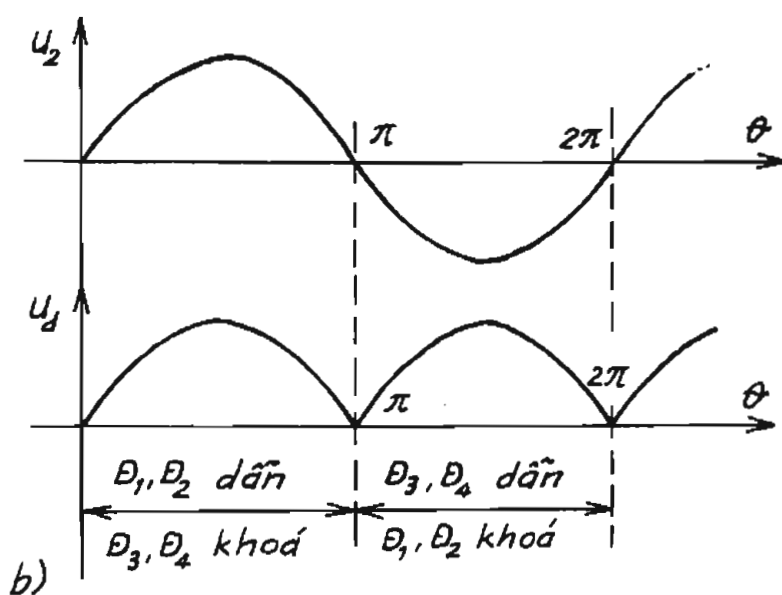
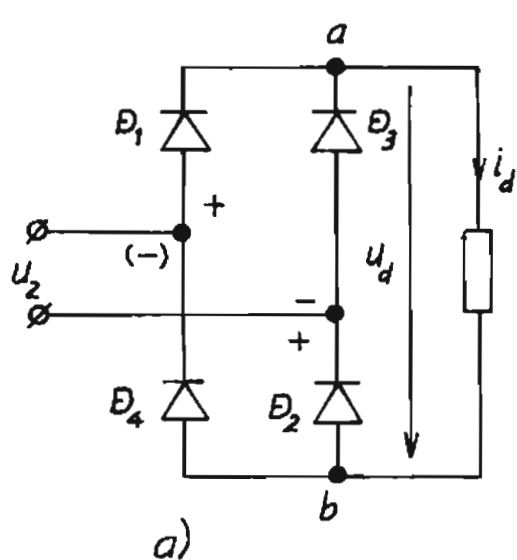
Mạch chỉnh lưu này được sử dụng nhiều trong dải công suất nhỏ đến vài kW, nó thích hợp với chỉnh lưu điện áp thấp vì sụt áp trên đường ra tải chỉ có một van. Nhược điểm của mạch là buộc phải có biến áp đổi số pha. Hơn nữa một số thông số khác cũng không tốt.

2.2.3. Chỉnh lưu cầu một pha (hình 2.6a)

Mạch chỉnh lưu gồm 4 van Đ₁ ÷ Đ₄ đấu thành hai nhóm (hình 2.6a): Đ₁Đ₃ nhóm catôt chung; Đ₂Đ₄ nhóm anôt chung. Nguồn xoay chiều đưa vào mạch van có thể lấy trực tiếp từ lưới điện hoặc thông qua biến áp.

Trong nửa chu kỳ đầu: $0 \div \pi$, điện áp $u_2 > 0$ với cực tính không trong ngoặc trên sơ đồ. Ta thấy với nhóm catôt chung Đ₁Đ₂ thì anôt Đ₁ là dương hơn anôt Đ₃ vì vậy Đ₁ sẽ dẫn. Còn ở nhóm Đ₂Đ₄ thì catôt Đ₂ âm hơn catôt Đ₄ vì vậy Đ₂ dẫn.

Như vậy nửa chu kỳ đầu Đ₁Đ₂ dẫn. Trong nửa chu kỳ sau ($\pi \div 2\pi$) điện áp $u_2 < 0$ với cực tính đảo lại (trong dấu ngoặc), lý luận tương tự ta thấy điôt Đ₃Đ₄ dẫn, còn điôt Đ₁Đ₂ khoá.



Hình 2.6

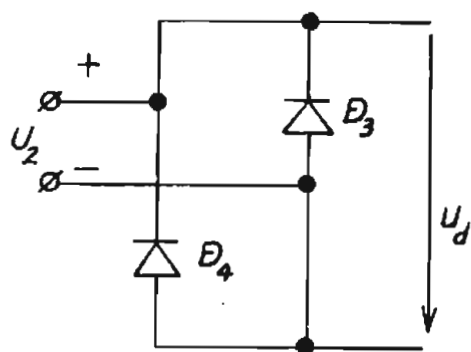
Đối với điện áp ra tải, ta luôn thấy điểm a trong cả hai nửa hai chu kỳ đều được nối với cực tính dương (+) của nguồn u_2 , và điểm b luôn được nối với cực tính âm (-) của u_2 . Vì vậy điện áp ra tải u_d của chỉnh lưu hình tia hai pha ta thấy chúng hoàn toàn giống nhau, do đó ta cũng có:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2 \\ I_d &= \frac{U_d}{R_d} \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

Dòng điện qua mỗi điốt cũng chỉ tồn tại trong một nửa chu kỳ, do đó $I_{thv} = \frac{I_d}{2}$, tương tự sơ đồ trên.

Tuy nhiên điện áp ngược trên van đang khoá không tương tự. Giả sử D_1, D_2 dẫn, D_3, D_4 khoá, ta có sơ đồ thay thế như trên hình 2.7. Rõ ràng hai điốt D_3, D_4 đấu song song với nhau và nối thẳng vào nguồn U_2 . Vì thế điện áp ngược trên chúng chỉ bằng điện áp nguồn U_2 :

$$U_{ngV_{max}} = \sqrt{2} U_2$$



Hình 2.7

Chỉnh lưu cầu một pha được sử dụng khá rộng rãi trong thực tế, nhất là với điện áp trên 10 V, dòng tải có thể đến một trăm ampe. Ưu điểm của mạch là có

thể không cần biến áp. Nhược điểm của nó là có hai điôt tham gia dẫn dòng: điôt nhóm lẻ dẫn dòng ra tải, điôt nhóm chẵn dẫn dòng từ tải về nguồn. Như vậy sẽ có sụt áp do hai điôt gây ra, chính lý do này làm cho mạch cầu không thích hợp với chỉnh lưu điện áp thấp dưới 10 V khi dòng tải lớn.

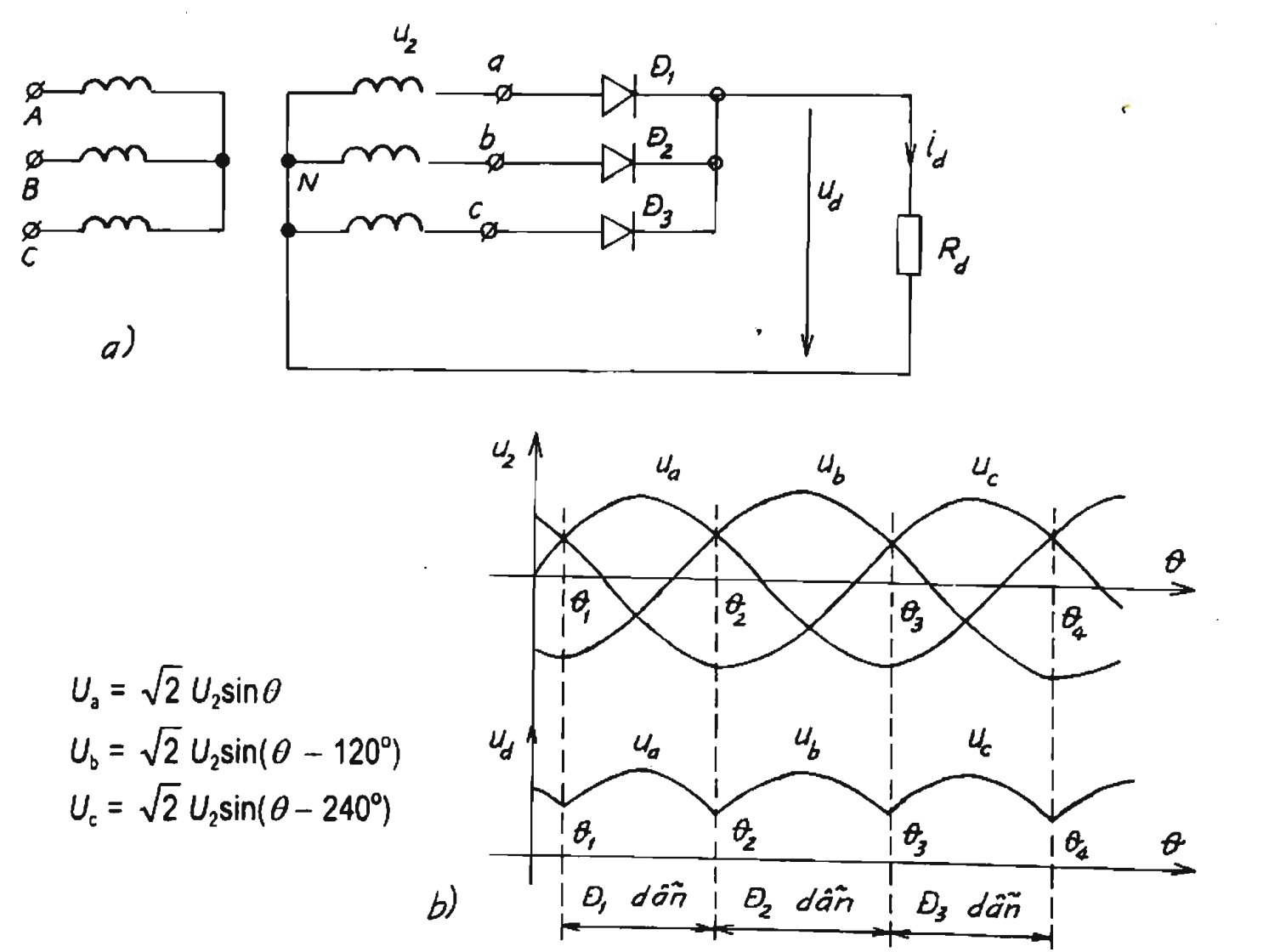
2.2.4. Chỉnh lưu hình tia ba pha

Mạch van gồm ba điôt D_1, D_2, D_3 mắc thành một nhóm (hình 2.8a), ở đây là kiểu catôt chung, do vậy chúng sẽ hoạt động theo luật dẫn 1. Điện áp xoay chiều đưa vào mạch van là nguồn ba pha đối xứng u_a, u_b, u_c . Theo sơ đồ ta thấy anôt D_1 đấu với u_a ; anôt D_2 đấu với u_b ; anôt D_3 đấu với u_c . Vì thế:

Trong khoảng $\theta_1 \div \theta_2$ (tức từ $30^\circ \div 150^\circ$), điện áp $u_a > u_b, u_c$ nên điôt D_1 dẫn, suy ra $u_d = u_a$.

Trong khoảng $\theta_2 \div \theta_3$ ($150^\circ \div 270^\circ$), $u_b > u_a, u_c$ nên điôt D_2 dẫn, suy ra $u_d = u_b$.

Trong khoảng $\theta_3 \div \theta_4$ ($270^\circ \div 390^\circ$), $u_c > u_a, u_b$ nên điôt D_3 dẫn, suy ra $u_d = u_c$.



Hình 2.8

Như vậy điện áp ra tải u_d luôn lấy các điện áp pha dương nhất của nguồn, theo đồ thị ở hình 2.8b của u_d , ta có:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{30^\circ}^{150^\circ} \sqrt{2}U_2 \sin \theta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17U_2 \\ I_d &= \frac{U_d}{R_d} \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

Dòng điện qua mỗi van chỉ tồn tại trong 1/3 của chu kỳ điện áp nguồn, vì vậy:

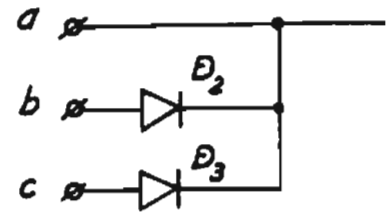
$$I_{thv} = \frac{I_d}{3}$$

Điện áp ngược trên van dễ dàng xác định với giả thiết D_1 dẫn, ta có sơ đồ thay thế ở hình 2.9. Ở đây các điôt đang khoá D_2 và D_3 sẽ được đấu vào điện áp dây của nguồn xoay chiều, do đó:

$$U_{ngược\ van} = U_{dây\ nguồn}$$

Vậy điện áp ngược cực đại trên van là điện áp dây cực đại:

$$U_{ng\ max} = U_{dây\ max} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_2 = \sqrt{6}U_2 \quad (2.11)$$



Hình 2.9

Chỉnh lưu hình tia ba pha có đặc điểm tương tự chỉnh lưu hình tia hai pha. Để mạch hoạt động cần có biến áp để đưa điểm trung tính N ra tải. Vì mạch dùng nguồn ba pha nên công suất có thể tăng lên nhiều, dòng điện tải đến vài trăm ampe.

2.2.5. Chỉnh lưu cầu ba pha

Mạch van gồm 2 nhóm, các điôt D_1, D_3, D_5 đấu kiểu catôt chung (hình 2.10), nên hoạt động theo luật 1, vì thế: D_1 dẫn trong khoảng $\theta_1 \div \theta_3$ khi u_a dương nhất, D_3 dẫn trong khoảng $\theta_3 \div \theta_5$ khi u_b dương nhất, D_5 dẫn trong khoảng $\theta_5 \div \theta_7$ khi u_c dương nhất.

Các điôt D_2, D_4, D_6 đấu kiểu anôt chung nên:

D_2 dẫn trong khoảng $\theta_2 \div \theta_4$ khi u_c âm nhất;

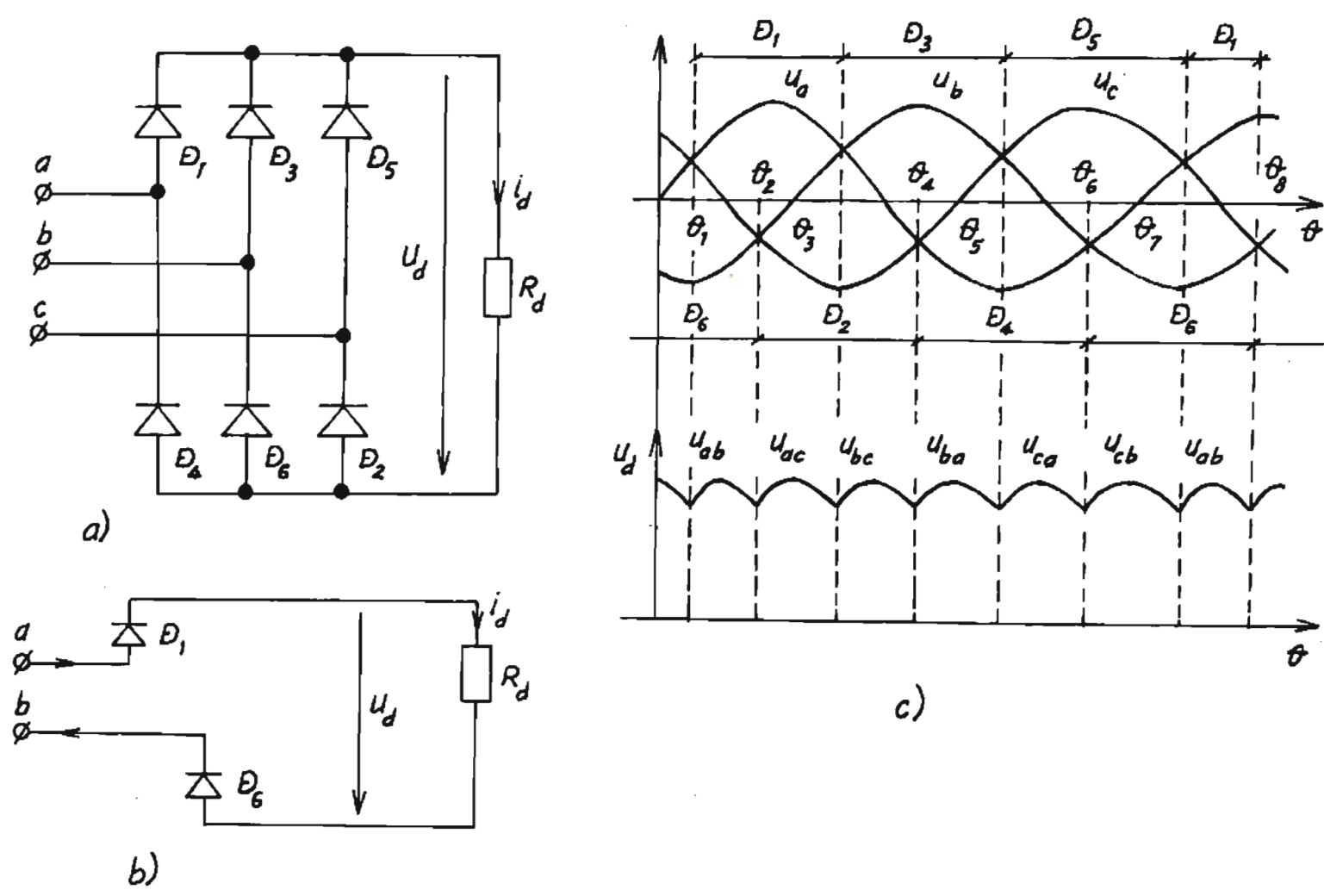
D_4 dẫn trong khoảng $\theta_4 \div \theta_6$ khi u_a âm nhất;

D_6 dẫn trong khoảng $\theta_6 \div \theta_8$ khi u_b âm nhất.

Đối chiếu theo đồ thị dẫn các van trên hình 2.10c ta thấy, bất kỳ ở thời

điểm nào cũng có một diôt nhóm trên dẫn với một diôt của nhóm dưới. Thí dụ trong khoảng $\theta_1 \div \theta_2$ là diôt D_1, D_6 dẫn. Lúc đó theo sơ đồ thay thế ở hình 2.10b ta thấy điện áp ra tải u_d chính là điện áp dây của nguồn xoay chiều u_{ab} . Làm tương tự như vậy ta sẽ thấy rằng, trong một chu kỳ của điện áp xoay chiều, điện áp u_d sẽ hình thành từ 6 đoạn điện áp dây của nguồn xoay chiều theo thứ tự $u_{ab} - u_{ac} - u_{bc} - u_{ba} - u_{ca} - u_{cb}$. Điện áp trung bình nhận được trên tải là:

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{2\pi/6} \int_{30^\circ}^{90^\circ} (u_a - u_b) d\theta = \frac{6}{2\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} [U_{2m} \sin\theta - U_{2m} \sin(\theta - 120^\circ)] d\theta \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 = 2,34 U_2
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$



Hình 2.10

So sánh giá trị này với trường hợp chỉnh lưu ba pha hình tia, ta thấy nó có trị số gấp 2 lần. Điều này có thể thấy theo sơ đồ ở hình 2.10a, sơ đồ cầu ba pha dường như là hai sơ đồ hình tia mắc nối tiếp nhau, nhóm diôt lẻ chỉnh lưu lấy điện áp dương, nhóm diôt chẵn chỉnh lưu lấy nốt phần điện áp âm còn lại, vì vậy

tổng quát ta có hai chỉnh lưu ba pha hình tia nối tiếp nhau.

Điện áp u_d của các mạch chỉnh lưu có dạng gợn sóng, không phẳng, gọi là độ đập mạch. Số lần đập mạch (ký hiệu m_{dm}) trong một chu kỳ của nguồn xoay chiều 2π phụ thuộc vào sơ đồ chỉnh lưu. Số đập mạch m_{dm} càng cao thì dạng u_d càng phẳng, tức là hệ số đập mạch k_{dm} nhỏ hơn.

Tham số của các mạch chỉnh lưu cơ bản xem ở bảng 2.1.

Bảng 2.1. Tham số chính của các mạch chỉnh lưu cơ bản

Tham số Loại sơ đồ	U_{do}	I_{tbv}	U_{ngmax}	I_2	I_1	S_{ba}	ΔU_γ	m_{dm}	k_{dm}
Một pha một nửa chu kỳ	$0,45U_2$	I_d	$1,41U_2$	$1,57I_d$	$1,21I_dk_{ba}$	$3,09P_d$	—	1	1,57
Một pha có điểm giữa	$0,9U_2$	$I_d/2$	$2,83U_2$	$0,58I_d$	$1,11I_dk_{ba}$	$1,48P_d$	$\frac{1}{\pi}X_aI_d$	2	0,67
Một pha sơ đồ cầu	$0,9U_2$	$I_d/2$	$1,41U_2$	$1,11I_d$	$1,11I_dk_{ba}$	$1,23P_d$	$\frac{2}{\pi}X_aI_d$	2	0,67
Ba pha hình tia	$1,17U_2$	$I_d/3$	$2,45U_2$	$0,58I_d$	$0,47I_dk_{ba}$	$1,35P_d$	$\frac{3}{2\pi}X_aI_d$	3	0,25
Ba pha sơ đồ cầu	$2,34U_2$	$I_d/3$	$2,45U_2$	$0,816I_d$	$0,816I_dk_{ba}$	$1,05P_d$	$\frac{3}{\pi}X_aI_d$	6	0,057
Sáu pha hình tia	$1,35U_2$	$I_d/6$	$2,83U_2$	$0,29I_d$	$0,58I_dk_{ba}$	$1,56P_d$	$\frac{3}{2\pi}X_aI_d$	6	0,057
Sáu pha có cuộn kháng cân bằng	$1,17U_2$	$I_d/6$	$2,45U_2$	$0,29I_d$	$0,41I_dk_{ba}$	$1,26P_d$	$\frac{3}{4\pi}X_aI_d$	6	0,057

Ghi chú:

U_{do} - trị số trung bình của điện áp chỉnh lưu; U_2 - trị số hiệu dụng của điện áp pha cuộn thứ cấp biến áp nguồn; I_{tbv} - trị số trung bình của dòng điện qua van; U_{ngmax} - điện áp ngược lớn nhất van phải chịu khi làm việc; I_2, I_1 - trị số hiệu dụng dòng điện cuộn thứ cấp và cuộn sơ cấp biến áp nguồn; I_d - trị số trung bình dòng điện ra tải; k_{ba} - hệ số máy biến áp nguồn; S_{ba} - công suất tính toán máy biến áp nguồn; P_d - công suất một chiều trên tải: $P_d = U_{do}.I_d$; ΔU_γ - sụt áp do hiện tượng trùng dẫn gây ra (khi $L_a \neq 0$); k_{dm} - hệ số đập mạch của điện áp chỉnh lưu: $k_{dm} = \frac{U_{1m}}{U_{do}}$.

trong đó U_{1m} là biên độ sóng hài cơ bản của điện áp chỉnh lưu theo khai triển Fourier.

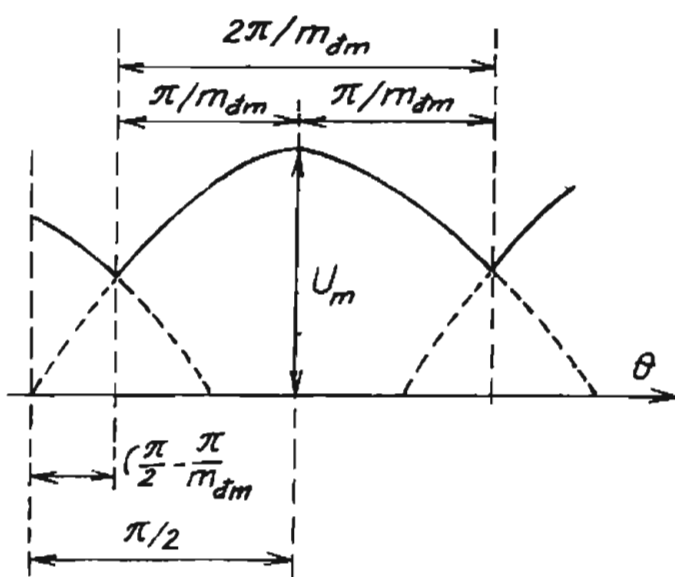
2.2.6. Chinh lưu m pha tổng quát

Từ các mạch xét ở trên ta thấy, với một mạch chỉnh lưu tổng quát m pha, điện áp U_d có dạng như ở hình 2.11. Nó là đường bao theo các điện áp phía nguồn xoay chiều với số đập mạch là m_{dm} , trong đó:

Chỉnh lưu hình tia: $m_{dm} = m_{pha}$

Chỉnh lưu cầu: nếu m chẵn: $m_{dm} = m_{pha}$

nếu m lẻ: $m_{dm} = 2m_{pha}$



Hình 2.11

Biên độ điện áp chỉnh lưu U_m cũng phụ thuộc vào sơ đồ đấu van.

Chỉnh lưu hình tia: $U_m = U_{pha\ max} = U_{2m}$

Chỉnh lưu cầu: nếu m chẵn: $U_m = 2U_{2m}$

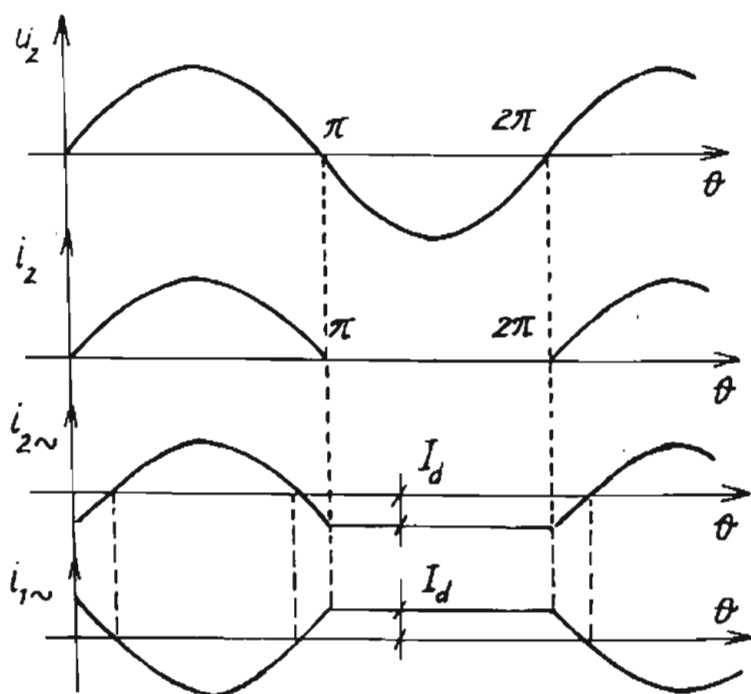
nếu m lẻ: $U_m = 2U_{2m} \cos \frac{\pi}{2m}$

Giá trị trung bình điện áp chỉnh lưu, theo đồ thị ở hình 2.11:

$$U_d = \frac{m_{dm}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_{dm}}}^{+\frac{\pi}{m_{dm}}} U_m \cos \theta d\theta = \frac{m_{dm}}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m_{dm}} \quad (2.13)$$

2.3. BIẾN ÁP NGUỒN CHO MẠCH CHỈNH LƯU

Biến áp cấp nguồn cho mạch van chỉnh lưu làm việc không giống với các biến áp nguồn thông thường, vì dòng điện của cuộn dây sơ cấp và thứ cấp không sin. Điều này làm cho công suất máy biến áp lớn hơn công suất tải nhận được ngay cả khi coi biến áp là lý tưởng (không có tổn thất). Ta xem xét vấn đề này trên thí dụ mạch chỉnh lưu một pha một nửa chu kỳ với tải thuần trở.



Hình 2.12

Công suất biến áp được tính theo biểu thức (2.3):

$$S_{\text{ha}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2}$$

Quan hệ về điện áp, như đã biết:

$$\frac{U_1}{U_2} = k_{\text{ha}} = \frac{W_1}{W_2}$$

ở đây W_1, W_2 là số vòng dây cuộn sơ cấp và thứ cấp máy biến áp. Dạng điện áp U_1, U_2 là hình sin, trong khi đó dạng dòng điện i_1, i_2 hoàn toàn không sin.

2.3.1. Dòng điện thứ cấp

Vì tải thuần trở nên dòng điện thứ cấp i_2 có dạng giống điện áp chỉnh lưu, tức là $i_2 = i_d = \frac{U_d}{R_d}$. Do vậy trị số hiệu dụng của dòng thứ cấp là:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2(\theta) d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{U_d(\theta)}{R} \right]^2 d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_2 \sin \theta}{R_d} \right)^2 d\theta} = \frac{\sqrt{2} U_2}{2 R_d} \end{aligned}$$

vì $U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2$ nên có quan hệ giữa I_2 và I_d như sau:

$$I_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_2}{R_d} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_d}{R_d} = \frac{\pi}{2} \cdot I_d = 1,57 I_d \quad (2.14)$$

Như vậy ta nhận thấy hai điểm sau về dòng thứ cấp:

a. Dòng chỉ chảy theo *một chiều* xác định, không phải là dòng xoay chiều như thông thường.

b. Giá trị hiệu dụng I_2 lớn hơn dòng tải nhận được tới 1,5 lần.

Do vậy công suất thứ cấp biến áp lớn hơn 3,5 lần công suất một chiều P_d :

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \cdot \frac{\pi}{2} I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d I_d = 3,49 P_d \quad (2.15)$$

2.3.2. Dòng điện sơ cấp i_1

Để xác định giá trị hiệu dụng của dòng điện chảy qua cuộn sơ cấp máy

biến áp ta phải biết dạng dòng i_1 và biểu thức của nó. Theo nguyên lý hoạt động máy biến áp, ta có phương trình cân bằng sức từ động:

$$i_{1-}W_1 = i_{0-}W_x - i_{2-}W_2 \approx -i_{2-}W_2$$

suy ra:
$$i_{1-} = -i_{2-} \cdot \frac{W_2}{W_1} = -\frac{i_{2-}}{k_{ba}} \quad (2.16)$$

ở đây vì dòng điện từ hoá nhỏ nên bỏ qua: $i_{0-} = 0$. Điểm đặc biệt cần lưu ý là các dòng điện i_1, i_2 tham gia trong biểu thức trên phải là các dòng xoay chiều. Trong khi đó dòng điện thứ cấp i_2 tuy biến thiên dạng sin nhưng không phải dòng xoay chiều. Do đó để xác định i_1 theo (2.16), cần phải tìm thành phần xoay chiều của dòng i_2 bằng cách sử dụng khai triển Fourier:

$$i_2(\theta) = I_0 + \sum_{i=1}^n i_{2i}$$

trong đó I_0 là thành phần không đổi và chính là giá trị trung bình I_d . Phần còn lại là toàn bộ các sóng điều hoà xoay chiều, và vì vậy tất cả chúng đều tham gia trong biểu thức (2.16). Tức là:

$$i_{2-} = \sum_{i=1}^n i_{2i} = i_2(\theta) - I_d \quad (2.17)$$

Từ đây, dựa theo biểu thức $i_{1-} = -\frac{i_{2-}}{k_{ba}}$ ta có dạng dòng điện sơ cấp máy

biến áp. Các dòng điện i_{2-}, i_{1-} thể hiện trên đồ thị ở hình 2.12. Theo đồ thị này ta tính được trị hiệu dụng của dòng sơ cấp:

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{i_2(\theta) - I_d}{k_{ba}} \right]^2 d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi k_{ba}^2} \left[\int_0^\pi \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin\theta}{R_d} - I_d \right)^2 d\theta \right] + \int_\pi^{2\pi} I_d^2 d\theta}} \\ &= \frac{I_d}{k_{ba}} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = \frac{1,21}{k_{ba}} \cdot I_d \end{aligned} \quad (2.18)$$

Vậy công suất phía sơ cấp biến áp:

$$S_1 = U_1 I_1 = k_{ba} U_2 \cdot \frac{1,21}{k_{ba}} \cdot I_d = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot U_d \cdot 1,21 I_d = 2,69 P_d \quad (2.19)$$

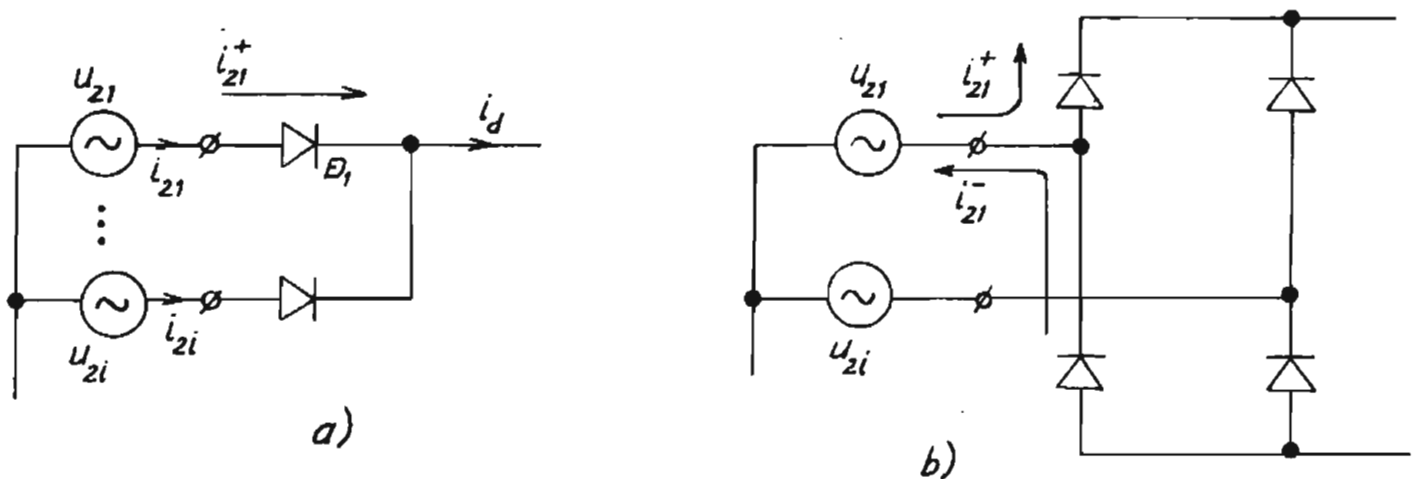
Cuối cùng có công suất máy biến áp:

$$S_{ba} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{3,49P_d + 2,69P_d}{2} = 3,09P_d \quad (2.20)$$

Như vậy công suất phía sơ cấp cũng lớn hơn công suất một chiều ra tải tới 2,7 lần. Còn công suất biến áp tổng thể gấp 3 lần P_d . Đây chính là nguyên nhân làm cho mạch chỉnh lưu loại này không thể ứng dụng cho dải công suất trung bình và lớn.

Nhìn chung các biến áp cho mạch chỉnh lưu đều có đặc điểm: $S_{ba} > P_d$. Trong đó mạch van hình tia luôn có dòng điện thứ cấp chỉ chảy theo một chiều do chỉ có một van nối với mỗi nguồn xoay chiều (hình 2.13a), nên công suất biến áp lớn hơn nhiều P_d vì lõi thép bị từ hoá một chiều bởi thành phần không đổi I_d . Ở mạch nhiều pha có thể khắc phục điều này nếu chế tạo biến áp có nhiều cuộn thứ cấp trên một pha để dùng phương pháp đấu ziczac. Mạch van sơ đồ cầu cải thiện được điều này vì không có thành phần một chiều ở cuộn thứ cấp, do mỗi pha nguồn được nối với hai van, mỗi van dẫn dòng một chiều (hình 2.13b).

Do vậy chỉnh lưu sơ đồ cầu tốt hơn chỉnh lưu hình tia cùng loại về chỉ tiêu này (xem bảng 2.1).



Hình 2.13. Dòng điện nguồn xoay chiều i_2

2.4. CHỈNH LƯU ĐIỀU KHIỂN DÙNG TIRISTO

2.4.1. Khái niệm về góc điều khiển α

Mạch chỉnh lưu dùng van là diôt tuy đơn giản nhưng chỉ cấp ra tải một điện áp xác định $U_d = k_{sd}U_2$, chỉ phụ thuộc vào sơ đồ mạch van và điện áp nguồn U_2 ,

không cho phép thay đổi hoặc giữ ổn định theo yêu cầu công nghệ của tải. Điều này do diôt luôn tự dẫn dưới tác động của chính điện áp nguồn xoay chiều theo hai luật dẫn (mục 2.1) gọi là mở tự nhiên. Nếu thay diôt bằng tiristo ta sẽ điều khiển được điểm dẫn của van theo ý muốn, vì để mở được tiristo cần có đồng thời hai điều kiện: Thứ nhất, điện áp trên van phải dương, $U_{AK} > 0$, điều kiện này hoàn toàn như diôt; thứ hai, có dòng điều khiển đủ mạnh tác động vào cực điều khiển của nó, điều kiện này diôt không có. Như vậy sử dụng điều kiện thứ hai ta không chế được điểm mở tiristo theo ý muốn. Để thể hiện trong mạch điều này, người ta sử dụng khái niệm góc điều khiển (còn gọi là góc mở) được ký hiệu bằng α . Quy ước về góc này như sau:

Góc điều khiển α là góc tính từ thời điểm mở tự nhiên đến thời điểm tiristo được phát xung vào cực điều khiển để mở van. Thời điểm mở tự nhiên là điểm mà ở đó nếu van là diôt thì nó bắt đầu dẫn.

Theo quy ước này, các mạch chỉnh lưu một pha, hai pha có điểm mở tự nhiên là các điểm qua 0 của nguồn xoay chiều. Với mạch nhiều pha thì phụ thuộc vào sơ đồ cụ thể, thông thường là điểm giao nhau của điện áp pha nguồn xoay chiều. Thí dụ:

1. Sơ đồ chỉnh lưu ba pha hình tia, theo đồ thị ở hình 2.8b có điểm mở tự nhiên của:

- Van D_1 là θ_1 , tương ứng chậm pha so với với điện áp nguồn U_a một góc 30° .
- Van D_2 là θ_2 , chậm pha U_b một góc 30° .
- Van D_3 là θ_3 , chậm pha U_c một góc 30° .

2. Sơ đồ cầu ba pha, theo đồ thị ở hình 2.10c, có điểm mở tự nhiên của ba van D_1, D_3, D_5 tương tự mạch chỉnh lưu hình tia (hình 2.8b) với các điểm tương ứng $\theta_1, \theta_3, \theta_5$ ở hình 2.10c. Ba van còn lại:

- Van D_2 mở tự nhiên ở thời điểm θ_2 .
- Van D_4 mở tự nhiên ở thời điểm θ_4 .
- Van D_6 mở tự nhiên ở thời điểm θ_6 .

Việc tính toán góc α để mở van trong mạch chỉnh lưu tiristo theo yêu cầu công nghệ do khối điều khiển đảm nhiệm và được đề cập chi tiết ở chương 6. Tại chương này chỉ xem xét ảnh hưởng của góc điều khiển α đến tham số U_d của chỉnh lưu.

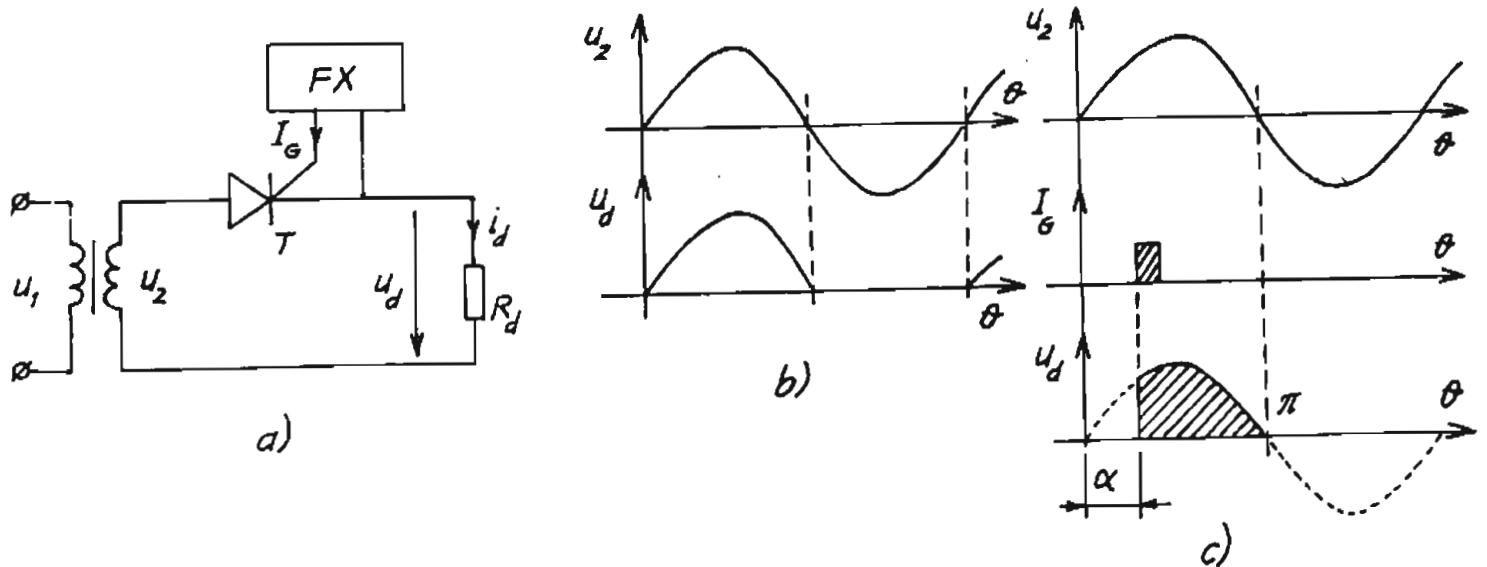
2.4.2. Chỉnh lưu điều khiển một pha một nửa chu kỳ tải thuần trở

Để so sánh chỉnh lưu không điều khiển và chỉnh lưu điều khiển, trên hình 2.14, dựng các đồ thị u_d ở hai trường hợp này. Hình 2.14b là điện áp chỉnh lưu nhận được khi dùng diôt; và đã xem xét ở mục 2.2. Hình 2.14c là chỉnh lưu có điều khiển. Trong sơ đồ này ở giai đoạn $(0 \div \pi)$ mặc dù điện áp trên tiristo T đã dương, song phải đến thời điểm α thì tiristo mới nhận được tín hiệu điều khiển I_G từ khâu phát xung (FX). Do đó:

Trong giai đoạn $(0 \div \alpha)$ tiristo khoá: $u_d = 0$.

Trong giai đoạn $(\alpha \div \pi)$ tiristo dẫn: $u_d = u_2(\theta)$.

Trong giai đoạn $(\pi \div 2\pi)$ tiristo khoá: $u_d = 0$.



Hình 2.14

Như vậy điện áp u_d bây giờ không còn là toàn bộ nửa hình sin dương của điện áp nguồn xoay chiều u_2 , mà chỉ là một phần của nó với độ lớn tùy thuộc góc α . Ta có:

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_2(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \theta d\theta \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \frac{(1 + \cos \alpha)}{2}
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Khi điều khiển với $\alpha = 0$ có giá trị U_{d0} :

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,45 U_2$$

Đây chính là biểu thức (2.6) tương ứng chỉnh lưu không điều khiển dùng điôt. Vì vậy có thể coi rằng chỉnh lưu điôt là trường hợp riêng của chỉnh lưu dùng tiristo với $\alpha = 0$. Biểu thức (2.21) có thể viết lại thành:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} = U_{d0} f(\alpha) \quad (2.22)$$

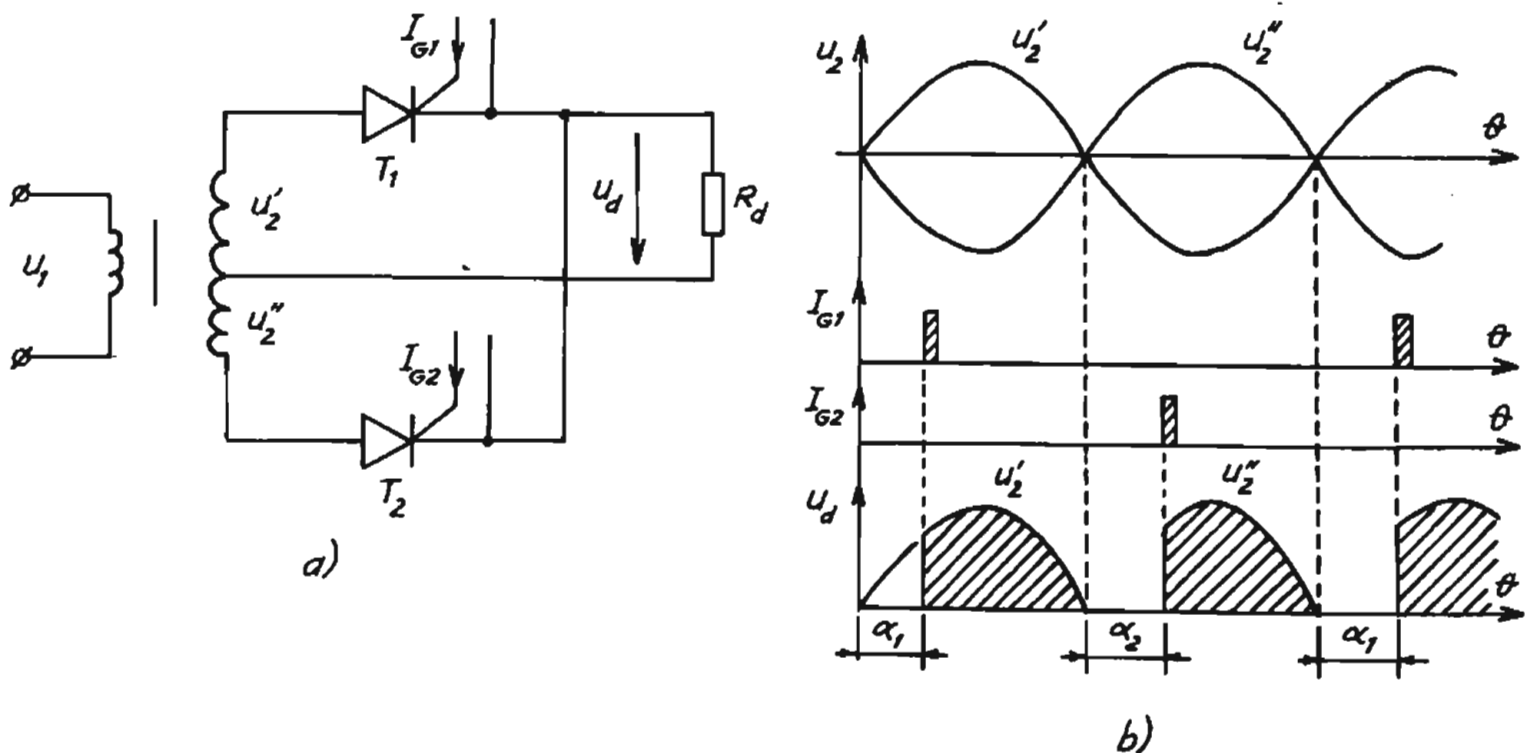
Biểu thức này cho thấy điện áp chỉnh lưu U_d là một hàm phụ thuộc vào góc điều khiển α . Như vậy muốn điều chỉnh điện áp ra tải chỉ cần tác động vào tham số duy nhất là α . Ở mạch chỉnh lưu này, bằng cách thay đổi α từ 0 đến 180° ta điều chỉnh được điện áp U_d từ giá trị lớn nhất U_{d0} đến giá trị nhỏ nhất (bằng 0).

Các tham số của chỉnh lưu dùng tiristo đều lấy từ chỉnh lưu dùng điôt (bảng 2.1), với lý do đơn giản là khi $\alpha = 0$ (tương ứng chỉnh lưu không điều khiển) thì điện áp chỉnh lưu lớn nhất và mạch cũng mang tải nặng nhất.

2.4.3. Các mạch chỉnh lưu điều khiển khác

2.4.3.1. Chỉnh lưu hình tia

1. Chỉnh lưu hình tia hai pha (chỉnh lưu một pha có điểm giữa)



Hình 2.15

Hình 2.15b là đồ thị minh hoạ chỉnh lưu điều khiển này. Lưu ý rằng trong mạch chỉnh lưu nhiều pha, góc điều khiển α của các tiristo phải bằng nhau: $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$. Sự sai lệch giữa chúng được đánh giá bằng độ mất đối xứng. Mạch điều khiển có nhiệm vụ đảm bảo độ mất đối xứng không vượt quá 1° đến 2° điện.

Theo đồ thị ta nhận được:

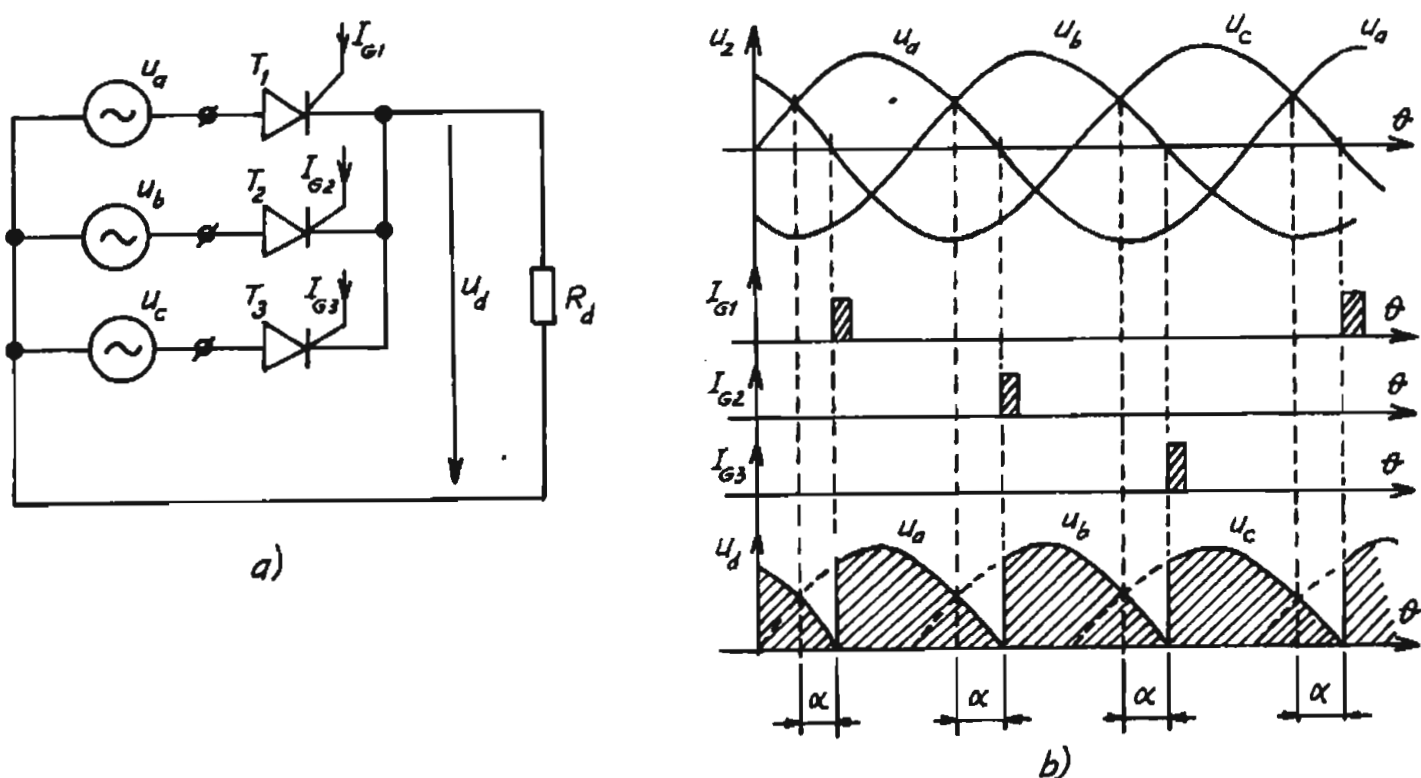
$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \theta d\theta \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} = U_{d0} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} \end{aligned} \tag{2.23}$$

với $U_{d0} = 0,9U_2$.

Với tải thuần trở, dạng dòng điện i_d tương tự dạng điện áp U_d , và ta thấy dòng điện sẽ có đoạn bằng 0 ($i_d = 0$) trong toàn dải điều chỉnh α . Do vậy dòng điện này được gọi là dòng điện gián đoạn.

2. Chỉnh lưu hình tia ba pha dùng tiristo (hình 2.16)

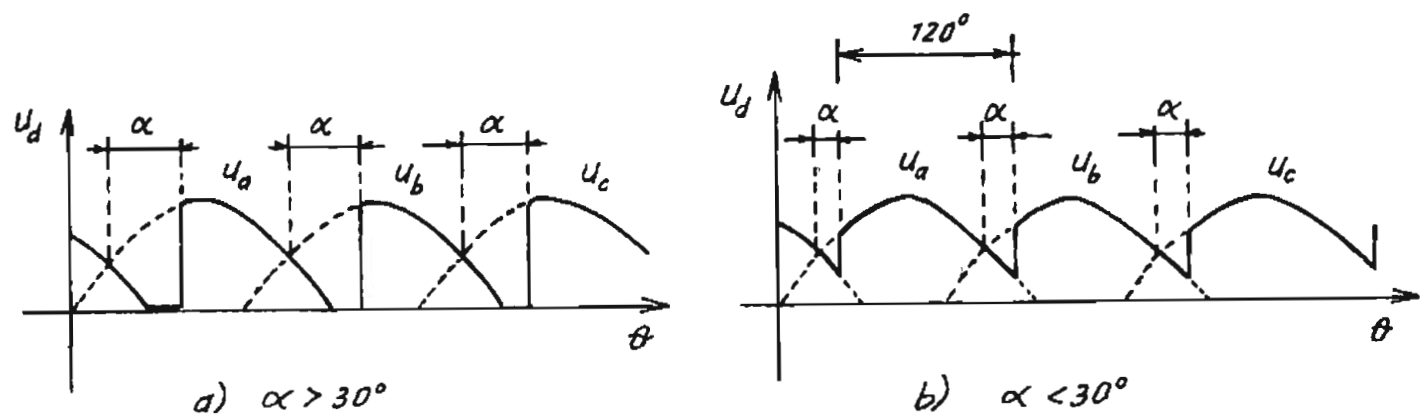
Đồ thị điện áp u_d của mạch chỉnh lưu này thể hiện trên hình 2.16b với góc điều khiển $\alpha = 30^\circ$. Đây là góc đặc biệt.



Hình 2.16

a. Nếu $\alpha \geq 30^\circ$, điện áp u_d sẽ có đoạn bằng 0, vì vậy khi tải thuần trở, dòng điện tải i_d sẽ gián đoạn, tức là có những đoạn $i_d = 0$, và dòng điện qua van luôn kết thúc khi điện áp pha về 0. Đồ thị u_d có dạng ở hình 2.17a, theo đó có:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d(\theta) d\theta = \frac{3}{2\pi} \int_\alpha^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin\theta d\theta \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)] , \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \frac{1 + \cos(\alpha + 30^\circ)}{\sqrt{3}} \\ &= U_{d0} \frac{1 + \cos(\alpha + 30^\circ)}{\sqrt{3}} \end{aligned} \tag{2.24}$$



Hình 2.17

b. Nếu $\alpha < 30^\circ$, dạng điện áp u_d ở hình 2.17b. Ta thấy rằng điện áp u_d luôn lớn hơn 0. Như vậy với tải thuần trở, dòng điện i_d sẽ luôn tồn tại và chảy liên tục qua tải, vì vậy dạng dòng này gọi là dòng điện liên tục. Ở đây quy luật điện áp u_d khác đi, không tuân theo biểu thức (2.24) vừa có. Với lưu ý rằng ba van sẽ thay nhau dẫn trong một chu kỳ, nên mỗi van dẫn một khoảng $2\pi/3$, do đó:

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha+30^\circ}^{\alpha+30^\circ+120^\circ} \sqrt{2} U_2 \sin\theta d\theta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos\alpha = U_{d0} \cos\alpha \tag{2.25}$$

Như vậy, với mạch chỉnh lưu ba pha hình tia, quy luật điện áp $U_{d\alpha}$ phụ thuộc vào chế độ dòng: nếu dòng gián đoạn tuân theo quy luật (2.24); nếu dòng liên tục lại theo (2.25).

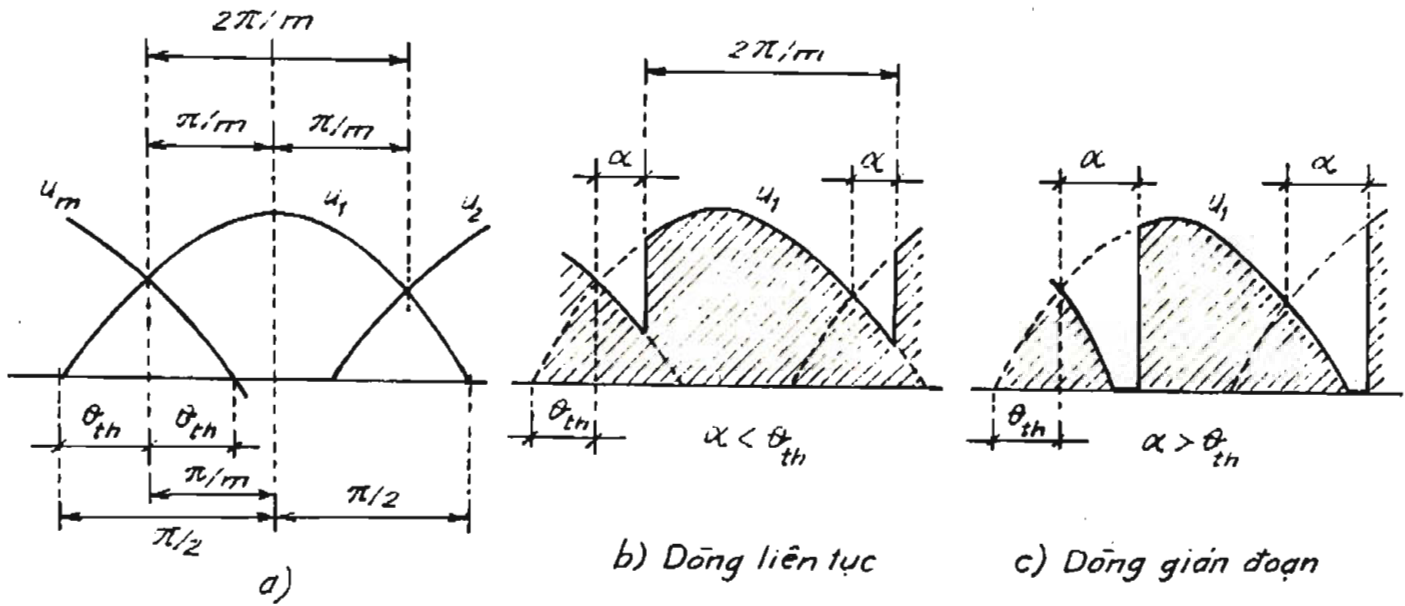
3. Chỉnh lưu hình tia tổng quát m pha

Mạch chỉnh lưu được cấp nguồn m pha đối xứng, do vậy góc lệch pha giữa

hai nguồn cạnh nhau phải là $2\pi/m$. Tức là nếu nguồn đầu tiên có $u_1 = \sqrt{2}U_2 \sin \theta$ thì nguồn thứ i phải là:

$$u_i = \sqrt{2}U_2 \sin \left[\theta - \frac{2\pi}{m}(i-1) \right], \text{ với } i \leq m.$$

Hình 2.18 thể hiện điện áp các nguồn cạnh nhau và quan hệ góc pha giữa chúng. Từ đây ta thấy rằng, tùy thuộc góc điều khiển α so với góc tới hạn θ_{th} cũng có hai tình trạng dòng điện.



Hình 2.18

a. Nếu $\alpha < \theta_{th}$ với $\theta_{th} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ sẽ có dòng điện liên tục (hình 2.18b). Điện áp chỉnh lưu $U_{d\alpha}$ bằng:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha + \theta_{th}}^{\alpha + \theta_{th} + 2\pi/m} \sqrt{2}U_2 \sin \theta d\theta = \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha + \pi/2 - \pi/m}^{\alpha + \pi/2 + \pi/m} \sqrt{2}U_2 \sin \theta d\theta \\ &= \frac{m}{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$\text{với } U_{d0} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m} \quad (2.27)$$

b. Nếu $\alpha > \theta_{th}$ với $\theta_{th} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ sẽ có dòng điện gián đoạn (hình 2.18c) và điện áp chỉnh lưu $U_{d\alpha}$ bằng:

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

Biến đổi theo U_{d0} từ (2.27) ta có:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos(\alpha + \theta_{th})}{2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (2.28)$$

Lưu ý rằng trong mạch chỉnh lưu hình tia số đập mạch trong một chu kỳ lưới bằng số pha nguồn:

$$m_{dm} = m_{pha}$$

2.4.3.2. Chỉnh lưu điều khiển sơ đồ cầu, tải thuần trở

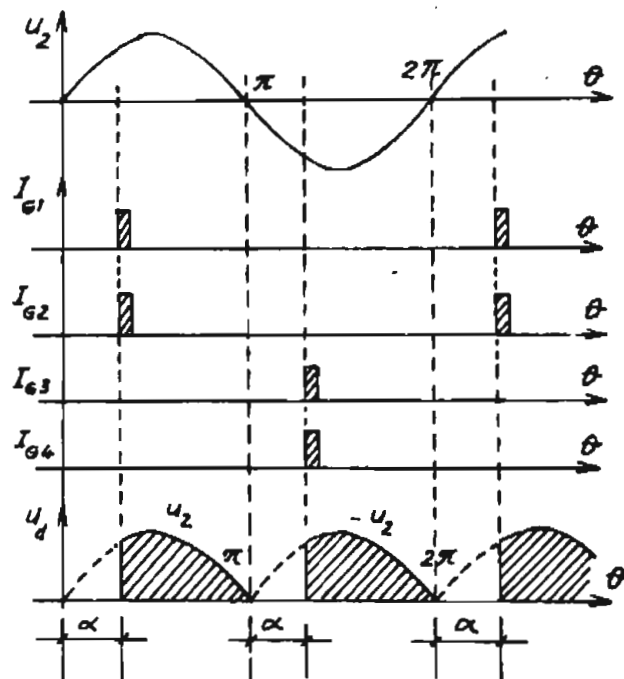
1. Sơ đồ cầu một pha

Với sơ đồ điều khiển, khi thay các diốt của sơ đồ ở hình 2.6a bằng các tiristo, ta cần phát xung mở van theo cặp và phải đồng thời như ở hình 2.19.

Dạng điện áp nhận được trên tải sẽ hoàn toàn tương tự cho trường hợp mạch chỉnh lưu hai pha hình tia (xem hình 2.15b), vì vậy quy luật điều chỉnh điện áp u_d tuân theo biểu thức (2.23):

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

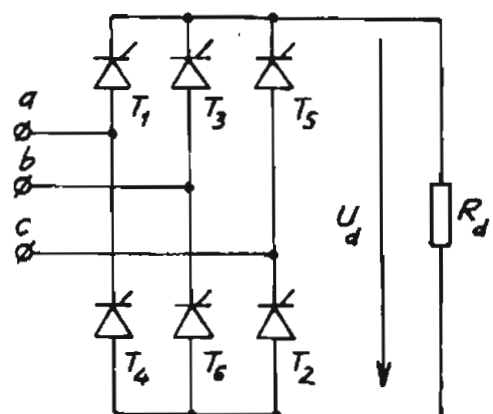
với $U_{d0} = 0,9U_2$.



Hình 2.19

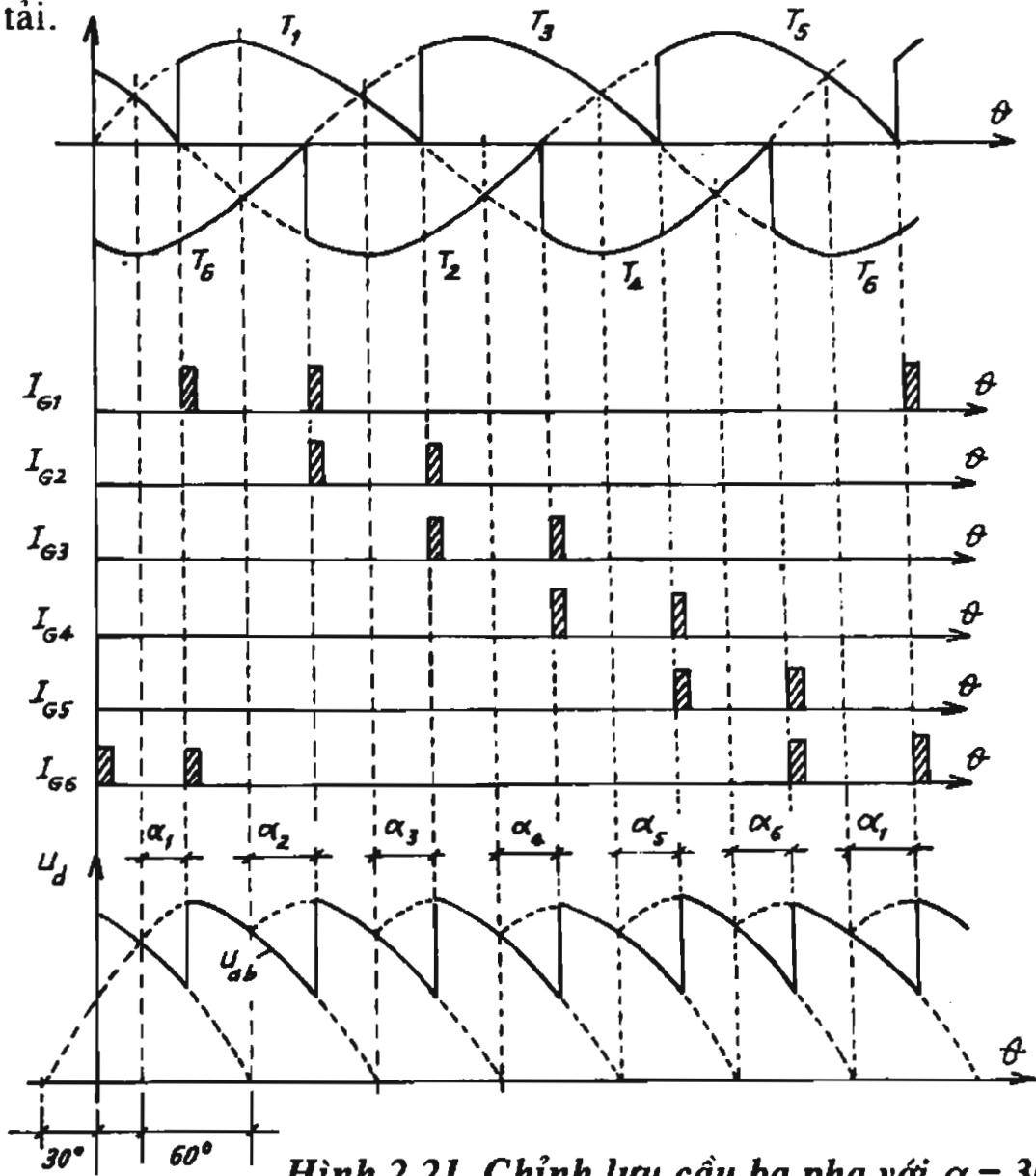
2. Sơ đồ cầu ba pha

Thay toàn bộ diốt ở hình 2.10a bằng tiristo ta có chỉnh lưu điều khiển sơ đồ cầu ba pha (hình 2.20). Việc xác định góc điều khiển α cho từng van đã đề cập ở mục 2.1. Tuy nhiên cần lưu ý rằng để cấp điện cho tải cần phải đảm bảo có hai van dẫn: một của nhóm lẻ, một của nhóm chẵn.



Hình 2.20

Như vậy khi phát xung mở van cho mạch hoạt động cũng phải đồng thời cho hai tiristo cần dẫn. Trên đồ thị ở hình 2.21 thể hiện điều này ở chỗ mỗi tiristo được phát hai xung: xung đầu tiên xác định góc α , xung thứ hai đảm bảo thông mạch tải.



Hình 2.21. Chỉnh lưu cầu ba pha với $\alpha = 30^\circ$

Ở đây vẫn phải đảm bảo góc điều khiển các van phải như nhau: $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_6 = \alpha$. Theo đồ thị $u_d(\theta)$ ta thấy góc giới hạn θ_{lh} giữa dòng liên tục và dòng gián đoạn bằng 60° . Vậy:

Nếu $\alpha \leq 60^\circ$ ta sẽ có quy luật dễ nhớ là:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha = 2,34 U_2 \cos \alpha \tag{2.29}$$

Nếu $\alpha > 60^\circ$ thì dòng điện sẽ gián đoạn. Điện áp chỉnh lưu nhận được (xem đồ thị u_d với giai đoạn $T_1 T_6$ dẫn khi $u_d = u_{ab}$) là:

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+60^\circ}^{\pi} \sqrt{2} \sqrt{3} U_2 \sin \theta d\theta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \frac{1 + \cos(\alpha + 60^\circ)}{2} =$$

$$= U_{d0} \frac{1 + \cos(\alpha + 60^\circ)}{2} \quad (2.30)$$

3. Chỉnh lưu cầu m pha

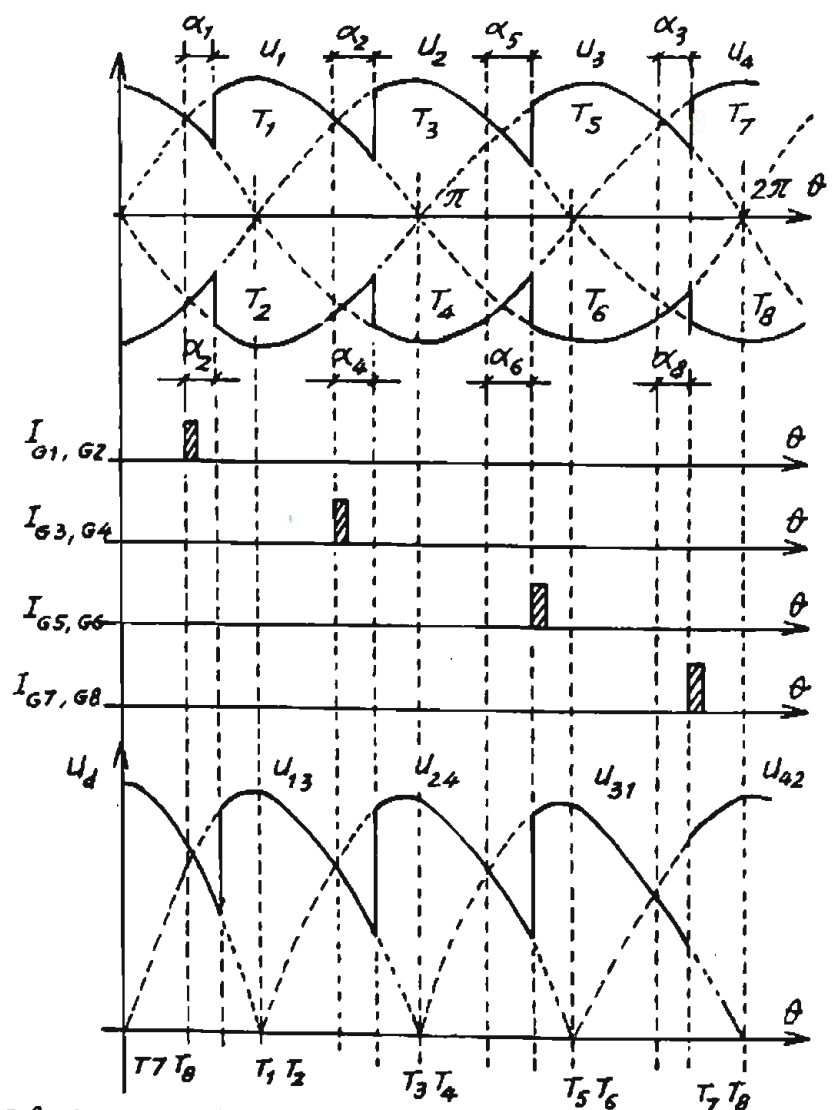
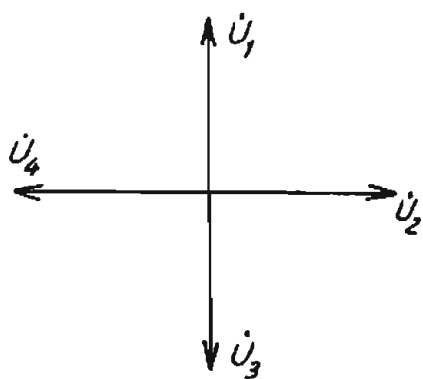
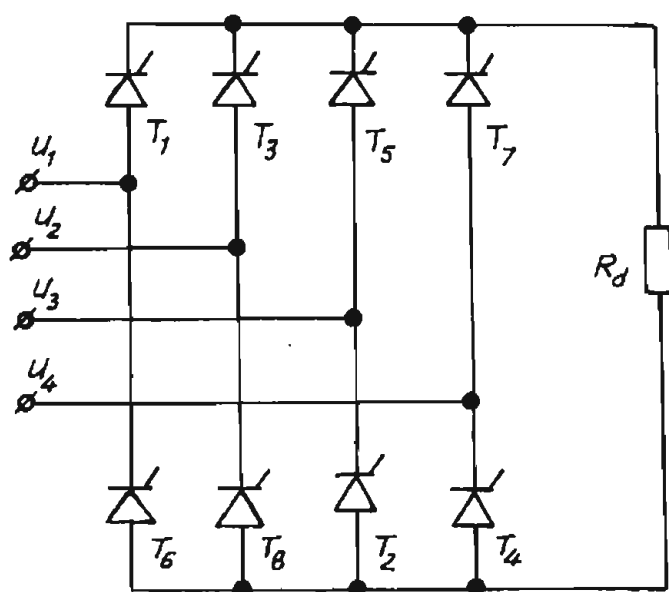
Ta cũng có thể xem xét sơ đồ ở dạng tổng quát. Song về giá trị điện áp U_d thì mạch cầu luôn gấp đôi mạch chỉnh lưu hình tia nên có thể suy ra từ mạch hình tia. Sự khác biệt chỉ về dạng điện áp tức thời, vì điện áp $u_d(\theta)$ luôn là điện áp dây của nguồn xoay chiều cấp cho mạch van. Tuy vậy có một điểm cần lưu ý là dạng điện áp này phụ thuộc cả vào số pha m của nguồn.

1. Nếu số pha nguồn chẵn

Lúc này bao giờ hệ thống nguồn cũng hình thành các cặp điện áp ngược pha nhau 180° . Điều này dẫn đến luôn có hai van của hai pha thành cặp này có điểm mở tự nhiên trùng nhau, do đó sẽ dẫn cùng nhau cả khoảng $2\pi/m$, dẫn đến biên độ điện áp u_d , tuy vẫn là điện áp dây, nhưng có trị số là $2U_{2m}$. Thêm nữa số đập mạch của dạng u_d sẽ bằng số pha nguồn:

$$m_{dm} = m_{\text{pha nguồn}}$$

tức là tương tự chỉnh lưu hình tia.



Hình 2.22. Chỉnh lưu cầu 4 pha

Hình 2.22 mô tả trường hợp khi số pha $m = 4$.

Giá trị điện áp chỉnh lưu tối đa suy từ biểu thức (2.27):

$$U_{d0} = 2 \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m} \quad (2.31)$$

Với $m = 4$ ta có:

$$U_{d0} = 2 \frac{4}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin 45^\circ = \frac{8}{\pi} U_2$$

2. Nếu số pha nguồn lẻ

Sẽ không còn hai nguồn nào ngược pha nhau 180° , vì vậy cũng không còn trường hợp điểm mở tự nhiên của van trùng nhau. Vì vậy một van của nhóm này sẽ phải dẫn với hai van của nhóm kia. Biên độ điện áp u_d nhỏ hơn $2U_{2m}$ và bằng điện áp dây hai pha cạnh nhau:

$$U_{dmax} = 2\sqrt{2}U_2 \cos \frac{\pi}{2m}$$

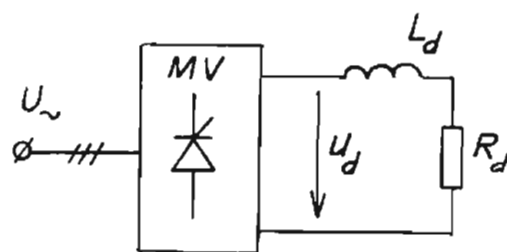
Số đập mạch của điện áp chỉnh lưu gấp đôi số pha nguồn:

$$m_{dm} = 2m_{pha}$$

Thí dụ về loại này là chỉnh lưu cầu ba pha vừa xét. Điện áp U_{d0} vẫn theo biểu thức (2.31).

2.5. CHỈNH LƯU VỚI TẢI MỘT CHIỀU CÓ TÍNH ĐIỆN CẢM L_d

Trong các mục 2.2 và 2.4 đã xét mạch chỉnh lưu với tải thuần trở. Ở đó ta thấy chỉnh lưu điôt là trường hợp riêng của chỉnh lưu điều khiển dùng tiristo. Vì thế khi phân tích mạch chỉnh lưu với các dạng tải khác thuần trở sẽ dựa trên mạch chỉnh lưu điều khiển với $\alpha \neq 0$ là dạng tổng quát. Để có mạch chỉnh lưu điôt ở dạng tải tương đương, ta chỉ cần thay trị số $\alpha = 0$ vào các biểu thức tổng quát.



Hình 2.23

Hình 2.23 là cấu trúc của chỉnh lưu với tải có tính điện cảm, ký hiệu L_d . Sự hiện diện của L_d làm thay đổi cả dạng điện áp u_d và dòng điện tải i_d . Nguyên nhân do tính chất cản trở sự biến thiên đột ngột của dòng điện đi qua điện cảm.

2.5.1. Chỉnh lưu một pha một nửa chu kỳ với tải $R_d L_d$

Tương tự như trường hợp tải thuần trở, tiristo T chỉ có khả năng dẫn ở nửa chu kỳ khi điện áp u_2 dương. Tuy nhiên van chỉ dẫn ở thời điểm phát xung tương ứng góc $\theta_1 = \alpha$.

Điều này về phương diện lý thuyết mạch điện, nó là một bài toán quá trình quá độ (hình 2.24b) với thời điểm đóng mạch ở α , và tiristo đóng vai trò khoá chuyển mạch T.

Khi tiristo dẫn, tương đương công tắc T đóng, ta có phương trình mạch:

$$u_L + u_R = u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \theta$$

hay:

$$L_d \frac{di_d}{dt} + i_d R_d = \sqrt{2}U_2 \sin \theta \quad (2.32)$$

Dòng điện $i_d(\theta)$ gồm hai thành phần: dòng cưỡng bức i_{cb} và dòng tự do i_{td} :

$$i_d = i_{cb} + i_{td}$$

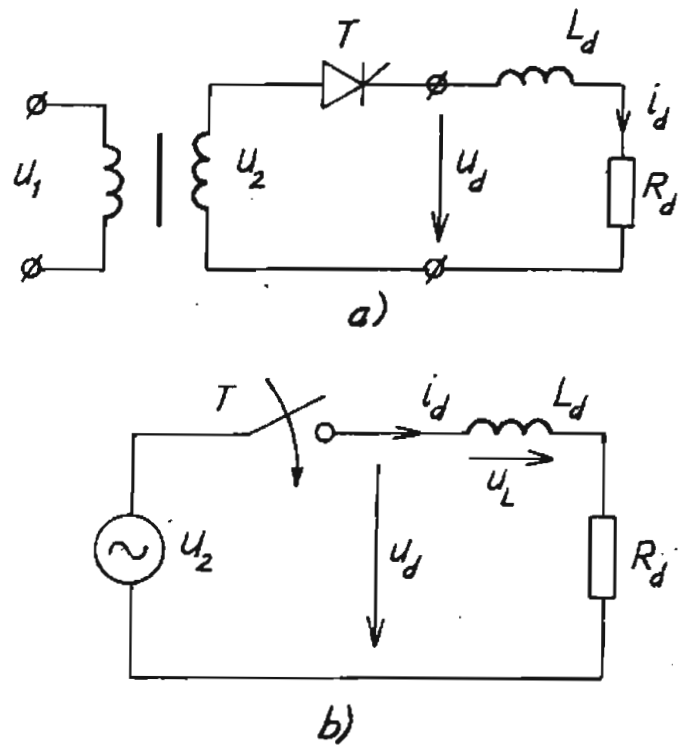
Dòng cưỡng bức chịu sự tác động của nguồn u_2 theo quy luật quen thuộc:

$$i_{cb} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \sin(\theta - \varphi) \quad (2.33)$$

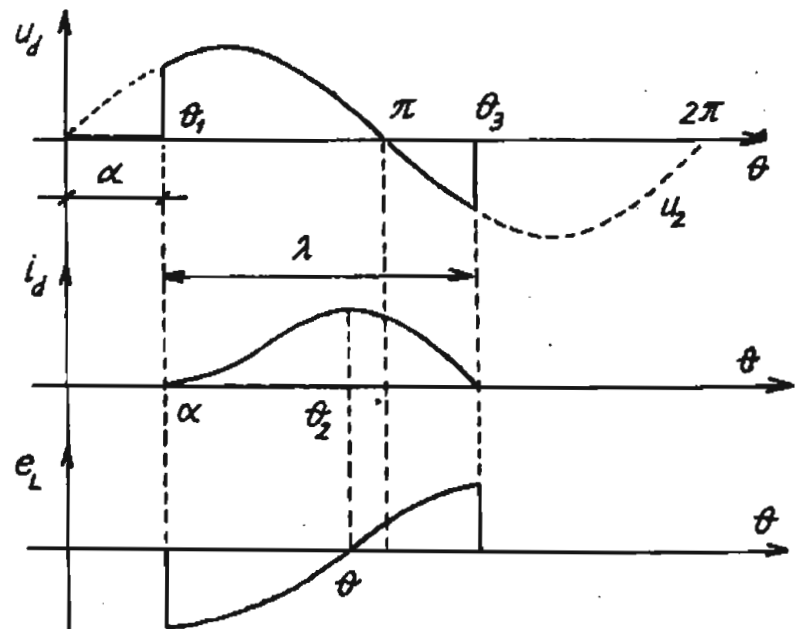
ở đây $X_d = \omega L_d$; $\varphi = \arctg \frac{X_d}{R_d}$.

Thành phần tự do là hàm tắt dần theo thời gian:

$$i_{td} = Ae^{-\frac{t}{\tau}} = Ae^{-\frac{\omega t}{\omega \tau}} = Ae^{-\frac{\theta}{Q}} \quad (2.34)$$



Hình 2.24



Hình 2.25

$$\text{ở đây } \tau = \frac{L_d}{R_d} \text{ và } Q = \frac{\omega L_d}{R_d} = \frac{X_d}{R_d}$$

Vậy dòng tải là:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \sin(\theta - \varphi) + Ae^{-\frac{\theta}{Q}} \quad (2.35)$$

Hệ số A xác định từ điều kiện đóng mạch có điện cảm $i_d(\theta = \alpha) = 0$. Đưa vào (2.35) ta rút ra:

$$A = -\frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha}{Q}}$$

Cuối cùng ta có:

$$i_d(\theta) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \left[\sin(\theta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\theta - \alpha}{Q}} \right] \quad (2.36)$$

Về bản chất, sau thời điểm α , dưới tác dụng của nguồn u_2 , dòng điện i_d sẽ tăng dần từ 0, mà không tăng đột biến, do tác động của điện cảm L_d . Sức điện động tự cảm e_L của điện cảm này luôn chống lại sự biến thiên của dòng điện đi qua nó. Vì vậy dòng i_d biến thiên chậm pha hơn so với nguồn u_2 . Điều này dẫn đến ở thời điểm $\theta = \pi$, mặc dù nguồn bằng 0, song dòng $i_d > 0$, vì vậy tiristo chưa khoá lại được. Chỉ đến thời điểm $\theta_2 > \pi$, khi dòng i_d về đến 0, tiristo mới bắt đầu khoá.

Đồ thị trên hình 2.25 mô tả dạng dòng i_d và tác động của s.d.d tự cảm e_L lên mạch.

Như vậy nếu ở trường hợp tải thuần trở, khi van luôn khoá ở thời điểm π , và góc dẫn λ của van luôn là $(\pi - \alpha)$, thì khi có điện cảm L_d , dòng điện kéo dài qua điểm π , và góc dẫn của van $\lambda = (\theta_3 - \theta_1) > (\pi - \alpha)$.

Giá trị λ xác định từ biểu thức (2.36) với điều kiện $i(\theta = \alpha + \lambda) = 0$, và ta có phương trình sau:

$$\sin(\alpha + \lambda - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\lambda}{Q}} \quad (2.37)$$

Đây là phương trình siêu việt và chỉ có thể giải gần đúng. Tuy nhiên λ sẽ phụ thuộc vào giá trị Q và nhỏ hơn 2π .

Dạng điện áp u_d cũng khác so với trường hợp tải thuần trở. Do chùng nào tiristo còn dẫn, thì vẫn có $u_d = u_2$, nên điện áp u_d bám theo u_2 đến hết điểm θ_3 . Như vậy điện áp u_d có đoạn âm. Ở đây cần lưu ý rằng, tuy u_d có thể coi là xoay chiều (có hai dấu (+) và (-)), song dòng điện i_d chỉ có một chiều duy nhất. Theo đồ thị u_d ta tính được trị số trung bình:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \sqrt{2}U_2 \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot \frac{\cos\alpha - \cos(\alpha + \lambda)}{2} \\ &= U_{d(0)} \frac{\cos\alpha - \cos(\alpha + \lambda)}{2} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Giá trị trung bình của dòng tải I_d cũng có thể tính theo biểu thức (2.36). Song vì I_d là thành phần không đổi nên nó không gây sụt áp trên cuộn cảm L_d , do đó vẫn có:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

Khi mạch chỉnh lưu dùng van điôt, ta có các quy luật rút ra từ các biểu thức (2.36); (2.37); (2.38) với $\alpha = 0$, được:

$$i_d(\theta) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \left[\sin(\theta - \varphi) + \sin\varphi e^{-\frac{\theta}{Q}} \right]. \quad (2.39)$$

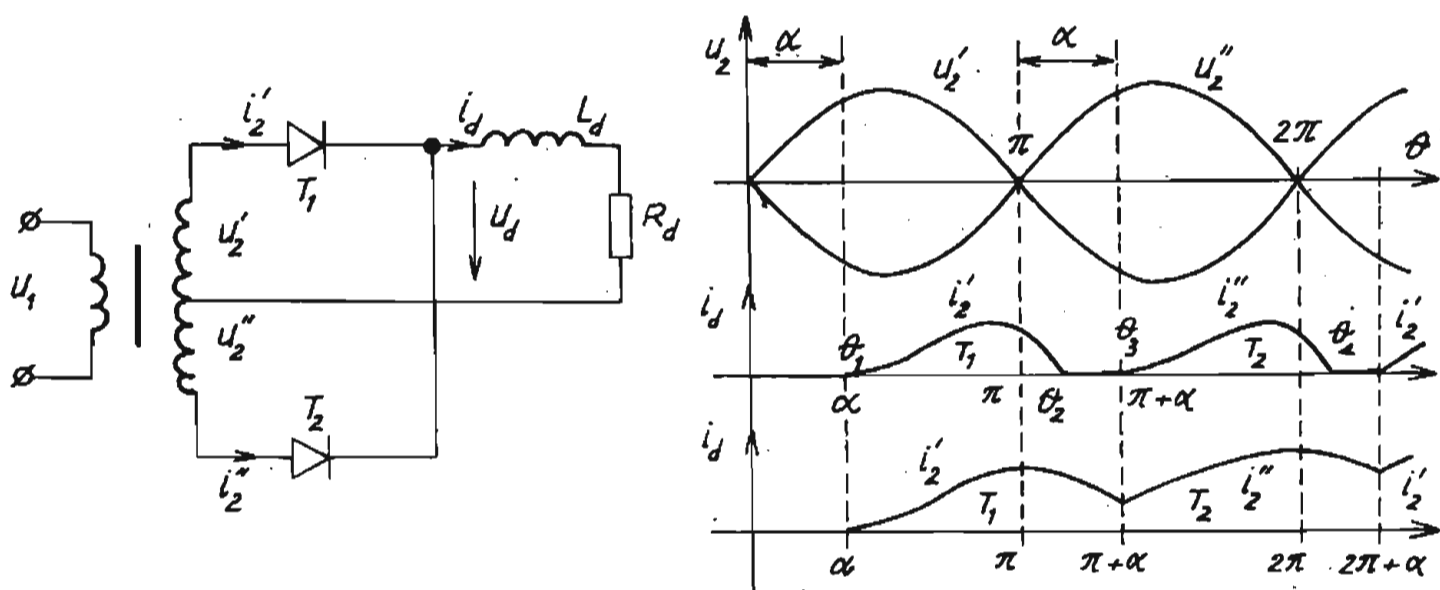
$$\sin(\lambda - \varphi) = -\sin\varphi e^{-\frac{\lambda}{Q}} \quad (\text{để xác định góc dẫn } \lambda) \quad (2.40)$$

$$U_{d\alpha} = U_{d(0)} \frac{1 - \cos\lambda}{2} \quad (2.41)$$

2.5.2. Chỉnh lưu hình tia hai pha với tải có L_d

Trong mạch chỉnh lưu này, cũng như trong các mạch chỉnh lưu nhiều pha nói chung khác, điện cảm L_d cũng có ảnh hưởng như ở mạch chỉnh lưu một pha một nửa chu kỳ vừa xét ở trên. Có nghĩa là dòng điện sẽ kéo dài hơn, nói cách khác van sẽ dẫn lâu hơn so với trường hợp tải thuần trở.

Tuy nhiên ở đây có điểm khác biệt, thể hiện trên đồ thị hình 2.26 với hai dạng dòng i_d khác nhau, và được gọi tên riêng là *chế độ dòng điện liên tục* và *chế độ dòng điện gián đoạn*.



Hình 2.26

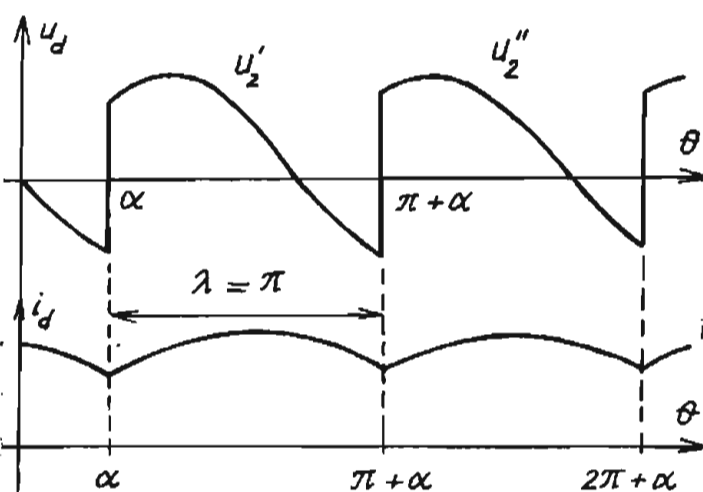
1. Chế độ dòng điện gián đoạn

Dạng dòng i_d thể hiện ở đồ thị thứ 2 (hình 2.26). Ở chế độ này, khi van T_1 dẫn, dòng i_d sẽ xuất hiện từ điểm α rồi tắt đi ở θ_2 . Sau đó một thời gian, van T_2 được dẫn ở $(\pi + \alpha)$, dòng i_d lại xuất hiện từ 0 kéo dài đến θ_4 thì lại tắt. Như vậy dòng i_d lúc có, lúc mất, tức là gián đoạn.

Trong trường hợp này ta thấy dường như tải được cấp bởi hai mạch chỉnh lưu một pha một nửa chu kỳ, hoạt động kế tiếp nhau từng nửa chu kỳ một. Do vậy các biểu thức tính toán (2.36), (2.37), (2.38) là đúng cho trường hợp dòng gián đoạn của chỉnh lưu tia hai pha. Dạng điện áp u_d ở từng nửa chu kỳ cũng tương tự như ở hình 2.25.

2. Chế độ dòng điện liên tục

Dạng dòng i_d ở hình 2.26 là đồ thị dưới cùng. Ở chế độ này, khi van T_1 dẫn, dòng i_d chảy qua T_1 sẽ kéo dài và chưa kịp tắt thì van T_2 đã được phát xung mở, dòng i_d lại chuyển qua đường T_2 và tăng lên. Đến lượt mình, dòng này chưa kịp tắt thì van T_1 đã được phát xung mở trở lại ở $\theta = (2\pi + \alpha)$. Như vậy không còn giai đoạn $i_d = 0$, dòng tải liên tục chảy không hề bị đứt đoạn như trường hợp trên.



Hình 2.27

Trong chế độ này dạng dòng điện i_d và điện áp u_d khác đi (hình 2.27). Dạng điện áp u_d luôn bám theo điện áp pha của nguồn có van dẫn, do đó không còn giai đoạn $u_d = 0$. Ta có:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin\theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos\alpha = U_{d0} \cos\alpha \quad (2.42)$$

Dạng dòng điện i_d là liên tục và mỗi van dẫn một khoảng $\lambda = \pi$. Ở trạng thái xác lập có quy luật:

$$i_d(\alpha) = i_d(\alpha + \pi) \quad (2.43)$$

Khi có van dẫn, sơ đồ thay thế mạch vẫn tương tự (hình 2.24), do đó phương trình mạch điện và biểu thức dòng i_d vẫn như vậy, tức là ta vẫn có (2.35) là:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \sin(\theta - \varphi) + Ae^{-\frac{\theta}{Q}}$$

Đưa điều kiện (2.43) vào biểu thức này ta xác định được A :

$$A = \frac{2\sqrt{2}U_2 \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha}{Q}}}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2} e^{-\frac{\pi}{Q}} - 1}$$

Vậy quy luật dòng điện trong khoảng một van dẫn:

$$i_d(\theta) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \left[\sin(\theta - \varphi) - \frac{2\sin(\varphi - \alpha)}{1 - e^{\frac{\pi}{Q}}} \cdot e^{-\frac{\theta - (\pi + \alpha)}{Q}} \right] \quad (2.44)$$

Giá trị trung bình của dòng tải I_d có thể tính theo biểu thức này. Tuy nhiên đơn giản hơn nếu dựa vào biểu thức U_d :

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{U_{d0} \cos\alpha}{R_d}$$

Nhìn chung chế độ dòng điện liên tục là mong muốn, vì thế thực tế điện cảm L_d thường được chọn sao cho được chế độ này.

Mặt khác trong phân tích kỹ thuật, để đơn giản người ta coi L_d đủ lớn để dòng điện i_d có độ gợn sóng không đáng kể, nên $i_d = I_d$ là giá trị không đổi. Lúc đó trên đồ thị i_d là một đường thẳng với giá trị bằng I_d . Từ đây ta cũng áp dụng cách lược giản này.

3. Chế độ giới hạn

Đây là chế độ ranh giới giữa dòng liên tục và dòng gián đoạn. Ở đây dòng điện qua một van vừa giảm tới 0 thì van tiếp theo cũng đồng thời được phát xung mở ra, có nghĩa là $i_d(\theta = \pi + \alpha) = 0$. Thay vào biểu thức dòng điện ta xác định được góc điều khiển giới hạn này:

$$\alpha_{gh} = \varphi = \arctg \frac{X_d}{R_d} \quad (2.45)$$

Vậy:

- nếu $\alpha < \alpha_{gh}$ ta có chế độ dòng liên tục;
- nếu $\alpha > \alpha_{gh}$ ta có chế độ dòng gián đoạn.

Từ (2.44) ta cũng tìm được điện cảm giới hạn:

$$L_{dgh} = \frac{R_d}{\omega} \operatorname{tg} \alpha$$

Như vậy nếu có $L_d > L_{dgh}$ ta cũng đạt được chế độ dòng liên tục với một tải và góc điều khiển xác định.

2.5.3. Chỉnh lưu nhiều pha với tải có L_d

Từ thí dụ về chỉnh lưu hình tia hai pha, có thể tổng quát hoá cho tất cả các mạch chỉnh lưu nhiều pha khác khi làm việc với tải có điện cảm L_d . Sẽ có hai chế độ dòng điện, tùy theo quan hệ giữa các tham số α , L_d , R_d , là:

- *Chế độ dòng điện gián đoạn*: Dòng i_d đứt đoạn, các van dẫn riêng biệt không ảnh hưởng tới nhau, do vậy dạng điện áp và dòng điện, cũng như biểu thức tính toán hoàn toàn như đã xét ở chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ (mục 2.5.1).

- *Chế độ dòng điện liên tục*: Dòng i_d không bị đứt đoạn, nếu L_d đủ lớn có thể coi $i_d = I_d$; dạng điện áp u_d luôn bằng điện áp phía nguồn có van đang dẫn. Giá trị điện áp $U_{d\alpha}$ tuân theo quy luật $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$. Độ dẫn của các van là như nhau và bằng $2\pi/m$ (m - số pha nguồn).

- *Chế độ giới hạn*: Là ranh giới giữa hai chế độ trên, được xác định bởi góc điều khiển giới hạn α_{gh} (ở đây không chứng minh) như sau:

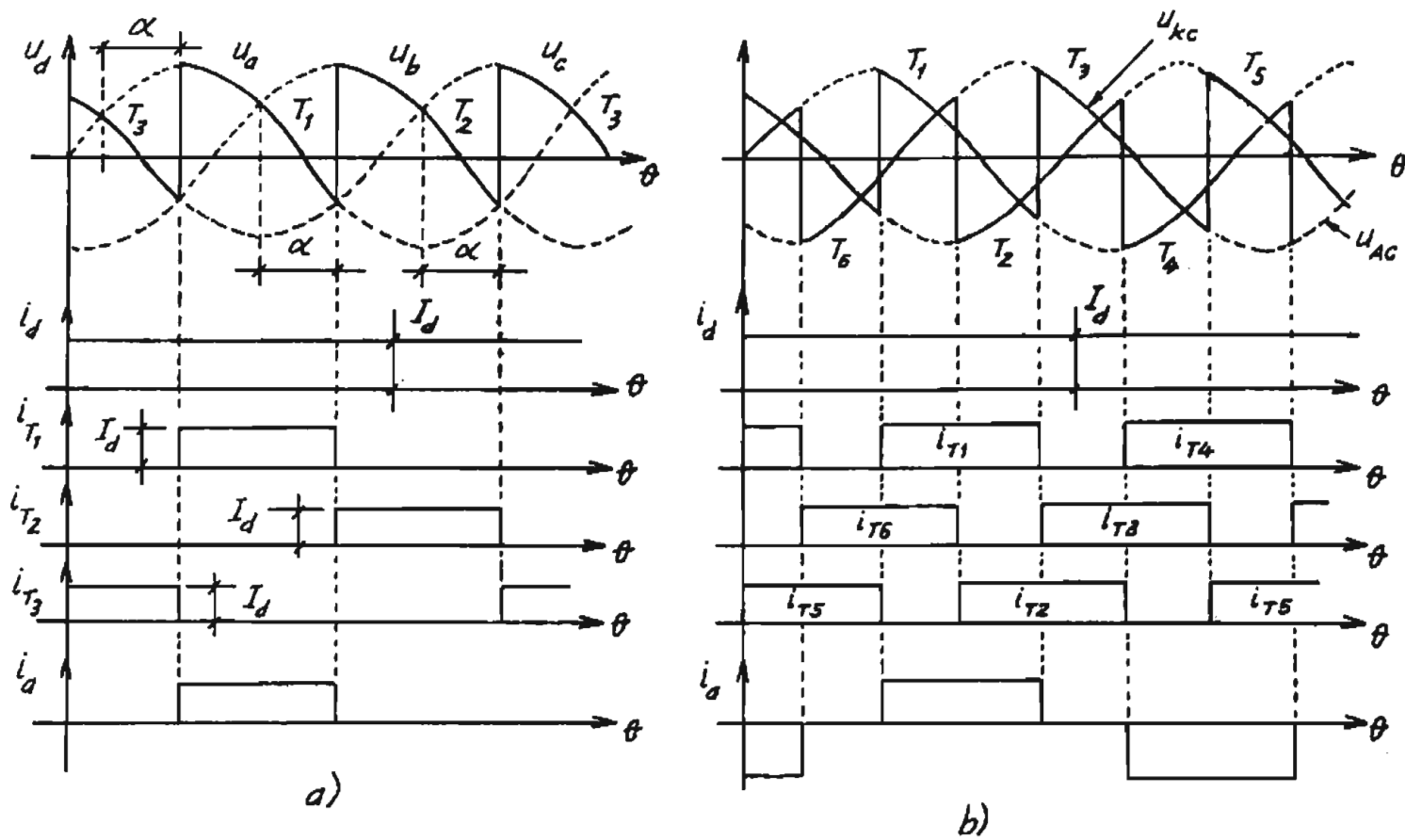
$$\sin(\alpha_{gh}^* - \varphi + \theta_n) = \sin(\alpha_{gh}^* - \varphi) e^{-\frac{\theta_n}{Q}} \quad (2.46)$$

trong đó:

$$\alpha_{gh}^* = \alpha_{hg} + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_{dm}} \right)$$

$$\theta_n = \frac{2\pi}{m_{dm}} \text{ ; } m_{dm} - \text{số đập mạch của chỉnh lưu}$$

Hình 2.28 là thí dụ về mạch chỉnh lưu nhiều pha với tải $R_d L_d$ ở chế độ dòng liên tục.



Hình 2.28

Hình 2.28a là đồ thị điện áp và dòng điện của mạch chỉnh lưu hình tia ba pha (sơ đồ ở hình 2.16a).

Điện áp u_d xuất hiện đoạn âm, giá trị trung bình của điện áp này:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha = 1,17 U_2 \cos \alpha$$

Dòng điện i_d phẳng do giả thiết L_d lớn (thường giả định là $L_d = \infty$) và có trị số bằng : $I_d = \frac{U_{d\alpha}}{R_d}$.

Dòng điện qua mỗi van tồn tại trong khoảng $\lambda = 2\pi/3$ và cũng có trị số tức thời bằng I_d , song giá trị trung bình của van là $I_{thv} = I_d/3$.

Dòng điện pha nguồn chính là dòng đi qua van mắc vào pha đó. Trên hình

2.28 diễn tả dòng i_A là dòng chảy qua nguồn pha A được mắc với tiristo T_1 . Dòng này là dòng một chiều.

Góc điều khiển giới hạn theo (2.46) đã rút gọn:

$$\sin[30^\circ - (\alpha_{gh} - \varphi)] = \sin[30^\circ + (\alpha_{gh} - \varphi)] e^{-\frac{2\pi}{3Q}} \tag{2.47}$$

Hình 2.28b là cho mạch chỉnh lưu cầu ba pha (xem sơ đồ ở hình 2.20).

Điện áp u_d không dụng cụ thể, trên đồ thị chỉ thể hiện sự biến thiên của hai điện áp: điện áp ở điểm catôt chung u_{KC} khi các van nhóm lẻ thay nhau dẫn, và điện áp ở điểm anôt chung u_{AC} khi các van nhóm chẵn dẫn. Từ hai điện áp này ta suy ra điện áp $u_d = u_{KC} - u_{AC}$. Ta vẫn thấy điện áp u_d có đoạn âm khi $u_{KC} < u_{AC}$ (đường u_{KC} nằm thấp hơn đường u_{AC}). Giá trị trung bình U_d :

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha = 2,34 U_2 \cos \alpha \tag{2.48}$$

Dòng điện tải i_d vẫn coi là phẳng: $i_d = I_d = \frac{U_{d\alpha}}{R_d}$

Dòng điện qua mỗi van dẫn trong khoảng $2\pi/3$ với giá trị tức thời bằng I_d , song trị số trung bình $I_{thv} = I_d/3$.

Dòng điện pha nguồn là dòng đi qua hai van mắc vào pha đó. Trên đồ thị thể hiện dòng pha A do hai đoạn dòng qua T_1 và T_4 tạo thành. Ta thấy dòng nguồn là dòng xoay chiều, đây chính là ưu điểm của sơ đồ cầu so với sơ đồ hình tia.

Góc điều khiển giới hạn theo (2.45) biến đổi thành biểu thức cụ thể sau:

$$\sin[60^\circ - (\alpha_{gh} - \varphi)] = \sin[60^\circ + (\alpha_{gh} - \varphi)] e^{-\frac{\pi}{3Q}} \tag{2.49}$$

2.6. QUÁ TRÌNH CHUYỂN MẠCH VAN VÀ ẢNH HƯỞNG CỦA ĐIỆN CẢM XOAY CHIỀU L_a

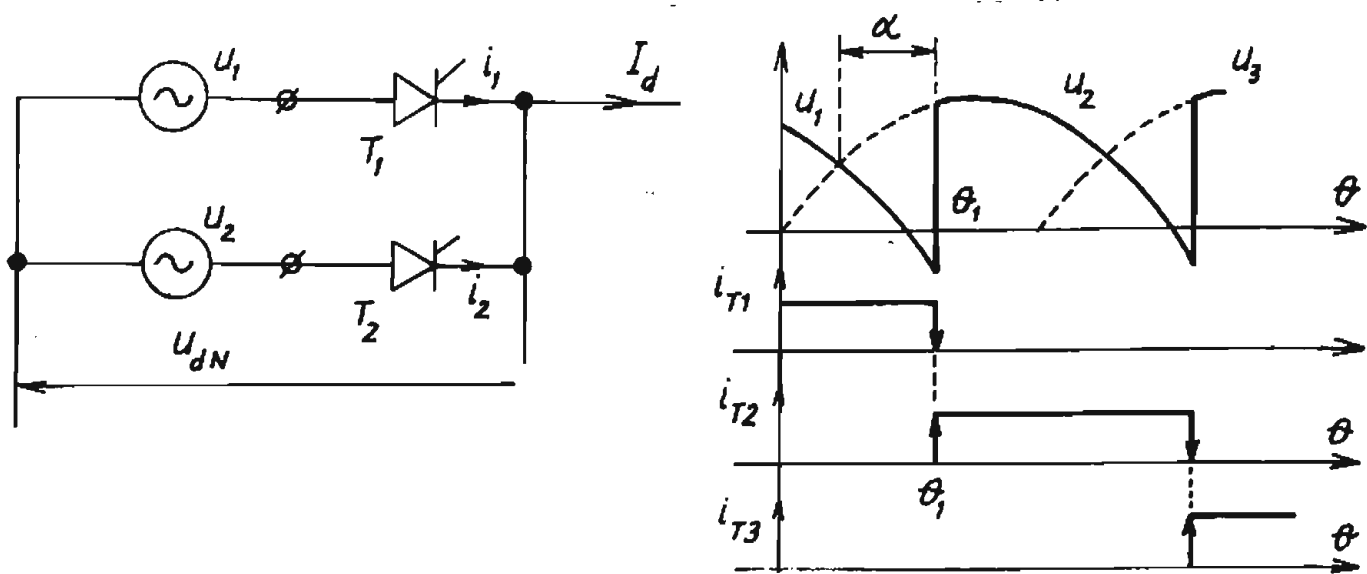
2.6.1. Các quá trình chuyển mạch

Ở mục trước ta đã xem xét ảnh hưởng của điện cảm phía một chiều đến sự làm việc của mạch chỉnh lưu. Mục này ta xét đến tác động của điện cảm phía xoay chiều đến chỉnh lưu.

Khi phân tích mạch chỉnh lưu ở các mục trước đây, ta luôn coi nguồn xoay chiều cấp cho mạch van là lý tưởng, tức là có tổng trở trong bằng không. Tuy nhiên các nguồn thực tế đều có nội trở, nhất là chỉnh lưu có dùng biến áp. Với dải công suất lớn thường điện trở nguồn nhỏ hơn điện kháng nguồn, vì vậy ta chỉ xem xét nguồn với điện kháng nguồn có điện cảm là L_a .

1. Khi nguồn lý tưởng (có $L_a = 0$)

Tải làm việc ở chế độ dòng liên tục, ta xét hai van cạnh nhau ở hình 2.29.



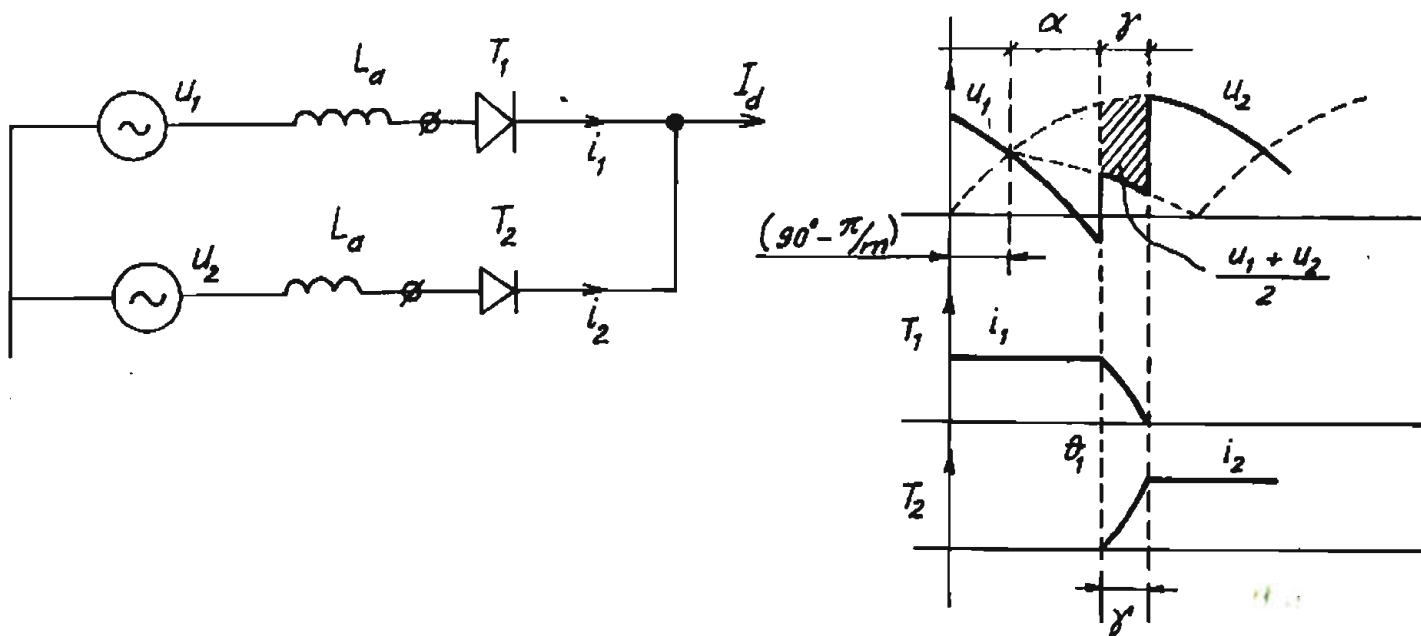
Hình 2.29.

Giả sử van T_1 đang dẫn dòng tải I_d , đến thời điểm θ_1 là lúc van T_2 được phát xung mở. Do ở thời điểm này $u_2 > u_1$ nên T_2 dẫn sẽ làm T_1 khoá ngay.

Vì vậy dòng tải I_d cũng chuyển ngay từ van T_1 sang van T_2 . Như vậy ở θ_1 : dòng qua T_1 giảm đột biến từ giá trị I_d về 0, còn dòng qua T_2 lại tăng đột biến từ 0 đến I_d . Đây là hiện tượng chuyển mạch van một cách tức thời. Trong suốt chu kỳ làm việc, điện thế điểm catôt chung luôn gắn với một nguồn nào đó có van dẫn: $u_{dN} = u_{pha}$.

2. Khi nguồn không lý tưởng ($L_a \neq 0$)

Ta có sơ đồ như ở hình 2.30:



Hình 2.30

Vẫn coi rằng van T_1 đang dẫn dòng tải I_d : $i_1 = I_d$. Đến thời điểm θ_1 phát xung mở T_2 . Lúc này mặc dù $u_2 > u_1$, song anôt của hai van không mắc thẳng vào nguồn như trường hợp trên mà bị cách ly bằng các điện cảm L_a . Các điện cảm, với tính chất chống sự đột biến dòng điện qua nó, sẽ không cho phép dòng qua các van T_1 và T_2 biến thiên đột ngột như trên nữa. Cần phải có một khoảng thời gian để dòng i_1 giảm dần từ I_d về 0, cũng như để dòng i_2 tăng dần từ 0 đến I_d . Như vậy trong giai đoạn này cả hai van đều dẫn dòng, vì thế quá trình chuyển mạch van này còn gọi là hiện tượng trùng dẫn. Góc tương ứng giai đoạn này được ký hiệu là γ . Trong khoảng γ , rõ ràng điện thế điểm catôt không gắn theo một nguồn nữa: $u_{dN} \neq u_{pha}$.

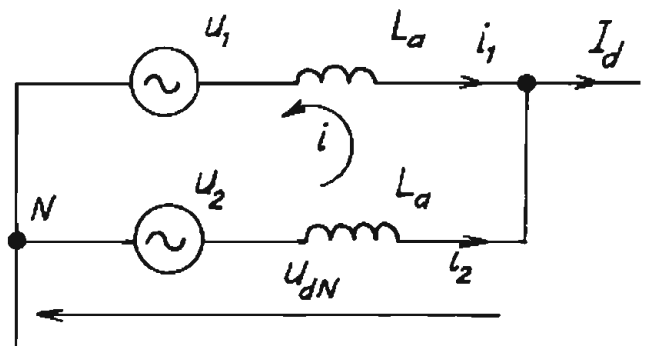
2.6.2. Quy luật của chuyển mạch trùng dẫn

1. Quy luật điện áp u_{dN}

Khi hai van T_1, T_2 dẫn, ta có sơ đồ thay thế mạch điện như trên hình 2.31. Theo đó viết được hai phương trình cân bằng điện áp sau:

$$u_{dN} = u_1 - L_a \frac{di_1}{dt} \quad (2.50)$$

$$u_{dN} = u_2 - L_a \frac{di_2}{dt} \quad (2.51)$$



Hình 2.31

Cộng hai phương trình trên được:

$$2u_{dN} = u_1 + u_2 - L_a \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) \quad (2.52)$$

Tại điểm nút catôt chung: $i_1 + i_2 = I_d$, nếu coi dòng i_d phẳng hoàn toàn trong khoảng γ , đạo hàm hai vế biểu thức này được:

$$\left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) = 0$$

Từ đây, đưa vào biểu thức (2.52) cho phép rút ra quy luật:

$$u_{dN} = \frac{u_1 + u_2}{2} \quad (2.53)$$

Như vậy: trong giai đoạn chuyển mạch trùng dẫn, điện áp biến thiên theo quy luật bình quân các điện áp pha nguồn có van tham gia chuyển mạch.

2. Quy luật dòng điện

Để xác định các dòng i_1, i_2 trong khoảng γ , ta xét dòng vòng i trên sơ đồ mạch ở hình 2.31.

Ta có phương trình mạch điện:

$$2L_a \frac{di}{dt} = u_2 - u_1 \quad (2.54)$$

Với nguồn m pha, nếu lấy u_2 làm gốc thì:

$$u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \theta = U_{2m} \sin \theta$$

và
$$u_1 = U_{2m} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{m} \right)$$

Tính hiệu của chúng và sau khi biến đổi ta có:

$$u_2 - u_1 = 2U_{2m} \sin \frac{\pi}{m} \sin \left[\theta - \left(90^\circ - \frac{\pi}{m} \right) \right]$$

Vì quá trình bắt đầu ở θ_1 , ta dịch trục tọa độ sang điểm này để có:

$$u_2 - u_1 = 2U_{2m} \sin \frac{\pi}{m} \sin(\theta + \alpha)$$

Quay lại (2.54):

$$2L_a \frac{di}{dt} = 2U_{2m} \sin \frac{\pi}{m} \sin(\theta + \alpha)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_{2m} \sin \frac{\pi}{m}}{\omega L_a} \sin(\theta + \alpha)$$

$$i(\theta) = - \frac{2U_{2m} \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} \cos(\theta + \alpha) + C$$

Ở $\theta = 0$ (gốc tọa độ mới) có $i(0) = 0$, tính được hằng số C :

$$C = \frac{\sqrt{2} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} \cos \alpha$$

Cuối cùng:

$$i(\theta) = \frac{U_{2m}}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} [\cos \alpha - \cos(\theta + \alpha)] \quad (2.55)$$

Quy luật dòng i_2 (van mới mở) chính là $i(\theta)$. Quy luật dòng i_1 là:

$$i_1(\theta) = I_d - i(\theta).$$

3. Góc trùng dẫn

Xác định từ điều kiện $i_2(\theta = \gamma) = I_d$. Thay vào (2.55) rút ra:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{X_a I_d}{U_{2m} \sin \frac{\pi}{m}} \quad (2.56)$$

2.6.3. Ảnh hưởng của chuyển mạch trùng dẫn

So sánh với điện áp u_{dN} không có trùng dẫn ta thấy, khi trùng dẫn điện áp u_{dN} bị mất một đoạn (phần gạch chéo trên đồ thị ở hình 2.30). Tức là *điện áp chỉnh lưu bị nhỏ đi một lượng ΔU_γ* :

$$\begin{aligned} \Delta U_\gamma &= \frac{m}{2\pi} \int_0^\gamma (u_2 - u_{dN}) d\theta = \frac{m}{2\pi} \int_0^\gamma \left(u_2 - \frac{u_1 - u_2}{2} \right) d\theta \\ &= \frac{m}{2\pi} \int_0^\gamma \frac{u_2 - u_1}{2} d\theta = \frac{m}{4\pi} \int_0^\gamma U_{2m} \sin \frac{\pi}{m} \sin(\theta + \alpha) d\theta \\ &= \frac{m}{4\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \end{aligned}$$

Thay (2.56) vào biểu thức này ta có:

$$\Delta U_\gamma = \frac{X_a I_d}{2\pi / m} \quad (2.57)$$

Vậy điện áp chỉnh lưu chỉ còn:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma \quad (2.58)$$

Lưu ý:

a. Các phân tích trên dành cho quá trình chuyển mạch tại một nhóm van, vì vậy nó hoàn toàn chính xác cho chỉnh lưu hình tia. Với chỉnh lưu cầu, vì mạch có hai nhóm van nên quá trình chuyển mạch tồn tại ở cả hai nhóm, do đó các phân tích chỉ đúng cho từng nhóm một, vì vậy các biểu thức cũng chỉ đúng cho từng nhóm. Sự khác biệt thể hiện ở hai biểu thức chính.

1. Với u_{dN} : Chỉnh lưu hình tia $u_{dN} = u_d$.

Chỉnh lưu cầu: $u_{dN} \neq u_d$ và có hai nhóm

$$u_{dN1} = u_{d \text{ catôt chung}}$$

$$u_{dN2} = u_{d \text{ anot chung}}$$

$$u_d = u_{dN1} - u_{dN2}$$

2. Với ΔU_γ :

Chỉnh lưu hình tia tính theo (2.57).

Chỉnh lưu cầu phải thêm hệ số 2 vào (2.57) do có hai nhóm cùng gây sụt áp ΔU_γ .

b. Chỉnh lưu điôt với $L_a \neq 0$ đương nhiên cũng có hiện tượng chuyển mạch với γ . Các biểu thức tính toán đã có sẽ được thay bởi điều kiện $\alpha = 0$.

2.6.4. Quá trình chuyển mạch ở một số mạch chỉnh lưu cơ bản

1. Chỉnh lưu hình tia hai pha ở γ (hình 2.32)

Quy luật điện áp theo (2.53):

$$u_{dN} = \frac{u'_2 + u''_2}{2} = 0 \quad (2.59)$$

Quy luật dòng theo (2.55):

• dòng qua van bắt đầu dẫn:

$$i_{mở}(\theta) = \frac{U_{2m}}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\theta + \alpha)]$$

• dòng qua van bắt đầu khoá:

$$i_{khóa}(\theta) = I_d - i_{mở}(\theta)$$

Góc trùng dẫn theo (2.56):

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{X_a I_d}{U_{2m}} \quad (2.60)$$

Sụt áp do chuyển mạch:

$$\Delta U_\gamma = \frac{X_a I_d}{\pi} \quad (2.61)$$

do đó:

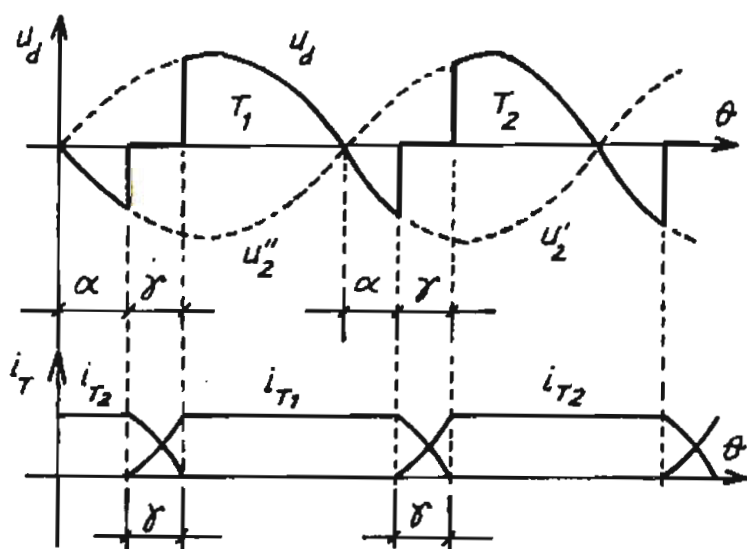
$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma = 0,9 U_2 \cos \alpha - \frac{X_a I_d}{\pi} \quad (2.62)$$

2. Chỉnh lưu hình tia ba pha (hình 2.33)

Trong giai đoạn chuyển mạch γ :

Quy luật điện áp:

Theo đồ thị ở hình 2.33 ta thấy có ba khoảng chuyển mạch trong một chu kỳ lưới điện 2π .



Hình 2.32

• Đoạn γ_1 : van T_3 chuyển mạch cho van T_1 . Vì T_3 nối với pha c , van T_1 nối với pha a , vì vậy ở đoạn này $u_{dN} = u_d = (u_a + u_c)/2$. tương tự như vậy có:

• Ở γ_2 , T_1 chuyển mạch với T_2 , có:

$$u_{dN} = u_d = (u_a + u_b)/2$$

• Ở γ_3 , T_2 chuyển mạch với T_3 , có:

$$u_d = (u_b + u_c)/2$$

Quy luật dòng điện:

• Van mở ra:

$$i_{m\ddot{o}}(\theta) = \frac{\sqrt{3}U_{2m}}{X_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \theta)]$$

• Van khoá lại: $i_{khoa}(\theta) = I_d - i_{m\ddot{o}}(\theta)$

Biểu thức xác định góc γ :

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2X_a I_d}{\sqrt{3}U_{2m}} \quad (2.63)$$

Sụt áp do chuyển mạch:

$$\Delta U_\gamma = \frac{3X_a I_d}{2\pi} \quad (2.64)$$

Điện áp chỉnh lưu:

$$U_{d\alpha} = 1,17U_2 \cos\alpha - \frac{3X_a I_d}{2\pi} \quad (2.65)$$

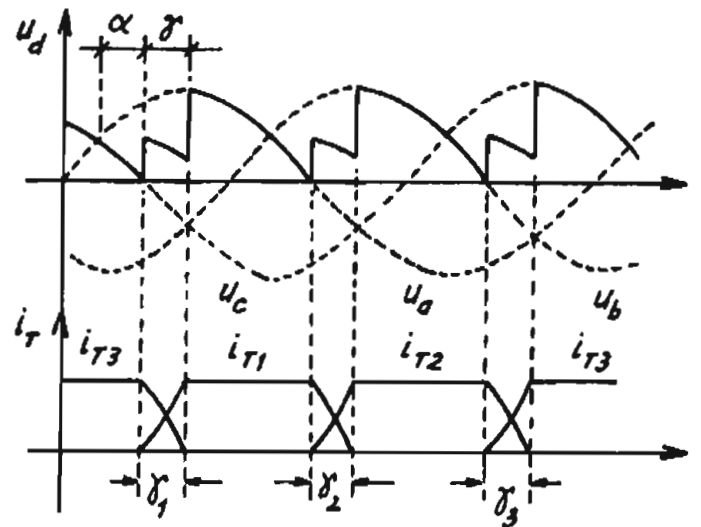
3. Chỉnh lưu cầu một pha (hình 2.34)

Đây là trường hợp đặc biệt vì nguồn xoay chiều đưa tới mạch van chỉ có một pha. Theo nguyên lý hoạt động van phải dẫn theo cặp: T_1T_2 và T_3T_4 . Vì vậy ở thời điểm θ_1 , khi van T_3T_4 đang dẫn ta cho mở T_1T_2 thì đồng thời có hai nhóm van chuyển mạch:

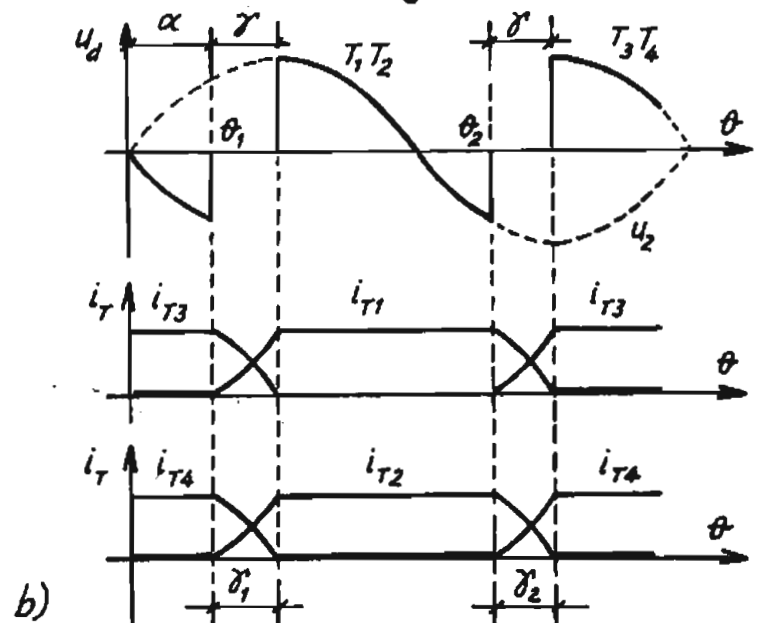
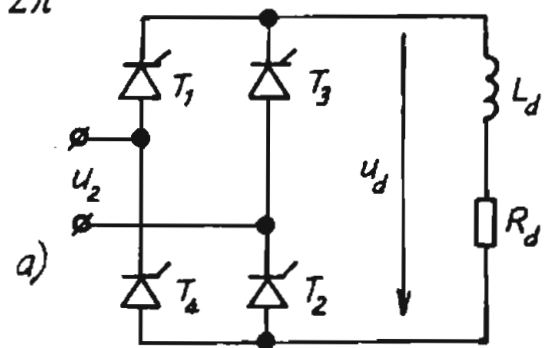
T_3 chuyển cho T_1 ;

T_4 chuyển cho T_2 .

Như vậy trong giai đoạn γ cả bốn van đều dẫn dòng điện. Theo sơ đồ ta thấy mạch tải bị ngắn mạch bởi hai đường do các van cùng mở tạo thành là T_1T_4 và T_2T_3 , do đó điện áp trên tải



Hình 2.33



Hình 2.34

cũng sẽ bằng 0:

$$u_d(\gamma) = 0$$

Các quy luật khác:

Sụt áp do trùng dẫn gấp đôi sơ đồ tia hai pha:

$$\Delta U_\gamma = \frac{2X_a I_d}{\pi} \tag{2.66}$$

Góc trùng dẫn:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2X_a I_d}{U_{2m}} \tag{2.67}$$

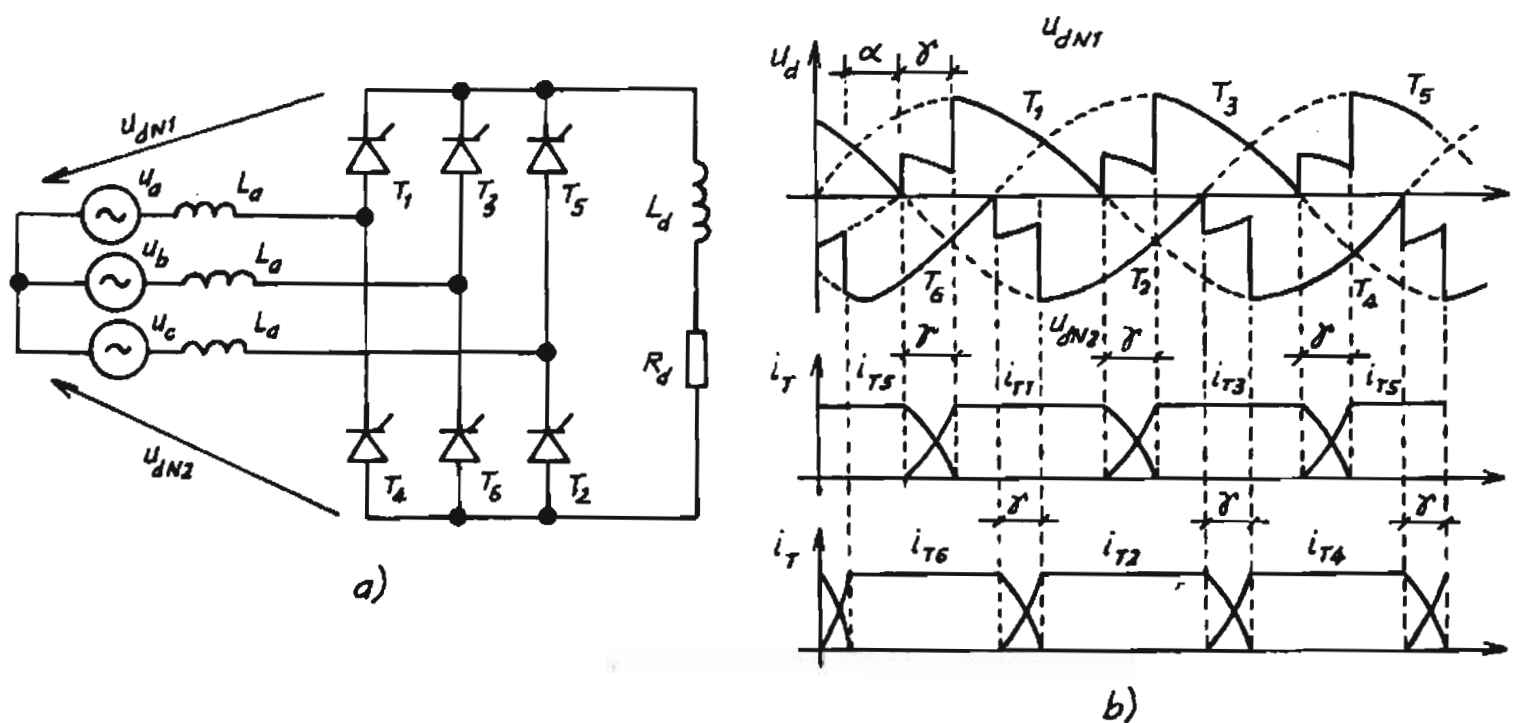
và

$$U_{d\alpha} = 0,9U_2\cos \alpha - \frac{2X_a I_d}{\pi} \tag{2.68}$$

4. Chỉnh lưu cầu ba pha

Với chỉnh lưu cầu nhiều pha, ta thấy quá trình chuyển mạch xảy ra ở cả hai nhóm. Ở đây là:

- nhóm lẻ: chuyển mạch theo vòng tròn $T_1 \rightarrow T_3 \rightarrow T_5$
- nhóm chẵn: chuyển mạch theo vòng tròn $T_2 \rightarrow T_4 \rightarrow T_6$



Hình 2.35

Ta có thể coi dường như có hai mạch chỉnh lưu tia ba pha đồng thời hoạt động. Đồ thị thể hiện trên hình 2.35b. Điện áp thực của u_d phải là hiệu của hai điện áp u_{dN1} và u_{dN2} :

$$u_d = u_{dN1} - u_{dN2}$$

Các biểu thức:

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{3X_a I_d}{\pi} \tag{2.69}$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2X_a I_d}{\sqrt{3}U_{2m}} \tag{2.70}$$

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_{\gamma} = 2,34U_2 \cos \alpha - \frac{2X_a I_d}{\pi} \tag{2.71}$$

Mạch cầu ba pha cũng có đặc điểm riêng về trùng dẫn, phân biệt bởi góc $\gamma = 60^\circ$. Các biểu thức trên chỉ đúng nếu $\gamma < 60^\circ$. Hai trường hợp còn lại phức tạp hơn và quy luật khác đi.

2.7. CHỈNH LƯU VỚI TẢI CÓ SỨC ĐIỆN ĐỘNG E_d

2.7.1. Đặc điểm chung

Sơ đồ ở hình 2.36 là dạng tải khá phổ biến của mạch chỉnh lưu. Phía một chiều có tồn tại nguồn s.đ.đ E_d . Thực tế E_d thường đặc trưng cho phụ tải như động cơ điện một chiều, ắc quy hay s.đ.đ điện hoá...

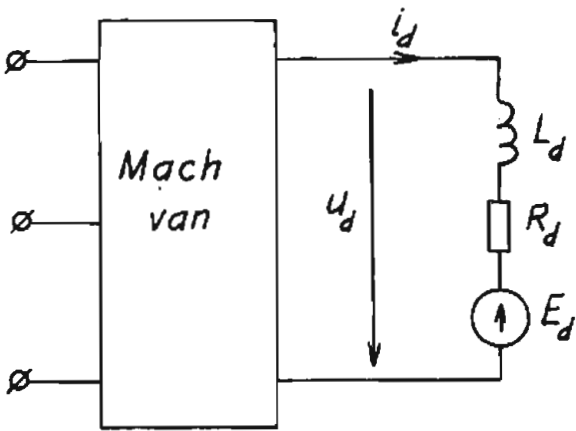
Dễ dàng thấy rằng ngay cả khi mạch van chưa hoạt động thì vẫn có $u_d = E_d$.

Vì trong mạch tải có điện cảm một chiều L_d nên, tương tự như ở mục 2.5, sẽ có hai chế độ dòng điện.

- Chế độ dòng điện gián đoạn khi dòng tải có đoạn bằng 0 (nhưng ở đoạn này điện áp $u_d \neq 0$ và bằng E_d).
- Chế độ dòng điện liên tục, lúc đó điện áp u_d luôn bám theo điện áp nguồn, do vậy sẽ không có đoạn $u_d = E_d$ (E_d không xuất hiện trong dạng điện áp u_d). Quy luật điện áp sẽ tuân theo quan hệ đơn giản $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$. Còn dòng điện tải:

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} - E_d}{R_d} \tag{2.72}$$

Đây cũng là chế độ mong muốn.



Hình 2.36

Nếu nguồn có điện cảm xoay chiều L_a đáng kể, cũng sẽ có hiện tượng chuyển mạch trùng dẫn γ . Do hiện tượng này chỉ liên quan đến mạch van và nguồn xoay chiều, còn phía tải chỉ đặc trưng bởi I_d , nên các quy luật có được ở mục 2.6 đều đúng cho cả trường hợp tải có E_d . Nói chính xác hơn, s.d.đ E_d chỉ ảnh hưởng đến quá trình chuyển mạch thông qua dòng I_d theo (2.72).

2.7.2. Phân tích tổng quát với mạch chỉnh lưu m pha

Khi một van nào đó dẫn dòng, ta có sơ đồ thay thế mạch điện như ở hình 2.37a, và có phương trình:

$$U_m \sin \theta - E_d = i.R + L \frac{di}{dt}$$

Giá trị U_m phụ thuộc mạch chỉnh lưu:

Chỉnh lưu hình tia: $U_m = U_{2m}$ với m là số pha nguồn.

Chỉnh lưu cầu: + Khi m chẵn: $U_m = 2U_{2m}$.

+ Khi m lẻ: $U_m = 2U_{2m} \cos \frac{\pi}{2m}$

Giải theo phương pháp xếp chồng tác động độc lập của hai nguồn $U_m \sin \theta$ và E_d , ta có nghiệm tổng quát:

$$i = i_U + i_E = \frac{U_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) - \frac{E_d}{R_d} + C.e^{-\frac{\theta}{Q}} \quad (2.73)$$

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

Hằng số tích phân C xác định theo chế độ dòng điện.

1. Chế độ dòng điện gián đoạn

Đồ thị cho chế độ này ở hình 2.37b. Để đơn giản biểu thức ta chuyển góc α theo quy định sang góc α^* tính từ điểm qua 0 của điện áp nguồn tạo thành u_d , tức là:

$$\alpha^* = \alpha + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_{dm}} \right) \quad (2.74)$$

Vậy khi dòng gián đoạn ta có $i(\alpha^*) = 0$, thay vào (2.73) rút ra hằng số C và cuối cùng có quy luật dòng điện:

$$i_d(\theta) = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) - \sin(\alpha^* - \varphi) e^{-\frac{\theta - \alpha^*}{Q}} \right] - \frac{E_d}{U_m} \left(1 - e^{-\frac{\theta - \alpha^*}{Q}} \right) \quad (2.75)$$

dòng tồn tại một khoảng λ_d , xác định từ điểm kết thúc của dòng điện: $i(\alpha^* - \lambda_d) = 0$, ta có phương trình:

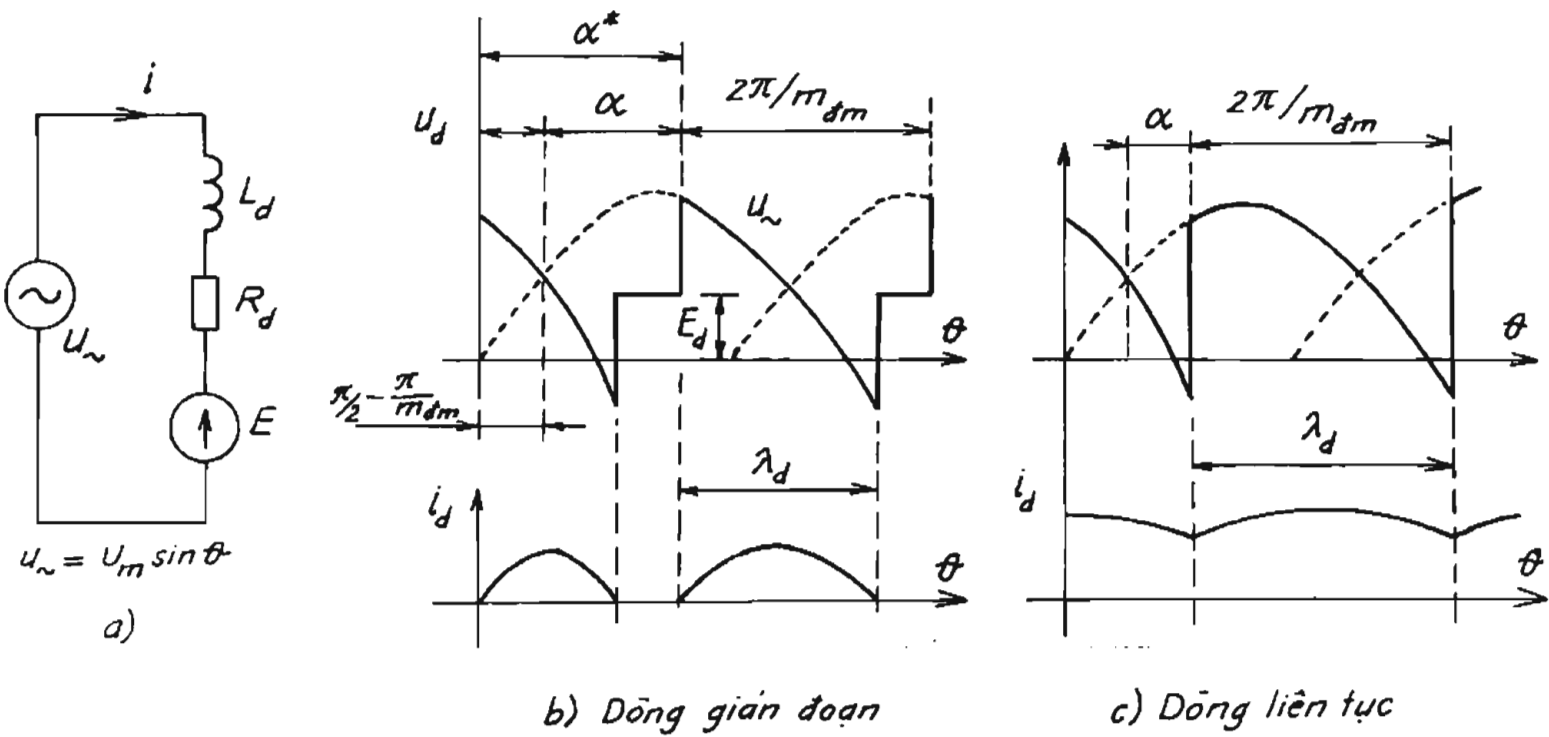
$$\sin(\alpha^* - \varphi + \lambda_d) - \sin(\alpha^* - \varphi)e^{-\frac{\lambda_d}{Q}} = \frac{E_d}{U_m} \cdot \frac{Z}{R_d} \left(1 - e^{-\frac{\lambda_d}{Q}} \right) \tag{2.76}$$

Khi xác định được λ_d bằng cách giải phương trình siêu việt (2.76), ta tính được tham số $U_{d\alpha}$ và I_d :

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha^*}^{(\alpha^* + \lambda_d)} U_m \sin \theta d\theta + \int_{(\alpha^* + \lambda_d)}^{\left(\alpha^* + \frac{2\pi}{m_{dm}}\right)} E_d d\theta \\ &= \frac{m_{dm}}{2\pi} \left\{ U_m [\cos \alpha^* - \cos(\alpha^* + \lambda_d)] + E_d \left(\frac{2\pi}{m_{dm}} - \lambda_d \right) \right\} \end{aligned} \tag{2.77}$$

Dòng I_d có thể tính theo biểu thức định nghĩa với dòng i_d ở (2.75). Tuy nhiên đơn giản hơn ta dùng biểu thức (2.72):

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} - E_d}{R_d}$$



Hình 2.37

2. Chế độ dòng liên tục

Đồ thị u_d và i_d của chế độ này ở hình 2.37c. Quy luật dòng điện xác định

vẫn theo (2.73) với hằng số C rút ra từ quy luật: $i(\alpha^*) = i\left(\alpha^* + \frac{2\pi}{m_{dm}}\right)$, được:

$$i_d(\theta) = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) + \frac{2 \sin \frac{2\pi}{m_{dm}} \cos\left(\alpha^* - \varphi + \frac{2\pi}{m_{dm}}\right)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m_{dm}Q}}} \cdot e^{-\frac{\theta - \alpha^*}{Q}} \right] - \frac{E}{R_d} \quad (2.78)$$

Điện áp chỉnh lưu:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha = \frac{U_m}{\pi} \sin \left[\frac{\pi}{m_{dm}} \right] \cos \alpha \quad (2.79)$$

Dòng điện chỉnh lưu:

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} - E_d}{R_d} = \frac{U_{d0} \cos \alpha - E_d}{R_d} \quad (2.80)$$

Thí dụ: Mạch chỉnh lưu cầu ba pha với tải $R.L.E_d$ có $L_a \neq 0$ và $L_d = \infty$ (để dòng điện là liên tục) ta có các biểu thức tính toán sau:

Vì $m = 3$, $m_{dm} = 6$, có:

$$U_m = 2U_{2m} \cos \frac{\pi}{2m} = 2U_{2m} \cos \frac{\pi}{6} = \sqrt{3}U_{2m}$$

$$U_{d0} = \frac{U_m}{\pi/6} \sin \frac{\pi}{6} = \frac{3}{\pi} U_m = \frac{3\sqrt{6}U_2}{\pi} = 2,34U_2$$

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma = 2,34U_2 \cos \alpha - \frac{2X_a I_d}{\pi}$$

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} - E_d}{R_d}$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2X_a I_d}{\sqrt{3}U_{2m}}$$

3. Chế độ giới hạn

Ranh giới giữa chế độ dòng điện gián đoạn và dòng điện liên tục xác định theo (2.76) với điều kiện $\lambda_d = \frac{2\pi}{m_{dm}}$, ta có góc điều khiển giới hạn:

$$\sin\left(\alpha_{gh}^* - \varphi + \frac{2\pi}{2m_{dm}}\right) - \sin(\alpha_{gh}^* - \varphi) e^{-\frac{2\pi}{m_{dm}Q}} = \frac{E_d}{U_m} \cdot \frac{Z}{R_d} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{m_{dm}Q}}\right) \quad (2.81)$$

2.8. SÓNG HÀI ĐIỆN ÁP CHỈNH LƯU VÀ HỆ SỐ ĐẬP MẠCH

2.8.1. Sóng hài của U_d

Điện áp chỉnh lưu u_d của mạch chỉnh lưu m pha có dạng đập mạch m_{dm} lần trong một chu kỳ nguồn xoay chiều. Như ta đã thấy m_{dm} phụ thuộc vào sơ đồ mạch van:

- Sơ đồ hình tia: $m_{dm} = m_{pha}$
- Sơ đồ cầu: $m_{dm} = m_{pha}$ nếu m_{pha} là số chẵn
 $m_{dm} = 2m_{pha}$ nếu m_{pha} là số lẻ.

Biên độ của điện áp u_d cũng phụ thuộc vào sơ đồ mạch van:

- Sơ đồ hình tia: $U_m = U_{pha\ m} = U_{2m}$
- Sơ đồ cầu: $U_m = 2U_{pha\ m} = 2U_{2m}$ nếu m_{pha} chẵn
 $U_m = 2U_{2m} \cos \frac{\pi}{2m_{dm}}$ nếu m_{pha} lẻ.

Triển khai Fourier cho dạng u_d (xem hình 2.38) ta có:

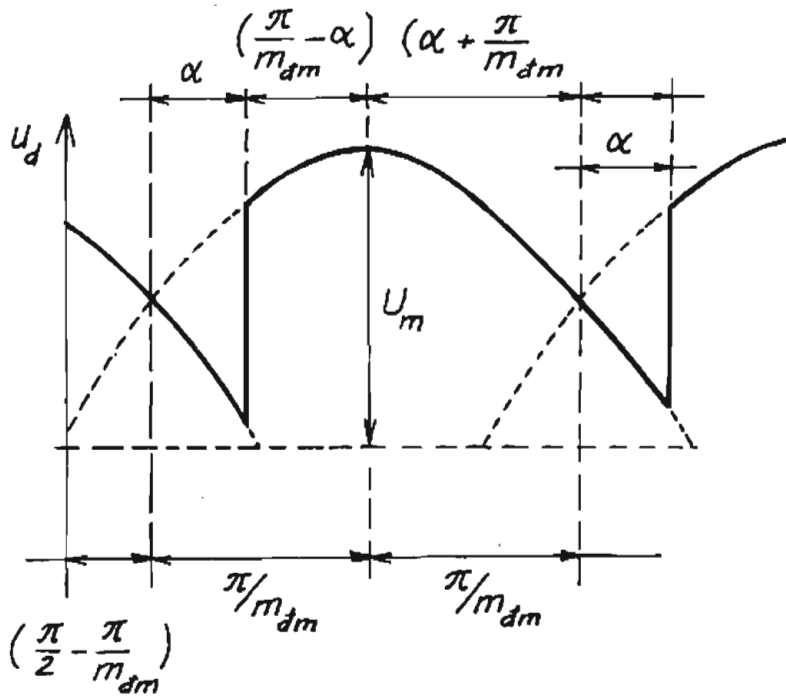
$$u_d(\theta) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n.m_{dm}\theta) + B_n \sin(n.m_{dm}\theta)]$$

với $U_0 = U_{d0} \cos \alpha = U_{da}$, và hàm $u_d(\theta)$ viết dưới dạng hàm cosin (dịch trục toạ độ sang $\pi/2$), tức là trong khoảng một chu kỳ biến thiên của u_d , từ $-(\pi/m_{dm} - \alpha)$ đến $(\pi/m_{dm} + \alpha)$ có:

$$u_d(\theta) = U_m \cos \theta$$

Do đó các hệ số A_n và B_n xác định theo biểu thức:

$$A_n = \frac{m_{dm}}{\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{m_{dm}}}^{\alpha + \frac{\pi}{m_{dm}}} U_m \cos \theta \cos(n.m_{dm}\theta) d\theta$$



Hình 2.38

$$B_n = \frac{m_{dm}}{\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{m_{dm}}}^{\alpha + \frac{\pi}{m_{dm}}} U_m \cos \theta \sin(n.m_{dm} \theta) d\theta$$

Sau khi tính toán và biến đổi có triển khai Fourier về sóng hài của điện áp chỉnh lưu:

$$u_d(\theta) = U_{d0} \cos \alpha \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2(-1)^{n+1}}{(n.m_{dm})^2 - 1} \sqrt{(n.m_{dm} \operatorname{tg} \alpha)^2 + 1} \cdot \cos[n.m_{dm}(\theta - \alpha) + \xi_n] \right\} \quad (2.82)$$

với $\operatorname{tg} \xi_n = n.m_{dm} \operatorname{tg} \alpha$.

2.8.2. Hệ số đập mạch của chỉnh lưu

Biểu thức (2.82) cho phép xác định hệ số đập mạch của điện áp chỉnh lưu:

$$k_{dm} = \frac{U_{1m}}{U_0}$$

Với U_{1m} là biên độ sóng hài bậc một ($n = 1$):

$$\begin{aligned} u_1(\theta) &= U_{d0} \cos \alpha \frac{2}{m_{dm}^2 - 1} \sqrt{(m_{dm} \operatorname{tg} \alpha)^2 + 1} \cdot \cos[m_{dm}(\theta - \alpha) + \xi_1] \\ &= U_{1m} \cos[m_{dm}(\theta - \alpha) + \xi_1] \end{aligned} \quad (2.83)$$

ở đây $\operatorname{tg} \xi_1 = m_{dm} \operatorname{tg} \alpha$.

Từ (2.83) có hệ số đập mạch chỉnh lưu:

$$k_{dm} = \frac{2}{m_{dm}^2 - 1} \sqrt{(m_{dm} \operatorname{tg} \alpha)^2 + 1} \cdot \cos[m_{dm}(\theta - \alpha) + \xi_1] \quad (2.84)$$

Theo biểu thức này ta thấy hệ số đập mạch tỷ lệ thuận với góc α và tỷ lệ nghịch với m_{dm} .

Theo các biểu thức trên, thí dụ cho trường hợp chỉnh lưu diôt ($\alpha = 0$), ta có sóng hài bậc một của một số mạch như sau:

$$1. \text{ Với } m_{dm} = 2: U_1(\theta) = \frac{2}{3} U_{d0} \cos 2\theta$$

Suy ra hệ số đập mạch:

$$k_{dm} = \frac{U_{1m}}{U_{d0}} = \frac{2}{3} = 0,667$$

2. Với $m_{dm} = 3$:

$$u_1(\theta) = \frac{1}{4} U_{d0} \cos 3\theta \Rightarrow k_{dm} = 0,25$$

3. Với $m_{dm} = 6$:

$$u_1(\theta) = \frac{2}{35} U_{d0} \cos 6\theta \Rightarrow k_{dm} = 0,057$$

Đây chính là các số liệu k_{dm} có trong bảng 2.1.

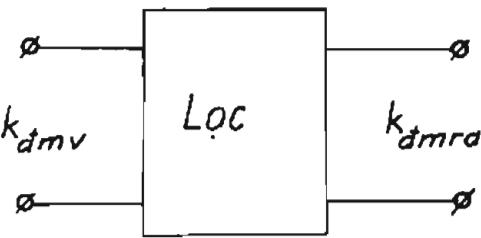
2.9. BỘ LỌC MỘT CHIỀU

Ở mục 2.8 ta thấy rằng, hệ số đập mạch của chỉnh lưu phụ thuộc vào số đập mạch m_{dm} và góc điều khiển α . Với một mạch chỉnh lưu xác định $m_{dm} = \text{const}$, hệ số k_{dm} tốt nhất khi $\alpha = 0$ (van diốt), trong quá trình điều chỉnh α , hệ số này luôn kém hơn. Trường hợp $k_{dm}(\alpha)$ không thỏa mãn yêu cầu của tải, cần đưa thêm mạch lọc một chiều nhằm cải thiện hệ số đập mạch. Hiệu quả của khâu lọc được đánh giá bằng hệ số san bằng:

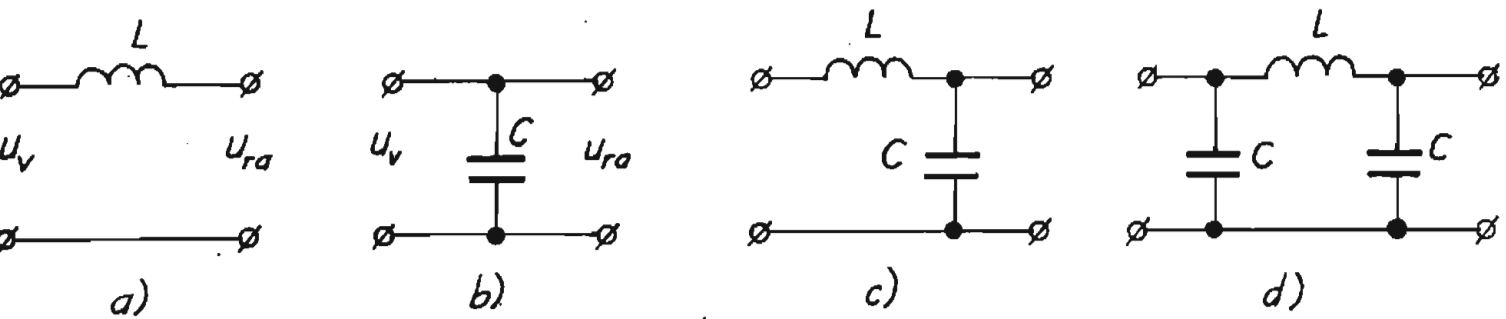
$$k_{sb} = \frac{k_{dm \text{ vào}}}{k_{dm \text{ ra}}} \tag{2.85}$$

Đầu vào của mạch lọc là mạch van, do đó hệ số đập mạch vào chính là hệ số đập mạch của chỉnh lưu xác định theo (2.84). Hệ số đập mạch nhận được sau khi đã lọc $k_{dm \text{ ra}}$ đương nhiên phải nhỏ hơn $k_{dm \text{ vào}}$. Như vậy theo (2.85) hệ số san bằng phải lớn hơn 1, và càng lớn thì lọc càng tốt.

Các bộ lọc thông dụng trình bày ở hình 2.40.



Hình 2.39



Hình 2.40

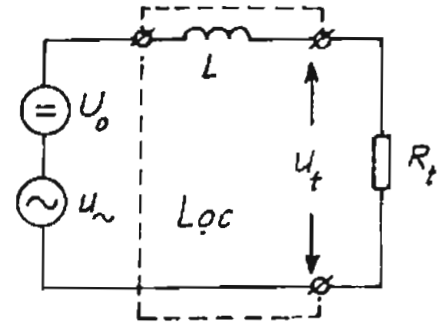
1. Lọc điện cảm (hình 2.40a)

Loại này chỉ dùng một điện cảm L mắc nối tiếp với tải. Theo khai triển Fourier ở biểu thức (2.81), điện áp chỉnh lưu có thể coi gồm hai loại nguồn điện áp: nguồn một chiều $U_0 = U_{d0} \cos \alpha$, và nguồn xoay chiều là các sóng hài $u_{\sim}$. Bây giờ ta có sơ đồ thay thế mạch như trên hình 2.41. Tác động của các nguồn:

- Nguồn U_0 không bị điện cảm cản trở nên ta có $U_{0t} = U_0$.

- Nguồn xoay chiều sẽ bị sụt áp trên L trước khi đưa đến tải theo quan hệ chia điện áp: X_L càng lớn hơn R_t thì thành phần xoay chiều trên R_t càng nhỏ, và điều này càng tốt bởi thành phần xoay chiều gây nên độ đập mạch của điện áp:

$$U_{\sim} = \frac{U_{\sim}}{Z} R_t \text{ với } Z = \sqrt{X_L^2 + R_t^2}$$



Hình 2.41

Để xác định k_{sb} ta chỉ cần sóng hài bậc 1. Từ các phân tích trên ta có:

$$k_{sb} = \frac{k_{dm \text{ vào}}}{k_{dm \text{ ra}}} = \frac{\frac{U_{1 \text{ vào}}}{U_0}}{\frac{U_{1 \text{ ra}}}{U_0}} = \frac{U_{1 \text{ vào}}}{U_{1 \text{ ra}}}$$

do $U_{1 \text{ ra}} = U_1 = \frac{U_{1 \text{ vào}}}{Z} R_t$ nên:

$$k_{sb} = \frac{Z}{R_t} = \frac{\sqrt{R_t^2 + X_L^2}}{R_t} = \sqrt{1 + \left(\frac{X_L}{R_t} \right)^2}$$

Với $X_L = \omega_{dm} L = m_{dm} \omega_1 L$ (ω_1 là tần số góc của nguồn xoay chiều đưa vào mạch van), ta rút ra điện cảm lọc cần có để đảm bảo hệ số san bằng cần thiết:

$$L = \frac{\sqrt{k_{sb}^2 - 1}}{m_{dm} \omega_1} R_t ; \text{ [H]} \quad (2.86)$$

Lọc bằng điện cảm rất phù hợp với tải công suất lớn, vì công suất càng lớn thì điện trở tải R_t sẽ càng nhỏ và dễ dàng thực hiện điều kiện lọc tốt là $X_L \gg R_t$.

2. Lọc điện dung C (hình 2.40b)

Điện dung C được đấu song song với tải. Ở đây tác động lọc khác với lọc điện cảm. Với nguồn một chiều tụ điện không ảnh hưởng, còn với nguồn xoay chiều tụ C phản ứng theo tổng trở $X_C = \frac{1}{\omega C}$. Do tụ C đấu song song tải nên sự phân chia dòng xoay chiều lại theo qui tắc: X_C càng nhỏ hơn R_l thì dòng xoay chiều càng bị hút vào đường đi qua tụ điện, càng ít dòng xoay chiều qua tải, tức là hiệu quả lọc càng tốt. Giá trị tụ lọc tính gần đúng theo biểu thức sau:

$$C = \frac{1}{m_{dm} \omega_l R_l k_{dm\ ra}} ; \quad [F] \tag{2.87}$$

Lọc điện dung rất khó thực hiện với tải công suất lớn, vì khi R_l càng nhỏ ta càng khó thực hiện điều kiện lọc tốt $X_C \ll R_l$ do giá trị C phải rất lớn. Do đó lọc tụ chỉ dùng cho tải công suất nhỏ.

3. Lọc LC (hình 2.40c)

Đây thực chất là kết hợp của hai loại lọc trên, do vậy để lọc hiệu quả vẫn phải tuân thủ các nguyên tắc: $X_L \gg R_l$; $X_C \ll R_l$.

Khi đảm bảo điều kiện trên ta vẫn có thành phần U_0 được đưa toàn bộ ra tải, còn thành phần xoay chiều bị giữ (lọc) lại toàn bộ ở khâu lọc. Với thành phần bậc / ta có thể viết:

$$\begin{aligned} U_{lm\ vào} &= I_{lm} (X_L - X_C) \\ U_{lm\ ra} &= I_{lm} X_C \\ \text{Vậy} \quad k_{sb} &= \frac{\frac{U_{lm\ vào}}{U_0}}{\frac{U_{lm\ ra}}{U_0}} = \frac{U_{lvào}}{U_{lra}} = \frac{X_L}{X_C} - 1 \end{aligned}$$

Với $X_L = m_{dm} \omega_l L$; $X_C = \frac{1}{m_{dm} \omega_l C}$, ta có:

$$k_{sb} = m_{dm}^2 \omega_l^2 L \cdot C - 1$$

hay:

$$L \cdot C = \frac{k_{sb} + 1}{m_{dm}^2 \omega_l^2} \tag{2.88}$$

Nếu $f_l = 50\text{ Hz}$:

$$L \cdot C = \frac{10(k_{sb} + 1)}{m_{dm}^2} ; [\mu F \cdot H]$$

trong đó trị số điện cảm xác định trước theo mong muốn dòng điện liên tục:

$$L > L_{min} = \frac{4R_t}{m_{dm} \omega_l (m_{dm}^2 - 1)} ; [H]$$

4. Lọc hình π (lọc CLC) (hình 2.40d)

Đây là bộ lọc gồm hai mắt lọc, lọc C và lọc LC , mắc nối tiếp nhau. Hệ số san bằng của bộ lọc bằng tích số hệ số san bằng từng mắt lọc:

$$k_{sb} = k_{sbC} \cdot k_{sbLC}$$

Thường lấy k_{sbC} trước để tương ứng có $k_{dm\ ra}$ cho lọc tụ cỡ $(0,02 \div 0,1)$ và xác định giá trị C . Sau đó tính mắt lọc LC còn lại theo (2.88).

Lọc dạng π ứng dụng khi cần có $k_{sb} > 50$.

2.10. CHỈNH LƯU BÁN ĐIỀU KHIỂN VÀ CHỈNH LƯU CÓ ĐIÔT ĐỆM

Chỉnh lưu bán điều khiển chỉ sử dụng khi mạch van là sơ đồ cầu, lúc đó một nửa số van là điôt, một nửa số van còn lại là tiristo.

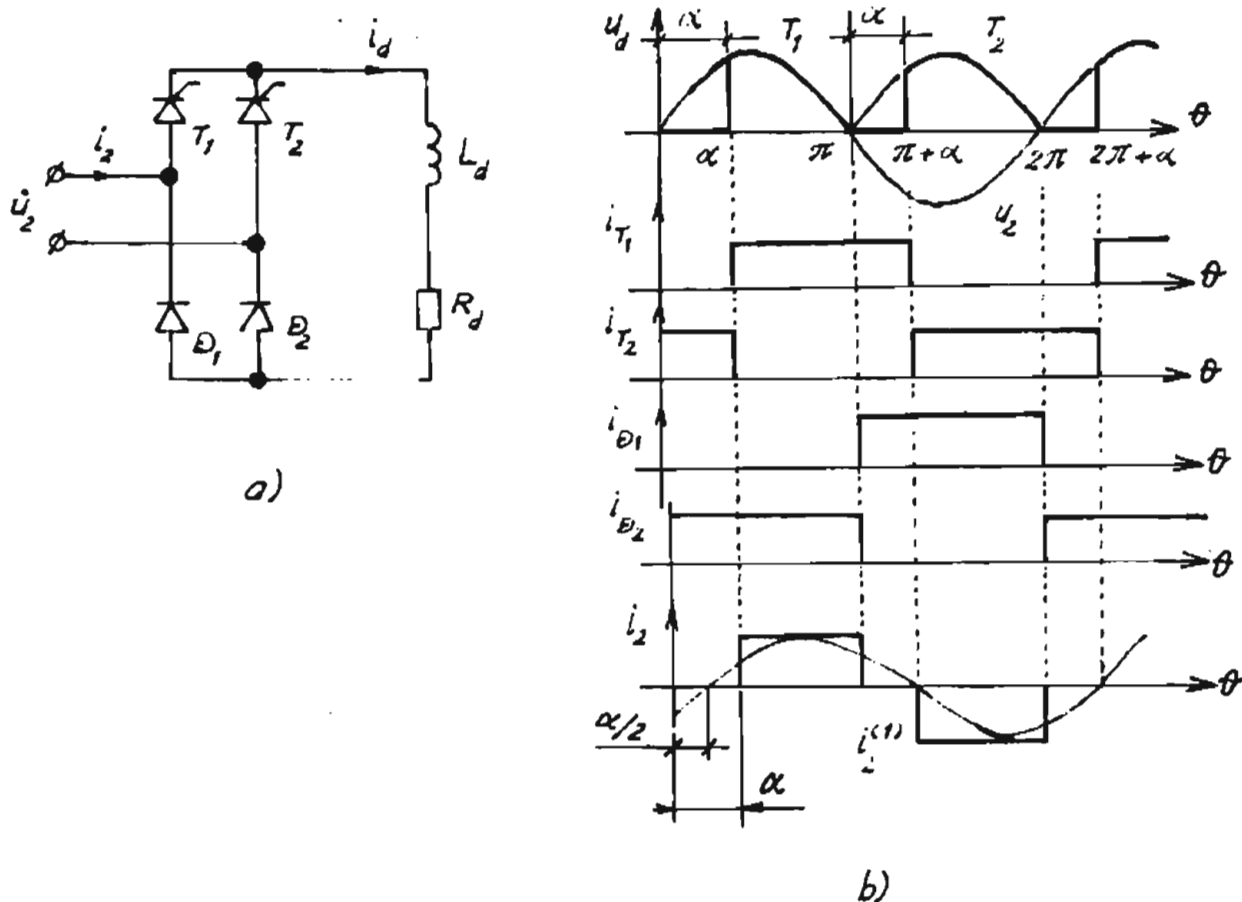
2.10.1. Loại một pha

Có hai cách đấu mạch van. Đấu theo hình 2.42 gọi là sơ đồ tiristo mắc catôt chung; đấu theo hình 2.43 gọi là sơ đồ tiristo mắc thẳng hàng.

1. Chỉnh lưu cầu bán điều khiển tiristo mắc catôt chung

Nhóm catôt chung là các tiristo nên chúng được mở ở các thời điểm α của nó. Nhóm anôt chung là van điôt nên chúng luôn mở tự nhiên theo điện áp nguồn: Đ_1 mở khi u_2 bắt đầu âm; Đ_2 mở khi u_2 bắt đầu dương. Do vậy sự dẫn của các van trong chu kỳ lưới là:

- Trong khoảng $\alpha \div \pi$: $T_1 \text{Đ}_2$ dẫn
- Trong khoảng $\pi \div (\pi + \alpha)$: $T_1 \text{Đ}_1$ dẫn do ở π , θ_1 mở tự nhiên làm θ_2 khoá
- Trong khoảng $(\pi + \alpha) \div 2\pi$: $T_2 \text{Đ}_1$ dẫn, T_2 được phát xung mở ở điểm $(\pi + \alpha)$ và dẫn làm cho T_1 khoá.
- Trong khoảng $2\pi \div (2\pi + \alpha)$: $T_2 \text{Đ}_2$ dẫn, Đ_2 mở tự nhiên ở điểm 2π .



Hình 2.42

Qua đây ta thấy có hai đoạn có hiện tượng dẫn thẳng hàng của hai van: T_1D_1 và T_2D_2 , do đó ở những đoạn này tải bị ngắn mạch nên $u_d = 0$ (các đoạn còn lại u_d bám theo điện áp nguồn). Như vậy dòng i_d vẫn liên tục, song dòng i_2 lại đứt đoạn do dòng tải i_d chảy qua hai van thẳng hàng mà không về nguồn. Điều này là có lợi về khía cạnh năng lượng, vì năng lượng không bị trả về nguồn mà giữ lại trong tải.

Dạng điện áp u_d trở lại giống như chỉnh lưu điều khiển với tải thuần trở (hình 2.6b), do vậy quy luật u_d là:

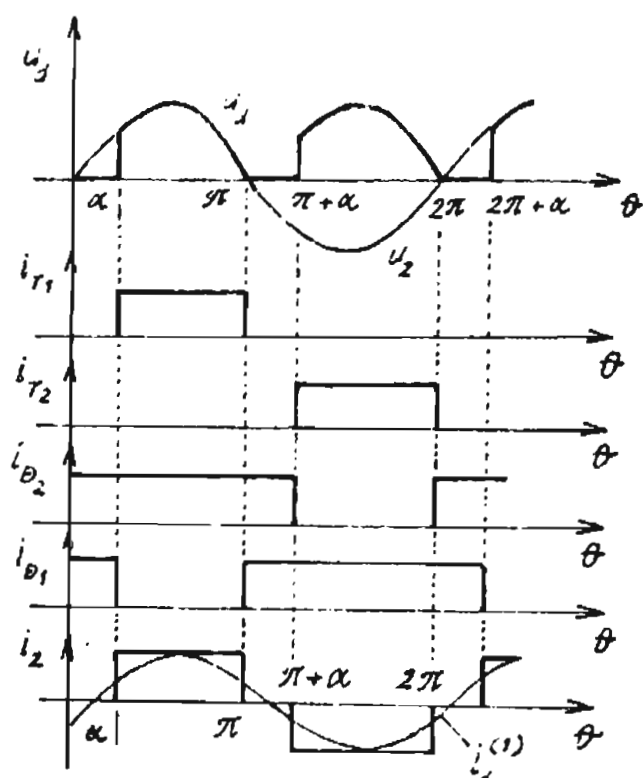
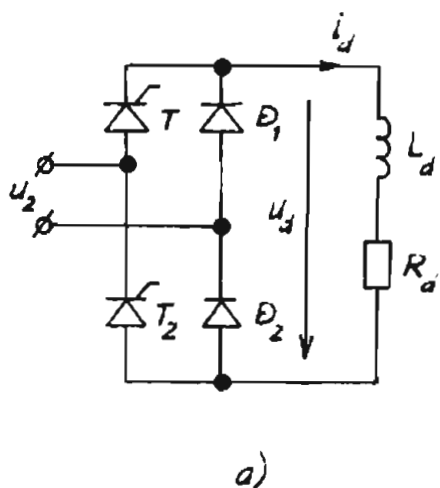
$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0,9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.89)$$

Dòng tải:
$$I_d = \frac{U_{d\alpha}}{R_d}$$

Các van dẫn một khoảng đều nhau là π , do vậy trị số trung bình của dòng qua van vẫn là $I_d/2$.

2. Chỉnh lưu cầu bán điều khiển, tiristo mắc thẳng hàng (hình 2.43a)

Trong sơ đồ này các điôt $\mathcal{D}_1, \mathcal{D}_2$ vẫn mở tự nhiên ở đầu các nửa chu kỳ: $\mathcal{D}_1$ mở khi u_2 âm; $\mathcal{D}_2$ mở khi u_2 dương. Các tiristo mở theo góc α . Tuy nhiên các van khoá theo nhóm: $\mathcal{D}_1$ dẫn sẽ làm T_1 (cùng nhóm catôt chung) khoá, T_1 dẫn thì $\mathcal{D}_1$ bị khoá. Tương tự $\mathcal{D}_2$ dẫn thì T_2 khoá và ngược lại, T_2 dẫn thì $\mathcal{D}_2$ khoá.



Hình 2.43

Do vậy có các giai đoạn là:

- Trong khoảng $\alpha \div \pi$: $T_1 \mathcal{D}_2$ dẫn, $u_d = u_2$
- Trong khoảng $\pi \div (\pi + \alpha)$: $\mathcal{D}_1 \mathcal{D}_2$ dẫn, $\mathcal{D}_1$ dẫn ở π và làm T_1 khoá, T_2 chưa dẫn nên $\mathcal{D}_2$ còn mở chưa khoá.
- Trong khoảng $(\pi + \alpha) \div 2\pi$: $T_2 \mathcal{D}_1$, T_1 dẫn làm $\mathcal{D}_2$ khoá. $u_d = -u_2$.
- Trong khoảng $2\pi \div (2\pi + \alpha)$: $T_2 \mathcal{D}_2$ dẫn.

Ta lại thấy có hai đoạn có van mắc thẳng hàng dẫn với nhau là $\mathcal{D}_1 \mathcal{D}_2$, tải lại bị ngắn mạch nên vẫn có ở các đoạn này:

$$u_d = 0$$

Dạng điện áp u_d tương tự sơ đồ trước nên:

$$U_{d\alpha} = 0,9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.90)$$

$$I_d = \frac{U_{d\alpha}}{R_d}$$

Song đồ thị dẫn của van cho thấy chúng dẫn không đều nhau:

Tiristo dẫn trong khoảng $(\pi - \alpha)$;

Điôt dẫn trong khoảng $(\pi + \alpha)$.

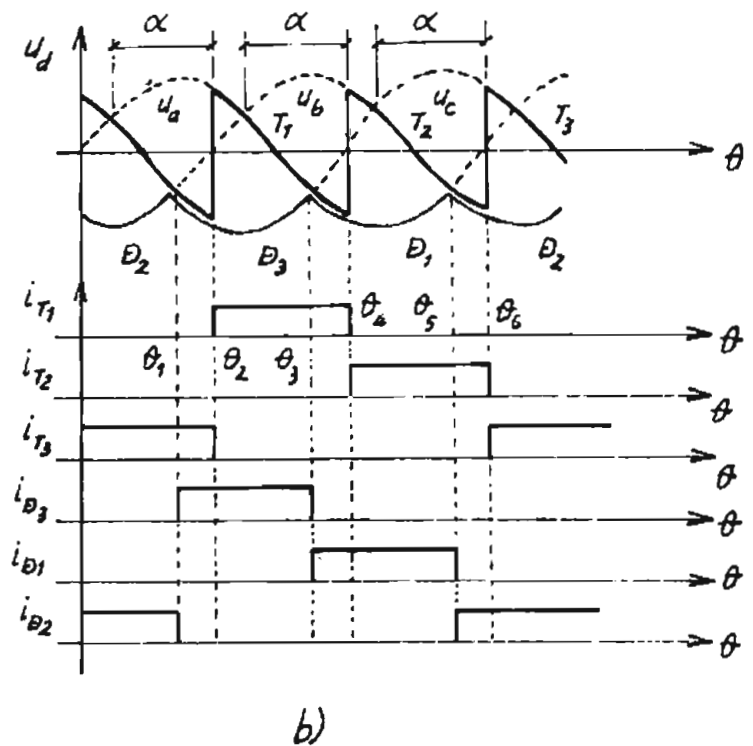
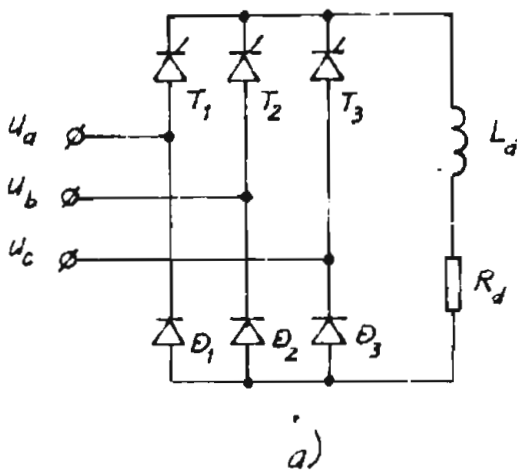
Vì vậy dòng trung bình qua van là:

$$I_{\text{th tiristo}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d d\theta = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (2.91)$$

$$I_{\text{th diot}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi + \alpha} I_d d\theta = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I_d \quad (2.92)$$

2.10.2. Chỉnh lưu cầu ba pha bán điều khiển

Với mạch cầu ba pha chỉ có một kiểu đấu là tiristo mắc chung catôt (hình 2.44a).



Hình 2.44

Khi làm việc, các diôt chuyển mạch tự nhiên, còn các tiristo chuyển mạch tại các góc điều khiển α . Khi $\alpha < 60^\circ$, điện áp u_d luôn lớn hơn 0. Nhưng khi $\alpha > 60^\circ$ (hình 2.44b là $\alpha = 90^\circ$) sẽ xuất hiện các giai đoạn hai van mắc thẳng hàng dẫn đồng thời:

$\theta_1 \div \theta_2 : T_1 D_3$ dẫn;

$\theta_3 \div \theta_4 : T_1 D_1$ dẫn;

$\theta_5 \div \theta_6 : T_2 D_2$ dẫn.

Do vậy trong các đoạn này điện áp $u_d = 0$, và dòng điện i_d chảy quanh trong tải mà không chảy về nguồn nên năng lượng được giữ lại ở tải, không bị trả về nguồn.

Quy luật điện áp $U_{d\alpha}$ có thể suy ra từ lý luận mạch cầu tương đương hai mạch chỉnh lưu hình tia nối tiếp:

- Chỉnh lưu hình tia ba pha điều khiển gồm T_1, T_2, T_3 cho điện áp:

$$U_{d\alpha} = U_{d0 \text{ tia}} \cdot \cos \alpha = 1,17 U_2 \cos \alpha$$

- Chỉnh lưu hình tia ba pha không điều khiển gồm D_1, D_2, D_3 cho điện áp:

$$U_{d0} = U_{d0 \text{ tia}} = 1,17 U_2$$

Vậy tổng lại: $U_{d\alpha} = U_{d0 \text{ tia}} + U_{d0 \text{ tia}} \cdot \cos \alpha$

$$= U_{d0 \text{ tia}} (1 + \cos \alpha) = 1,17 U_2 (1 + \cos \alpha)$$

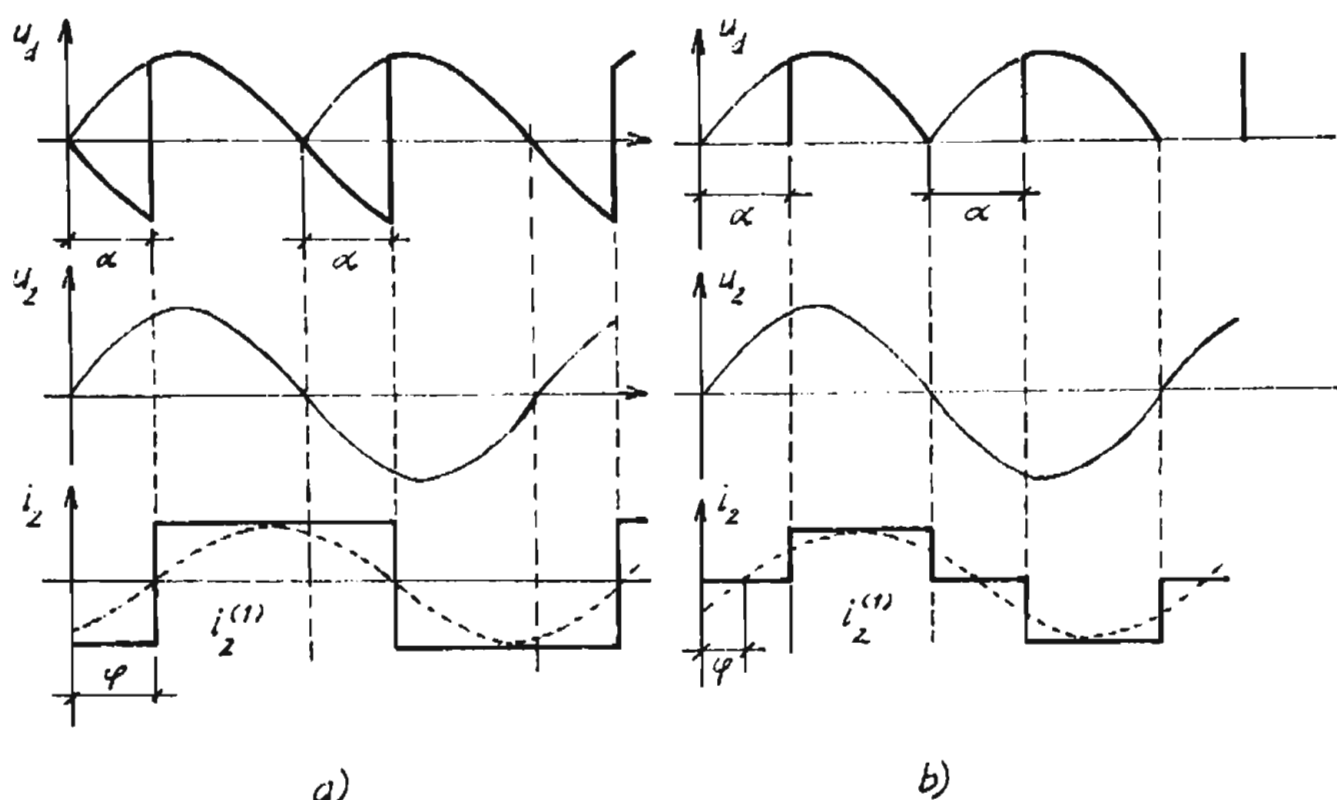
Vì chỉnh lưu cầu có $U_{d0} = 2 U_{d0 \text{ tia}} = 2,34 U_2$ nên quy đổi biểu thức trên sang dạng cầu ta có:

$$U_{d\alpha} = U_{d0 \text{ cầu}} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 2,34 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.93)$$

Mạch cầu ba pha bán điều khiển có ưu điểm là điều khiển đơn giản hơn, tiết kiệm năng lượng hơn. Song cũng có nhược điểm là số đập mạch trong toàn dải điều chỉnh bằng 3: $m_{dm} = 3$; chỉ ở $\alpha = 0$ mới có $m_{dm} = 6$ như sơ đồ cầu điều khiển.

2.10.3. Hệ số công suất $\cos \varphi$ của chỉnh lưu điều khiển và chỉnh lưu bán điều khiển

Ta biết rằng hệ số công suất của một hộ tiêu thụ điện là $\cos \varphi$, trong đó φ là góc lệch pha giữa điện áp và dòng điện của phụ tải đó. Hình 2.45 là đồ thị chỉ ra quan hệ giữa điện áp nguồn u_2 và dòng điện chỉnh lưu nhận từ nguồn i_2 cho hai trường hợp.



Hình 2.45

a) Chỉnh lưu điều khiển; b) Chỉnh lưu bán điều khiển

Theo đồ thị dòng điện i_2 và sóng hài bậc 1 của nó $i_2^{(1)}$. Với tần số bằng tần số nguồn xoay chiều, và so sánh với điện áp nguồn u_2 , rút ra:

Chỉnh lưu điều khiển có: $\varphi = \alpha$ (2.94)

Chỉnh lưu bán điều khiển có: $\varphi = \frac{\alpha}{2}$ (2.95)

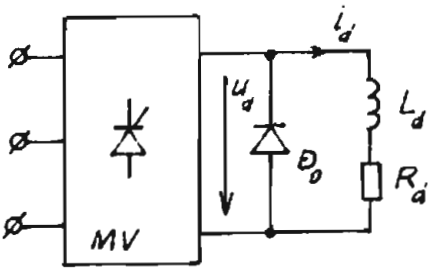
Như vậy hệ số $\cos \varphi$ của chỉnh lưu bán điều khiển tốt hơn chỉnh lưu điều khiển.

Qua đây ta cần lưu ý rằng, về khía cạnh hộ tiêu thụ điện thì chỉnh lưu là phụ tải có tính điện cảm do dòng điện chậm pha hơn điện áp một góc φ . Điểm đặc biệt còn ở chỗ góc này tỷ lệ thuận với góc điều khiển α , vì vậy khi tăng α hệ số công suất của mạch xấu đi rõ rệt.

2.10.4. Chỉnh lưu điều khiển có diôt đệm D_0

Phân tích vừa rồi cho thấy ưu điểm của mạch chỉnh lưu bán điều khiển. Mạch chỉnh lưu điều khiển cũng có thể cải thiện được $\cos \varphi$ bằng cách mắc ở

đầu ra của mạch van một điôt đệm D_0 (hình 2.46). Lúc này, mỗi khi điện áp u_d bắt đầu âm thì điôt này lập tức dẫn dòng tải chảy vòng qua nó, dẫn đến u_d ở đoạn này trở thành bằng 0. Như vậy dạng điện áp u_d trở thành giống như chỉnh lưu bán điều khiển, điôt D_0 đóng vai trò như hai van dẫn thẳng hàng. Kết quả đạt được là $\varphi = \alpha/2$ như chỉnh lưu bán điều khiển.



Hình 2.46

Lưu ý: Đôi khi trong sơ đồ chỉnh lưu bán điều khiển người ta vẫn mắc thêm điôt D_0 , nhất là với sơ đồ nhiều pha. Lúc này điôt có nhiệm vụ đảm bảo khoá tốt cho các tiristo khi đã ngắt xung điều khiển. Điều này cho phép chống hiện tượng mất điều khiển của tiristo (không có xung điều khiển mà van vẫn dẫn).

2.11. ĐẤU GHÉP CÁC MẠCH CHỈNH LƯU VỚI NHAU VÀ CHỈNH LƯU 6 PHA CÓ CUỘN KHÁNG CÂN BẰNG

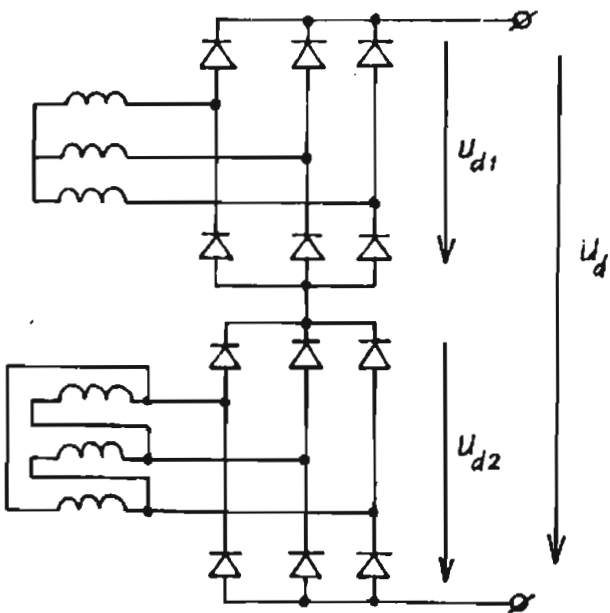
Thực tế có những phụ tải đòi hỏi điện áp cao, hoặc dòng điện lớn mà van được công nghiệp chế tạo chưa đạt tới. Trong những trường hợp này người ta có thể dùng các biện pháp khắc phục sau:

- Đấu nối tiếp nhiều van hoặc đấu nối tiếp các mạch chỉnh lưu với nhau để chịu được điện áp cao.
- Đấu song song nhiều van hoặc song song nhiều mạch chỉnh lưu với nhau để chịu được dòng tải lớn.

Ở đây đề cập đến phương pháp đấu ghép các mạch chỉnh lưu với nhau.

2.11.1. Đấu nối tiếp các mạch chỉnh lưu

Cách đấu này (hình 2.47) là thí dụ về đấu nối tiếp hai mạch chỉnh lưu sơ đồ cầu ba pha. Nếu mạch có dùng biến áp thì hai cuộn thứ cấp có pha lệch nhau 30° .



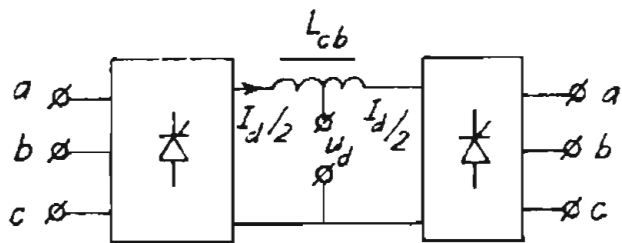
Hình 2.47

Điều này cho phép điện áp $u_d = u_{d1} + u_{d2}$ có độ đập mạch gấp đôi sơ đồ cầu thông thường, có nghĩa là ở đây $m_{dm} = 12$ và điện áp ra sẽ bằng phẳng hơn.

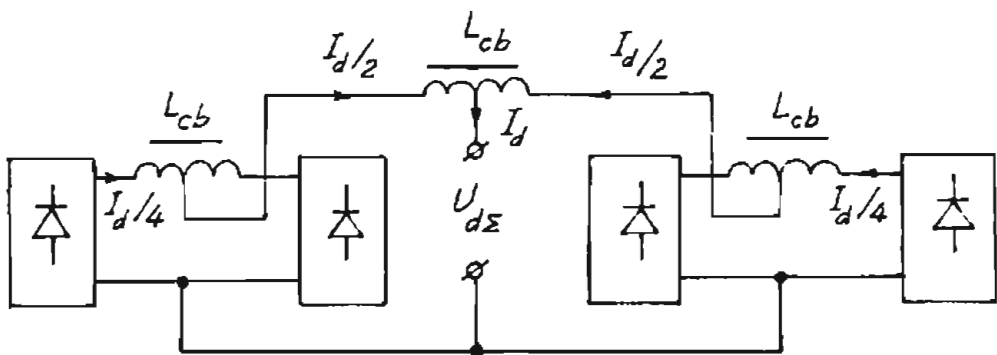
2.11.2. Đấu song song mạch chỉnh lưu với nhau

Khi đấu song song các mạch chỉnh lưu với nhau, phải đảm bảo từng mạch hoạt động độc lập. Để đạt được điều này buộc phải sử dụng một điện cảm nhằm cách ly các mạch chỉnh lưu, được gọi là cuộn kháng cân bằng L_{cb} (để phân biệt với điện cảm một chiều L_d). Mạch hay dùng đấu song song là hình tia ba pha và cầu ba pha. Trong đó ở cấp điện áp thấp và dòng lớn rất thông dụng đấu song song hai mạch hình tia ba pha và có tên gọi riêng là “chỉnh lưu 6 pha có cuộn kháng cân bằng”. Dưới đây sẽ xem xét cụ thể chỉnh lưu này để thấy được các đặc điểm của việc đấu song song các mạch chỉnh lưu với nhau.

Hình 2.48 là sơ đồ đấu song song hai mạch chỉnh lưu. Nếu cần đấu song song 4 mạch với nhau ta cần dùng ba cuộn kháng cân bằng (hình 2.49). Như vậy đấu song song nhiều chỉnh lưu sẽ bất lợi cả về chỉ tiêu kỹ thuật và kinh tế.



Hình 2.48

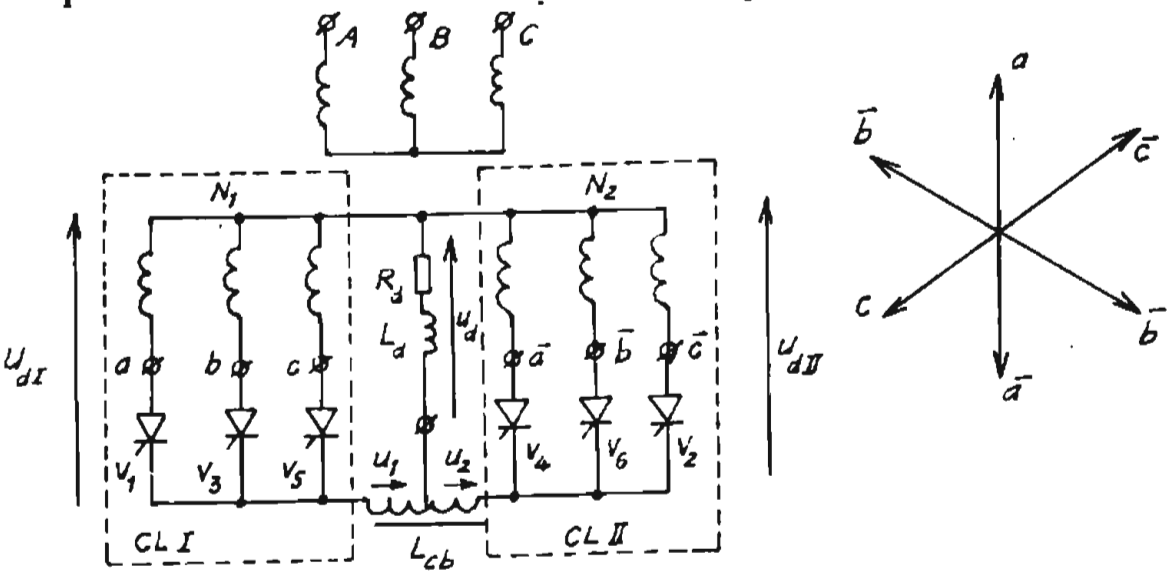


Hình 2.49.

2.11.3. Chỉnh lưu 6 pha có cuộn kháng cân bằng

Sơ đồ của mạch chỉnh lưu này ở hình 2.50. Máy biến áp có hai bộ cuộn dây thứ cấp tạo thành hệ thống nguồn đối xứng 6 pha: a, b, c , và $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$. Hai nhóm

van đầu theo sơ đồ hình tia ba pha, và làm việc độc lập nhờ điện cảm cân bằng L_{cb} . Thấy ngay rằng, nếu không có điện cảm L_{cb} thì mạch trở thành chỉnh lưu hình tia 6 pha vì 6 van đầu thành một nhóm duy nhất kiểu catôt chung.



Hình 2.50

Theo sơ đồ mạch điện ta có:

$$u_{dI} = u_d + u_1 \tag{2.96}$$

$$u_{dII} = u_d - u_2 \tag{2.97}$$

trong đó u_{dI} , u_{dII} là điện áp của hai mạch chỉnh lưu ba pha hình tia; u_1 và u_2 là sụt áp trên mỗi nửa cuộn kháng san bằng, do đó $u_1 = u_2$.

Cộng hai biểu thức trên ta có:

$$u_{dI} + u_{dII} = 2u_d$$

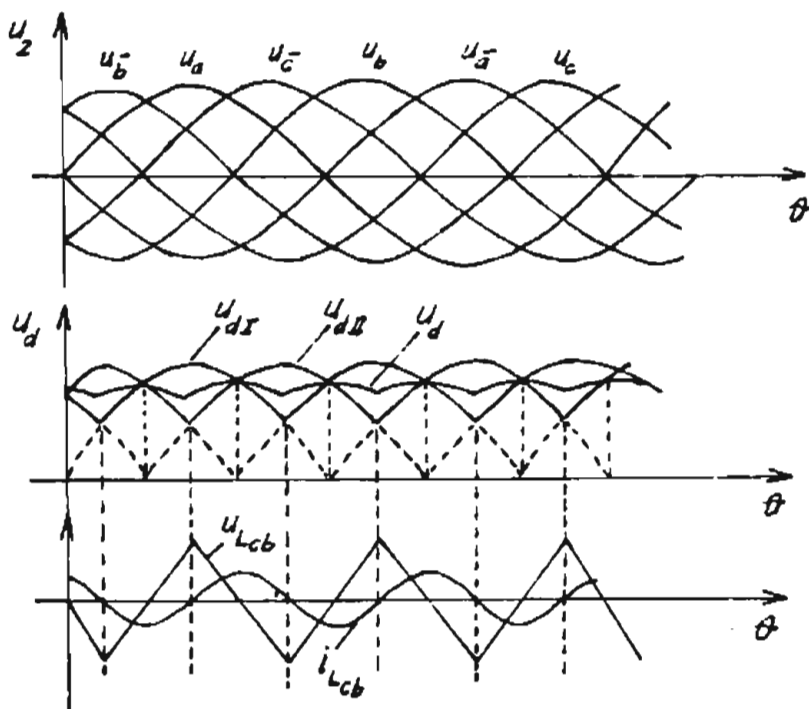
suy ra:

$$u_d = \frac{u_{dI} + u_{dII}}{2} \tag{2.98}$$

Biết dạng u_{dI} , u_{dII} ta dựng được đồ thị u_d . Hình 2.51 là đồ thị các điện áp chỉnh lưu với $\alpha = 0$. Ta thấy điện áp chỉnh lưu có số đập mạch gấp đôi sơ đồ tia, tức là $m_{dm} = 6$. Tuy nhiên giá trị trung bình u_d vẫn chỉ bằng điện áp chỉnh lưu tia ba pha, vì hai mạch đấu song song:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17 U_2 \tag{2.99}$$

(trong khi đó nếu là chỉnh lưu 6 pha hình tia thì $U_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 1,35 U_2$).



Hình 2.51

Mỗi mạch chỉnh lưu chịu một nửa dòng tải I_d nên mỗi van chịu một dòng trung bình là:

$$I_{thv} = \frac{I_d / 2}{3} = \frac{I_d}{6} \quad (2.100)$$

Công suất biến áp nguồn: $S_{ha} = 1,26P_d \quad (2.101)$

Cuộn kháng cân bằng:

Lấy hiệu của (2.96) và (2.97) ta nhận được điện áp trên cuộn kháng cân bằng:

$$u_1 + u_2 = u_{Lcb} = u_{dI} - u_{dII} \quad (2.102)$$

Như vậy độ chênh lệch điện áp giữa hai mạch chỉnh lưu rơi trên L_{cb} , và có dạng trên hình 2.51 với tần số gấp 3 lần tần số nguồn xoay chiều. Dòng từ hoá cuộn kháng L_{cb} có cùng tần số và chậm pha hơn điện áp 90° . Vì dòng này là xoay chiều và chảy xuyên qua hai mạch chỉnh lưu nên nó nằm trong dòng i_{dI} , i_{dII} . Do vậy nếu trị số các dòng I_{dI} , I_{dII} quá nhỏ sẽ không đủ cấp dòng từ hoá cho cuộn kháng hoạt động. Lúc đó L_{cb} mất tác dụng cách ly hai mạch chỉnh lưu, và mạch trở thành chỉnh lưu 6 pha hình tia, không còn là hai mạch chỉnh lưu ba pha hình tia đầu song song.

Công suất cuộn kháng cân bằng:

$$S_{ch} = 0,071P_d \quad (2.104)$$

Khi điều khiển với $\alpha \neq 0$, ta có quy luật quen biết:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_\gamma \quad (2.105)$$

Sụt áp do trùng dẫn tính theo biểu thức sơ đồ tia ba pha (2.64), với lưu ý rằng dòng qua một mạch chỉnh lưu là $I_d/2$:

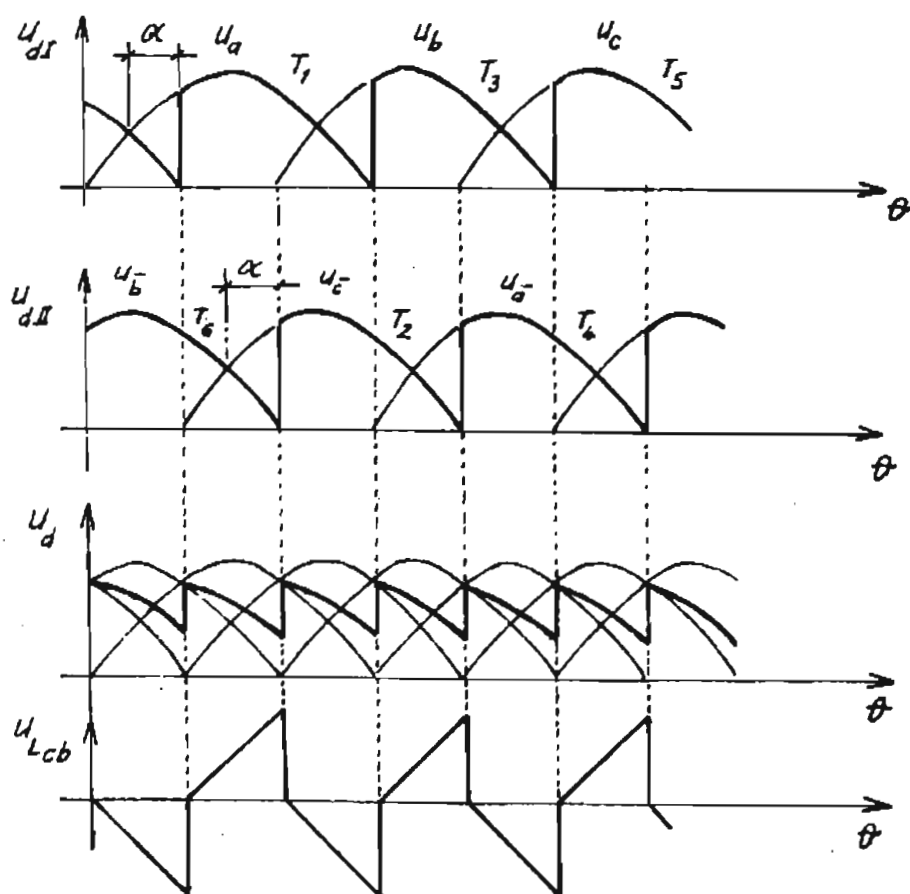
$$\Delta U_\gamma = \frac{3X_a}{2\pi} \cdot \frac{I_d}{2} = \frac{3}{4\pi} \cdot X_a I_d \quad (2.106)$$

Góc trùng dẫn:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{X_a I_d}{\sqrt{3}U_{2m}} \quad (2.107)$$

Đồ thị với $\alpha = 30^\circ$ như trên hình 2.52.

Lưu ý: Trong thực tế cuộn kháng cân bằng không mắc giữa hai nhóm van mà mắc giữa hai điểm trung tính N_1, N_2 . Điều này thuận tiện hơn cho việc lắp ráp thiết bị.



Hình 2.52

2.12. CHẾ ĐỘ NGHỊCH LƯU PHỤ THUỘC TRONG THIẾT BỊ CHỈNH LƯU

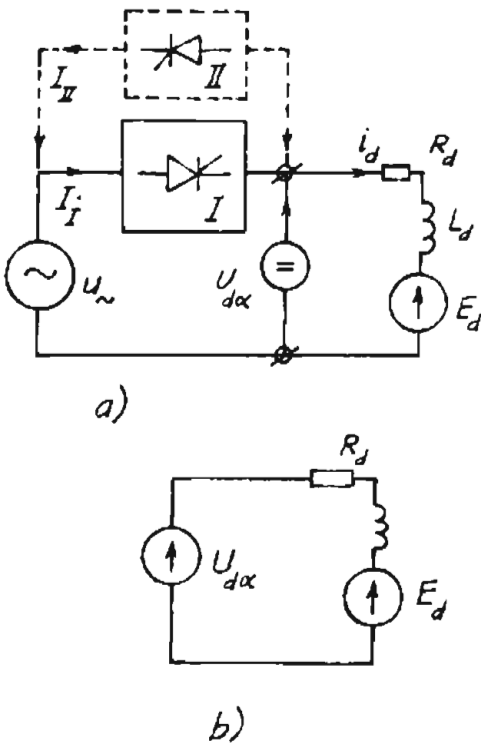
Thiết bị chỉnh lưu được xem xét đến ở mục này luôn hoạt động ở chế độ mà dòng năng lượng chuyển từ phía nguồn xoay chiều sang phía một chiều - chế độ chỉnh lưu. Tuy nhiên, khi tải có chứa sức điện động E_d , có thể làm cho năng lượng được chuyển từ phía một chiều sang phía xoay chiều - gọi là chế độ nghịch lưu. Thực tế điều này thường xảy ra với tải là động cơ điện một chiều khi nó làm việc ở chế độ máy phát, và năng lượng này phải chuyển trả về lưới điện xoay chiều. Lúc đó thiết bị chỉnh lưu chuyển sang chạy ở chế độ nghịch lưu. Vì mạch van hoạt động phải dựa theo nguồn xoay chiều, phụ thuộc nguồn này, nên được gọi là nghịch lưu phụ thuộc.

2.12.1. Bản chất nghịch lưu phụ thuộc và các điều kiện thực hiện

Hình 2.53a thể hiện cấu trúc mạch chỉnh lưu đã biết. Ta có thể coi $U_{d\alpha}$ như nguồn một chiều thay thế tương đương cho mạch van và nguồn xoay chiều phía trước, và ta có sơ đồ mạch thay thế ở hình 2.53b.

Ta biết rằng một nguồn có thể là phát năng lượng hoặc tiêu thụ năng lượng, tùy thuộc chiều của dòng điện và chiều s.d.đ:

- Nếu chiều s.d.đ và dòng điện qua nó trùng nhau, nó là nguồn phát năng lượng.
- Nếu chiều s.d.đ và dòng điện trái nhau, nó là tải tiêu thụ năng lượng.



Hình 2.53.

Từ nguyên tắc này ta thấy rằng, muốn có nghịch lưu cần hai điều kiện:

1. Để phía một chiều là phát năng lượng, cần đảm bảo dòng i_d và chiều s.d.đ E_d cùng chiều nhau.
2. Để phía xoay chiều nhận năng lượng, tương đương là nguồn $U_{d\alpha}$ phải nhận năng lượng, thì chiều dòng i_d phải ngược chiều nguồn $U_{d\alpha}$.

Song do mạch van chỉ cho phép dòng i_d đi theo một chiều xác định:

a) Khi giữ nguyên mạch van chỉnh lưu, tức là giữ chiều dòng i_d chỉnh lưu, ta buộc phải:

- Thực hiện điều kiện 1 bằng cách đảo chiều s.d.đ E_d .

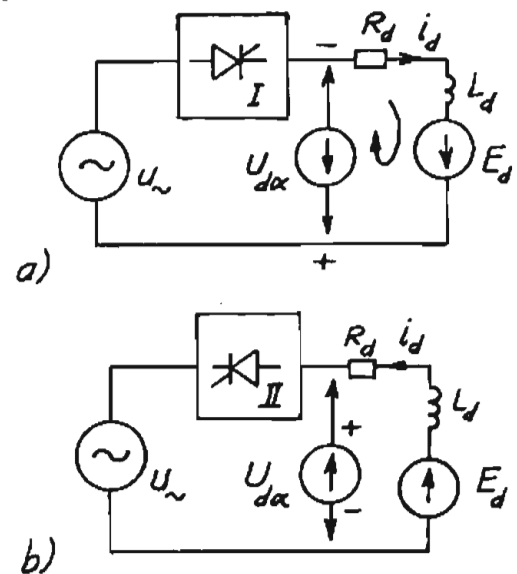
- Thực hiện điều kiện 2 bằng cách đảo chiều $U_{d\alpha}$ vì có quy luật $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$, nên điều này có nghĩa cần làm cho $U_{d\alpha} < 0$, suy ra phải điều khiển với $\alpha > 90^\circ$. Phương pháp này thể hiện ở hình 2.54a.

b) Khi giữ nguyên chiều s.d.đ E_d , cần:

- Đảo chiều dòng i_d bằng cách đưa vào một mạch van thứ II ngược với mạch van chỉnh lưu I. Như vậy khi cần chạy ở chế độ nghịch lưu sẽ đưa bộ II vào hoạt động là thực hiện được điều kiện 1.

- Điều kiện 2 cũng chỉ đảm bảo khi điều khiển bộ II, theo $\alpha > 90^\circ$.

Phương pháp này thể hiện ở hình 2.54b.



Hình 2.54

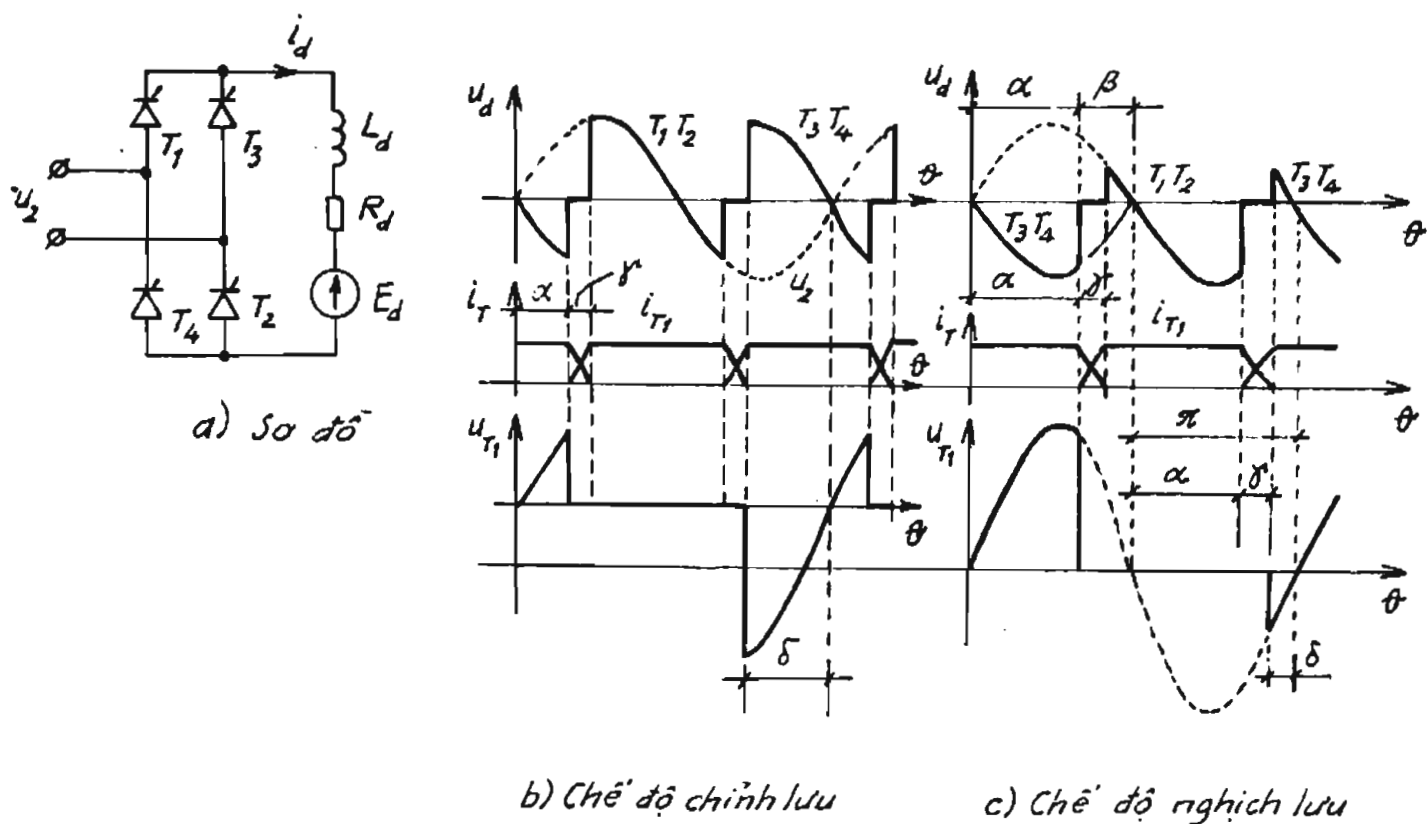
Trong cả hai phương pháp luôn cần điều khiển mạch van với $\alpha > 90^\circ$ để đảm bảo điện áp $U_{d\alpha}$ đảo dấu so với chế độ chỉnh lưu. Như vậy chỉ có các mạch có quy luật $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$ mới cho phép chạy ở chế độ nghịch lưu. Mạch chỉnh lưu bán điều khiển với quy luật $U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$, nên không thể đảo dấu $U_{d\alpha}$, vì vậy không thực hiện được chế độ nghịch lưu.

Xét theo khía cạnh lý thuyết mạch, chế độ nghịch lưu đối với mạch van chỉ là các van được điều khiển với góc $\alpha > 90^\circ$. Vì thế tất cả các biểu thức phân tích tính toán đều không thay đổi so với chế độ chỉnh lưu.

2.12.2. Mạch chỉnh lưu một pha ở chế độ nghịch lưu phụ thuộc

Xét trên thí dụ sơ đồ cầu một pha (hình 2.55a).

1. *Chế độ chỉnh lưu:* $\alpha < 90^\circ$, $U_d > 0$ để nguồn xoay chiều phát năng lượng; $E_d > 0$ để nhận năng lượng. Dòng năng lượng chuyển từ phía xoay chiều sang một chiều. Đồ thị ở hình 2.55b cho thấy điện áp u_d chủ yếu là các giai đoạn lớn hơn không.



Hình 2.55

2. Chế độ nghịch lưu: $\alpha > 90^\circ$ để có $U_{d\alpha} < 0$ và nhận năng lượng; $E_d < 0$ và có chiều trùng chiều dòng i_d để trở thành nguồn phát năng lượng. Đồ thị của chế độ này ở hình 2.55c. Điện áp u_d chủ yếu là giai đoạn âm. Các biểu thức tính toán vẫn theo (2.66), (2.67), (2.68). Có một lưu ý là các biểu thức tính dòng điện tuy vẫn là: $I_d = \frac{U_{d\alpha} - E_d}{R_d}$, nhưng do $E_d < 0$ nên thực chất có:

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} + |E_d|}{R_d} \quad (2.108)$$

Để phân biệt cho dễ nhận biết chế độ nghịch lưu, người ta đưa vào góc bù của góc điều khiển:

$$\beta = \pi - \alpha \quad (2.109)$$

Lúc đó các biểu thức (2.66), (2.67), (2.68) trở thành:

$$U_{d\beta} = -0,9U_2 \cos \beta - \frac{2X_a + I_d}{\pi} \quad (2.110)$$

$$\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta = \frac{X_a + I_d}{U_{2m}} \quad (2.111)$$

3. Góc khoá δ và hiện tượng sập nghịch lưu

Ở chế độ nghịch lưu phụ thuộc, cần đặc biệt lưu ý thời gian phục hồi tính chất khoá cho tiristo, là khoảng thời gian điện áp trên tiristo âm sau khi van khoá. Trên đồ thị (hình 2.55c) được đặc trưng bởi góc khoá δ . Theo đồ thị thấy rằng:

$$\delta = \pi - (\alpha + \gamma) \quad (2.112)$$

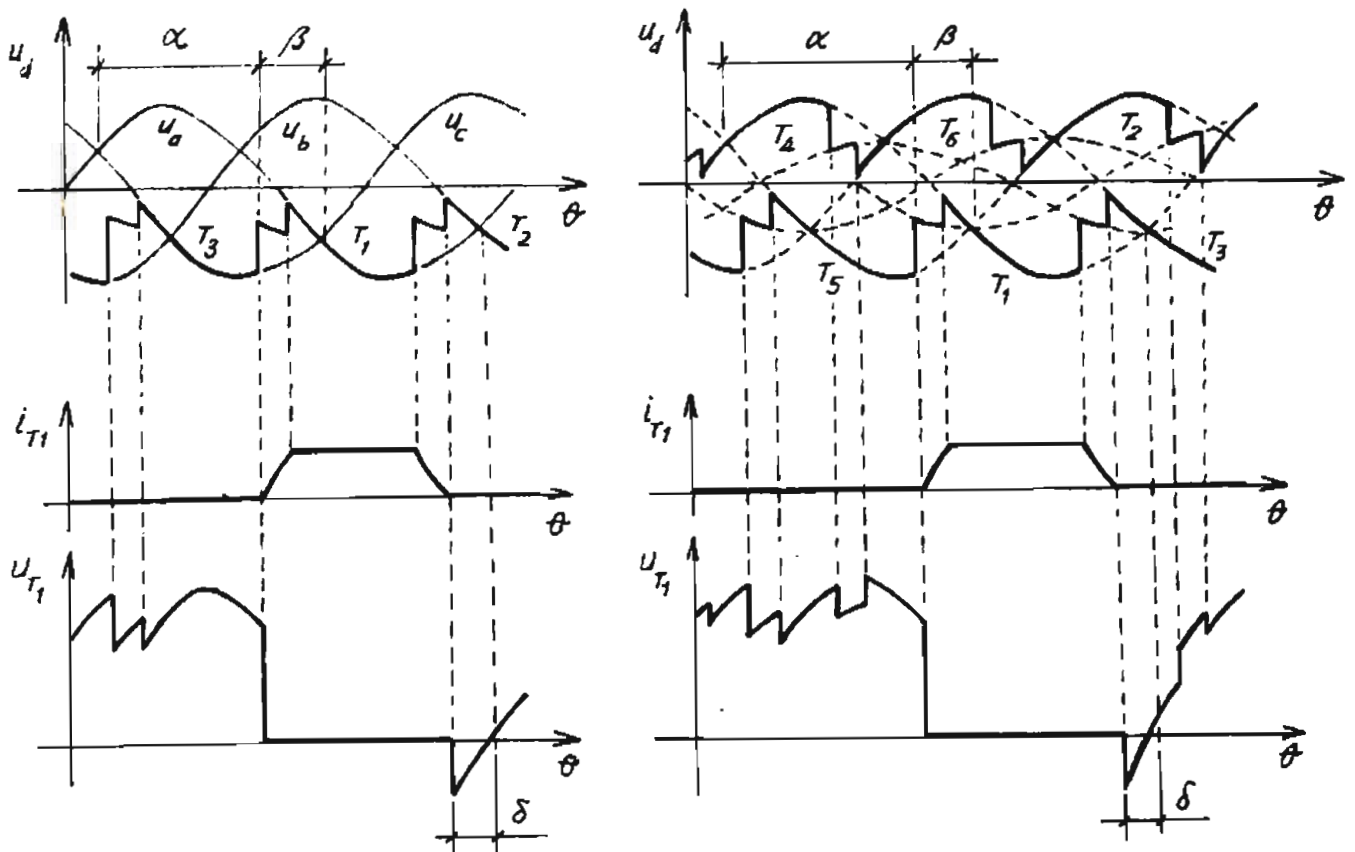
Ở chế độ chỉnh lưu do α nhỏ nên góc δ lớn và luôn đảm bảo khoá tốt cho van.

Ở chế độ nghịch lưu do α lớn nên góc δ nhỏ, do vậy nếu điều khiển với α quá lớn có thể góc δ không đảm bảo khoá chắc van nữa. Lúc đó tiristo sẽ dẫn trở lại ngay ở điểm điện áp vừa dương lên, tương ứng $\alpha = 0$, tức là mạch bị mất điều khiển. Dòng i_d sẽ tăng vọt, do $u_{d\alpha} > 0$ nên trong mạch cùng một lúc cả hai nguồn đều phát năng lượng và dôn cả lên điện trở R_d , gây sự cố mạch.

Hiện tượng mất điều khiển do $\delta < \theta_{\text{phục hồi}}$ của van làm mạch sự cố gọi là “sập nghịch lưu”.

Như vậy khi hoạt động ở chế độ nghịch lưu cần luôn khống chế góc δ trong phạm vi cho phép, thường $\delta \geq 5^\circ$.

2.12.3. Nghịch lưu phụ thuộc ba pha



Hình 2.56

Nhìn chung các phân tích với nghịch lưu phụ thuộc một pha đều áp dụng đúng cho các mạch nghịch lưu độc lập nhiều pha. Các biểu thức tính toán cũng được lấy từ chế độ nghịch lưu rồi chuyển sang theo góc β . Vì thế ở đây chỉ đưa ra dạng đồ thị làm việc ở chế độ nghịch lưu của mạch ba pha hình tia (hình 2.56a) và sơ đồ cầu ba pha (hình 2.56b).

Với sơ đồ hình tia, dễ thấy điện áp u_d luôn âm. Với sơ đồ hình cầu ba pha khó nhận biết hơn vì chỉ vẽ u_d của hai hình tia ba pha giả tưởng. Tuy nhiên vì có $u_d = \varphi_{KC} - \varphi_{AC}$; trong đó φ_{KC} là điện thế điểm catôt chung của nhóm van lẻ tạo thành, theo đồ thị $\varphi_{KC} < 0$; φ_{AC} là do nhóm anôt chung của các van chẵn tạo thành: $\varphi_{AC} > 0$. Vậy vẫn có u_d luôn âm.

2.13. ĐẶC TÍNH NGOÀI CỦA BỘ CHỈNH LƯU

Đặc tính ngoài là quan hệ giữa điện áp chỉnh lưu và dòng điện ra tải:

$$U_d = f(I_d) \quad (2.114)$$

Giá trị U_{d0} mà ở các biểu thức tính toán chỉ là điện áp chỉnh lưu không tải. Khi mang tải điện áp nhận được giảm đi so với U_{d0} . Tổng quát có:

$$U_d = U_{d\alpha} - \Sigma \Delta U \quad (2.115)$$

ở đây: $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$

$\Sigma \Delta U$ là tổng các sụt áp khi chỉnh lưu mang tải, bao gồm:

1. Sụt áp thực trên các van, là giá trị phụ thuộc vào dòng qua nó:

$$\Delta U_V = U_0 + r_d \cdot I_d \quad (2.116)$$

(U_0 và r_d là các giá trị tra cứu theo loại van được chọn).

2. Sụt áp trên các điện trở phía nguồn, như điện trở của cuộn thứ cấp máy biến áp, của dây dẫn điện, của cuộn kháng L_d ...

$$\Delta U_R = R \cdot I_d \quad (2.117)$$

3. Sụt áp do điện cảm phía xoay chiều L_a mà ta gọi là sụt áp do chuyển mạch trùng dẫn ΔU_γ :

$$\Delta U_\gamma = k_\gamma \cdot X_a \cdot I_d \quad (2.118)$$

Vậy đặc tính ngoài có dạng:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_V - (R + k_\gamma \cdot X_a) I_d \quad (2.119)$$

và là hàm tuyến tính theo I_d khi giữ α không đổi.

Hình 2.57 là đặc tính ngoài của chỉnh lưu một pha hai nửa chu kỳ.
 Thực tế, đặc tính ngoài dùng trong hệ trục đơn vị tương đối:

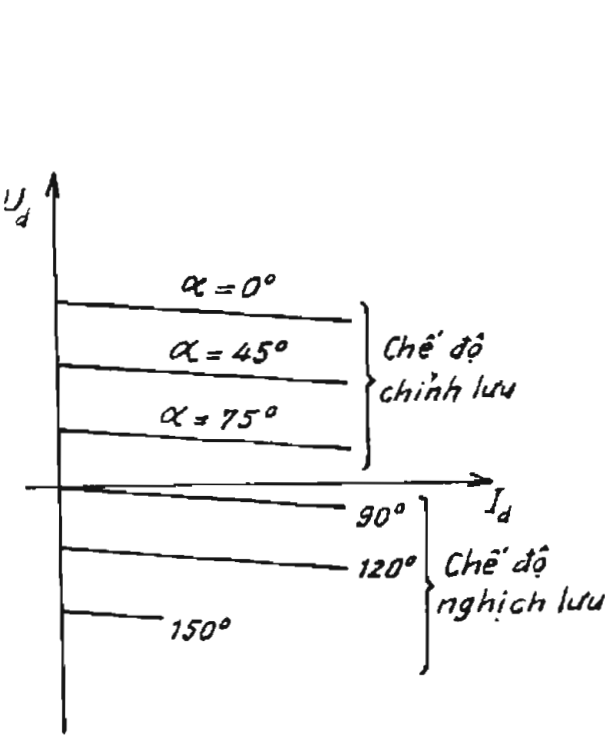
$$U_d^* = \left(\frac{U_d}{U_{d0}} \right) \text{ và } \left(\frac{I_d}{I_{d\text{dm}}} \right) \text{ hoặc:}$$

$$I_d^* = \left(\frac{I_d}{I_{d\text{nm}}} \right)$$

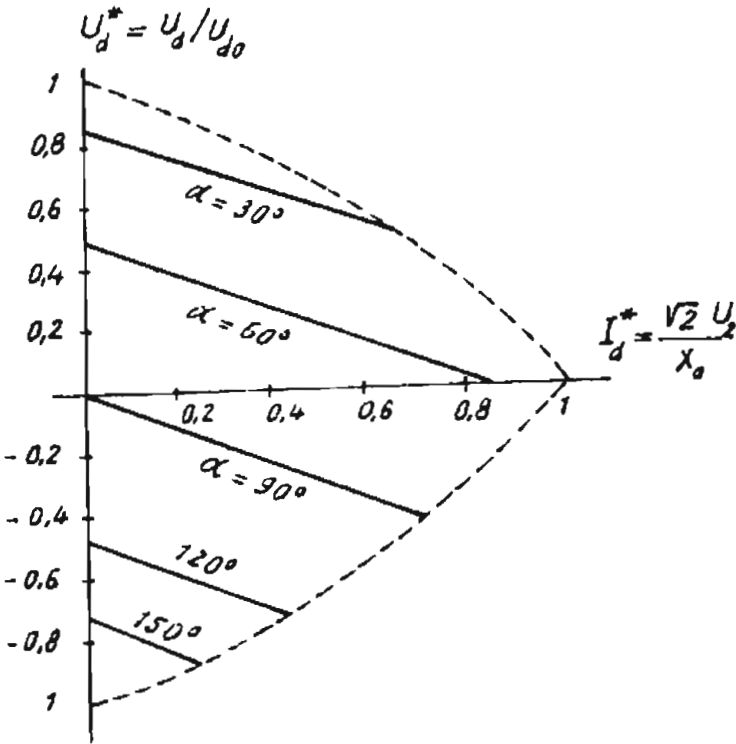
ở đây $I_{d\text{dm}}$ là dòng I_d định mức;
 $I_{d\text{nm}}$ là dòng I_d ngắn mạch thường tính theo:

$$I_{d\text{nm}} = \frac{\sqrt{2}U_2}{X_a}$$

Hình 2.58 trình bày đặc tính ngoài của chỉnh lưu cầu ba pha.



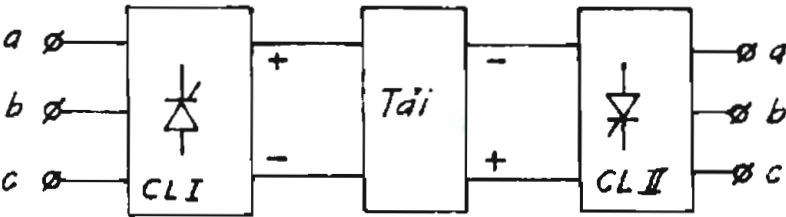
Hình 2.57



Hình 2.58

2.14. BỘ CHỈNH LƯU ĐẢO CHIỀU

Khi tải đòi hỏi điện áp một chiều cấp cho nó có hai cực tính, ta cần sử dụng bộ chỉnh lưu đảo chiều. Tải thường gặp của dạng này là động cơ điện một chiều, khi hoạt động cần quay được cả chiều thuận và chiều ngược.



Hình 2.59

Bộ chỉnh lưu đảo chiều thực chất là hai mạch chỉnh lưu cùng loại đấu song song, ngược nhau so với tải (hình 2.59). Mỗi bộ chỉnh lưu đảm nhận một dấu (một chiều) của điện áp tải. Tuy nhiên để mạch làm việc bình thường, cần phối hợp sự hoạt động của hai bộ chỉnh lưu với nhau. Có hai phương pháp điều khiển để thực hiện điều này.

2.14.1. Phương pháp điều khiển chung

Đặc điểm của phương pháp này là hai mạch chỉnh lưu *cùng hoạt động*, tức là cùng được phát xung điều khiển. Tuy nhiên một bộ làm việc ở chế độ chỉnh lưu, là bộ xác định dấu của điện áp một chiều hoặc chiều quay của động cơ, còn bộ kia chạy ở chế độ nghịch lưu và luôn sẵn sàng chuyển sang chế độ chỉnh lưu.

Hình 2.60a là thí dụ về bộ chỉnh lưu đảo chiều sử dụng sơ đồ cầu ba pha. Do hai bộ chỉnh lưu cùng đấu vào một tải nên giá trị trung bình của chúng phải bằng nhau; theo quy ước chiều trên sơ đồ ở hình 2.60 của các điện áp u_{dI} và u_{dII} , điều đó có nghĩa là:

$$U_{dI} = - U_{dII} \tag{2.120}$$

hay:
$$U_{d0} \cos \alpha_I = - U_{d0} \cos \alpha_{II}$$

suy ra:
$$\cos \alpha_I + \cos \alpha_{II} = 0$$

Phương trình này cho ta quan hệ, hay luật phối hợp điều khiển hai mạch chỉnh lưu:

$$\alpha_I + \alpha_{II} = \pi \tag{2.121}$$

Hình 2.60b là đồ thị điện áp u_{dI} và u_{dII} khi bộ CLI ở chế độ chỉnh lưu, bộ CLII ở chế độ nghịch lưu.

Theo (2.121) ta có:

$$\alpha_{II} = \pi - \alpha_I$$

Vì bộ II nghịch lưu nên theo (2.109):

$$\alpha_{II} = \pi - \beta_{II}$$

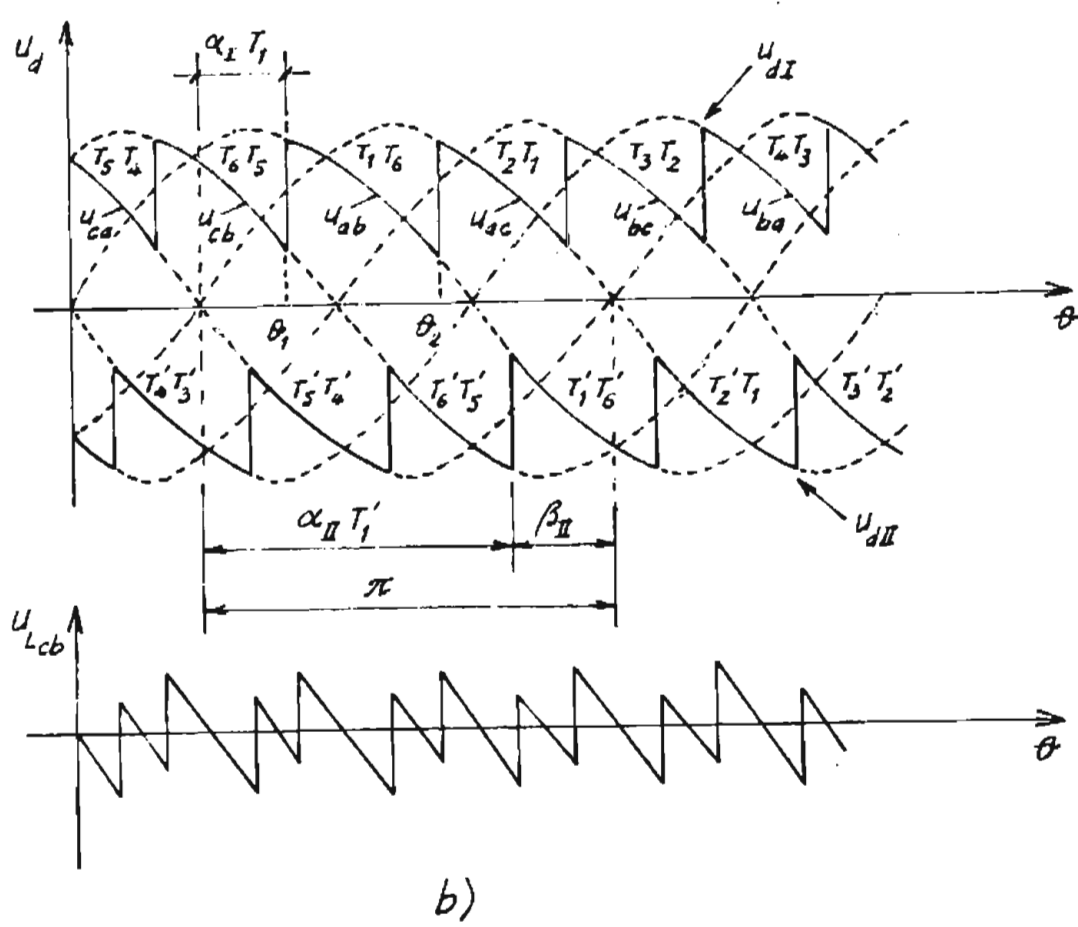
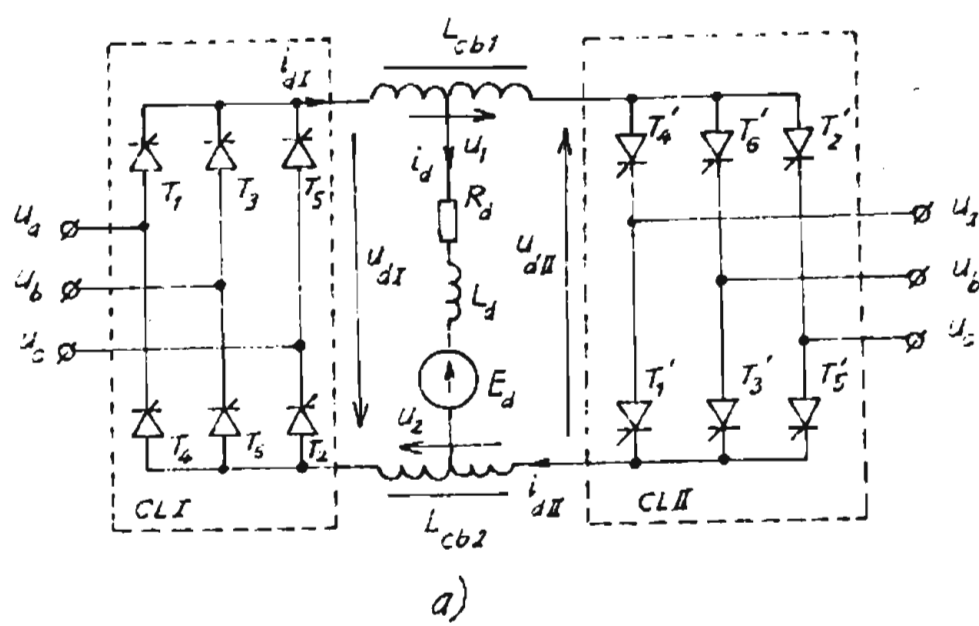
Suy ra:
$$\beta_{II} = \alpha_I$$

Lưu ý rằng, điểm gốc để xác định góc α cho hai bộ là trùng nhau đối với van có cùng số thứ tự; thí dụ van T_1 và T'_1 có cùng điểm mốc tính góc điều khiển α_{T_1} và $\alpha_{T'_1}$.

Luật phối hợp điều khiển theo (2.121) mới chỉ đảm bảo trị số trung bình

của hai bộ chỉnh lưu bằng nhau theo (2.120). Song giá trị tức thời của chúng là khác nhau, tức là:

$$u_{dI} \neq u_{dII} \tag{2.122}$$



Hình 2. 60

Điều này dẫn đến buộc phải dùng cuộn kháng cân bằng để chống dòng ngắn mạch chảy xuyên qua hai bộ chỉnh lưu. Thí dụ, trong khoảng $\theta_1 \div \theta_2$, ở bộ CLI có T_1T_6 dẫn, thì ở bộ CLII tương ứng là:

- đoạn đầu $T'_5 T'_4$ dẫn tạo thành đường ngắn mạch: pha $c - T'_5 - T_6$ - pha b . Điện cảm L_{cb2} là để chống ngắn mạch theo đường dây phía dưới nối giữa hai bộ CLI và CLII.

- đoạn sau đến lượt $T'_6 T'_5$ dẫn, tạo thành đường ngắn mạch: pha $a - T_1 - T'_6$ - pha b . Điện cảm L_{cb1} là để chống ngắn mạch theo đường phía trên của mạch.

Như vậy mạch phải dùng hai cuộn kháng cân bằng. Dạng điện áp trên cả hai cuộn này ở hình 2.60b, dựng theo biểu thức:

$$u_{dI} + u_{dII} = u_{Lcb} = u_1 + u_2$$

Bây giờ ta xem xét quá trình đảo chiều điện áp tải U_d . Do bộ I đang ở chế độ chỉnh lưu nên dòng điện tải là dòng của bộ CLI: $I_d = I_{dI}$, bộ II không có dòng, $I_{dII} = 0$, vì chiều dòng này ngược chiều i_d nên không thể chảy được (tuy nhiên vẫn tồn tại dòng cân bằng).

Khi cần đảo chiều, phải điều khiển tăng dần góc điều khiển α_I , tương ứng giảm dần α_{II} theo (2.121).

Do α_I tăng nên U_{dI} giảm, trong khi đó s.d.đ E_d không giảm nhanh bằng (thí dụ do quán tính của động cơ), dẫn đến $E_d > U_{dI}$, do đó:

$$I_d = \frac{U_{dI} - E_d}{R} < 0$$

tức là dòng tải sẽ đảo chiều. Nhưng bộ CLI không thể cho dòng i_{dI} đảo chiều, nên dòng i_d sẽ chuyển sang chảy qua bộ CLII. Mạch vòng giữa CLII và E_d là đúng các điều kiện chạy ở chế độ nghịch lưu, nên lúc này CLII thực hiện việc trả năng lượng của s.d.đ E_d về nguồn làm E_d giảm.

Khi α_I tăng đến bằng 90° , α_{II} cũng giảm về giá trị 90° , điện áp $U_{dI} = -U_{dII} = U_{d0} \cos \alpha = 0$, quá trình nghịch lưu của CLII kết thúc. Sau đó α_{II} tiếp tục giảm nhỏ hơn 90° và chuyển sang chế độ chỉnh lưu, điện áp đã đổi dấu. Bộ CLI chuyển sang chế độ nghịch lưu phụ thuộc, quá trình đảo chiều kết thúc.

Phương pháp điều khiển chung cho phép tiến hành đảo chiều nhanh do hai bộ chỉnh lưu luôn đồng thời hoạt động. Tuy nhiên phải tuân thủ nghiêm ngặt (2.121) là điều khó thực hiện chính xác. Đồng thời buộc phải có các cuộn kháng cân bằng, làm tăng kích thước, giá thành và giảm hiệu suất của thiết bị. Vì thế phương pháp này thường chỉ ứng dụng khi cần có độ tác động nhanh hoặc phải đảo chiều thường xuyên với tần suất lớn.

2.14.2. Phương pháp điều khiển riêng

Đặc điểm của phương pháp này là các bộ chỉnh lưu *làm việc không đồng thời*. Với mỗi chiều của điện áp ra chỉ có một bộ chỉnh lưu được phát xung và chạy ở chế độ chỉnh lưu: còn bộ kia được nghỉ, không được phát xung điều khiển. Như vậy không thể có dòng điện chảy xuyên thông giữa hai mạch, do đó hoàn toàn *không cần các cuộn cảm cân bằng* và hai bộ chỉnh lưu được đấu song song ngược nhau một cách trực tiếp. Tuy nhiên điều này dẫn đến buộc phải loại trừ khả năng hai bộ cùng hoạt động, vì lập tức sẽ làm xuất hiện dòng ngắn mạch xuyên thông gây sự cố cho thiết bị. Do đó quá trình đảo chiều phải thực hiện theo trình tự chặt chẽ. Thí dụ cần chuyển sự hoạt động từ CLI sang CLII, phải làm như sau:

1. Ngắt xung điều khiển bộ đang chạy, ở đây là bộ CLI. Do tải có tính điện cảm và tiristo là phần tử bán điều khiển nên nó vẫn tiếp tục dẫn mặc dù đã ngắt xung mở van. Lúc này không thể phát xung ngay cho CLII, vì sẽ xảy ra ngắn mạch xuyên thông do bộ CLI vẫn còn van đang dẫn dòng i_d .

2. Theo dõi dòng điện i_d để xác định thời điểm $i_d = 0$. Lúc đó có nghĩa van của CLI đã khoá lại.

3. Để chờ một khoảng thời gian cho van của CLI phục hồi tính chất khoá, đảm bảo tiristo khoá chắc chắn. Khoảng thời gian này được gọi là “thời gian chết” do mạch tải không còn dòng chảy $i_d = 0$.

4. Bắt đầu phát xung mở cho CLII ở chế độ nghịch lưu $\alpha_{II} > 90^\circ$ rồi giảm dần góc điều khiển để chuyển sang chế độ chỉnh lưu $\alpha < 90^\circ$. Sở dĩ có yêu cầu này vì thông thường s.d.d E_d không giảm nhanh và vẫn giữ chiều cũ sau khi $i_d = 0$. Nếu phát xung ngay với $\alpha < 90^\circ$ sẽ làm “sập nghịch lưu” vì cả hai nguồn E_d và lưới đều phát năng lượng (xem mục 2.13). Chế độ nghịch lưu sẽ làm tiêu tán nhanh chóng năng lượng của E_d (nếu là động cơ điện nó chính là cơ năng trên trục động cơ).

Tốc độ giảm góc α_{II} được khống chế bằng cách đo dòng tải, sao cho dòng này không vượt quá trị số cho phép.

Quy trình 4 bước để đảm bảo chiều thường do một mạch điều khiển logic có độ tin cậy cao đảm nhiệm. Quy trình này cho thấy phương pháp điều khiển riêng có tốc độ đảo chiều thấp hơn phương pháp điều khiển chung, song bù lại không cần đảm bảo yêu cầu (2.121) nên dễ thực hiện hơn. Vì vậy khi không có yêu cầu về độ tác động nhanh hoặc tần suất đảo chiều thấp, trong thực tế đều dùng phương pháp điều khiển riêng.

Chương 3

BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP

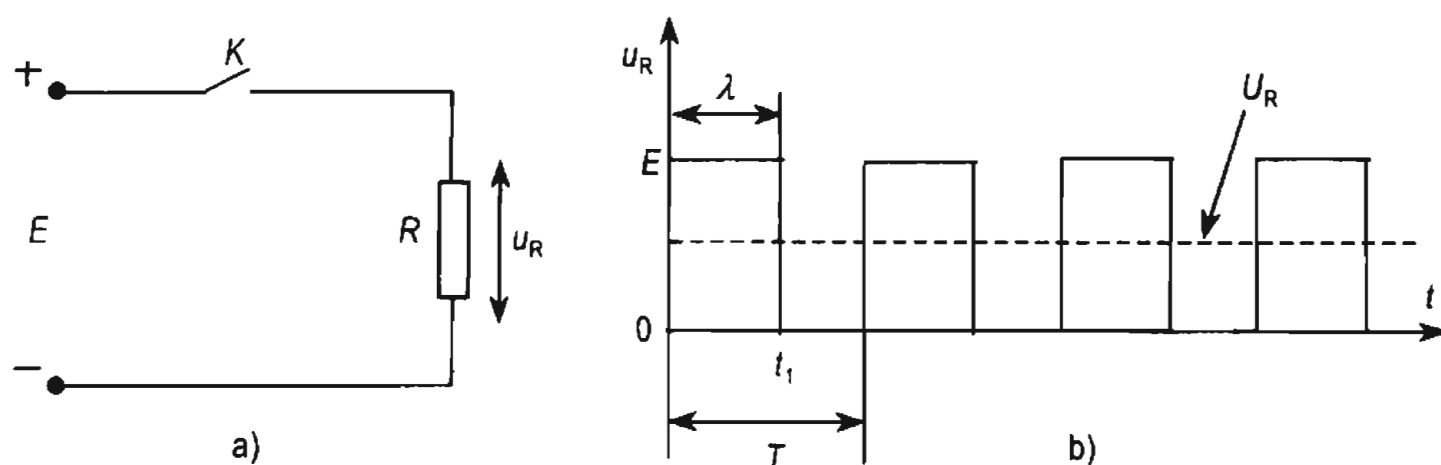
Bộ biến đổi xung áp (BBĐXA) là bộ biến đổi mà điện áp nguồn được đóng, cắt vào phụ tải một cách có chu kỳ. Do đó điện áp trên tải là những xung áp một chiều (BBĐXA một chiều) hoặc xoay chiều (BBĐXA xoay chiều) tùy thuộc vào điện áp nguồn là điện áp một chiều hoặc điện áp xoay chiều.

3.1. CẤU TRÚC VÀ PHÂN LOẠI CÁC BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP MỘT CHIỀU

3.1.1. Khái quát

Để đóng cắt điện áp nguồn người ta thường dùng các khóa điện tử công suất vì chúng có đặc tính tương ứng với khóa lý tưởng, tức là khi khóa dẫn điện (đóng) điện trở của nó không đáng kể; còn khi khóa bị ngắt (mở ra) điện trở của nó lớn vô cùng (điện áp trên tải sẽ bằng không).

Nguyên lý cơ bản của bộ biến đổi xung áp một chiều được mô tả trên hình 3.1.



Hình 3.1. Sơ đồ nguyên lý a) và đồ thị b) của bộ biến đổi xung áp

Trong khoảng thời gian $0 \div t_1$, khóa K đóng lại, điện áp trên tải U_R sẽ có giá trị bằng điện áp nguồn ($U_R = E$); còn trong khoảng $t_1 \div T$, khóa K mở ra và $U_R = 0$.

Như vậy giá trị trung bình của điện áp trên tải sẽ là:

$$U_R = \frac{1}{T} \int_0^\lambda E dt = E \frac{\lambda}{T} = E \cdot \gamma \quad (3.1)$$

λ - thời gian khóa K đóng;

γ - hệ số điều chỉnh;

T - chu kỳ đóng cắt của khóa K.

Biểu thức (3.1) cho thấy, để thay đổi điện áp trên tải có hai cách:

1. Thay đổi thời gian đóng khóa K, khi giữ chu kỳ đóng cắt không đổi (phương pháp điều chế độ rộng xung).

2. Thay đổi tần số đóng cắt ($f = 1/T$) và giữ thời gian đóng khóa K không đổi ($\lambda = \text{const}$).

Như vậy bộ biến đổi xung áp có khả năng điều chỉnh và ổn định điện áp ra trên phụ tải. Nó có những ưu điểm cơ bản sau:

- Hiệu suất cao vì tổn hao công suất trong bộ biến đổi không đáng kể so với các bộ biến đổi liên tục.

- Độ chính xác cao cũng như ít chịu ảnh hưởng của nhiệt độ môi trường, vì yếu tố điều chỉnh là thời gian đóng khóa K mà không phải giá trị điện trở của các phần tử điều chỉnh thường gặp trong các bộ điều chỉnh liên tục.

- Chất lượng điện áp tốt hơn so với các bộ biến đổi liên tục.

- Kích thước gọn, nhẹ.

Nhược điểm cơ bản của các bộ biến đổi xung áp là:

- Cần có bộ lọc đầu ra, do đó làm tăng quán tính của bộ biến đổi khi làm việc trong hệ thống kín.

- Tần số đóng cắt lớn sẽ tạo ra nhiễu cho nguồn cũng như các thiết bị điều khiển.

Tuy nhiên bộ biến đổi xung áp vẫn được ứng dụng rộng rãi, nhất là khi các yếu tố về độ tin cậy, dễ điều chỉnh, độ ổn định cũng như kích thước là những tiêu chí được đặt lên hàng đầu.

Đối với các bộ biến đổi công suất trung bình (hàng chục kW) và nhỏ (vài kW), người ta thường dùng các khóa điện tử là các bóng bán dẫn lưỡng cực IGBT. Trong trường hợp công suất lớn (vài trăm kW trở lên) người ta sử dụng GTO hoặc tiristo.

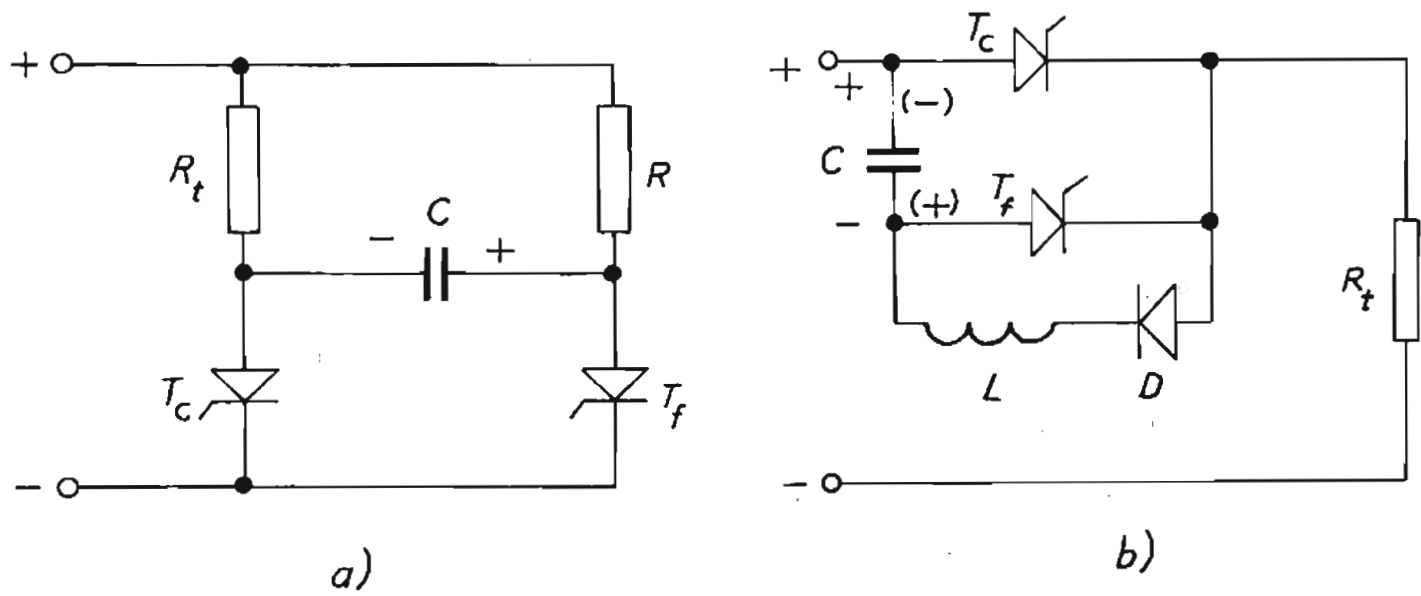
3.1.2. Khoá bằng tiristo

Như đã nêu trên, việc sử dụng van điều khiển hoàn toàn là hợp lý, nhất là đối với bộ biến đổi xung áp một chiều. Tuy nhiên trong một số trường hợp người ta vẫn sử dụng tiristo vì nó là van có công suất lớn nhất hiện nay.

Như chúng ta đã biết, tiristo là van bán dẫn bán điều khiển. Muốn khoá tiristo cần giảm dòng qua tiristo nhỏ hơn giá trị nhất định nào đó bằng cách đặt điện áp ngược lên tiristo.

Khi sử dụng tiristo là khoá điện tử trong bộ biến đổi xung áp một chiều, để khóa tiristo người ta thường dùng các tiristo phụ và nguồn năng lượng tích trữ trong tụ điện để khóa tiristo chính.

Một số mạch khóa tiristo được giới thiệu trên hình 3.2.



Hình 3.2. Mạch khoá tiristo

Trên sơ đồ ở hình 3.2, tiristo T_c là tiristo chính (khóa điện tử). Tiristo phụ (T_f) cùng với các phần tử C, R, D, L làm thành mạch chuyển mạch để khóa tiristo chính.

Đối với sơ đồ ở hình 3.2a, khi T_c mở, tụ C được nạp điện thông qua điện trở R tới giá trị điện áp nguồn, muốn khóa T_c người ta mở T_f . Như vậy trên T_c sẽ có điện áp ngược bằng giá trị điện áp trên tụ và nó làm cho dòng qua T_c giảm về không và khóa lại.

Đối với sơ đồ ở hình 3.2b, khi mở T_f , tụ C được nạp điện với dấu dương ở phía trên và âm ở phía dưới. Khi cho tiristo chính (T_c) làm việc, tụ C sẽ phóng điện qua mạch D, L và do hiện tượng cộng hưởng nó sẽ được nạp điện theo chiều ngược lại (dấu điện áp trong ngoặc ở hình 3.2b). Dấu điện áp này phù hợp

để tạo điện áp ngược cho T_C . Muốn khoá T_C ta lại mở T_I và điện áp ngược của tụ C lúc này có tác dụng để khoá T_C lại.

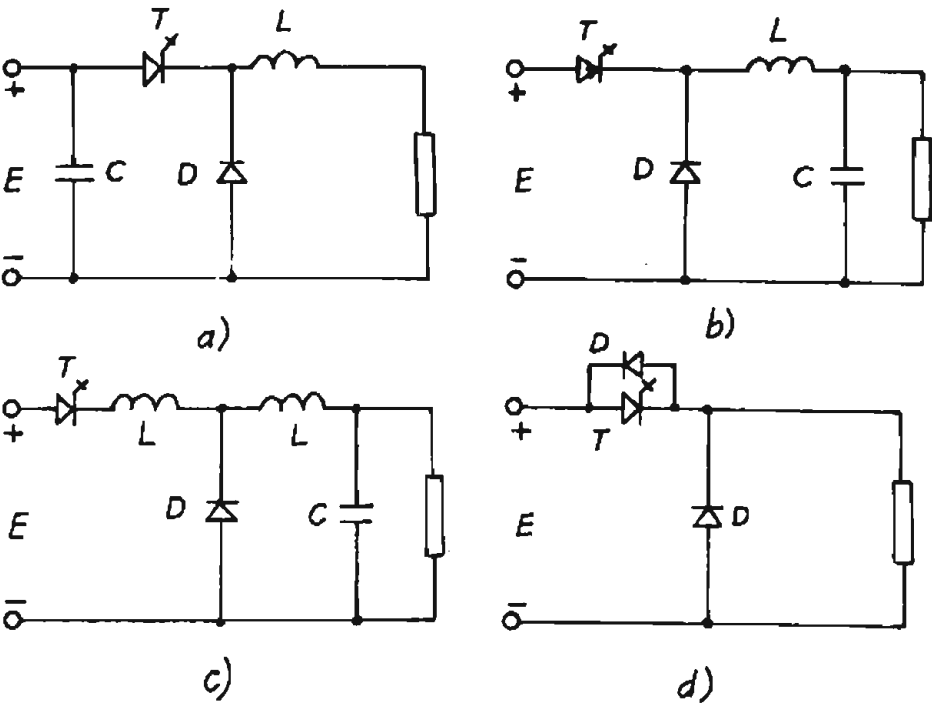
Như vậy bằng các mạch phụ trợ ta đã biến bộ T_C và T_I trở thành một khóa điện tử có thể đóng mở tùy ý. Phương pháp chuyển mạch như vậy gọi là chuyển mạch cưỡng bức.

3.1.3. Phân loại

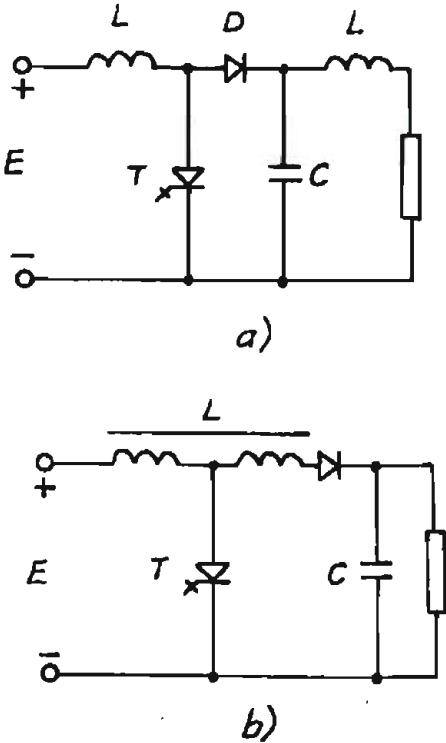
Có nhiều cách phân loại các bộ biến đổi xung áp một chiều, tùy thuộc vào cách mắc khóa điện tử song song hay nối tiếp mà người ta chia các bộ biến đổi xung áp thành nối tiếp hay song song (hình 3.3 và 3.4). Cũng có thể phân biệt bộ biến đổi tùy thuộc vào điện áp ra, ví dụ như bộ biến đổi xung áp ở hình 3.4a là bộ biến đổi xung áp có điện áp ra nhỏ hơn điện áp vào, còn bộ biến đổi xung áp ở hình 3.4b là bộ biến đổi xung áp có điện áp ra lớn hơn điện áp vào.

Tùy thuộc vào dấu điện áp mà người ta chia ra: bộ biến đổi xung áp không đảo chiều (hình 3.3 và 3.4) hoặc bộ biến đổi xung áp có đảo chiều (hình 3.6).

Trong giao thông, để cấp điện cho nhiều động cơ của một đoàn tàu người ta có thể mắc song song nhiều phụ tải (hình 3.5a) hoặc bộ biến đổi xung áp có thể có nhiều mạch nhánh song song (hình 3.5b), và trong trường hợp này bộ biến đổi xung áp còn được gọi bộ biến đổi xung áp nhiều pha, so với các bộ biến đổi xung áp nêu trên (hình 3.3 và 3.4).

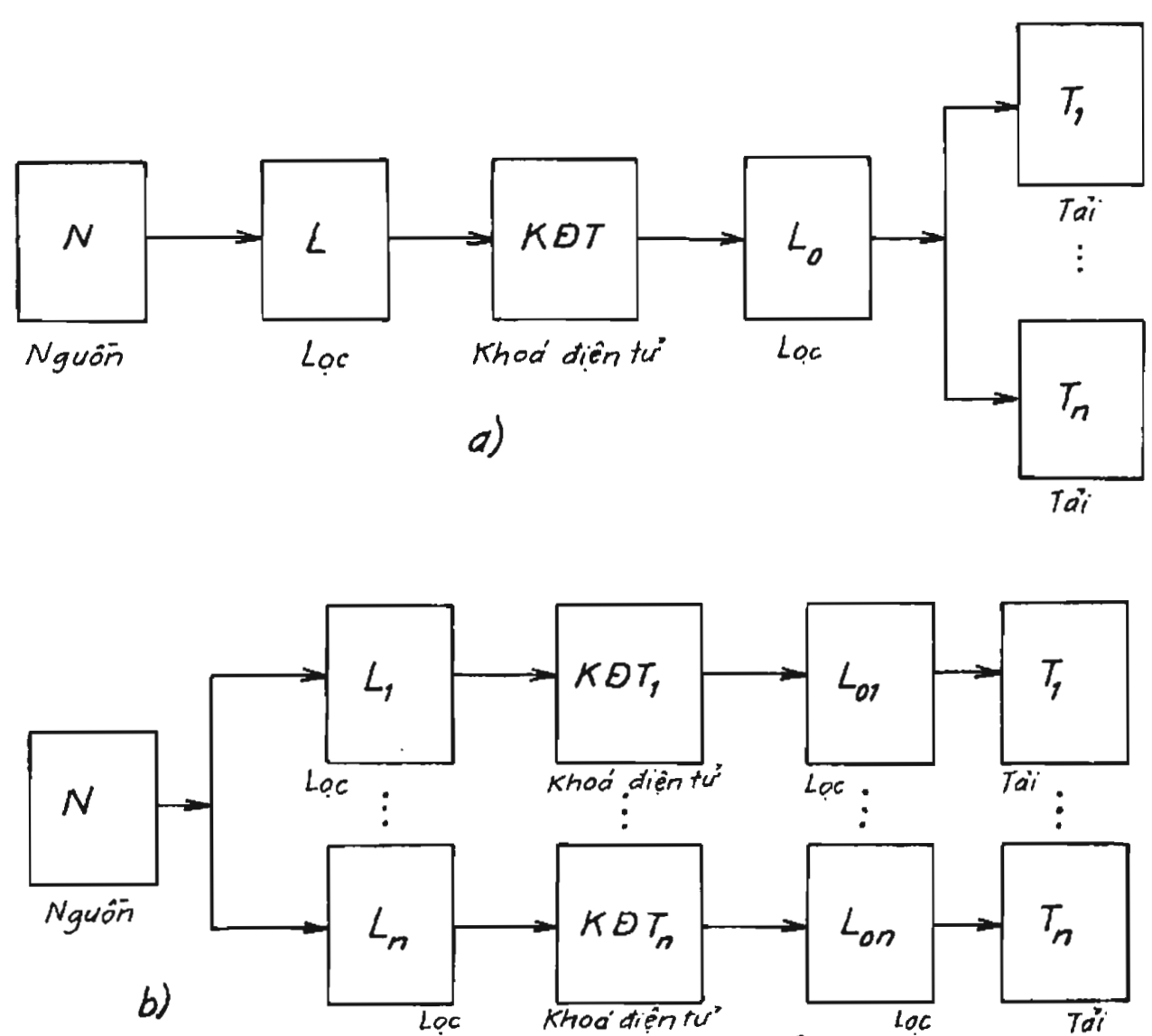


Hình 3.3. Bộ biến đổi xung áp nối tiếp: a, b, c, d

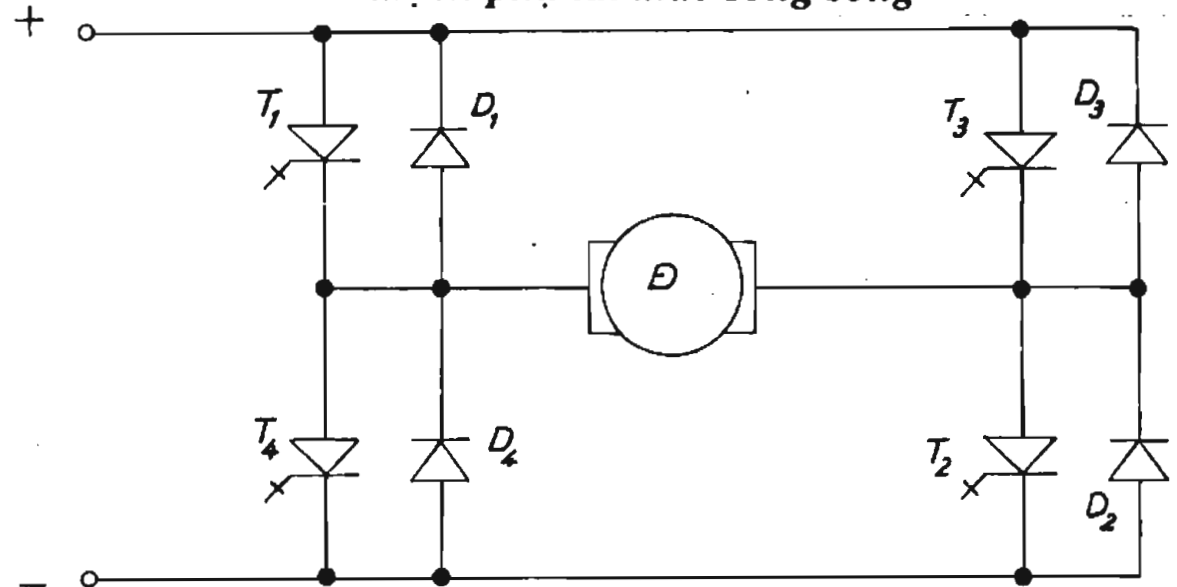


Hình 3.4. Bộ biến đổi xung áp song song: a và b

Do cách ghép nối khác nhau để nhận được những đặc tính mong muốn, bộ biến đổi xung áp còn có những tên gọi khác nhau tùy thuộc vào các đặc điểm phân loại đã nêu trên.



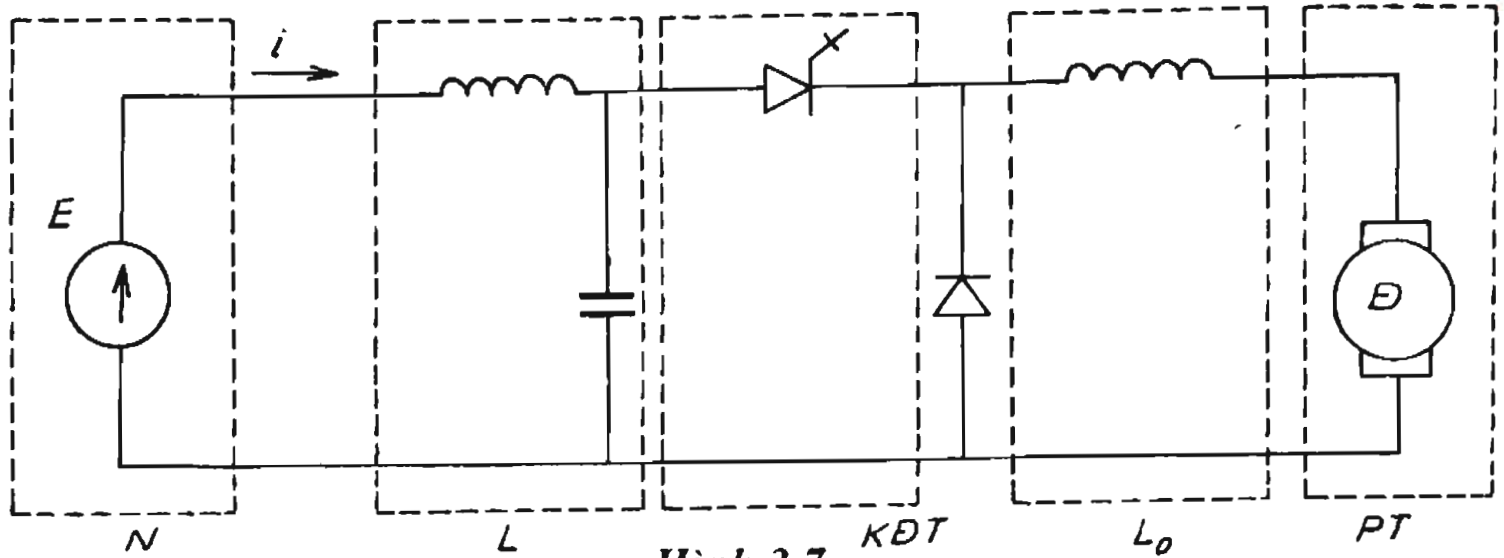
Hình 3.5. Sơ đồ cấu trúc bộ biến đổi xung áp với các mạch phụ tải mắc song song



Hình 3.6. Bộ biến đổi xung áp có đảo chiều

3.1.4. Sơ đồ cấu trúc

Cấu trúc của bộ biến đổi xung áp một chiều thường có dạng như ở hình 3.7.



Hình 3.7.

Sơ đồ ở hình 3.7 gồm các phần tử chủ yếu như nguồn N , bộ lọc đầu vào L , khóa điện tử (KĐT), bộ lọc đầu ra (L_o) và phụ tải (PT) (cụ thể là động cơ điện một chiều).

Nguồn một chiều có thể là ắc quy hoặc bộ chỉnh lưu.

Bộ lọc đầu vào thường dùng mạch LC hoặc chỉ dùng điện cảm. Tụ C có thể được thay thế bằng các phần tử tích trữ năng lượng như ắc quy.

Khoá điện tử (KĐT) ngày nay được dùng chủ yếu là các van bán dẫn điều khiển hoàn toàn.

Bộ lọc đầu ra (L_o) có tác dụng san phẳng dòng điện ở đầu ra của bộ biến đổi.

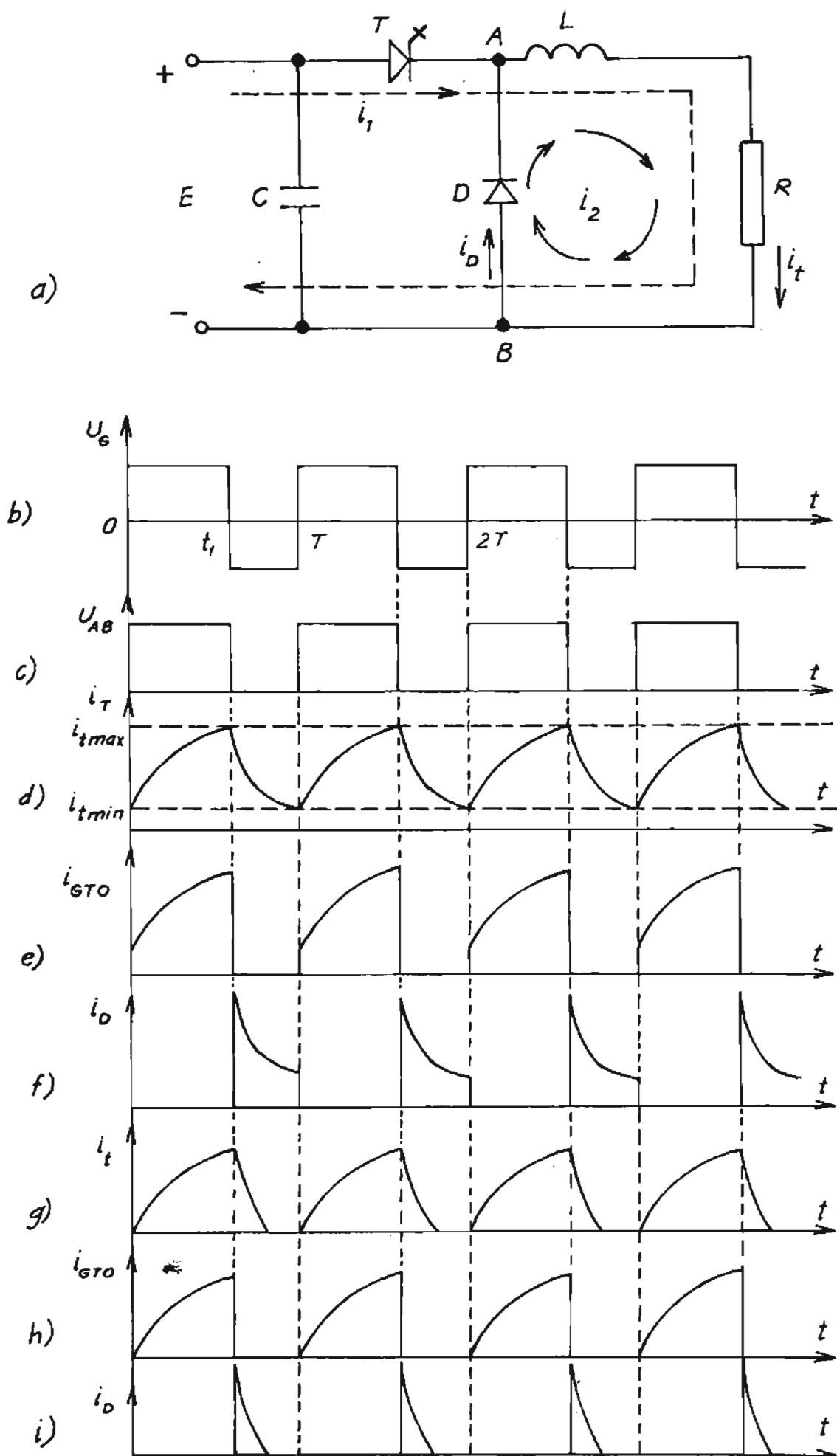
Các bộ biến đổi xung áp một chiều trình bày dưới đây chỉ đề cập đến vấn đề sử dụng van điều khiển hoàn toàn (GTO, BT hoặc IGBT).

3.2. BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP MỘT CHIỀU KHÔNG ĐẢO CHIỀU CÓ ĐIỆN ÁP RA THẤP HƠN ĐIỆN ÁP VÀO (Bộ biến đổi xung áp nối tiếp)

Xét trường hợp tải trở cảm:

Sơ đồ cơ bản gồm tụ lọc đầu vào (C), khóa điện tử dùng van điều khiển hoàn toàn (GTO) (ở hình 3.8a ký hiệu là T), cuộn kháng L , diốt đệm D và phụ tải R (hình 3.8a).

Khoá điện tử sẽ được đóng cắt với chu kỳ T theo luật điều khiển như đồ thị ở hình 3.8b,c. Van T_o sẽ dẫn điện khi $U_G > 0$ và van sẽ bị khóa lại khi $U_G < 0$.



Hình 3.8. Bộ biến đổi xung áp:

a) Sơ đồ; b), c), d), e), g), h), i) Biểu đồ xung

Trong khoảng từ 0 đến t_1 , khi T dẫn điện, năng lượng của nguồn sẽ được cấp cho phụ tải, nếu coi van là lý tưởng, thời gian đóng cắt của van bằng không thì $U_{AB} = E$. Khi van khóa ($t_1 \div T$), do năng lượng tích trữ trong điện cảm, dòng điện vẫn theo chiều cũ và khép mạch qua van đệm D, lúc này $U_{AB} = U_D \approx 0$.

Giá trị trung bình của điện áp tại hai điểm A, B sẽ là:

$$U_{AB} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} E dt = E \frac{t_1}{T} = E \cdot \gamma \quad (3.2)$$

$$\gamma = \frac{t_1}{T}$$

γ là hệ số điều chỉnh điện áp.

Để tìm dòng tải ta dùng phương pháp toán tử Laplace: Nếu hàm số liên tục thì ảnh Laplace của nó là:

$$F(P) = \int_0^{\infty} h(t) e^{-Pt} dt \quad (3.3)$$

và ngược lại nếu hàm $h(t)$ được biểu diễn dưới dạng:

$$h(t) = \int \frac{f(P)}{PF(P)}$$

thì:

$$h(t) = \frac{f(0)}{F(0)} + \sum_{n=1}^m \frac{f(a_n)}{a_n F(a_n)} \cdot e^{a_n t} \quad (3.4)$$

a_n là nghiệm của phương trình đặc tính .

Áp dụng công thức (3.3) ta tìm được ảnh của U_{AB} :

$$U_{AB}(P) = \frac{E}{P} \frac{1 - e^{-Pt_1}}{1 - e^{-PT}}$$

Ảnh của dòng tải là:

$$I(P) = \frac{U_{AB}(P)}{Z(P)} = \frac{E}{P} \cdot \frac{1 - e^{-Pt_1}}{(1 - e^{-PT})(R + PL)} \quad (3.5)$$

Áp dụng công thức (3.4) ta tìm được dòng điện trong khoảng $t \div t_1$ là:

$$i_1 = \frac{E}{R} \left[1 - \frac{1 - a_1 b_1}{1 - a_1} e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (3.6)$$

trong khoảng $t_1 \div T$ là:

$$i_2 = \frac{E}{R} \left[1 - \frac{1 - b_1^{-1}}{1 - a_1} e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (3.7)$$

Từ (3.6) và (3.7) ta xây dựng được đồ thị dòng điện trong bộ biến đổi như ở hình 3.10d và tương ứng là dòng qua khoá điện tử (hình 3.10e) và qua diôt (hình 3.10f).

$\tau = L/R$ là hằng số thời gian của mạch tải.

$$a_1 = e^{-\frac{T}{\tau}} ; b_1 = e^{-\frac{\gamma T}{\tau}}$$

Cho các giá trị $t = t_0$ và $t = T - t_0$ ta tìm được:

$$I_{\max} = \frac{E}{R} \frac{1 - b^{-1}}{1 - a_1} \quad (3.8)$$

$$I_{\min} = \frac{E}{R} \frac{(b_1 - 1)a_1}{1 - a_1} \quad (3.9)$$

Dòng trung bình qua van T sẽ là:

$$I_T = \frac{E}{R} \left[\gamma - \frac{\tau}{T} \frac{(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{1 - a_1} \right] \quad (3.10)$$

Dòng trung bình qua diôt:

$$I_D = \frac{E}{R} \frac{\tau}{T} \left[\frac{(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{1 - a_1} \right] \quad (3.11)$$

Dòng trung bình qua tải:

$$I_t = I_T + I_D = \frac{E}{R} \gamma \quad (3.12)$$

Biểu thức (3.12) cho thấy dòng tải không phụ thuộc vào tần số đóng cắt của van cũng như không phụ thuộc vào hằng số thời gian của mạch tải.

Biên độ đập mạch của dòng tải:

$$\Delta I_{\max} = I_{\max} - I_{\min} = \frac{E}{R} \frac{(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{1 - a_1}$$

Khi $\gamma = 0,5$ thì $\Delta I_{\max}$ đạt giá trị cực đại.

Việc tính chọn van nhiều khi mang tính ước lệ vì khi chọn bao giờ cũng có độ dự trữ nhất định nào đó. Do đó trong các tính toán không nhất thiết phải tính chính xác dòng tải i_t để xác định giá trị của dòng qua van.

Để đơn giản phép tính người ta thường chọn :

$$I_1 = \frac{E}{R} \gamma t ; \quad 0 \leq t \leq t_1 \text{ với } \gamma = \gamma_{\max} \quad (3.12)$$

và thay thế biểu thức (3.13) cho (3.6) để tính dòng trung bình qua các van.

Việc tính này cho kết quả sai số không quá 10% và có thể chấp nhận được khi chọn van với một hệ số dự trữ nào đó.

Từ các giá trị của i_1 người ta dựng được đồ thị của dòng tải i_1 , dòng qua GTO và qua diôt (hình 3.8d, e, f) cho trường hợp dòng tải là liên tục và khi dòng gián đoạn (hình 3.8g, h, i).

Hệ số đập mạch của điện áp ra:

$$k_{dm} = \frac{\Delta U_{AB}}{E} = \frac{(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{1 - a_1}$$

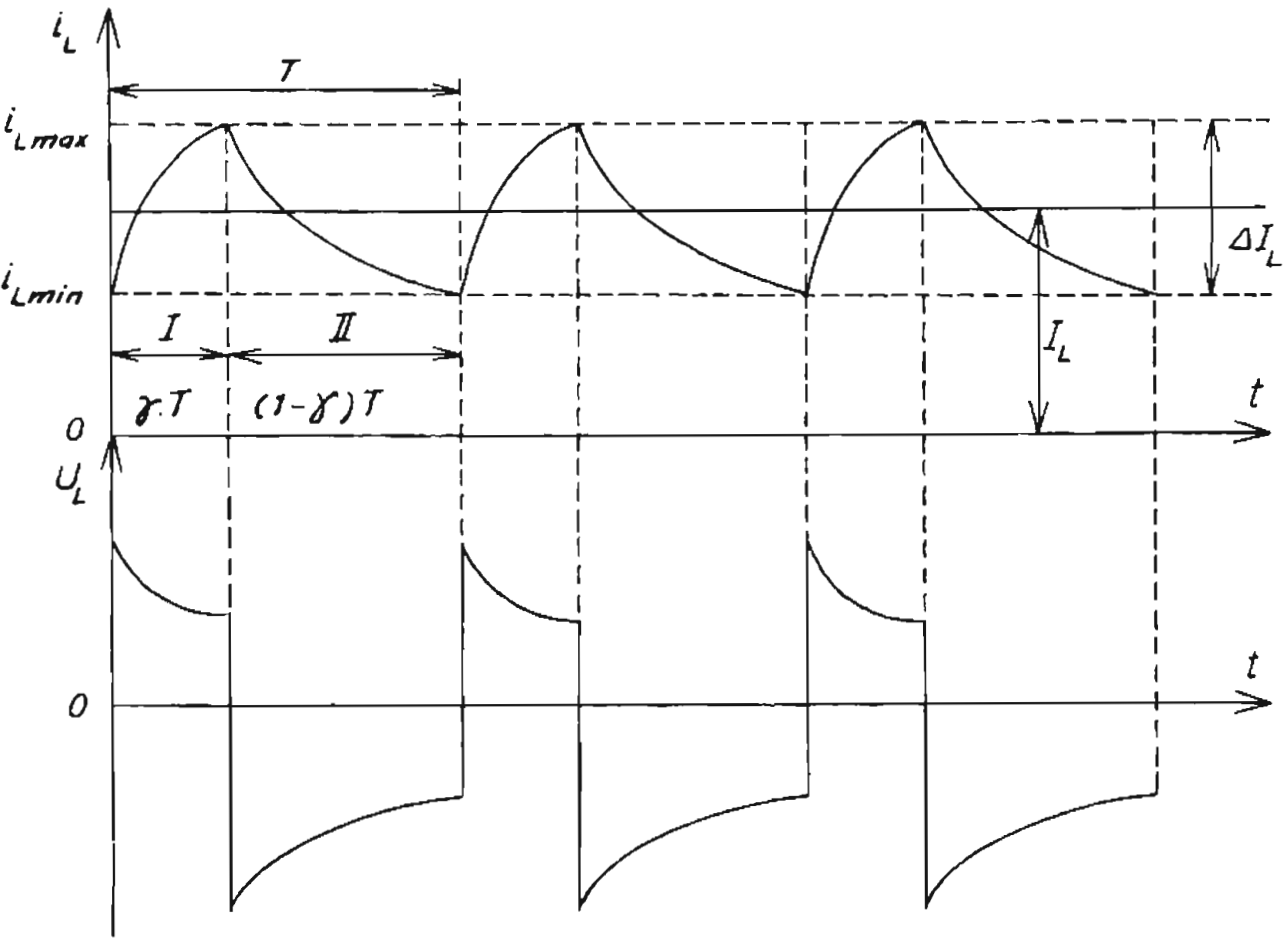
Khi năng lượng tích trữ trong điện cảm L là hữu hạn, sẽ xảy ra chế độ dòng điện gián đoạn (hình 3.10g, h, i). Dòng qua diôt đệm sẽ giảm về không trước khi khóa điện tử T được đóng lại. Chế độ dòng điện gián đoạn sẽ làm tăng hệ số đập mạch trên tải và làm giảm chất lượng đặc tính ngoài của bộ biến đổi.

3.3. PHƯƠNG PHÁP TÍNH TOÁN BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP

Theo sơ đồ trên hình 3.3, ta thấy bộ biến đổi xung áp bao giờ cũng có các phần tử tích lũy năng lượng như tụ điện và điện cảm. Số bậc của phương trình vi phân mô tả quá trình điện từ trong mạch điện phụ thuộc vào số lượng các phần tử điện cảm và tụ điện này. Nếu bộ biến đổi xung áp chỉ chứa một phần tử điện cảm hay tụ điện ở đầu vào hoặc đầu ra thì phương trình mô tả quá trình điện từ là bậc nhất, và có thể giải được một cách đơn giản để tính toán các phần tử trong sơ đồ. Nhưng khi số bậc của phương trình vi phân tăng lên thì việc giải phương trình trở nên phức tạp, các biểu thức tính toán sẽ trở nên cồng kềnh và khó tính toán. Để đơn giản các phép tính trong bộ biến đổi xung áp, người ta có thể dùng phương pháp tính toán gần đúng. Sai số có thể được kiểm nghiệm và hiệu chỉnh trong quá trình lắp ráp và thử nghiệm bộ biến đổi xung áp. Phương pháp tính gần đúng thường được dùng để tính toán các khâu và các phần tử riêng biệt trong sơ đồ dựa trên cơ sở bỏ qua ảnh hưởng của các phần tử khác. Các kết quả này dùng để lựa chọn các phần tử trong sơ đồ.

Ví dụ như tính bộ lọc đầu vào ta có thể bỏ qua quá trình chuyển mạch của van (coi như xảy ra tức thời), dòng phụ tải là bằng phẳng; ngược lại khi tính toán bộ lọc đầu ra ta lại coi điện áp đầu vào là bằng phẳng.

Đương nhiên nguyên tắc tính toán như vậy sẽ không có sai số đáng kể nếu độ dập mạch của dòng điện cũng như điện áp ở đầu vào và đầu ra không lớn ($< \pm 20\%$).



Hình 3.9. Đồ thị dòng và áp trên cuộn cảm

Xét phần tử điện cảm L trong sơ đồ ở hình 3.8a, dòng qua điện cảm tăng từ giá trị cực tiểu ($i_{L\min}$) đến giá trị cực đại ($i_{L\max}$) (hình 3.9) trong thời gian khóa điện tử dẫn điện (đoạn I). Khi khóa mở ra (đoạn II), dòng qua điện cảm lại giảm về giá trị $i_{L\min}$ (hình 3.8b). Ở chế độ gần xác lập, giá trị điện áp trung bình trên điện cảm phải bằng không.

$$U_{LI} = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} L \frac{di_{LI}}{dt} dt = \frac{L}{T} \int_{i_{L\min}}^{i_{L\max}} di_{LI} = \frac{L}{T} (i_{L\max} - i_{L\min}) = \frac{L}{T} \Delta I_L \quad (3.14)$$

$$U_{LII} = -U_{LI} = -\frac{L}{T} \Delta I_L \quad (3.15)$$

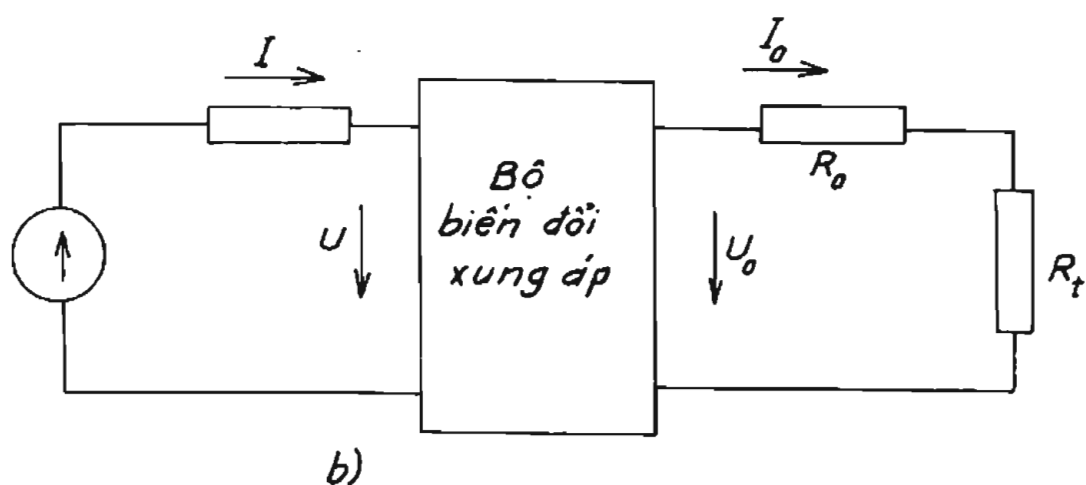
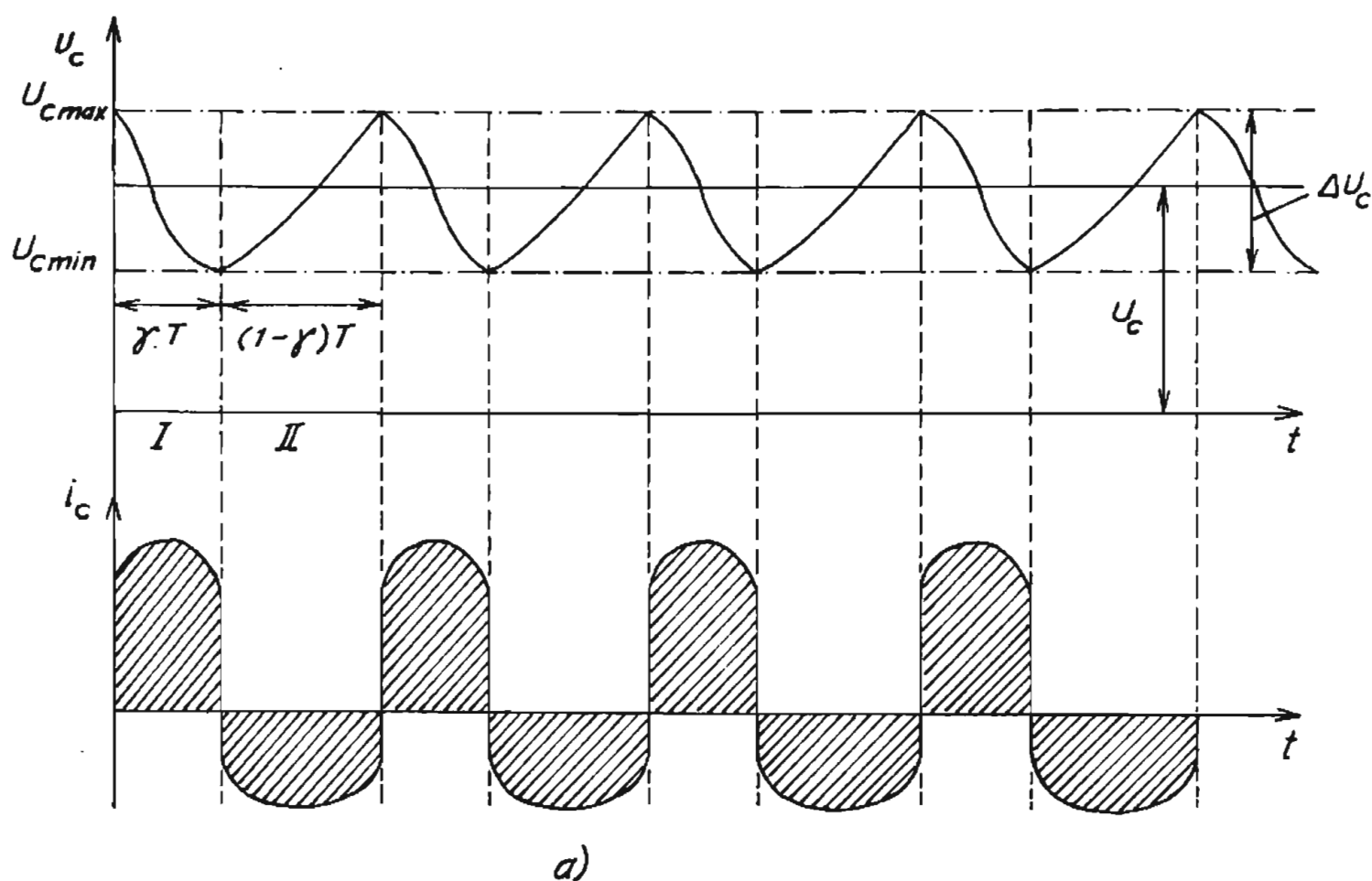
Do đó:
$$U_L = U_{LI} + U_{LII} = 0$$

Tương tự như vậy, giá trị trung bình của dòng qua tụ điện ở chế độ gần xác lập cũng bằng không (hình 3.10a):

$$I_{CI} + I_{CII} = 0$$

$$I_{CI} = -\frac{C}{T} \Delta U_C \quad (3.16)$$

$$I_{CII} = \frac{C}{T} \Delta U_C \quad (3.17)$$



Hình 3.10. Sơ đồ thay thế (b) và đồ thị điện áp trên tụ (a)

Như vậy ở chế độ xác lập, giá trị trung bình của điện áp đặt lên điện cảm bằng không và giá trị trung bình của dòng điện qua tụ C cũng bằng không (đối với bộ biến đổi xung áp).

Điều đó có nghĩa là toàn bộ năng lượng đầu vào được cấp cho phụ tải (bỏ qua tổn hao trên các phần tử của bộ biến đổi xung áp):

$$\int_0^T u i dt = \int_0^T u_0 i_0 dt \quad (3.17)$$

u, i - điện áp và dòng điện ở đầu vào của bộ biến đổi;

u_0, i_0 - điện áp và dòng điện ở đầu ra của bộ biến đổi;

Như vậy công suất đầu ra bằng công suất đầu vào:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u i dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_0 i_0 dt \quad (3.18)$$

Trong chế độ xác lập như đã nói trên, ta thường coi một trong số các đại lượng dưới dấu tích phân là hằng số (dòng điện coi như bằng phẳng, điện áp cũng bằng phẳng). Ví dụ: $u = U, i_0 = I_0$, lúc này :

$$U.I = U_0 I_0 \quad (3.19)$$

U, U_0, I, I_0 là giá trị trung bình của điện áp và dòng điện ở đầu vào và đầu ra.

Giá trị trung bình của điện áp đầu ra đối với bộ biến đổi có điện áp ra nhỏ hơn điện áp vào sẽ là:

$$U_0 = \gamma .U \quad (3.20)$$

Giá trị trung bình của điện áp đầu ra đối với bộ biến đổi có điện áp ra lớn hơn điện áp vào sẽ là:

$$U_0 = \frac{1}{1 - \gamma} U \quad (3.21)$$

Với việc coi các giá trị trung bình là không đổi, ta dễ dàng tính được giá trị trung bình của dòng điện qua các phần tử trong bộ biến đổi xung áp.

Dòng điện trung bình qua khóa điện tử:

$$I_T = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} I dt = \gamma . I \quad (3.22)$$

Để tính giá trị của điện cảm cũng như tụ lọc, người ta cũng dùng phương pháp gần đúng bằng cách tuyến tính hóa đường cong i_L cũng như u_C (thường tần số chuyển mạch trong các bộ biến đổi xung áp rất lớn, nên việc tuyến tính hóa trong một chu kỳ đối với i_L và u_C là chấp nhận được).

$$I_D = \frac{1}{T} \int_0^{(1-\gamma)T} I dt = (1 - \gamma) I \quad (3.23)$$

Đối với sơ đồ ở hình 3.3, khi khóa điện tử dẫn điện ($0 \div \gamma T$), ta có:

$$L_0 \frac{di_L}{dt} = U - U_0 \quad (3.24)$$

nghĩa là sụt áp trên điện cảm bằng hiệu điện áp vào và điện áp ra.

Vì coi i_L tuyến tính nên:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta I_{L0}}{\gamma.T} \quad (3.25)$$

Thay (3.10) và (3.15) vào (3.14) ta có:

$$L_0 \frac{\Delta I_{L0}}{\gamma.T} = (1 - \gamma)U$$

$$L_0 = (1 - \gamma) \gamma.T.U.\Delta I_{L0} \quad (3.26)$$

Cho giá trị $\Delta I_{L0} \leq 10\% I_0$ ta sẽ tính được giá trị L_0 với sai số của kết quả không đáng kể so với tính toán theo biểu thức giải tích.

Từ biểu thức (3.19) và (3.20) rút ra $I = \gamma.I_0$, do đó:

$$C \frac{dU_C}{dt} = I_0 - I = (1 - \gamma)I_0 \quad (3.27)$$

Thay: $\frac{dU_C}{dt} = \frac{\Delta U_C}{\gamma.T}$ ta có:

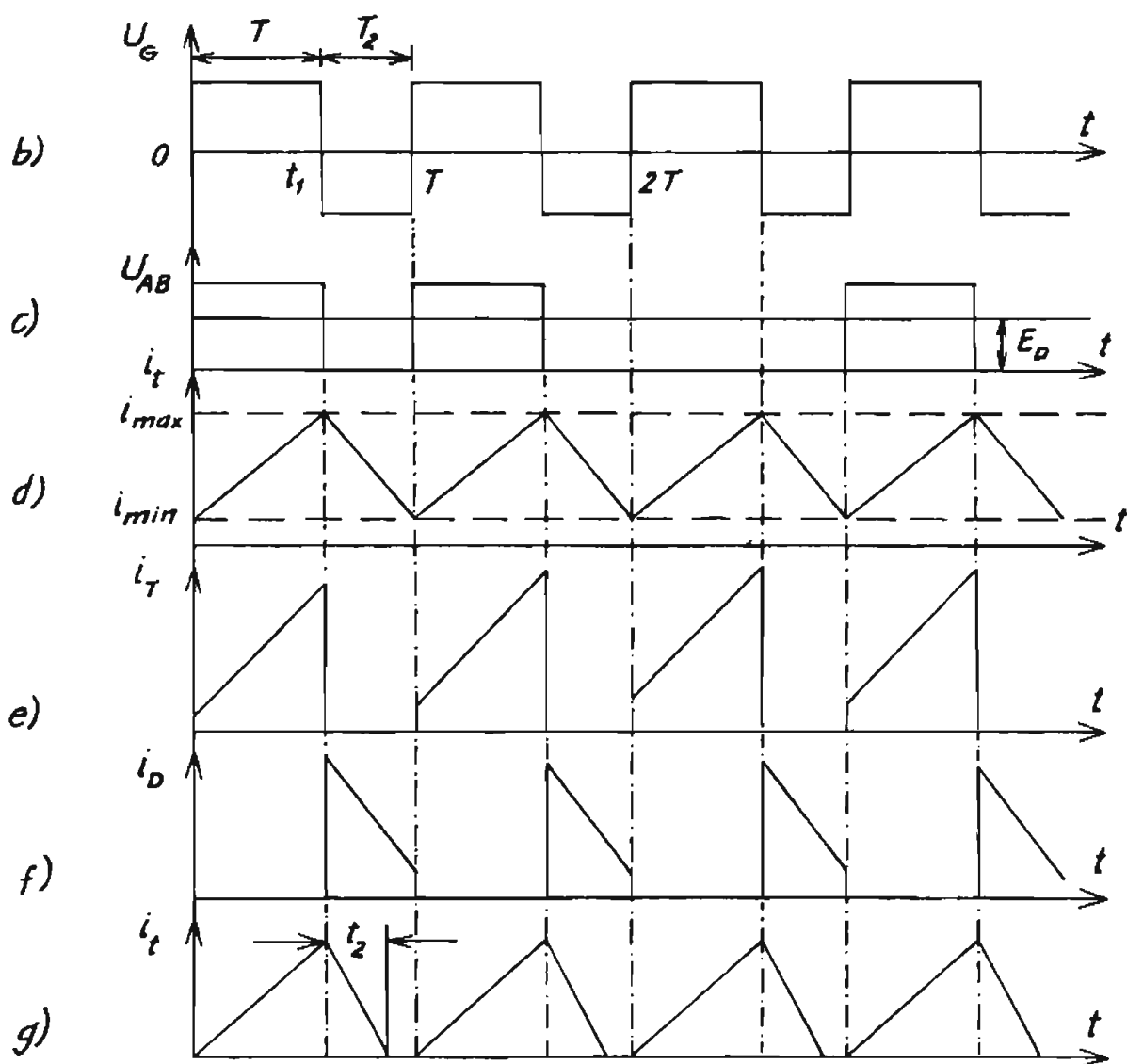
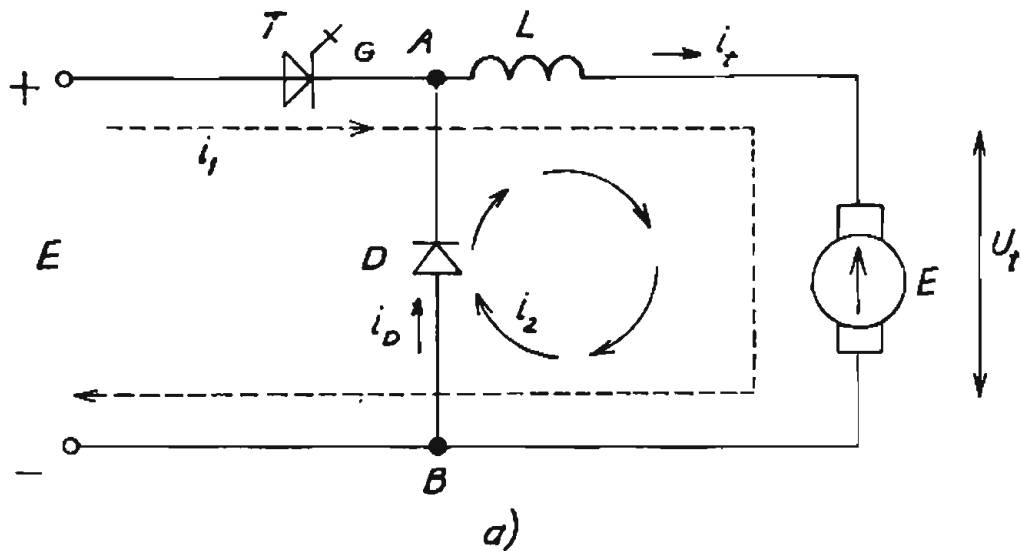
$$C = \frac{(1 - \gamma)\gamma.T.I_0}{\Delta U_C} \quad (3.28)$$

Trong quá trình điều chỉnh, giá trị cực đại của hệ số điều chỉnh $\gamma_{\max} = T - 2t_{\text{off}}$, để đảm bảo phục hồi khả năng khóa của van (t_{off} thời gian khóa của van động lực), việc chọn tần số đóng cắt tùy thuộc vào t_{off} sao cho $t_{\text{off}} = 5 \div 10\% T$.

3.4. BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP MỘT NHỊP LÀM VIỆC VỚI PHỤ TẢI LÀ ĐỘNG CƠ

3.4.1. Chế độ động cơ

Sơ đồ bộ biến đổi xung áp khi làm việc với tải là động cơ được mô tả trên hình 3.11a.



Hình 3.11. Bộ biến đổi xung áp một nhịp a) và đồ thị xung b), c), d), e), f), g)

Điện cảm ở đầu ra của bộ biến đổi xung áp bao gồm điện cảm phản ứng của động cơ.

Tương tự như sơ đồ ở hình 3.10, điện áp ra U_{AB} sẽ đạt giá trị cực đại khi van T dẫn điện ($U_{AB} \approx E$) và đạt giá trị cực tiểu ($U_{AB} = 0$). Khi van T bị khóa, giá trị dòng điện trên tải sẽ tăng tới giá trị $i_{1\max}$ ở thời điểm t_1 và giảm về giá trị cực tiểu ($i_{1\min}$) ở thời điểm T .

Để xây dựng được đặc tính điều chỉnh của bộ biến đổi ta cần giải phương trình vi phân như ở mục 3.1. Rõ ràng phương pháp này công kênh và kém hiệu quả.

Áp dụng phương pháp tính toán gần đúng ở mục 3.2 để tính mạch phụ tải của động cơ (tức là coi điện áp đầu vào bằng phẳng và dòng qua động cơ là tuyến tính), ta có:

$$i_1(t) = I_{\min} + \frac{E - U_1}{L} t \tag{3.29}$$

$$i_2(t) = I_{\max} + \frac{U_1}{L} t \tag{3.30}$$

$i_1(t)$ là dòng điện qua phụ tải khi khóa đóng mạch :
 $(0 \leq t \leq t_1) ; t = \gamma \cdot T$

$i_2(t)$ là dòng điện qua phụ tải khi khóa hở mạch :
 $(t_1 \leq t \leq T) ; t = (1 - \gamma) T$

E là điện áp đầu vào.

U_1 là điện áp trên tải (điện áp trên động cơ).

$$i_1(t_1) = I_{\max} \text{ , còn } i_2(T) = I_{\min}$$

$$T = 1/f \text{ và } \gamma = (T - t_1) f$$

Giải phương trình (3.29) và (3.30) ta nhận được:

$$\frac{U_1}{E} U_1/E = \gamma \tag{3.31}$$

Như vậy đặc tính điều chỉnh của bộ biến đổi sẽ là đường tuyến tính (hình 3.12). Vì bộ biến đổi làm việc ở góc phần tư thứ nhất trên mặt phẳng tọa độ nên nó có tên gọi là bộ biến đổi một nhịp.

Từ biểu thức cân bằng năng lượng:

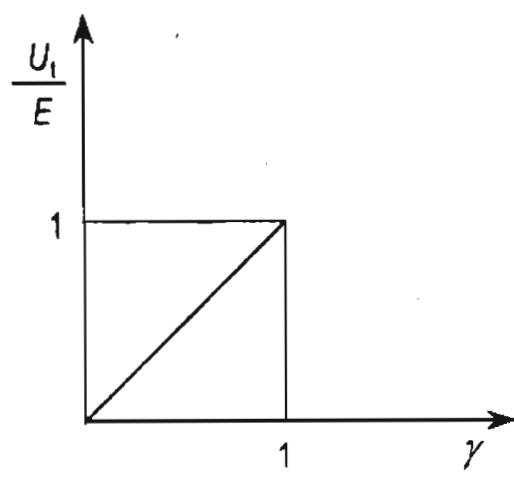
$$U_1 I_1 T = \int_0^{t_1} E i_1(t) dt$$

ta rút ra:

$$I_{l\min} = I_l - \frac{\gamma(E - U_l)}{2L.f} \tag{3.32}$$

$$I_{l\max} = I_l + \frac{\gamma(E - U_l)}{2L.f} \tag{3.33}$$

$$I_l = T_L = \frac{I_{\min} + I_{\max}}{2} \tag{3.34}$$



Hình 3.12. Đặc tính điều chỉnh

Như vậy nếu biết $I_{l\min}$ và $I_{l\max}$ qua các biểu thức (3.32) và (3.33) ta có thể dễ dàng tính được giá trị trung bình của dòng tải (hoặc chính là dòng qua cuộn kháng).

Giá trị trung bình của dòng qua khóa điện tử là:

$$I_T = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_l(t) dt = I_l \cdot \gamma \tag{3.35}$$

Giá trị trung bình của dòng qua điốt là:

$$I_D = \frac{1}{T} \int_{t_1}^T i_2(t) dt = I_l (1 - \gamma) \tag{3.36}$$

Và điện áp lớn nhất đặt lên các van sẽ là:

$$U_T = U_D = E$$

Công suất sử dụng khóa điện tử là:

$$P_T = \frac{P_l}{\gamma} \tag{3.37}$$

Biểu thức cho thấy công suất sử dụng van tốt nhất khi $\gamma \rightarrow 1$ (trong thực tế $\gamma = \gamma_{\max}$).

3.4.2. Chế độ dòng điện gián đoạn

Điểm giới hạn giữa chế độ dòng liên tục và dòng gián đoạn tương ứng với điều kiện $I_{\min} = 0$, do đó:

$$I_{l\text{ giới hạn}} = \frac{E\gamma(1 - \gamma)}{2L.f} \tag{3.38}$$

Suy ra ta có thể tính được giá trị điện cảm giới hạn mà van đảm bảo dòng là liên tục khi cho trước dòng điện phụ tải:

$$L_{\text{giới hạn}} = \frac{E\gamma(1 - \gamma)}{2L.f} \tag{3.39}$$

Với giá trị điện cảm xác định, khi dòng điện nhỏ hơn $I_{t \text{ giới hạn}}$, dòng điện trong mạch tải sẽ gián đoạn và đặc tính điều chỉnh sẽ khác với đặc tính điều chỉnh khi dòng là liên tục.

Từ biểu thức (3.29) và (3.20) với giả thiết $I_{\min} = 0$ và cho t_2 là thời gian dẫn dòng điện của diốt (xem hình 3.1g), ta tìm được:

$$t_2 = \frac{T_1(E - U_t)}{U_t} \tag{3.40}$$

Cho $t = T_1$ và $I_{\min} = 0$ vào (3.29) ta có:

$$I_{\max} = \frac{E - U_t}{L} T_1 \tag{3.41}$$

Tính giá trị trung bình của dòng tải bằng cách tích phân (3.29) và (3.30), thay các biểu thức (3.40) và (3.41) vào ta được:

$$I_t = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \frac{E - U_t}{L} dt + \frac{1}{T} \int_0^{t_2} \left[\frac{E - U_t}{L} T_1 - \frac{U_t}{L} t \right] dt$$

Sau một số biến đổi ta có:

$$\frac{U_t}{E} = \frac{\gamma^2}{4\tau.f} \cdot \sqrt{1 + \frac{8\tau.f}{\gamma^2 - 1}} \tag{3.42}$$

Thay (3.31) vào (3.42) có thể tính được giá trị:

$$\tau = L/R_t$$

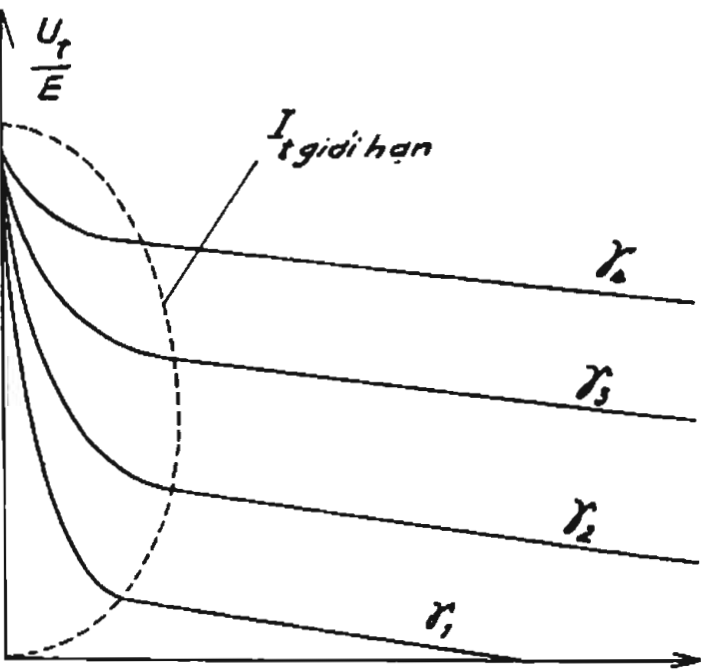
$$\gamma_{\text{giới hạn}} = 1 - 2\tau.f$$

Thay τ vào (3.42) công thức sẽ có dạng:

$$\frac{U_t}{E} = \frac{\gamma^2}{\gamma^2 - \frac{2L.I_t.f}{E}} \tag{3.43}$$

Biểu thức cho phép xây dựng đặc tính điều chỉnh của bộ biến đổi ở vùng dòng điện gián đoạn (hình 3.13). Trên hình 3.13, đặc tính này được giới hạn bởi đường nét đứt $I_{t \text{ giới hạn}}$.

Ngoài vùng $I_{t \text{ giới hạn}}$ sẽ là vùng dòng điện liên tục và đặc tính sẽ được mô tả bởi biểu thức:



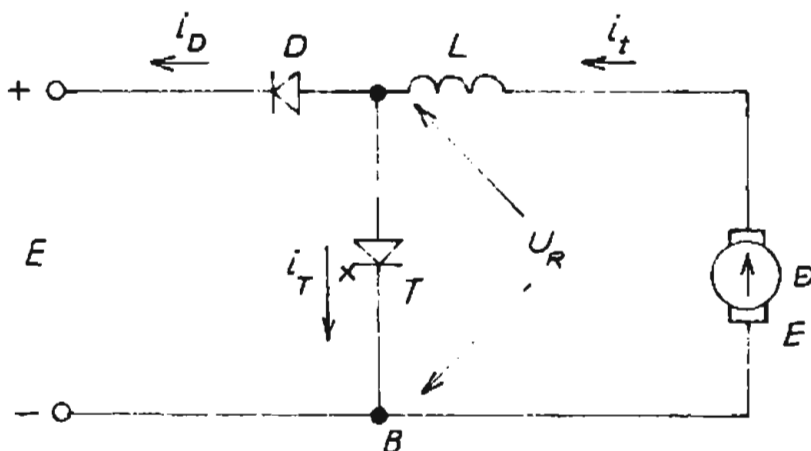
Hình 3.13

$$U_l = \gamma \cdot E - R_l I_l \quad (3.44)$$

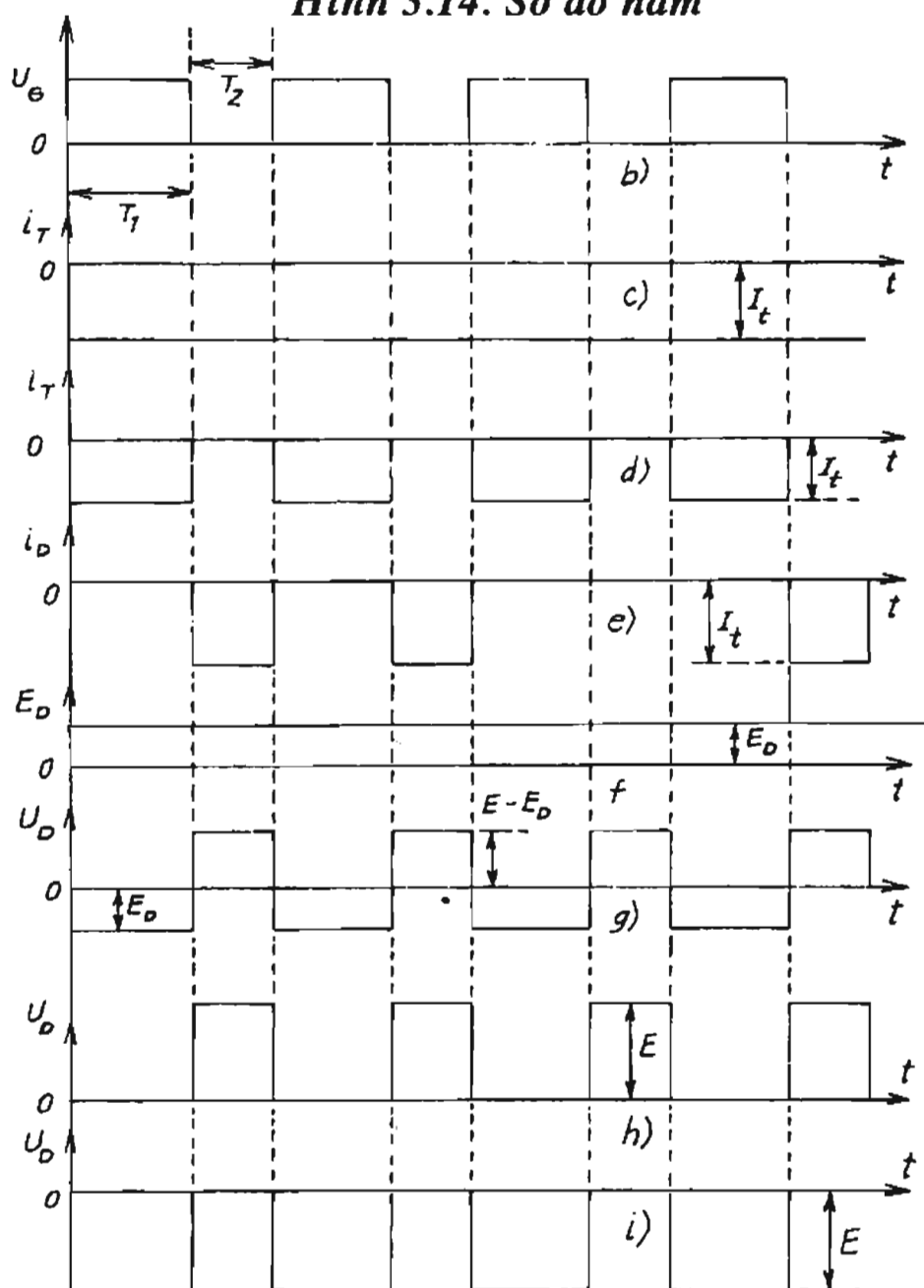
R_l là điện trở của cuộn kháng và điện trở phản ứng của động cơ.

3.4.3. Chế độ hãm của động cơ

Trong trường hợp hãm, dòng năng lượng sẽ đi từ động cơ (E_D) trở về nguồn (E) và động cơ sẽ làm việc như một máy phát (hãm tái sinh). Sơ đồ hãm được mô tả trên hình 3.14.



Hình 3.14. Sơ đồ hãm

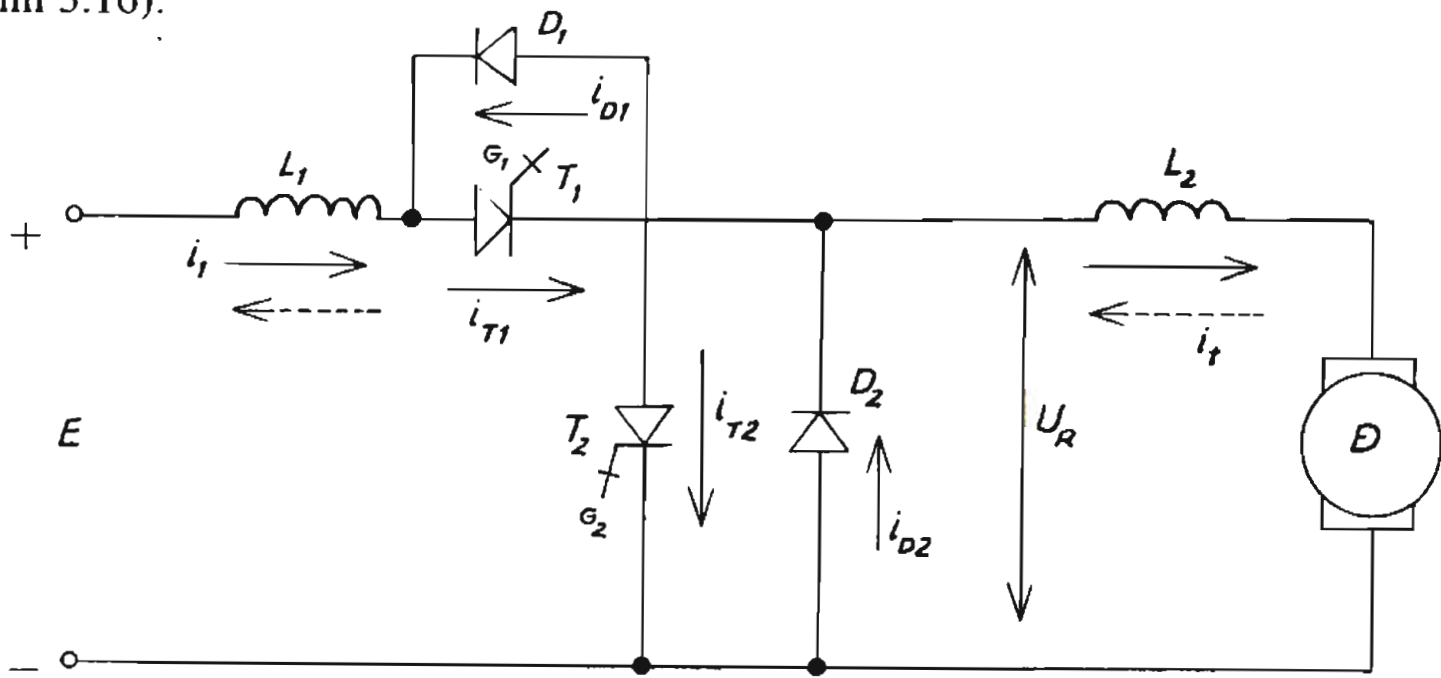


Hình 3.15. Sơ đồ và đồ thị chế độ hãm

3.5. BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP HAI NHỊP VỚI ĐIỆN ÁP RA NHỎ HƠN ĐIỆN ÁP VÀO

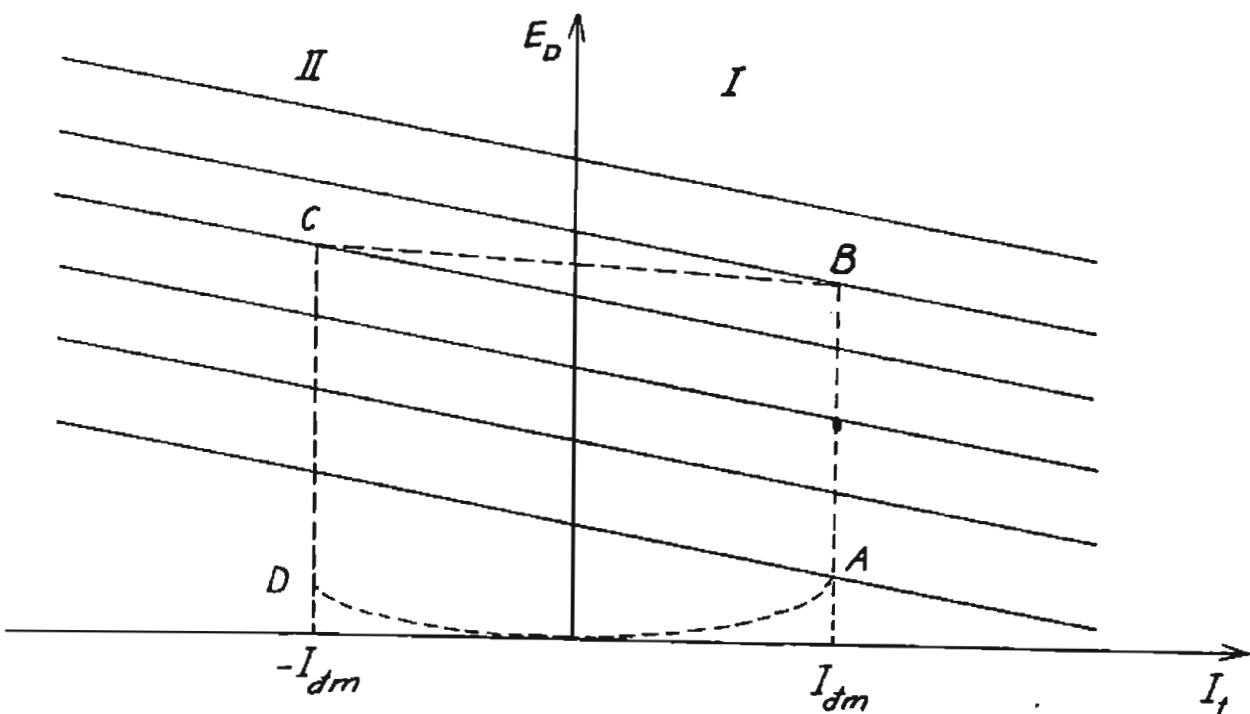
Các bộ biến đổi khảo sát trong các mục 3.4.1 và 3.4.2. là các bộ biến đổi riêng lẻ mô tả chế độ làm việc ở chế độ động cơ hoặc chế độ hãm.

Kết hợp hai sơ đồ ở mục 3.4.1 và 3.4.3 ta có sơ đồ bộ biến đổi hai nhịp (hình 3.16).



Hình 3.16

Bộ biến đổi này cho phép động cơ làm việc ở góc phần tư thứ nhất (chế độ động cơ) và góc phần tư thứ hai (chế độ hãm) như trên hình 3.17.



Hình 3.17. Vùng làm việc của động cơ

Để thực hiện quá trình hãm có trả năng lượng về nguồn, có hai cách:

Cách 1: Giữ cho $I_1 = i_D$ bằng cách thay đổi từ thông của động cơ và như vậy công suất trả năng lượng về lưới là không đổi. Phương pháp này hay được dùng cho động cơ có tốc độ quay lớn.

Cách 2: Giữ cho từ thông không đổi và khi sức điện động của động cơ (E_D) giảm để đảm bảo cho năng lượng vẫn được trả về lưới thì cần có phần tử bù điện áp (L) để đảm bảo cho $U_R > E$, và nếu đảm bảo $I_1 = \text{const}$ thì quá trình hãm sẽ được thực hiện với mômen hãm không đổi. Đa số các cơ cấu truyền động làm theo cách này.

Nguyên lý làm việc của bộ biến đổi như sau (xem đồ thị ở hình 3.15):

Việc điều khiển dòng điện tải (I_1) được thực hiện theo nguyên lý điều chỉnh xung áp. Van điện tử T sẽ được đóng mở theo tín hiệu điều khiển U_G ($U_G > 0$, T mở; $U_G = 0$, T khóa) (hình 3.15). Như vậy T_1 tương ứng với thời gian van (T) dẫn điện, còn T_2 là thời gian van bị khóa.

Khi T dẫn điện, năng lượng từ động cơ sẽ được tích trữ trong cuộn cảm L và khi van (T) bị khóa thì năng lượng này (tích trữ trong điện cảm) sẽ được cộng với năng lượng của động cơ để trả về nguồn vì điện áp trên cuộn kháng L là điện áp xoay chiều, ta có đẳng thức: $E_D \cdot T_1 = (E - E_D) T_2$ (xem hình 3.15g) suy ra:

$$E_D = \gamma \cdot E ; \quad (\gamma = T_1/T) \quad (3.45)$$

Từ đồ thị ở hình 3.15d và 3.15e suy ra:

Giá trị trung bình của dòng điện qua diốt là:

$$I_D = \gamma I_1 \quad (3.46)$$

và giá trị trung bình của dòng qua van T là:

$$I_T = (1 - \gamma) I_1 \quad (3.47)$$

Xác định với giá trị điện áp nguồn:

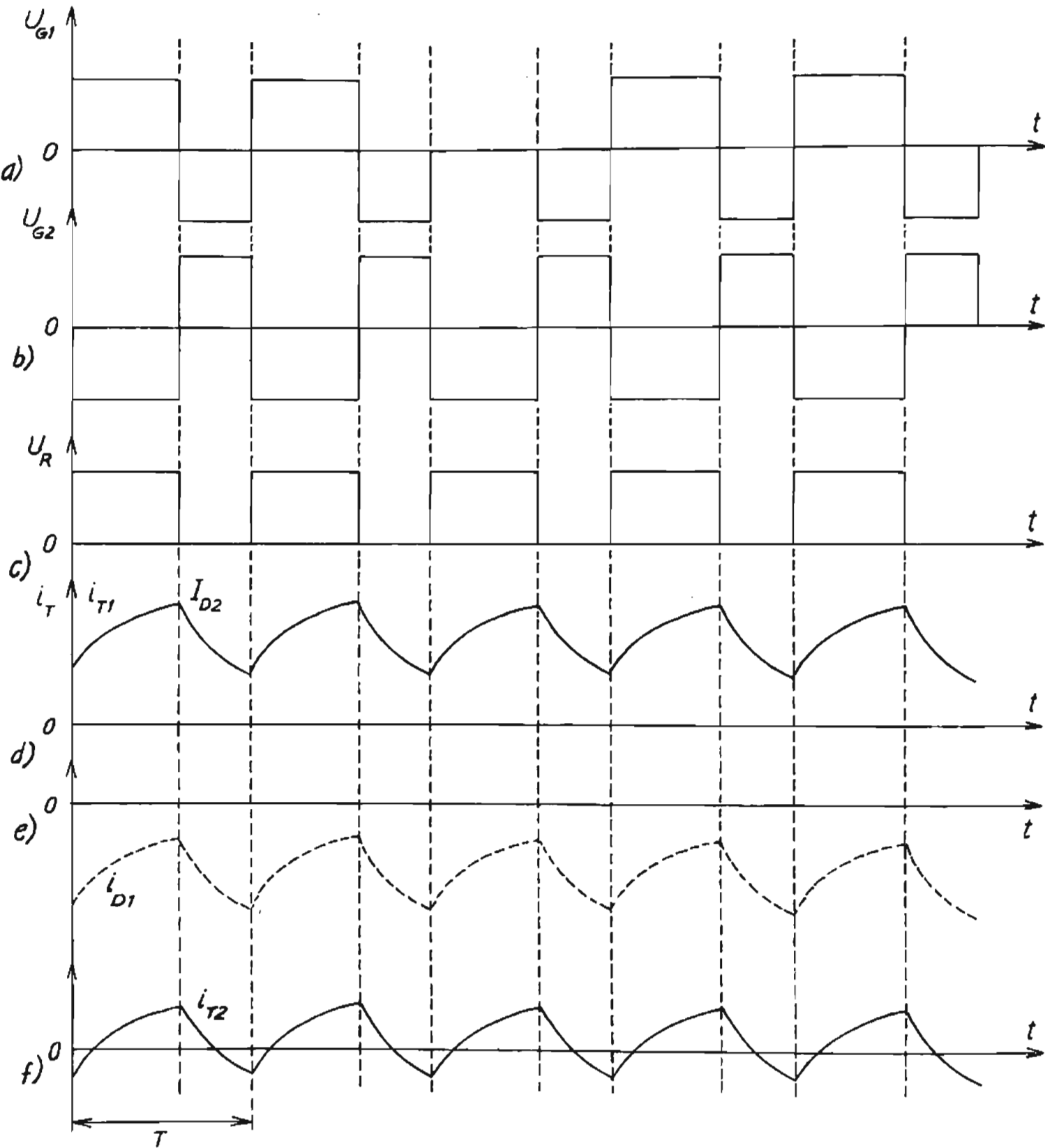
$$U_{T \max} = U_{D \max} = E \quad (3.48)$$

Các van chủ đạo T_1 và T_2 đều được mắc thêm các diốt ngược D_1 và D_2 để đảm bảo dòng điện có thể dẫn theo hai chiều.

Các van T_1 và T_2 được đóng mở ngược pha với nhau trong chu kỳ T . Van T_1 dẫn điện trong khoảng $0 \div t_1$ (T_2 khóa), T_2 dẫn trong khoảng $t_1 \div t_3$ (T_1 khóa).

Van T_1 và T_2 được điều khiển bởi các tín hiệu điều khiển U_{G1} và U_{G2} ($U_G > 0$ van T dẫn; $U_G < 0$ van T bị khóa).

Với quy luật đóng mở như vậy, điện áp trên tải (U_R) sẽ có dạng như trên hình 3.18c và $U_R = E.\gamma$.



Hình 3.18. Đồ thị điện áp và dòng điện

Trong quá trình làm việc có thể có ba trạng thái như sau:

Trạng thái 1: $E.\gamma > E_D$, năng lượng từ nguồn luôn được cấp cho động cơ. Động cơ sẽ luôn làm việc ở góc phần tư thứ nhất (hình 3.17).

Trong khoảng thời gian $0 \div t_1$ dòng điện sẽ đi từ nguồn qua T_1 và qua động cơ:

$$i_1 = i_{T1} = i_1$$

Trong khoảng $t_1 \div t_3$ dòng tải sẽ khép mạch qua diôt D_2 và $i_1 = i_{D2}$ (xem hình 3.18d).

Trạng thái 2: $E.\gamma < E_D$ (xem hình 3.18c). Dòng năng lượng sẽ đi từ động cơ trở về nguồn qua diôt D_1 và động cơ sẽ làm việc ở chế độ hãm.

Trong khoảng $0 \div t_1$, dòng điện sẽ đi từ động cơ về nguồn $i_1 = i_{D1} = i_1$, động cơ hãm tái sinh.

Trong khoảng $t_1 \div t_3$ khi T_2 mở dòng tải sẽ khép mạch qua T_2 ($i_1 = i_{T2}$), động cơ thực hiện hãm động năng.

Trạng thái 3: $E.\gamma \approx E_D$. Ở trạng thái này dòng tải có thể đảo dấu.

Trong khoảng $0 \div t_0$ tương ứng với trạng thái $E_D > E.\gamma$ động cơ làm việc như máy phát trả năng lượng về nguồn thông qua diôt D_1 : $i_1 = i_{D1}$.

Trong khoảng $t_0 \div t_1$ tương ứng với trạng thái $E.\gamma > E_D$, nguồn sẽ cấp năng lượng cho động cơ thông qua T_1 dẫn điện. Lúc này $i_1 = i_{T1} = i_1$.

Trong khoảng $t_1 \div t_2$ (T_1 khoá T_2 mở), do dòng tải vẫn giữ nguyên theo chiều cũ (trong mạch có điện cảm L_2) nên dòng tải sẽ khép mạch qua diôt D_2 và $i_1 = i_{D2}$ và dòng sẽ giảm về không tại thời điểm t_2 (năng lượng dự trữ trong cuộn cảm L_2 lúc này giảm về không).

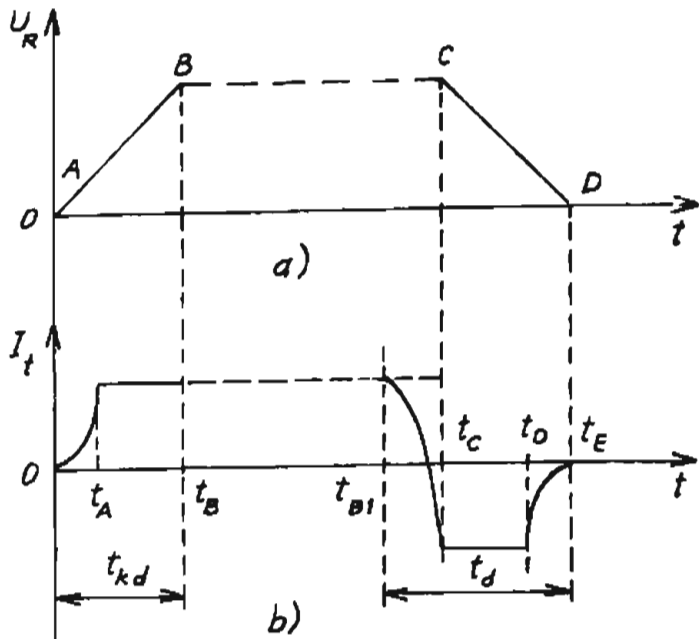
Trong khoảng $t_2 \div t_3$, sức điện động của động cơ sẽ làm cho dòng điện đảo chiều và dòng tải sẽ đi qua van T_2 (động cơ làm việc ở chế độ hãm động năng).

Để tính toán dòng điện qua các van cần xác định thời điểm t_0 và t_2 bằng cách cho dòng điện $i_1 = 0$ (i_1 được xác định từ công thức (3.6) và (3.7)). Sau đó tính giá trị trung bình của dòng ứng với các khoảng thời gian van dẫn dòng.

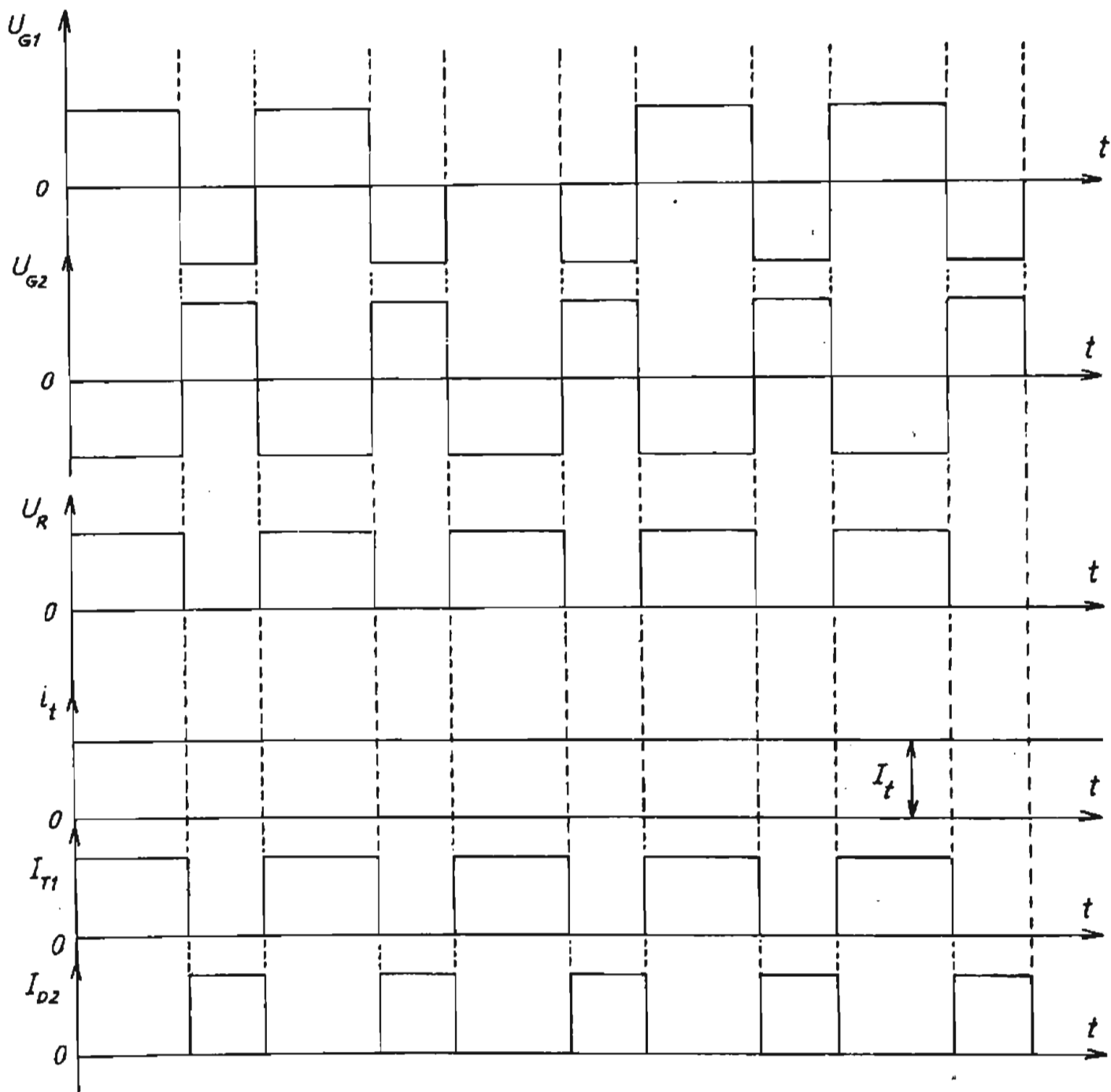
Tuy nhiên ngày nay trong các hệ truyền động tự động, người ta thường duy trì cho dòng tải không đổi ($I_1 = \text{const}$) để đảm bảo động cơ làm việc ổn định cũng như hãm nhanh và dừng chính xác. Việc duy trì dòng tải không đổi được thực hiện thông qua các tín hiệu phản hồi về dòng i_1 và điện áp E_D tốc độ quay, và để đảm

bảo cho động cơ làm việc theo đúng nguyên tắc đã mô tả trong mục 3.5.

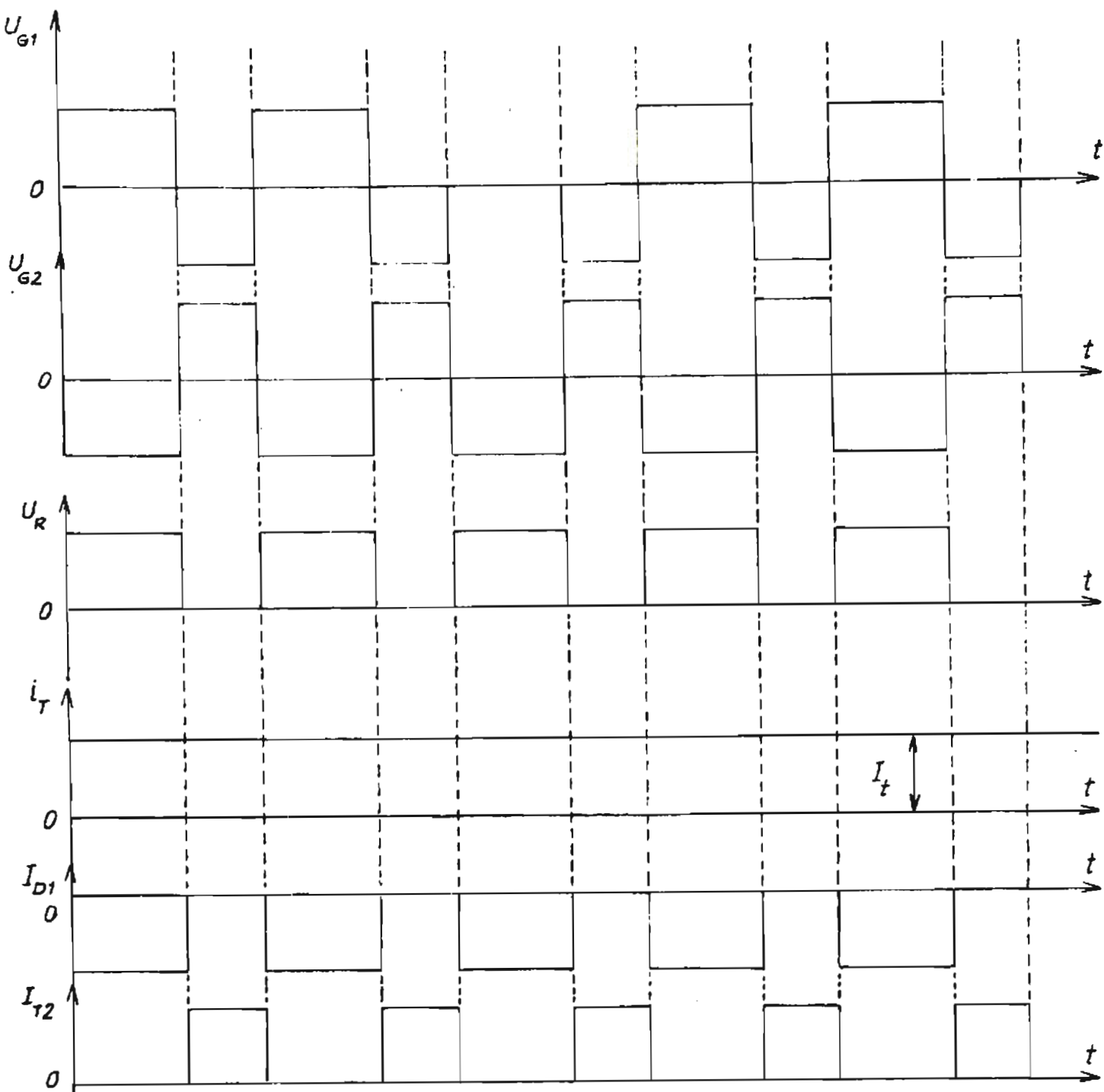
Quá trình làm việc và hãm của động cơ sẽ tuân theo quỹ đạo được mô tả bằng đường ABCD (hình 3.19). Khởi động ứng với đường OAB. Quá trình này đòi hỏi γ tăng tuyến tính từ $\gamma_{\min}$ đến γ_B và do đó điện áp ra cũng tăng tuyến tính (với điều kiện giữ $I_t = \text{const}$).



Hình 3.19. Quá trình khởi động và hãm



Hình 3.20a. Đồ thị dòng điện và điện áp ở chế độ động cơ



Hình 3.20b. Đồ thị dòng điện và điện áp khi hãm

Quá trình khởi động ứng với thời gian khởi động t_{kd} (hình 3.19a) khoảng OA tương ứng với quán tính tăng dòng tải đến trị số định mức.

Từ B đến B₁ là chế độ làm việc ổn định của động cơ.

Khi hãm, điểm làm việc sẽ chuyển theo đường BCDO, lúc này $E_D > E$, động cơ sẽ thực hiện hãm tái sinh trả năng lượng về nguồn thông qua diôt D₁. Đoạn này ứng với thời gian dừng (t_d) bao gồm thời gian chuyển động trên quỹ đạo BC và thời gian quán tính thay đổi dòng i_t (đoạn B₁C và DE). Quá trình dẫn dòng qua các van được mô tả bởi đồ thị dòng điện và điện áp (hình 3.20a và b).

Từ đồ thị ta có thể tính được:

$$I_{T1} = \gamma I_1 \quad (3.49)$$

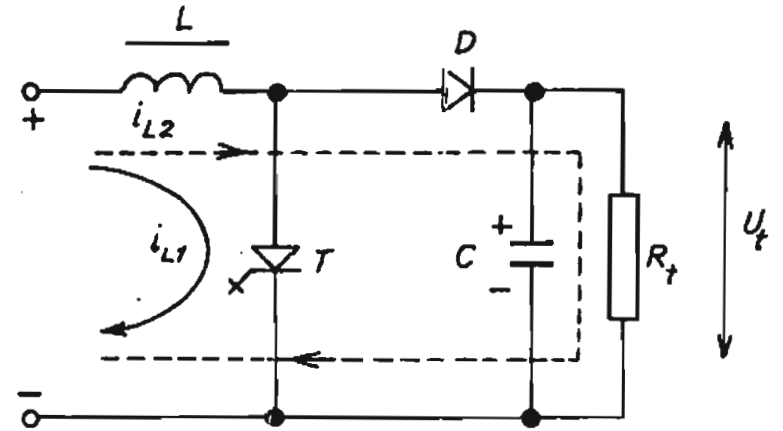
$$I_{D1} = \gamma I_1 \quad (3.50)$$

$$I_{T2} = (1 - \gamma) I_1 \quad (3.51)$$

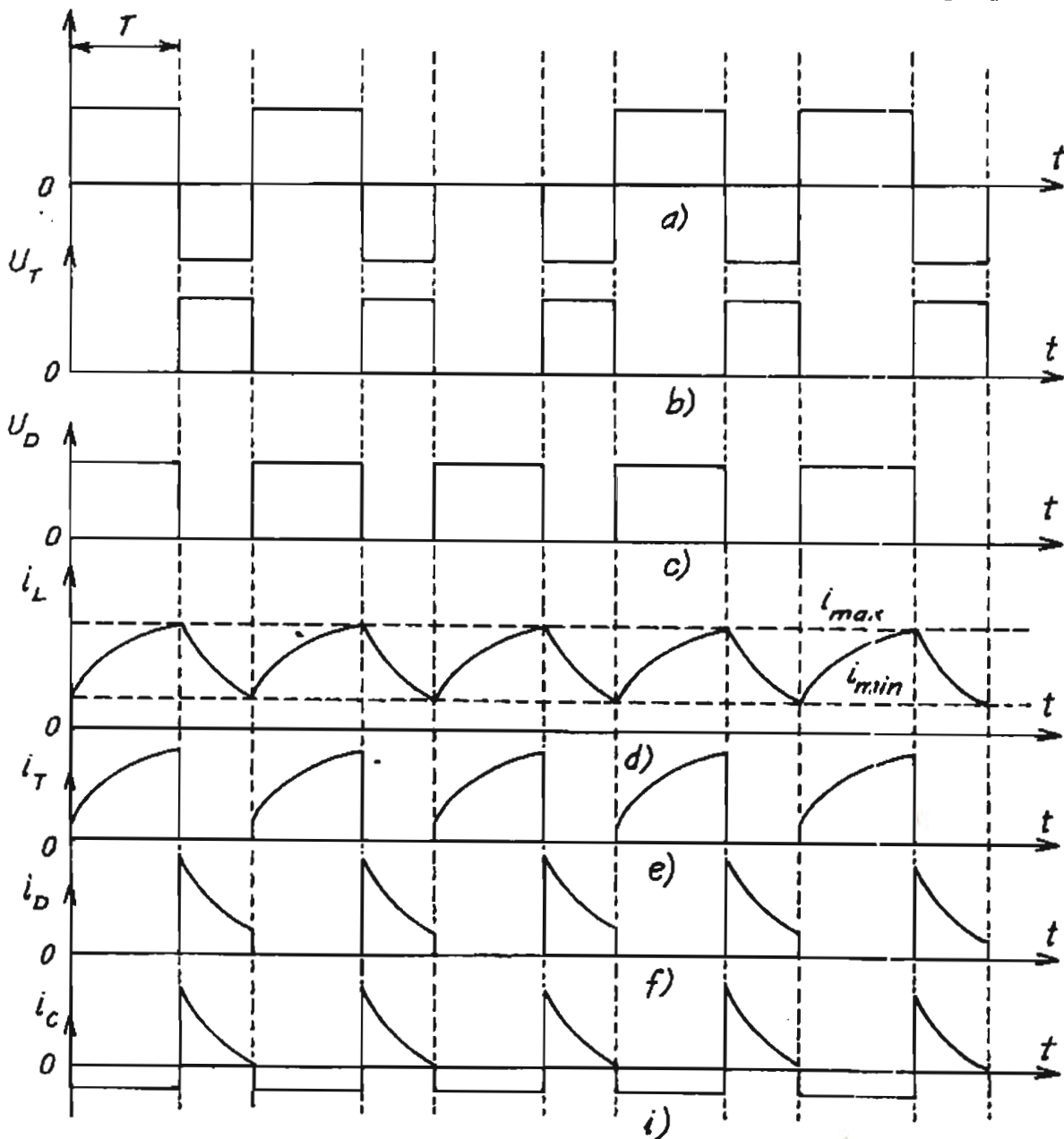
$$I_{D2} = (1 - \gamma) I_1 \quad (3.52)$$

3.6. BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP SONG SONG CÓ ĐIỆN ÁP RA NHỎ HƠN ĐIỆN ÁP VÀO (Bộ biến đổi xung áp song song)

Bộ biến đổi xung áp có dạng mô tả trên hình 3.21. Do van điện tử chủ đạo mắc song song với nguồn nên bộ biến đổi còn có tên gọi là bộ biến đổi xung áp song song.



Hình 3.21. Bộ biến đổi xung áp song song



Hình 3.22. Đồ thị dòng điện và điện áp khi dòng điện qua điện cảm liên tục

Trong một chu kỳ, van T được đóng mở nhờ tín hiệu điều khiển U_G (hình 3.22a).

Khi van T dẫn ($0 \div t_1$), toàn bộ điện áp nguồn được đặt vào cuộn cảm L và cuộn cảm sẽ dự trữ một năng lượng nhất định nào đó. Khi van T bị khoá, toàn bộ năng lượng của nguồn và của cuộn kháng sẽ đặt lên tải (dòng điện lúc này là dòng i_{L2} - đường nét đứt). Nhờ năng lượng tích trữ trong điện cảm nên điện áp trên tải sẽ lớn hơn điện áp nguồn. Tụ C dùng để tích năng lượng và lọc điện áp ra. Khi van T mở, năng lượng của tụ C sẽ cấp cho tải duy trì cho điện áp trên tải dao động trong một phạm vi nhất định.

Đồ thị dòng điện và điện áp trong các phần tử của sơ đồ sẽ có dạng như ở hình 3.22. Nếu giảm phụ tải đến mức nào đó thì dòng qua cuộn kháng sẽ gián đoạn (hình 3.23).

Để tiện cho việc tính toán ta có thể dùng phương pháp giá trị, tức là coi dòng đi qua điện cảm có một giá trị:

$$I_L = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \quad (3.53)$$

Xem hình 3.22d và coi van đóng mở tức thời, lúc đó sơ đồ thay thế của bộ biến đổi sẽ có dạng như ở hình 3.24.

Khi van T dẫn ($0 \div t_1$), dòng qua van $i_T = i_L$, điện áp ngược đặt lên diôt $U_D = U_i$. Trong khoảng ($t_1 \div T$) khi van T bị khoá, dòng qua diôt sẽ chính là dòng qua điện cảm: $I_L = I_D = I_i$.

Điện trở tương đương của van T và diôt sẽ là:

$$R_T = \frac{U_T}{I_T} = \frac{1-\gamma}{\gamma} \cdot \frac{U_i}{I_L} \quad (3.54)$$

$$R_D = \frac{U_R - U_i}{I_i} = - \frac{\gamma}{1-\gamma} \cdot \frac{U_i}{I_L} \quad (3.55)$$

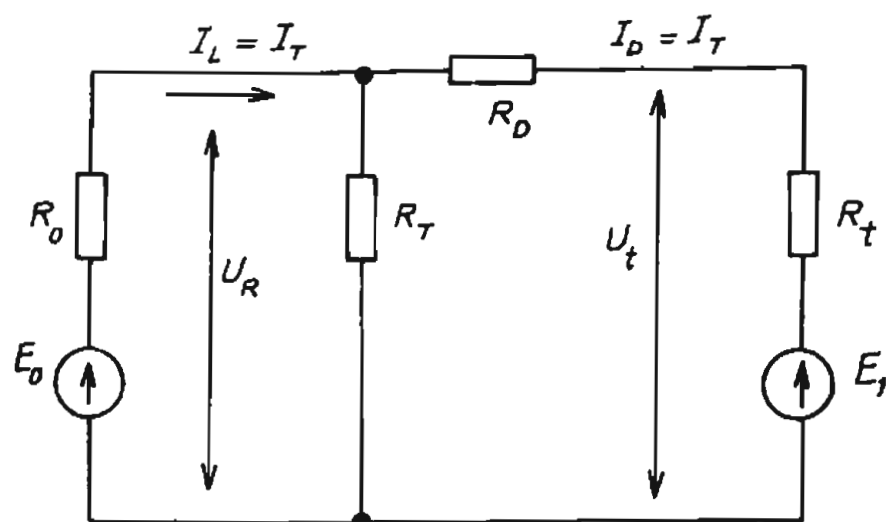
Từ sơ đồ thay thế ta có thể tính được giá trị trung bình của dòng điện và điện áp:

- Dòng điện qua van:

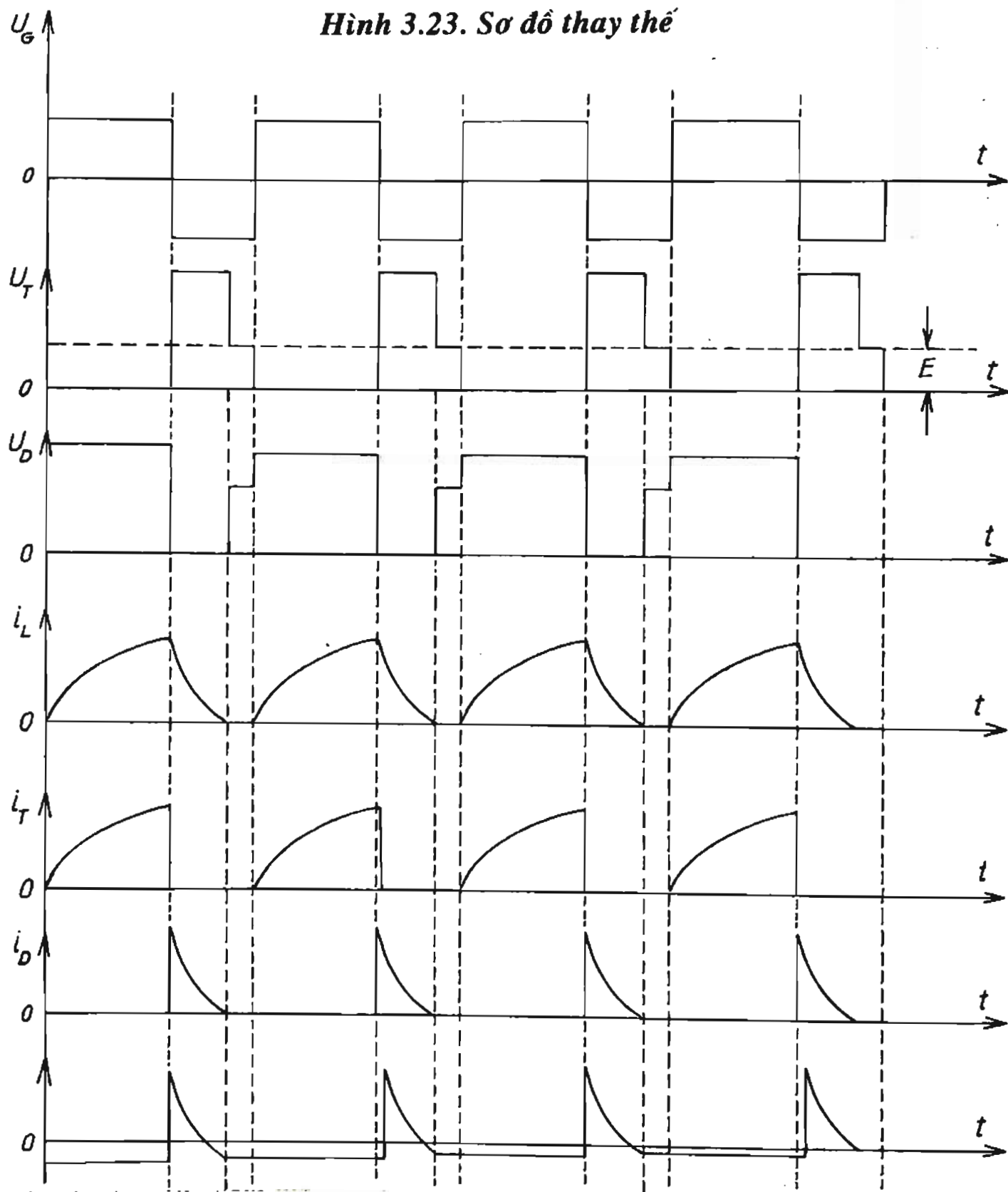
$$I_T = \frac{\gamma}{1-\gamma} \cdot I_i \quad (3.56)$$

- Dòng điện qua diôt:

$$I_D = I_L = \frac{I_i}{1-\gamma} \quad (3.57)$$



Hình 3.23. Sơ đồ thay thế



Hình 3.24. Đồ thị dòng điện và điện áp khi dòng qua điện cảm là gián đoạn

- Điện áp trên tải:

$$U_1 = \frac{E_0}{1-\gamma} - \frac{I_1 R_0}{(1-\gamma)^2} \quad (3.58)$$

- Sức điện động E_1 :

$$E_1 = \frac{E_0}{1-\gamma} - \left[\frac{R_0}{(1-\gamma)^2} + R_1 \right] I_1 \quad (3.59)$$

$$U_R = E_0 - \frac{I_1 R_0}{1-\gamma} \quad (3.60)$$

Từ (3.58) ta có thể xác định điểm cực trị:

$$\gamma_{\max} = 1 - \frac{2I_1 R_0}{E_0}$$

ứng với giá trị cực đại của điện áp tải:

$$U_{1\max} = \frac{E_0^2}{4I_1 R_0} \quad (3.61)$$

Biểu thức (3.61) cho thấy điện áp ra (U_1) sẽ lớn hơn điện áp vào nếu sụt áp trên điện trở của nguồn (R_0) nhỏ hơn 25% so với điện áp nguồn (E_0).

Nếu coi điện áp đầu vào và đầu ra là bằng phẳng thì điện áp đặt lên cuộn cảm sẽ là:

$$L \frac{di_{L1}}{dt} = U_R \quad (3.62)$$

suy ra:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_R}{L} = \text{const}$$

Do đó ta có thể thay thế đạo hàm:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta I_{L1}}{\gamma.T}$$

Thay vào (3.61) ta có:

$$\Delta I_{L1} = \gamma.T. \frac{U_R}{L} \quad (3.63)$$

Tụ C sẽ phóng điện khi điôt bị khóa ($t_1 \div T$), nếu coi dòng tải là bằng phẳng thì:

$$C \frac{du_C}{dt} = I_1$$

Gần đúng ta có :

$$\Delta U_C = \gamma T \cdot \frac{I_1}{C} \quad (3.64)$$

Biểu thức (3.63) đúng chỉ khi $I_{L \min} > I_1$ tức là:

$$L = \frac{U_1 - U_R}{I_1} \cdot \frac{(1 - \gamma)^2}{\gamma} \quad (3.65)$$

Khi cho các sai số ΔI_L và ΔU_C , ta có thể dựa vào (3.63) - (3.65) để tính ra các giá trị điện cảm L và tụ điện C.

3.7. BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP MỘT CHIỀU CÓ ĐIỆN ÁP RA LỚN HƠN HOẶC NHỎ HƠN ĐIỆN ÁP VÀO

Bộ biến đổi xung áp (hình 3.25) cho phép điều chỉnh điện áp ra (U_1) lớn hơn hoặc nhỏ hơn điện áp vào (E). Nguyên lý làm việc của bộ biến đổi được minh hoạ bởi biểu đồ điện áp và dòng điện (hình 3.26).

Van điện tử T được đóng mở nhờ tín hiệu điều khiển U_G .

Khi van dẫn điện ($U_G = 0$), cuộn kháng L được tích một năng lượng nhất định từ nguồn E (dòng nạp cho cuộn kháng là dòng i_{L1}).

Tại thời điểm t_1 , van T bị khoá lại, sức điện động tự cảm của cuộn kháng L sẽ duy trì dòng qua cuộn kháng vẫn theo chiều cũ, năng lượng tích trữ trong cuộn kháng sẽ được nạp cho tải và tụ C (dòng i_{L2}).

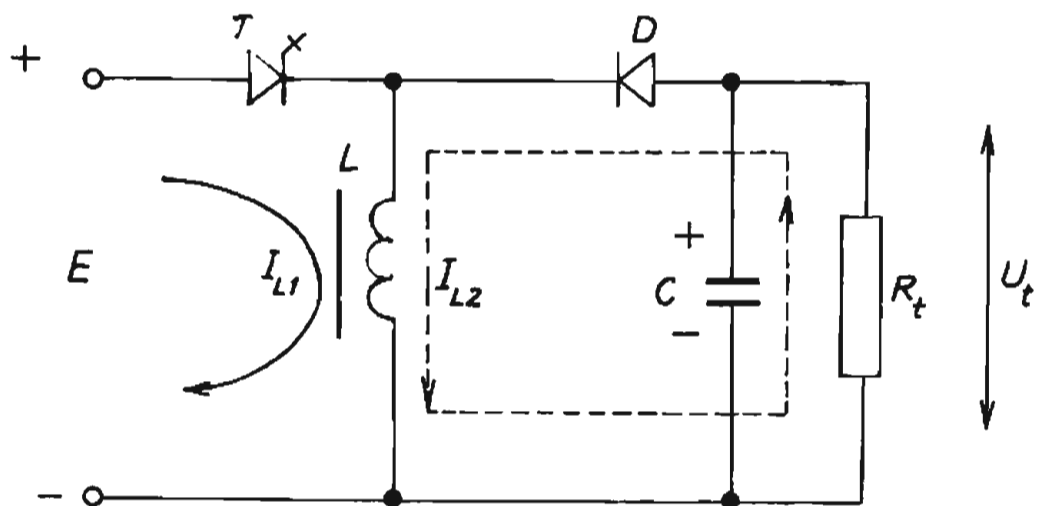
Khi van T lại dẫn điện, tụ C sẽ phóng điện qua tải và duy trì cho điện áp trên tải là bằng phẳng, đồng thời cuộn kháng lại được tích năng lượng.

Tương ứng trong khoảng $0 \div t_1$, dòng qua van T là $i_T = i_{L1}$ (hình 3.26e).

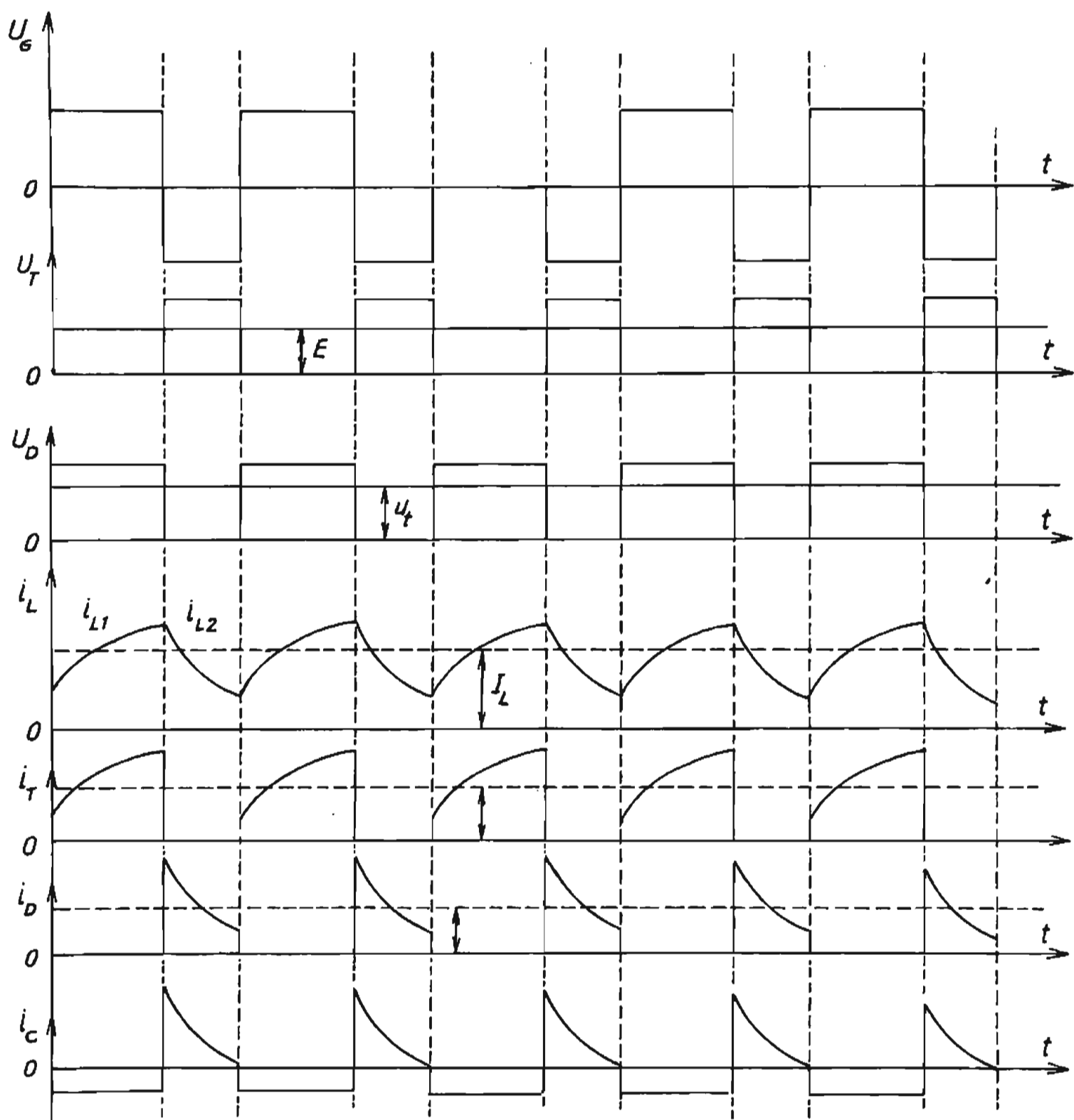
Trong khoảng $t_1 \div T$, dòng qua diôt là $I_D = i_{L2}$ (hình 3.26f).

Điện áp trên cuộn kháng sẽ bằng E khi van T dẫn và khi van T khoá sẽ có giá trị là $-U_1$.

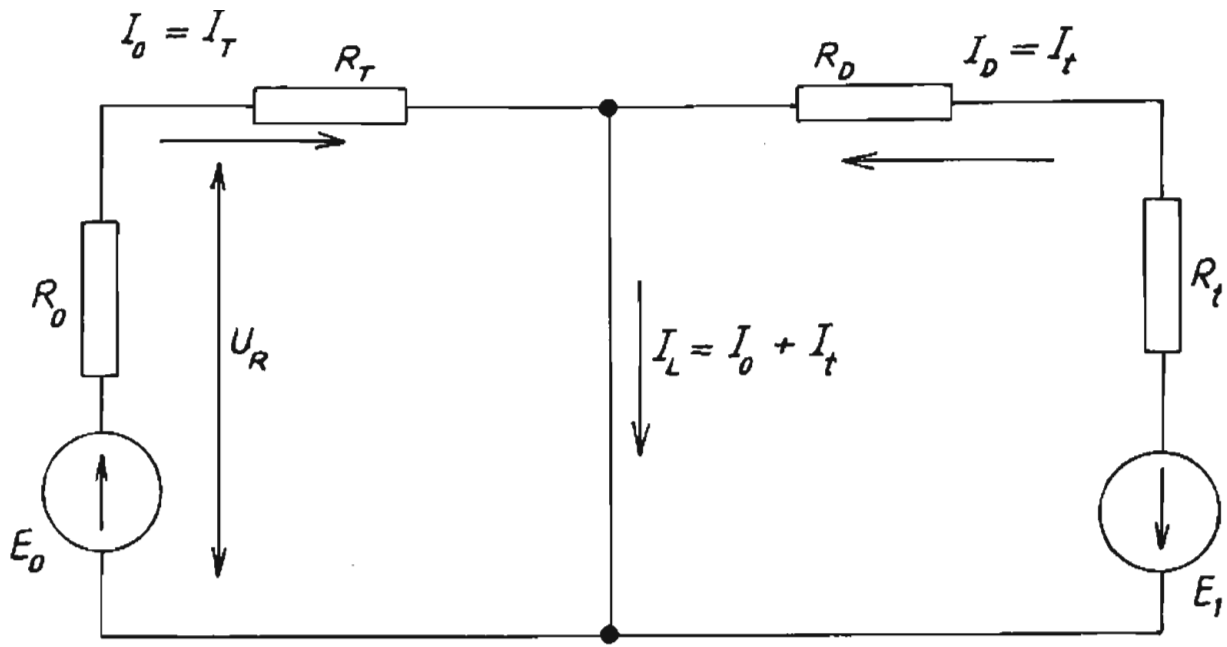
Ta có thể giải bài toán quá độ để tìm ra: $i_L(t)$, $U_1(t)$ và dòng trung bình qua van I_T và I_D . Tuy nhiên, nếu coi dòng i_L là liên tục, van đóng mở tức thời ta có thể thay thế sơ đồ ở hình 3.25 bằng sơ đồ ở hình 3.27 với các giá trị dòng điện và điện áp là giá trị trung bình (nhất là khi tần số mạch lớn, sai số là không đáng kể).



Hình 3.25. Bộ biến đổi xung áp



Hình 3.26. Biểu đồ xung



Hình 3.27. Sơ đồ thay thế:

R_0 - điện trở trong của nguồn; R_T - điện trở của van T;

R_D - điện trở của điôt; R_1 - điện trở tải; E_1 - nguồn do tụ C tạo ra

Dễ dàng nhận thấy khi van T dẫn, điôt sẽ chịu một điện áp ngược:

$$U_D = E + U_C = E + U_1$$

Khi van T bị khoá, sẽ có một điện áp thuận đặt lên nó và bằng:

$$U_T = E + U_C = E + U_1$$

Giá trị của các điện trở tương đương trong sơ đồ ở hình 3.27 sẽ là:

$$R_T = \frac{U_1}{I_T} = \frac{1-\gamma}{\gamma} \cdot \frac{E+U_1}{I_0+I_1}; \quad R_D = -\frac{U_D}{I_D} = -\frac{\gamma}{1-\gamma} \cdot \frac{E+U_1}{I_0+I_1} \quad (3.66)$$

Từ sơ đồ ở hình 3.27 ta rút ra:

$$\left. \begin{aligned} I_0 = I_t &= \frac{\gamma}{1-\gamma} I_1 \\ I_L = I_0 + I_1 &= \frac{1}{1-\gamma} I_1 \\ U_1 = U_C &= \frac{\gamma \cdot E_0}{1-\gamma} - \frac{\gamma^2 I_1 R_0}{(1-\gamma)^2} \\ E_1 &= \frac{\gamma \cdot E_0}{1-\gamma} - \left[\frac{\gamma^2 R_0}{(1-\gamma)^2} + R_1 \right] I_1 \\ U_R &= E_0 - \frac{\gamma}{1-\gamma} I_1 R_0 \end{aligned} \right\} \quad (3.67)$$

$I_0, I_L, U_1, E_1, U_R, I_1$ là các giá trị trung bình.

Đường cong U_1 sẽ có điểm cực trị đối với γ . Như vậy khi thay đổi γ ta có thể thay đổi được điện áp ra. Để đảm bảo có thể tăng điện áp ra lớn hơn vào, điện trở trong của nguồn R_0 phải đủ nhỏ (xem công thức (3.62)). Nếu coi R_0 là không đáng kể, từ (3.65) suy ra:

$$U_1 = \frac{\gamma \cdot E_0}{1 - \gamma} \quad (3.68)$$

Có thể nhận thấy $U_1 < E_0$ khi $0 < \gamma < 0,5$ và $U_1 > E$ khi $0,5 < \gamma < 1$.

3.8. BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP MỘT CHIỀU CÓ ĐẢO CHIỀU

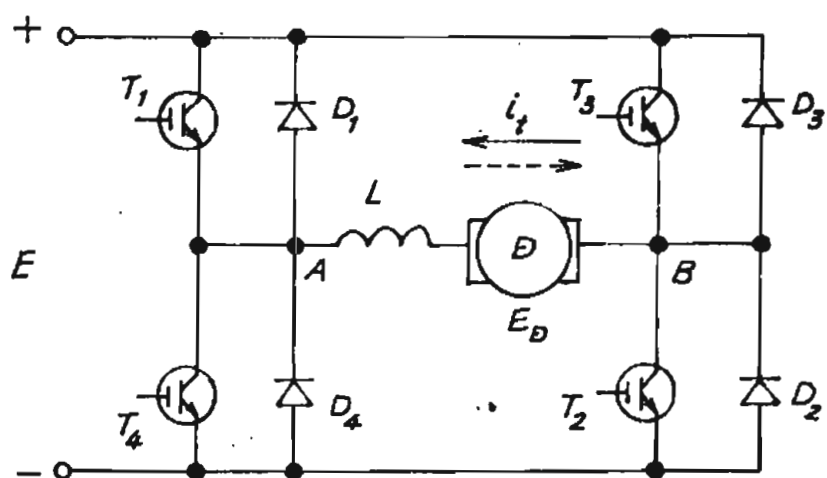
Bộ biến đổi xung áp một chiều dùng van điều khiển IGBT (hình 3.28) có khả năng thực hiện điều chỉnh điện áp và đảo chiều dòng điện phụ tải. Trong các hệ truyền động tự động thường có yêu cầu đảo chiều động cơ, do đó bộ biến đổi xung áp loại này thường hay dùng để cấp nguồn cho các động cơ một chiều kích từ độc lập có nhu cầu đảo chiều quay.

Các van IGBT từ T_1 đến T_4 làm nhiệm vụ các khoá không tiếp điểm. Các diốt đệm $D_1 \dots D_4$ dùng để trả năng lượng phản kháng về nguồn và thực hiện quá trình hãm tái sinh.

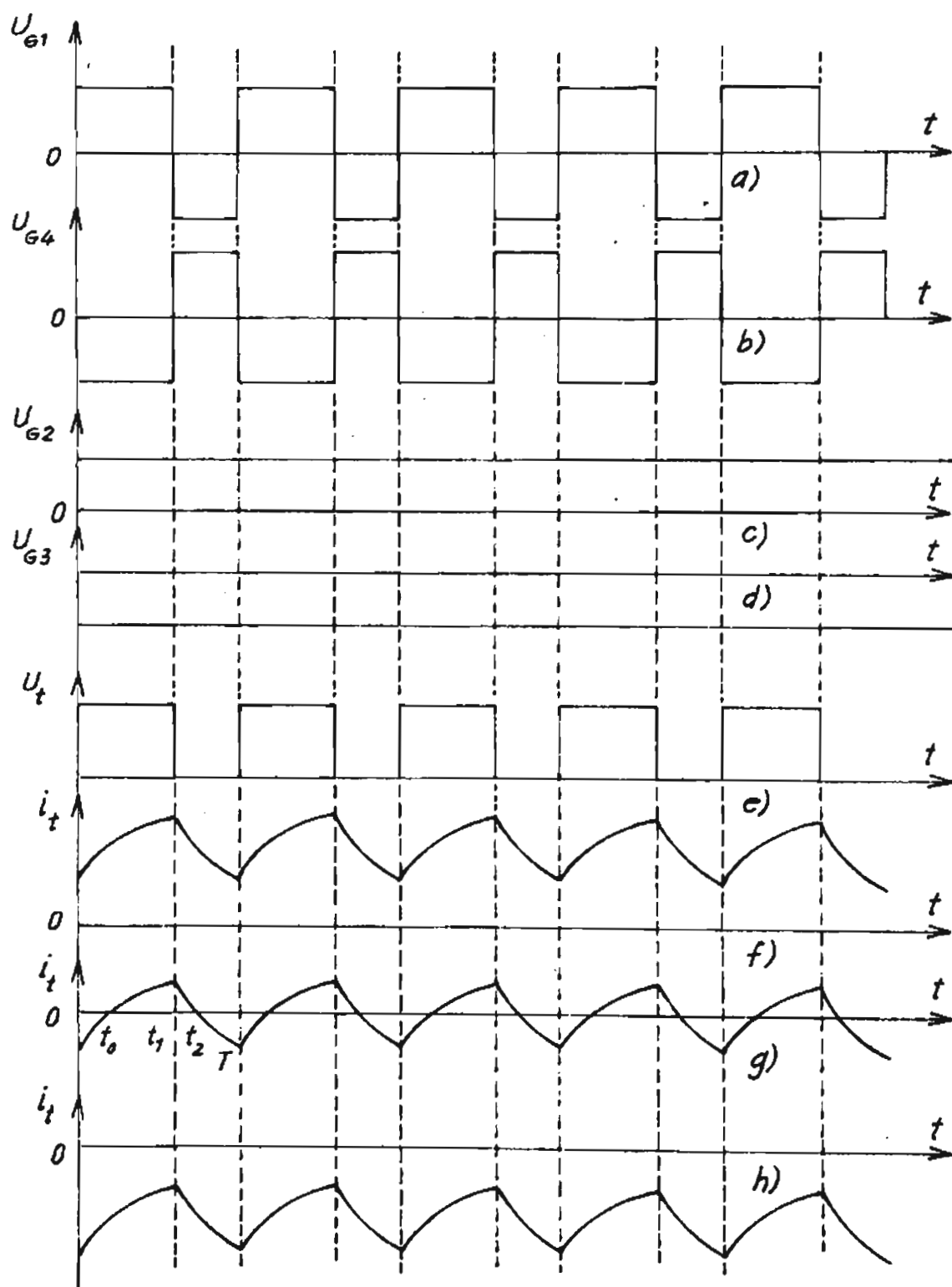
Có các phương pháp điều khiển khác nhau như: điều khiển đối xứng, không đối xứng và hỗn hợp. Nhưng thông dụng hơn cả là điều khiển không đối xứng vì chất lượng điện áp ra tốt hơn. Giả sử động cơ quay theo chiều thuận, tương ứng với cặp van T_1 và T_2 làm việc; van T_3 sẽ luôn bị khoá, còn T_4 sẽ được đóng mở ngược pha với T_1 (xem hình 3.29a, b, c, d). Việc mở T_4 trong khoảng $t_1 - T$ nhằm mục đích ngắn mạch phụ tải, do đó điện áp ra trong khoảng $0 \div t$ sẽ thực sự bằng không ($U_{AB} = 0$; $t_1 \leq t \leq T$).

Tương tự như sơ đồ ở hình 3.16, bộ biến đổi cũng có ba trạng thái làm việc.

Trạng thái 1: $E \cdot \gamma > E_D$. Động cơ sẽ làm việc ở góc phần tư thứ nhất. Năng lượng cấp cho động cơ được lấy từ nguồn thông qua van T_1 và T_2 dẫn trong khoảng $0 \div t_1$. Trong thời gian còn lại của chu kỳ ($t_1 \div T$), năng lượng tích trữ trong điện cảm sẽ duy trì cho dòng điện đi theo chiều cũ và khép mạch qua T_2 và D_4 (hình 3.29f). Dòng điện tải được mô tả trên hình 3.28 là đường nét liền.



Hình 3.28. Bộ biến đổi đảo chiều



Hình 3.29. Biểu đồ xung trong bộ biến đổi đảo chiều

Trạng thái 2: $E.\gamma < E_D$. Động cơ làm việc ở góc phần tư thứ hai (chế độ hãm). Trong khoảng thời gian $0 \div t_1$, động cơ sẽ trả năng lượng về nguồn thông qua điôt D_1 và D_2 ($I_{D1} = I_{D2} = I_1$; đường I_1 là đường nét đứt trong sơ đồ ở hình 3.28). Trong khoảng $t_1 \div T$, dòng tải sẽ khép mạch qua T_4 (T_4 dẫn) và D_2 ($I_{D2} = I_{D4} = I_1$). Dòng tải sẽ có dạng như ở hình 3.29h.

Trạng thái 3: $E.\gamma = E_D$.

Trong khoảng $0 \div t_0$, do $E_D > E.\gamma$ nên động cơ sẽ hãm trả năng lượng về nguồn qua điôt D_1 và D_2 ($i_{D1} = i_{D2} = i_1$);

Trong khoảng $t_0 \div t_1$, $E.\gamma > E_D$, động cơ chuyển sang làm việc ở chế độ động cơ. Năng lượng từ nguồn qua các van T_1 và T_2 được cấp cho động cơ ($i_{T1} = i_{T2} = i_1$);

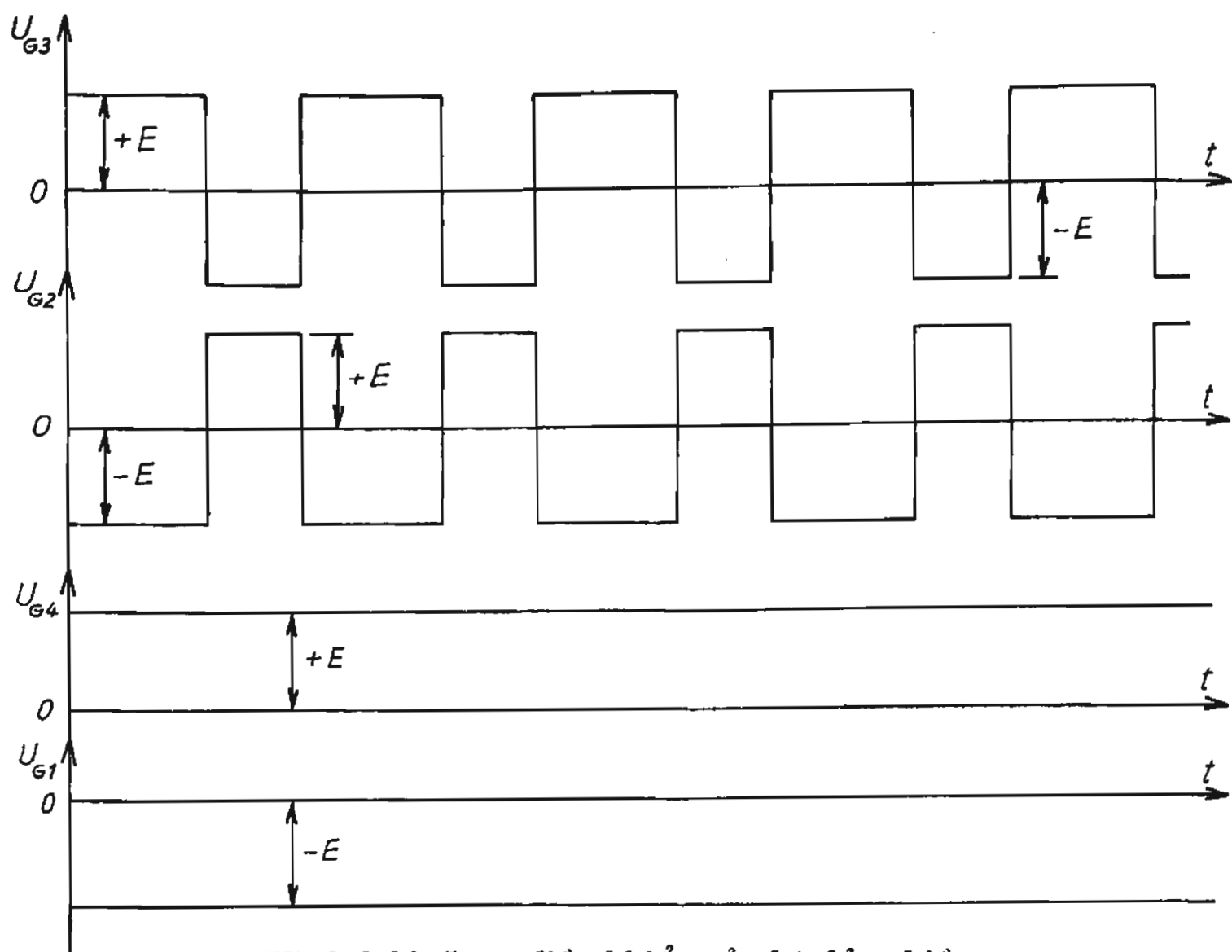
Trong khoảng $t_1 \div t_2$, lúc này T_1 bị khoá, T_4 mở. Năng lượng tích trữ trong điện cảm sẽ cấp cho động cơ và duy trì dòng điện đi qua D_2 và D_4 ($i_{D2} = i_{D4} = i_1$).

Trong khoảng $t_2 \div T$. Khi năng lượng dự trữ trong điện cảm hết, sức điện động của động cơ sẽ đảo chiều dòng điện và dòng tải sẽ khép mạch qua T_4 và D_2 ($i_1 = i_{D2} = i_{T4}$). Quá trình này tạo ra tích lũy năng lượng trong điện cảm và khi T_4 bị khoá thì $U_{AB} > E$ và quá trình lại lặp lại như ban đầu.

Mặc dù dòng điện tải đổi chiều, nhưng do có sự tham gia của T_4 và D_4 vào quá trình làm việc nên trong khoảng $t_1 \div T$ điện áp trên tải (U_{AB}) luôn bằng không. Do đó dạng điện áp trên tải sẽ không bị biến dạng và thành phần sóng điều hoà bậc cao trong điện áp phụ tải sẽ là nhỏ nhất.

Muốn động cơ làm việc theo chiều ngược lại, luật điều khiển các van sẽ được thay đổi ngược lại. Trong trường hợp này, luật điều khiển được minh họa bằng đồ thị ở hình 3.30 (Luật điều khiển không đối xứng).

Việc tính toán dòng dung bình qua van được tính toán tương tự như các biểu thức (3.49) ÷ (3.52).



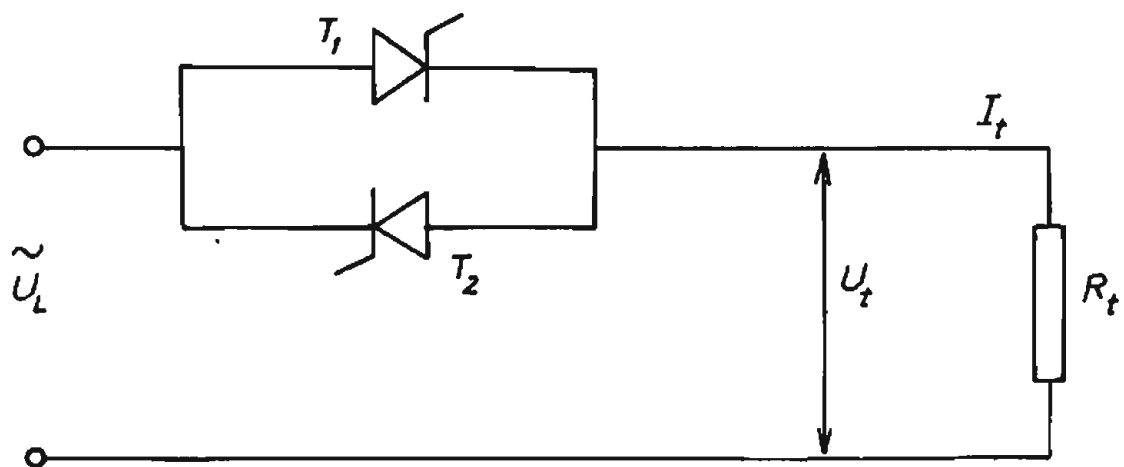
Hình 3.30. Luật điều khiển của bộ đảo chiều

3.9. BỘ ĐIỀU CHỈNH XUNG ÁP XOAY CHIỀU MỘT PHA

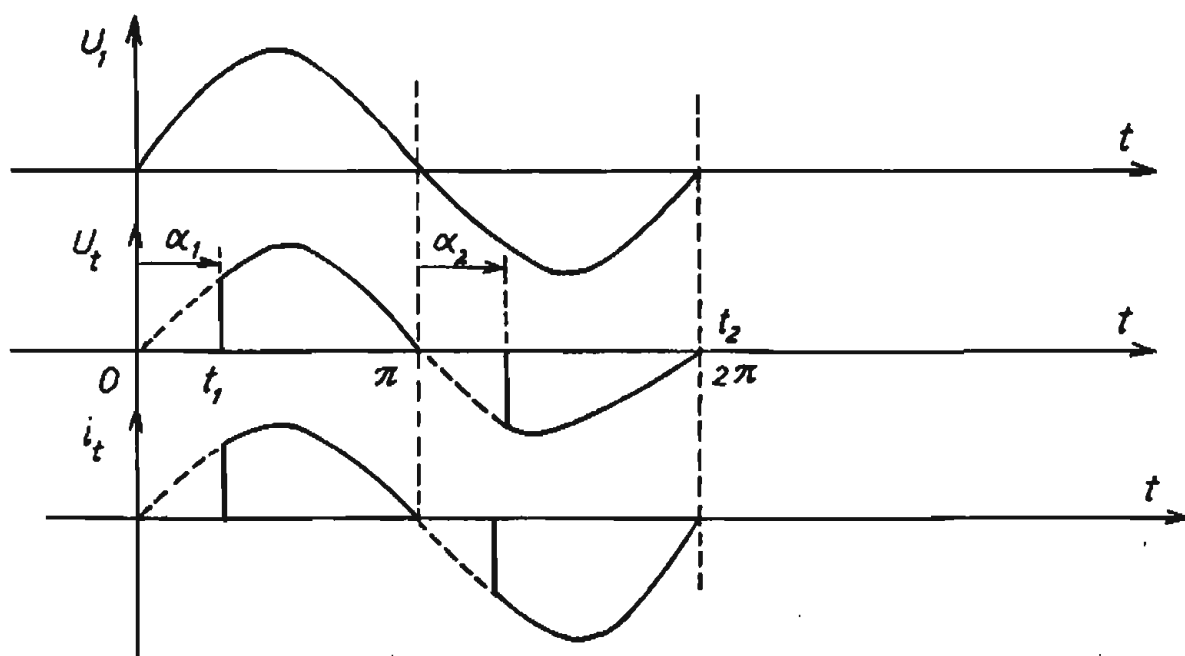
Để thay đổi giá trị của điện áp xoay chiều, ngoài phương pháp cổ điển là máy biến áp, người ta có thể dùng các bộ tiristo đấu song song ngược. Nhờ biện pháp này việc điều chỉnh điện áp được linh hoạt hơn (vô cấp, nhanh, dễ tạo các mạch vòng tự động điều chỉnh). Kích thước của bộ biến đổi gọn, nhẹ và có giá thành hạ hơn nhiều so với dùng biến áp. Nhược điểm cơ bản của phương pháp này là chất lượng điện áp không được tốt và cần sử dụng thêm bộ lọc xoay chiều để khắc phục nhược điểm này.

Việc điều khiển thời điểm đóng mở của tiristo sẽ tạo ra những xung áp trên tải nên bộ biến đổi được gọi là bộ điều chỉnh xung áp xoay chiều.

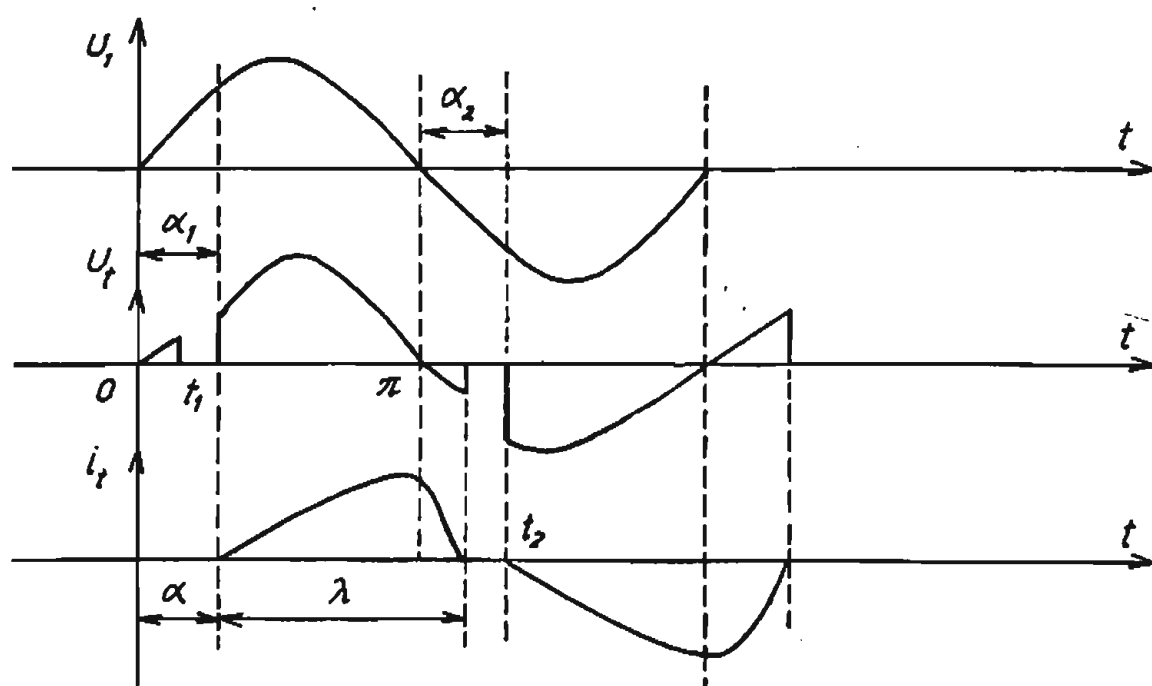
Sơ đồ bộ biến đổi một pha gồm một bộ tiristo đấu song song ngược (T_1 và T_2) và được mắc nối tiếp với tải (xem hình 3.31). Đối với bộ biến đổi công suất nhỏ và trung bình (khoảng vài kW) có thể thay thế bộ tiristo bằng triac.



Hình 3.31. Bộ điều chỉnh xung áp xoay chiều



Hình 3.32a. Đồ thị dòng điện và điện áp khi tải thuần trở



Hình 3.32b. Đồ thị dòng điện và điện áp khi tải trở cảm

Các tiristo T_1 và T_2 sẽ được mở ra trong từng nửa chu kỳ khi có xung điều khiển ứng với các thời điểm t_1 (mở T_1) và t_2 (mở T_2). Đồ thị dạng dòng điện và điện áp trên tải trong trường hợp tải là thuần trở và trở cảm tương ứng với hình 3.31a và 3.32b.

Xét trường hợp ở hình 3.32a, ta có giá trị hiệu dụng của điện áp trên tải bằng:

$$\begin{aligned} U_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_1^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} (\sqrt{2} U_1 \sin\theta)^2 d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{2U_1^2}{2\pi} (1 - \cos 2\theta) d\theta} = U_1 \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}} = f(\alpha) \end{aligned} \quad (3.67)$$

Như vậy, bằng cách thay đổi góc điều khiển α (góc mở của tiristo). Giá trị hiệu dụng của điện áp trên tải sẽ được thay đổi tương ứng.

Công suất tiêu thụ tích cực là:

$$P_\alpha = \frac{P}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\pi}{2} \right) \quad (3.68)$$

P là công suất tiêu thụ khi $\alpha = 0$.

Công suất phản kháng sẽ là:

$$Q_\alpha = P \cdot \frac{\sin^2 \alpha}{\pi} \quad (3.69)$$

Giá trị trung bình của dòng qua van:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \frac{U_m}{R} \sin\theta d\theta = \frac{U_m}{\pi R} (1 + \cos\alpha) \quad (3.70)$$

Giá trị hiệu dụng của dòng tải là:

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \left(\frac{U_m}{R} \right)^2 \sin^2 \theta d\theta} = \frac{U_m}{\sqrt{2\pi} R} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}} \quad (3.71)$$

Giá trị điện áp ngược lớn nhất đặt lên tiristo là $\sqrt{2} U_2$.

Khi tải mang tính trở cảm (hình 3.32b), dạng dòng điện và điện áp trên tải sẽ khác nhau.

Phương trình mô tả quá trình thay đổi dòng điện khi tiristo dẫn điện trong khoảng $(\alpha \leq \lambda \leq \alpha + \pi)$ như sau:

$$U_m \sin \theta = L.R + \omega.L \frac{di}{d\theta} \quad (3.72)$$

λ - khoảng dẫn điện của tiristo.

Giải phương trình (3.72) ta tìm được:

$$i(\theta) = \frac{U_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + A.e^{\frac{\theta - \alpha}{\lg \varphi}} \quad (3.73)$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega.L)^2} ; \quad \varphi = \arctg \frac{\omega.L}{R}$$

A là hằng số tích phân, được tính từ điều kiện $\theta = \alpha$ thì $i = 0$.

Tính A và thay vào biểu thức (3.73) biểu thức dòng tải sẽ có dạng:

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

Khi $\theta = \alpha + \lambda$; $i(t) = 0$, thay vào phương trình (3.73) ta có:

$$\sin(\lambda + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\lambda}{\lg \varphi}} \quad (3.74)$$

Phương trình (3.74) dùng để xác định thời gian dẫn điện của tiristo (λ)

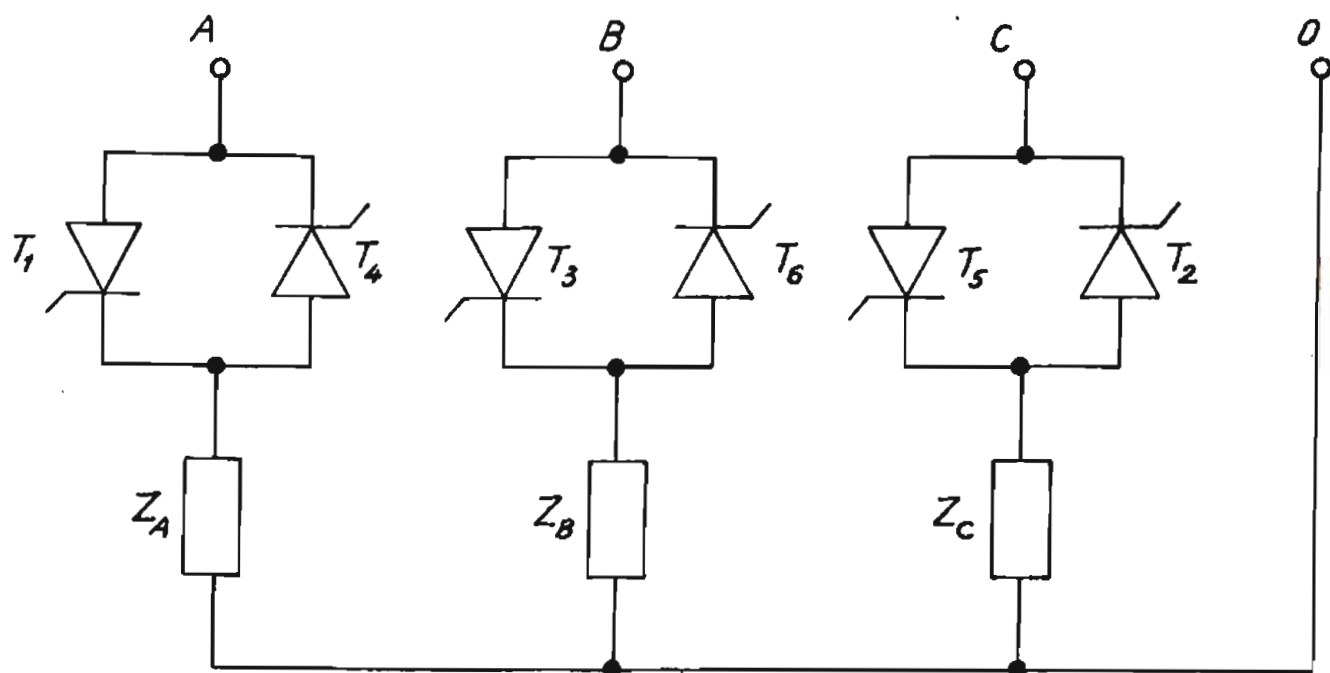
Khi $\alpha > \varphi$, dòng tải mang tính gián đoạn; còn khi $\alpha < \varphi$, dòng sẽ liên tục và điện áp trên tải sẽ không thay đổi. Như vậy khả năng điều chỉnh điện áp chỉ có thể xảy ra khi góc dẫn của tiristo nằm trong khoảng $\varphi \leq \alpha \leq \pi$.

3.10. BỘ ĐIỀU CHỈNH XUNG ÁP XOAY CHIỀU BA PHA

Thông thường trong thực tế người ta hay sử dụng bộ điều chỉnh xung áp ba pha (điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha) điều khiển nhiệt độ của các lò điện trở. Nếu bộ biến đổi xung áp ba pha được ghép từ ba bộ biến đổi một pha và có dây trung tính (hình 3.33) thì dòng qua mỗi pha sẽ không phụ thuộc vào dòng của các pha khác.

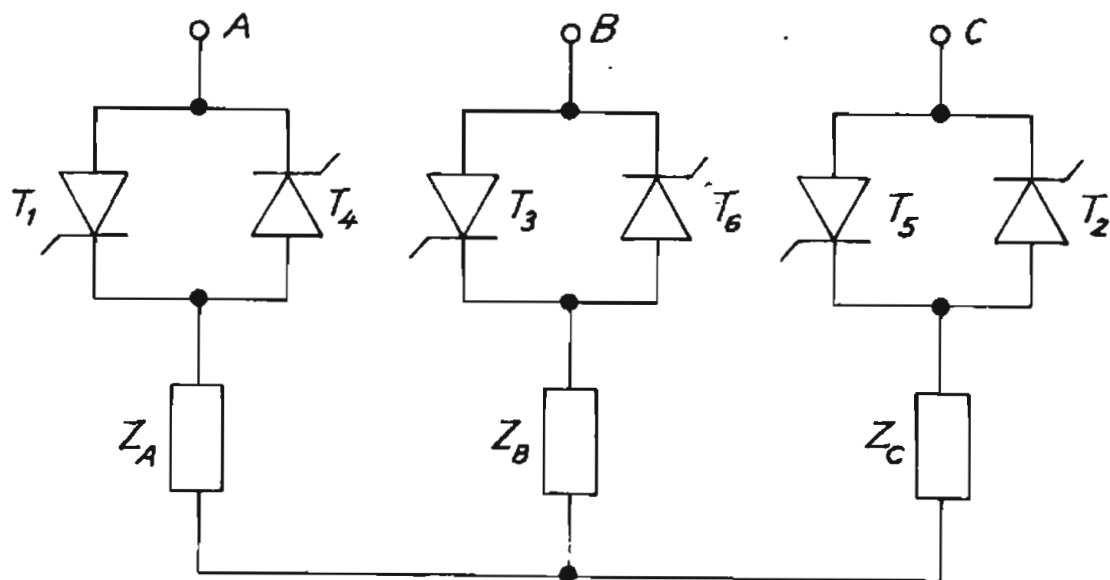
Các biểu thức tính α , λ và φ tương tự như trong sơ đồ một pha.

Khi tăng góc điều chỉnh α sẽ làm giảm thời gian dẫn dòng qua tiristo. Ứng với một giá trị α nào đó, dòng trong một pha sẽ giảm về không trước khi mở tiristo của pha sau. Như vậy sẽ xuất hiện những khoảng thời gian không có dòng tải và khoảng dẫn của tiristo sẽ bị giảm đến giới hạn nhỏ hơn 60° .



Hình 3.33. Bộ biến đổi xung áp có dây trung tính

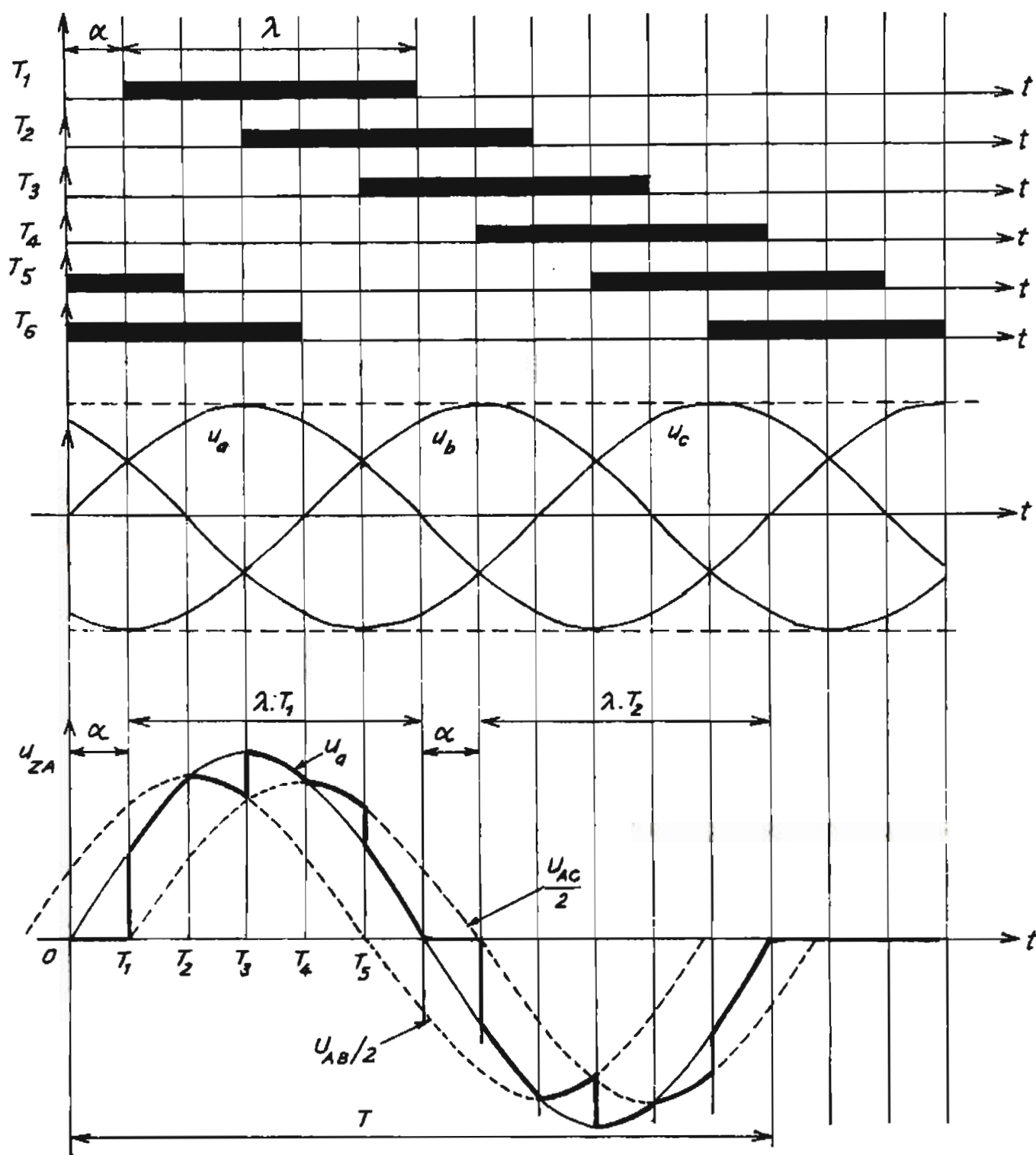
Khi bộ biến đổi xung áp ba pha được đấu sao, không có dây trung tính, quá trình điện từ trong mạch hoàn toàn khác với sơ đồ trên hình 3.33, vì quá trình dẫn dòng trong một pha phải tương thích với quá trình dẫn dòng trong pha khác (hình 3.34).



Hình 3.34. Bộ biến đổi xung áp không có dây trung tính

Để đảm bảo lượng sóng hài là tối thiểu, các góc mở của tiristo phải bằng nhau (α), do đó mỗi van lần lượt được mở cách nhau 60° (xem hình 3.35 biểu đồ $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$, và có khoảng dẫn điện (λ) bằng nhau.

Khi mỗi pha có một tiristo dẫn điện, lúc này tải của ba pha (Z_a, Z_b, Z_c) đều được đấu vào nguồn và tạo thành hệ ba pha đối xứng (giả thiết tải thuần trở ($Z_a = Z_b = Z_c = R$)).



Hình 3.35. Phụ tải thuần trở

Đường cong điện áp trên tải (U_{ZA}) được xây dựng theo quy tắc sau:

- Khi cả ba tiristo của ba pha đều dẫn điện thì điện áp trên tải sẽ trùng với điện áp pha của nó ($U_{ZA} = U_a$, $U_{ZB} = U_b$, $U_{ZC} = U_c$).

- Khi chỉ có hai tiristo dẫn điện thì điện áp trên tải sẽ bằng một nửa điện áp dây của hai pha mà có hai tiristo dẫn điện (ví dụ $U_{ZA} = \frac{U_{AB}}{2}$ trong khoảng

$T_1 \div T_2$ và $U_{ZC} = \frac{U_{AC}}{2}$ trong khoảng $T_4 \div T_5$).

Giá trị hiệu dụng của điện áp trên tải được tính theo biểu thức sau:

$$U_{ZA} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{ZA}^2 d\theta}$$

U_{ZA} - giá trị hiệu dụng; u_{ZA} - giá trị tức thời.

Do giá trị trong căn là giá trị bình phương nên:

$$\begin{aligned} U_{ZA} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{ZA}^2 d\theta} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{t1}^{t2} u_a^2 d\theta + \int_{t1}^{t2} \left(\frac{u_{ab}}{2} \right)^2 d\theta + \int_{t3}^{t4} u_c^2 d\theta + \int_{t4}^{t5} \left(\frac{u_{ac}}{2} \right)^2 d\theta + \int_{t5}^{t6} u_a^2 d\theta \right]} \end{aligned}$$

u_a - giá trị tức thời của điện áp pha; u_{ab} , u_{ac} - giá trị tức thời của điện áp dây.

Thay các giá trị u_a , u_{ab} , u_{ac} ta tính được giá trị hiệu dụng của điện áp pha:

$$U_{hd} = U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]}, \quad 0 < \alpha < 60^\circ$$

$$U_{hd} = U_m \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right]}, \quad 60^\circ < \alpha < 90^\circ$$

$$U_{hd} = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{5\pi}{2} - 3\alpha + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right]}, \quad 90^\circ < \alpha < 150^\circ \quad (3.75)$$

Dạng đồ thị điện áp trên tải đối với pha a (u_{ZA}) ứng với góc $\alpha = 60^\circ$ được thể hiện trên hình 3.36 (tải là thuần trở).

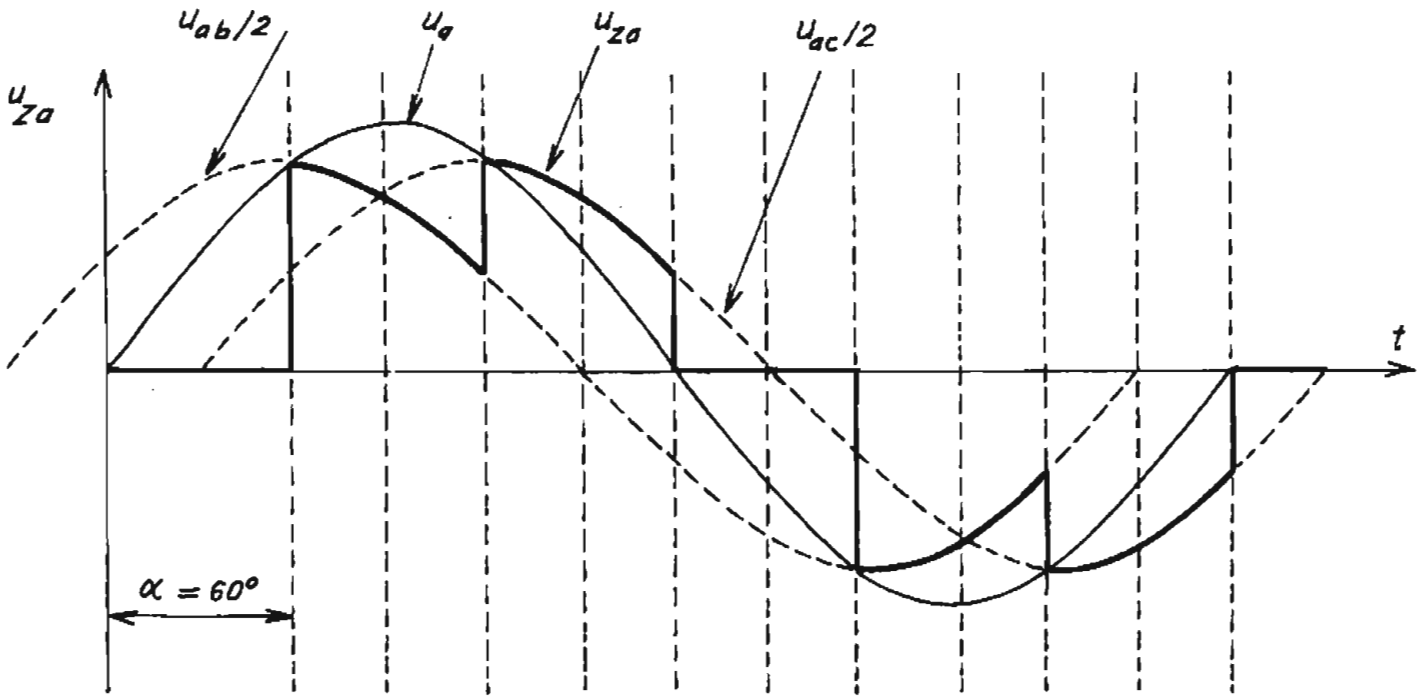
Dễ dàng nhận thấy khi $\alpha \geq 60^\circ$, bất kỳ thời điểm nào cũng chỉ có hai van dẫn, nên điện áp trên tải sẽ được tạo bởi các đường cong $\frac{U_{ab}}{2}$, $\frac{U_{ac}}{2}$.

Khi tải mang tính trở kháng sẽ có ba chế độ làm việc:

a) Nếu $\alpha < \varphi$, dòng tải và điện áp trên tải sẽ là hình sin vì lúc này các van đều dẫn điện trong một nửa chu kỳ ($\lambda = \pi$), và ở bất cứ thời điểm nào cũng có ba van của ba pha dẫn điện (hình 3.37a). Do đó:

$$U_{ZA} = U_a = U_m \sin \theta$$

$$i_{ZA} = \frac{U_m}{Z_a} \sin \theta \quad (3.76)$$



Hình 3.36. Đồ thị điện áp pha A (u_{ZA}), ứng với $\alpha = 60^\circ$

b) Nếu $\varphi < \alpha < \alpha_{gh}$, α_{gh} là giá trị mà vẫn còn tồn tại chế độ cả ba van thuộc về ba pha vẫn dẫn điện. Lúc này đường cong điện áp trên tải sẽ có dạng như trên hình 3.37b. Trong mỗi nửa chu kỳ sẽ có ba đoạn mà $u_{ZA} = u_a$, hai đoạn còn lại $u_{ZA} = u_{ac}/2$, hoặc $u_{ZA} = u_{ab}/2$ và một đoạn $u_{ZA} = 0$.

Như vậy cả ba tiristo dẫn điện thì :

$$U_{ZA} = U_m \sin \theta = \omega L_t \frac{di_a}{d\theta} + i_a R_t \quad (3.77)$$

Khi hai tiristo của pha a và pha b dẫn ta có:

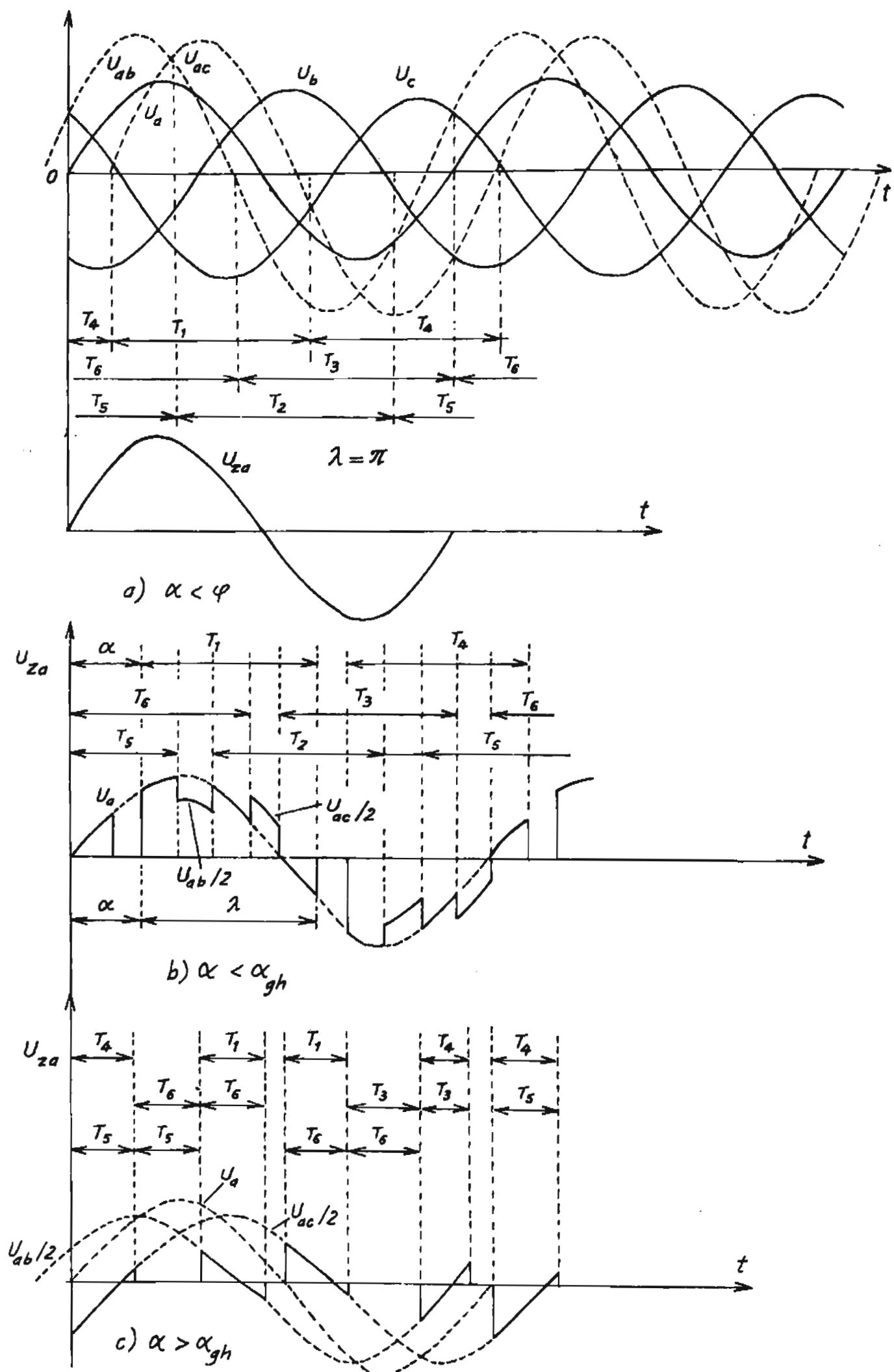
$$u_{ZA} = \frac{u_{ab}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin(\theta + 30^\circ) = \omega L_t \frac{di_a}{d\theta} + i_a R_t \quad (3.78)$$

Khi hai tiristo của pha a và pha c dẫn ta có:

$$u_{ZA} = \frac{u_{ac}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin(\theta - 30^\circ) = \omega L_t \frac{di_a}{d\theta} + i_a R_t \quad (3.79)$$

Khi tiristo của pha a khoá:

$$u_{ZA} = 0 \quad (3.80)$$



Hình 3.37. Đồ thị điện áp trên tải, khi tải là trở cảm và với các giá trị α khác nhau

Giải các phương trình trên ta sẽ tìm được biểu thức của dòng điện ứng với từng đoạn nêu trên (trong nửa chu kỳ có 6 đoạn).

Biểu thức tổng quát của dòng điện sẽ là:

$$i_m = \frac{K'_n U}{Z_n} \sin(\theta - \varphi + \beta) + A.e^{-\frac{0-\alpha_n}{t_{\text{g}\varphi}}} \quad (3.81)$$

n - số thứ tự của các đoạn trong mỗi nửa chu kỳ;

$K'_n = \sqrt{2}$ nếu điện áp là điện áp pha;

$K'_n = \sqrt{3} / 2$ nếu điện áp là điện áp dây ($u_{ab}/2$; $u_{ac}/2$);

$\beta = (0, +\pi/6, -\pi/6)$ tùy thuộc vào số đoạn.

α_n - giá trị ban đầu của góc θ .

A - hằng số tích phân.

Góc giới hạn được tính như sau:

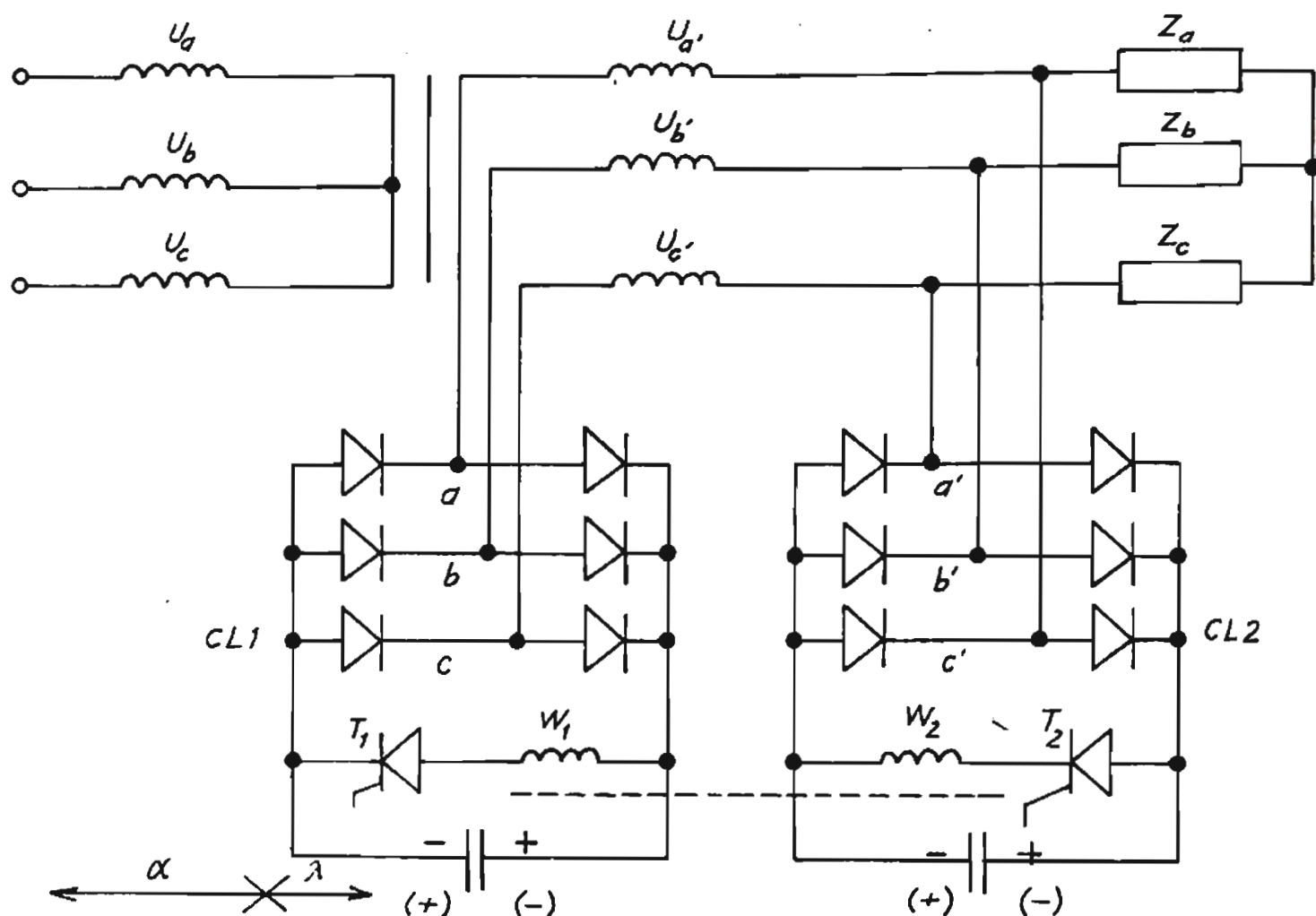
$$\alpha_{\text{giới hạn}} = \arctg \frac{2}{\sqrt{3}} (e^{-\frac{\pi}{3t_{\text{g}\varphi}}} - \frac{1}{2}) + \varphi \quad (3.82)$$

c) Khi $\alpha_{\text{giới hạn}} < \alpha < 150^\circ$ đường cong điện áp sẽ tương ứng với hình 3.37c và mỗi nửa chu kỳ sẽ có hai đoạn mà $U_{ZA} = \frac{U_{AB}}{2}$ hoặc $U_{ZA} = \frac{U_{AC}}{2}$. Đối với các đoạn còn lại $U_{ZA} = 0$, chế độ này tương ứng với trạng thái chỉ có hai van của hai pha dẫn điện. Và góc điều khiển lớn nhất là $\alpha_{\text{max}} = 150^\circ$.

3.11. BỘ BIẾN ĐỔI XUNG ÁP XOAY CHIỀU CHUYỂN MẠCH CƯỜNG BỨC

Để nâng cao chất lượng điện áp cũng như $\cos\varphi$ của bộ biến đổi, người ta dùng phương pháp chuyển mạch cưỡng bức (sơ đồ ở hình 3.38). Nếu tần số chuyển mạch đủ lớn thì có thể làm giảm nhỏ góc lệch pha giữa sóng điều hoà bậc 1 của dòng tải, làm cho điện áp ra gần với hình sin hơn và giảm nhỏ kích thước bộ lọc.

Bộ biến đổi gồm hai cầu chỉnh lưu điốt CL_1 và CL_2 , tải của các cầu chỉnh lưu này là tụ điện C_1 , C_2 và các tiristo T_1 , T_2 mắc nối tiếp với các cuộn hồ cảm W_1 và W_2 .



Hình 3.38. Bộ biến đổi xung áp xoay chiều chuyển mạch cưỡng bức

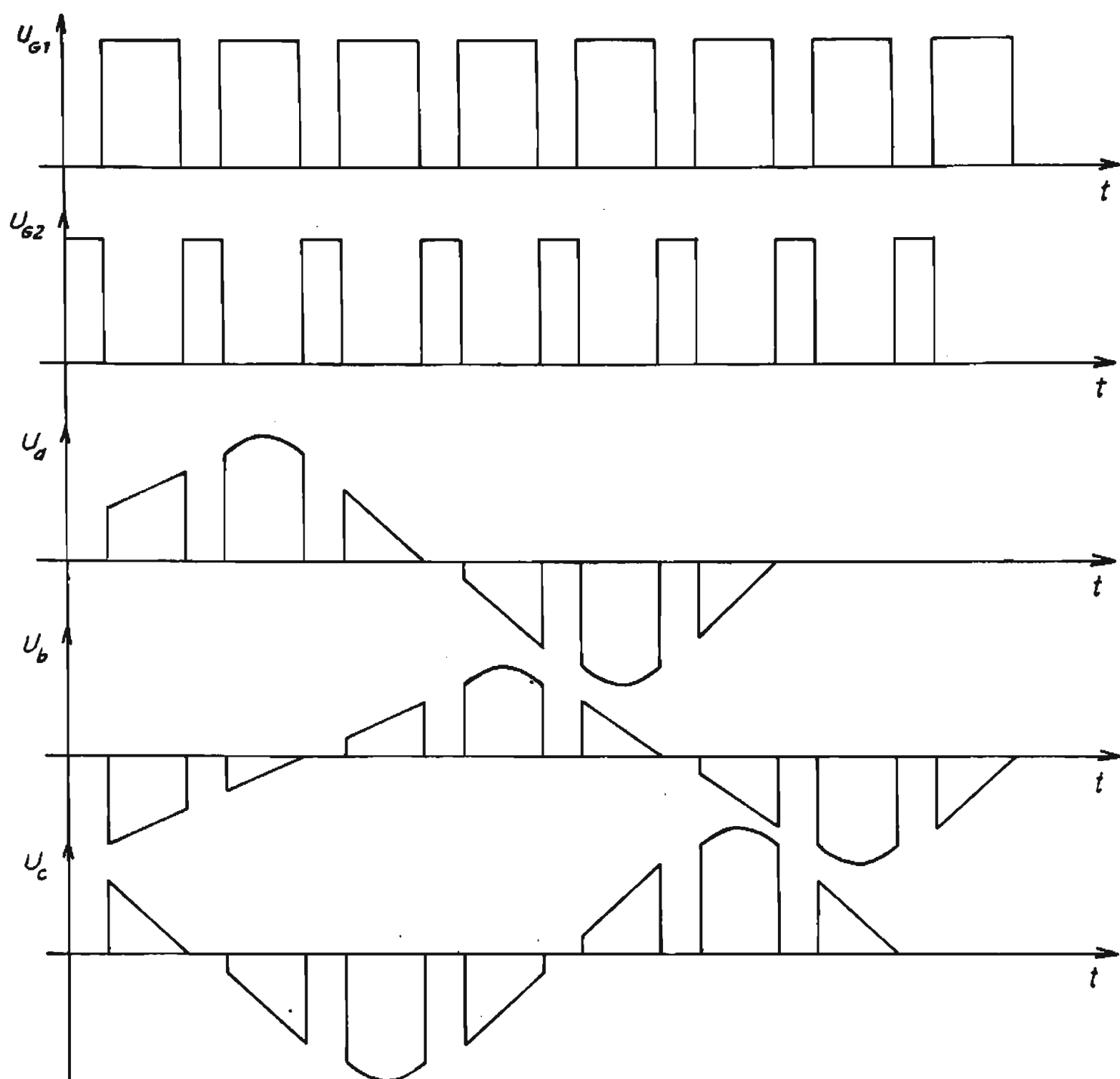
Khi có xung mở T_1 (U_{G1}) cầu CL_1 sẽ ngắn mạch các điểm a, b, c thứ cấp U_a, U_b, U_c được đấu sao và điện áp ra trên tải sẽ là $U_{ZA} = U_a, U_{ZB} = U_b, U_{ZC} = U_c$.

Khi cầu CL_2 làm việc (T_2 mở) thì T_1 bị khoá lại, các điểm a', b', c' sẽ ngắn mạch phụ tải và $U_a = 0, U_b = 0, U_c = 0$.

*** Nguyên lý chuyển mạch của sơ đồ như sau:**

Lúc đầu C_1 được nạp điện với dấu như trên hình 3.38 (ngoài ngoặc đơn). Khi mở T_1 , tụ C sẽ phóng điện qua cuộn cảm W_1 và đảo dấu điện áp (dấu điện áp trong ngoặc đơn) khi mở T_2 tụ C_2 phóng điện (tương tự như C_1) qua W_2 và gây cảm ứng lên cuộn cảm W_1 ; T_1 sẽ bị khoá bởi điện áp ngược của tụ C_1 và cuộn W_1 đặt lên. Tương tự khi mở T_1 thì T_2 sẽ bị khoá.

Dễ dàng nhận thấy điện áp có dạng gần như hình sin nếu tần số chuyển mạch của T_1 và T_2 đủ lớn (hình 3.39).



Hình 3.39. Đồ thị điện áp ra của sơ đồ ở hình 3.37

Chương 4

NGHỊCH LƯU ĐỘC LẬP VÀ BIẾN TẦN

4.1. PHÂN LOẠI NGHỊCH LƯU

Nghịch lưu độc lập là thiết bị biến đổi dòng điện một chiều thành dòng điện xoay chiều có tần số ra có thể thay đổi được và làm việc với phụ tải độc lập.

Nguồn một chiều thông thường là điện áp chỉnh lưu, ắc quy và các nguồn một chiều độc lập khác.

Nghịch lưu độc lập và biến tần được sử dụng rộng rãi trong các lĩnh vực như cung cấp điện (từ các nguồn độc lập như ắc quy), các hệ truyền động xoay chiều, giao thông, truyền tải điện năng, luyện kim...

Người ta thường phân loại nghịch lưu theo sơ đồ, ví dụ như nghịch lưu một pha, nghịch lưu ba pha.

Người ta cũng có thể phân loại chúng theo quá trình điện từ xảy ra trong nghịch lưu như: nghịch lưu áp, nghịch lưu dòng, nghịch lưu cộng hưởng.

Ngoài ra còn nhiều cách phân loại nghịch lưu nhưng hai cách trên là phổ biến hơn cả.

4.2. NGHỊCH LƯU DÒNG MỘT PHA

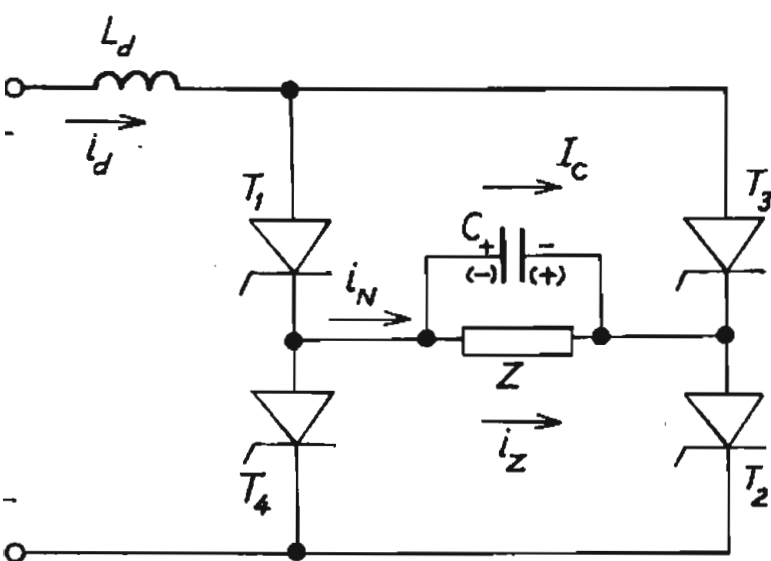
Nghịch lưu dòng là thiết bị biến đổi nguồn dòng một chiều thành dòng xoay chiều có tần số tùy ý.

Đặc điểm cơ bản của nghịch lưu dòng là nguồn một chiều cấp điện cho bộ biến đổi phải là nguồn dòng, do đó điện cảm đầu vào (L_d) thường có giá trị lớn vô cùng, để đảm bảo dòng điện là liên tục.

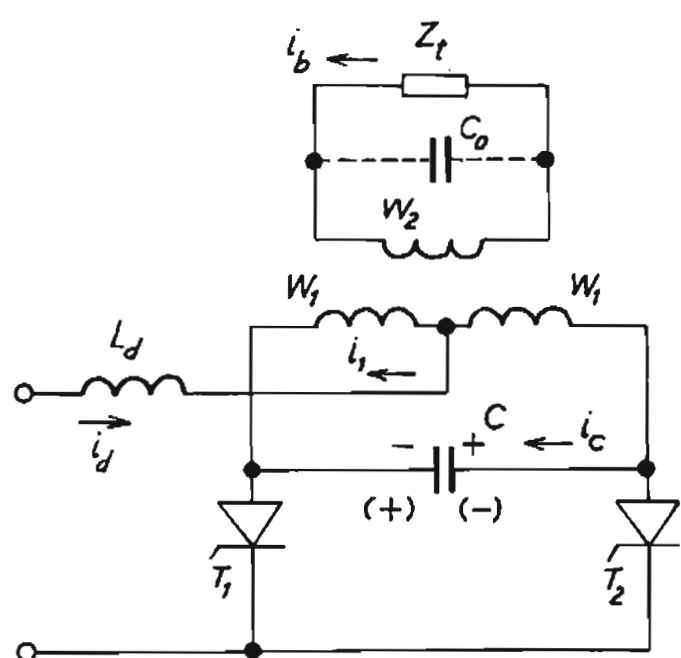
4.2.1. Nguyên lý làm việc

Sơ đồ nghịch lưu dòng một pha được trình bày trên hình 4.1 (sơ đồ cầu) và hình 4.2 (sơ đồ có điểm trung tính).

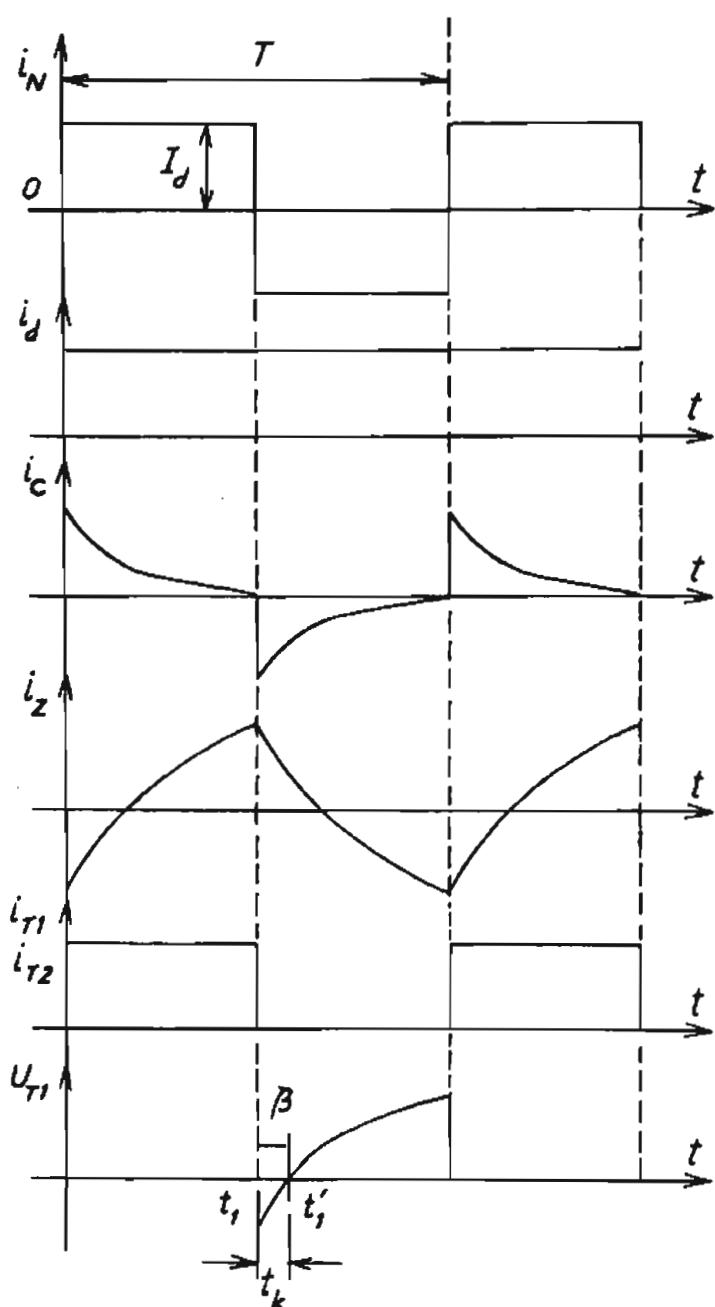
Xét sơ đồ cầu: Các tín hiệu điều khiển được đưa vào từng đôi tiristo T_1, T_2 thì lệch pha với tín hiệu điều khiển đưa vào đôi T_3, T_4 một góc 180° .



Hình 4.1. Sơ đồ cầu một pha



Hình 4.2. Sơ đồ một pha có điểm trung tính



Hình 4.3. Biểu đồ xung của sơ đồ cầu một pha

Điện cảm đầu vào của nghịch lưu đủ lớn ($L_d = \infty$), do đó dòng điện đầu vào được san phẳng (hình 4.3), nguồn cấp cho nghịch lưu là nguồn dòng và dạng dòng điện của nghịch lưu (i_N) có dạng xung vuông.

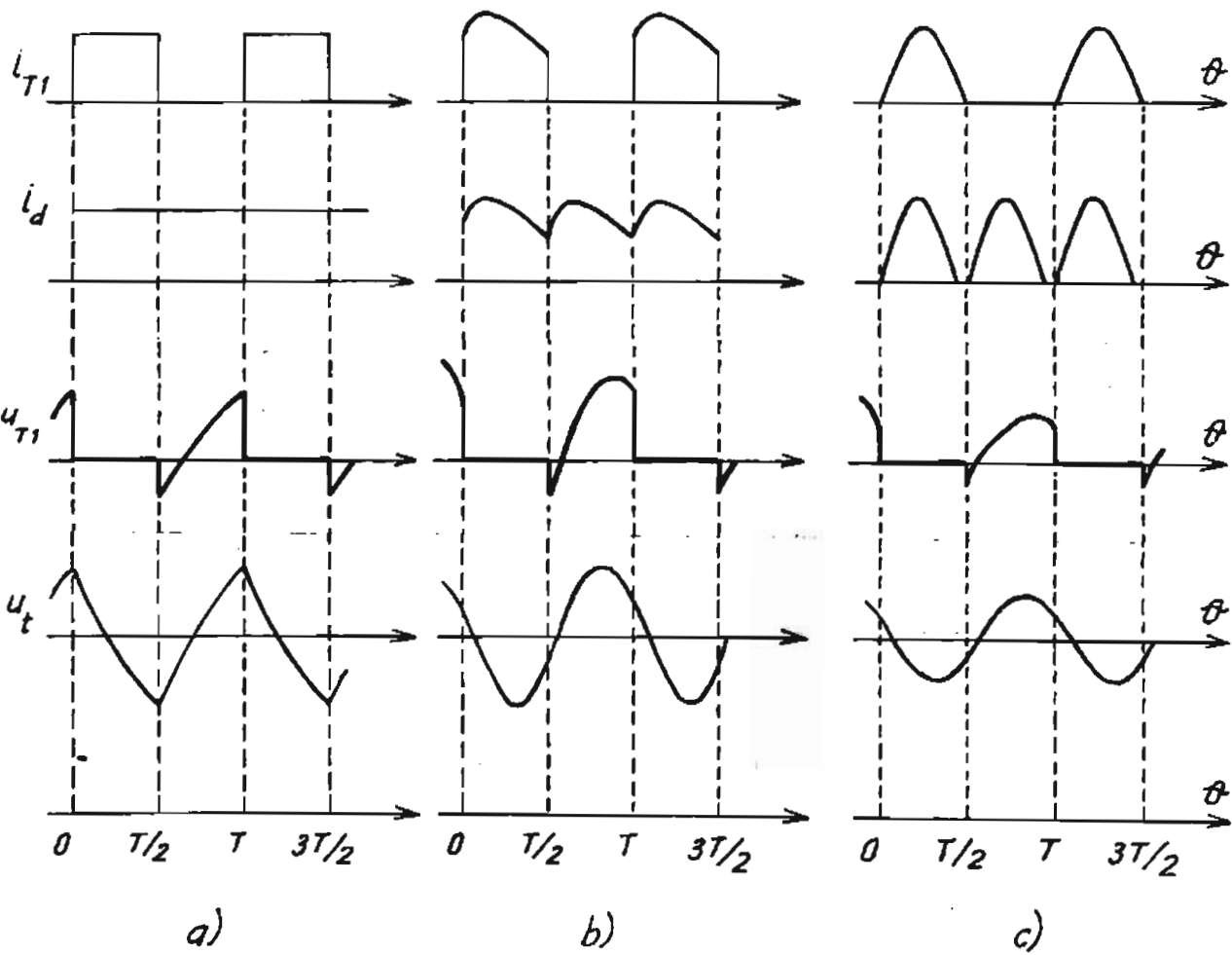
Khi đưa xung vào mở cặp van T_1, T_2 , dòng điện $i_N = i_d = I_d$. Đồng thời dòng qua tụ C tăng lên đột biến, tụ C bắt đầu được nạp điện với dấu “+” ở bên trái và dấu “-” ở bên phải. Khi tụ C nạp đầy, dòng qua tụ giảm về không. Do $i_N = i_C + i_Z = I_d = \text{hằng số}$, nên lúc đầu dòng qua tải nhỏ và sau đó dòng qua tải tăng lên. Sau một nửa chu kỳ ($t = t_1$) người ta đưa xung vào mở cặp van T_3, T_4 . Cặp T_3, T_4 mở tạo ra quá trình phóng điện của tụ C từ cực “+” về cực “-”. Dòng phóng ngược chiều với dòng qua T_1 và T_2 sẽ làm cho T_1 và T_2 bị khoá lại. Quá

trình chuyển mạch xảy ra gần như tức thời. Sau đó tụ C sẽ được nạp điện theo chiều ngược lại với cực tính “+” ở bên phải và cực tính “-” ở bên trái. Dòng nghịch lưu $i_N = i_d = I_d$ nhưng đã đổi dấu. Đến thời điểm $t = t_2$, người ta đưa xung vào mở T_1, T_2 thì T_3, T_4 sẽ bị khoá lại và quá trình được lặp lại như trước. Như vậy chức năng cơ bản của tụ C là làm nhiệm vụ chuyển mạch cho các tiristo. Ở thời điểm t_1 , khi mở T_3 và T_4 , tiristo T_1 và T_2 sẽ bị khoá lại bởi điện áp ngược của tụ C đặt lên (xem hình 4.3). Khoảng thời gian duy trì điện áp ngược $t_1 \div t_1'$ là cần thiết để duy trì quá trình khoá và phục hồi tính chất điều khiển của van và $t_1 - t_1' = t_k \geq t_{off}$; t_{off} là thời gian khoá của tiristo hay chính là thời gian phục hồi tính chất điều khiển.

$\omega .t_k = \beta$ là góc khóa của nghịch lưu.

4.2.2. Ảnh hưởng của điện cảm đầu vào L_d đối với chế độ làm việc của nghịch lưu

Dòng điện vào của nghịch lưu (i_d) ảnh hưởng lớn đối với chế độ làm việc của nó. Dòng đầu vào phụ thuộc vào giá trị của điện cảm L_d .



Hình 4.4. Ảnh hưởng của điện cảm L_d đối với chế độ của nghịch lưu:

a) $L_d = \infty$; b) L_d hữu hạn nhưng dòng i_d là liên tục; c) Dòng i_d gián đoạn

Nếu điện cảm vào đủ lớn ($L_d = \infty$), dòng điện được san phẳng, nguồn vào thực chất là nguồn dòng (hình 4.4a). Dạng dòng qua tiristo (i_T) là dạng xung chữ nhật, do đó dòng điện của nghịch lưu (i_N) cũng là dòng xoay chiều dạng xung chữ nhật (hình 4.3) và thời gian khoá (t_k) của nghịch lưu là lớn nhất. Khi điện cảm đầu vào chiếm một giá trị trung bình nào đó mà vẫn đảm bảo dòng là liên tục, lúc này dạng dòng điện nhấp nhô do vẫn chứa các sóng điều hoà bậc cao. Dạng điện áp gần với hình sin hơn, nhưng thời gian khoá của tiristo bị giảm xuống (hình 4.4).

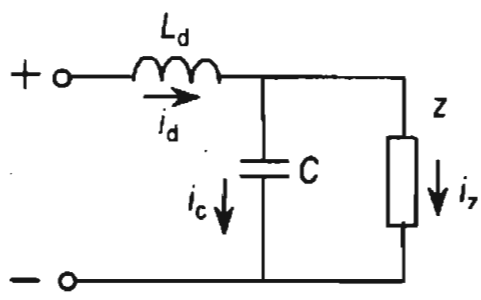
Và cuối cùng, khi dòng điện vào là gián đoạn (hình 4.4c), giá trị điện cảm không đủ để duy trì nguồn là nguồn dòng thì thời gian t_k là bé nhất.

Đối với nghịch lưu dòng điện, quan trọng nhất là quá trình chuyển mạch của tiristo. Phụ tải luôn ảnh hưởng đến quá trình chuyển mạch, do vậy để đảm bảo nghịch lưu làm việc tin cậy thì thời gian t_k phải đủ lớn, tức là nguồn đầu vào phải luôn đảm bảo là nguồn dòng.

4.2.3. Ảnh hưởng của phụ tải đối với chế độ làm việc của nghịch lưu

Ta xét trường hợp $L_d = \infty$ (điện cảm vô cùng lớn). Sơ đồ trên hình 4.2 có thể thay thế bằng sơ đồ ở hình 4.5. Từ sơ đồ thay thế có thể viết được hệ phương trình sau:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i_l + i_c = I_d = \text{const} \\ i_c &= C \frac{du_C}{dt} \\ i_l &= \frac{U_l}{R_l} \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$



Hình 4.5. Sơ đồ thay thế của nghịch lưu dòng một pha

Giải hệ phương trình trên đối với $U(t)$ ta có:

$$U_l(t) = A_1 + A_2 e^{-\frac{t}{R_l C}}$$

Để tìm hệ số A_1 và A_2 ta sử dụng các điều kiện sau:

1. Điện áp trên tải thay đổi có tính chu kỳ nên:

$$U_l|_{t=0} = -U_l|_{t=T/2}$$

2. Giá trị trung bình của điện áp trên điện cảm L_d ở chế độ xác lập bằng không, tức là:

$$\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} (E - U_1) dt = 0$$

Giải các phương trình trên ta tìm được:

$$A_1 = \frac{E \frac{T}{4} \left(1 - e^{-\frac{T}{2R_1 C}} \right)}{\frac{T}{4} \left(1 e^{-\frac{T}{2R_1 C}} \right) - R_1 C \left(1 - e^{-\frac{T}{2R_1 C}} \right)} \quad (4.3)$$

$$A_2 = \frac{-E \frac{T}{2}}{\frac{T}{4} \left(1 + e^{-\frac{T}{2R_1 C}} \right) - R_1 C \left(1 - e^{-\frac{T}{2R_1 C}} \right)} \quad (4.4)$$

Thay các giá trị A_1 và A_2 vào 4.2, ta có:

$$U_1(t) = \frac{E \left(1 + e^{-\frac{T}{2R_1 C}} - 2e^{-\frac{t}{R_1 C}} \right)}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2R_1 C}} \right) - \frac{4R_1 C}{T} \left(1 - e^{-\frac{T}{2R_1 C}} \right)} \quad (4.5)$$

Biểu thức (4.5) cho thấy điện áp trên tải biến thiên theo quy luật hàm mũ cơ số e. Khi thay đổi phụ tải như giảm dòng tải, dòng qua tụ sẽ ít thay đổi vì $\frac{du_C}{dt} = \frac{I_C}{C} = \text{const}$ (nguồn dòng), do đó điện áp trên tải sẽ có dạng là những đường gần tuyến tính (đường 1 trên hình 4.6), góc khóa $\beta = \omega t_k \approx \frac{\pi}{2}$, với t_k là thời gian khoá của nghịch lưu.

Nghịch lưu dòng không có khả năng làm việc ở chế độ không tải, vì nếu $R_1 \rightarrow \infty$ thì và $U_1 \rightarrow \infty$ và $i_d \rightarrow \infty$. Trên thực tế khi R_1 lớn vô cùng thì điện áp trên tải cũng tiến đến giá trị rất lớn, do đó quá trình chuyển mạch không thể thực hiện được, cũng như không có thiết bị bán dẫn nào chịu đựng nổi độ quá điện áp lớn như vậy.

Ngược lại khi tăng phụ tải (tương đương với việc giảm giá trị R_l), lúc này dòng nạp cho tụ sẽ giảm, ngược lại dòng phóng của tụ qua tải sẽ tăng lên. Điều đó dẫn đến giảm năng lượng tích trữ trong tụ, dạng điện áp trên tải sẽ có dạng gần với hình chữ nhật, nhưng góc β cũng giảm đáng kể và ảnh hưởng đến quá trình chuyển mạch của nghịch lưu (đường 2 trên hình 4.6).

Thời gian t_k là thời gian duy trì điện áp ngược đặt lên tiristo, được xác định từ biểu thức (4.5) nếu cho $U_l = 0$:

$$U_l|_{t=t_k} = 0 = \frac{E \left(1 + e^{-\frac{T}{2R_l C}} - 2e^{-\frac{t_k}{R_l C}} \right)}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2R_l C}} \right) - \frac{4R_l C}{T} \left(1 - e^{-\frac{T}{2R_l C}} \right)} \quad (4.6)$$

Giải phương trình (4.6) ta tìm được:

$$t_k = R_l C \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2R_l C}}} \quad (4.7)$$

và

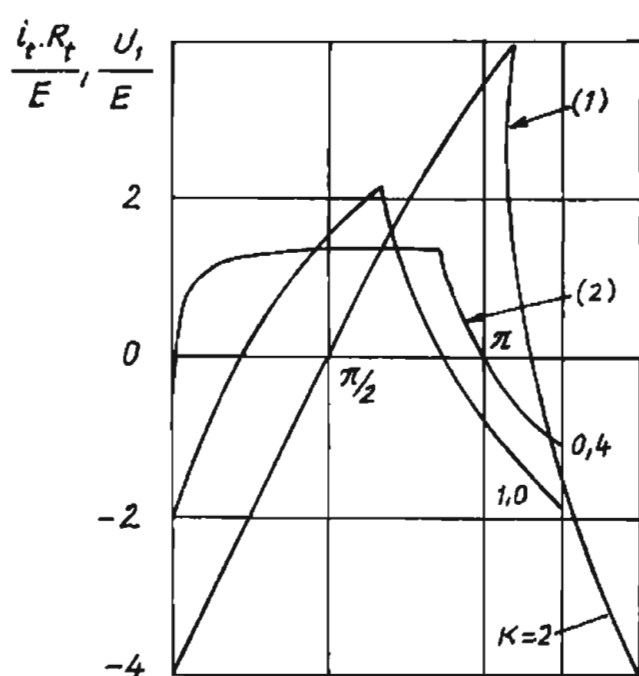
$$\beta = \omega.t_k = k \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{\pi}{\alpha}}} \quad (4.8)$$

$$k = \omega.R_l C \quad (4.9)$$

Biểu thức (4.8) và (4.9) cho thấy góc khoá của nghịch lưu phụ thuộc vào tần số, phụ tải và tụ chuyển mạch.

Để thoả mãn điều kiện làm việc của nghịch lưu thì $\beta_{\min} > \omega.t_{\text{off}}$, trong đó t_{off} là thời gian khoá của tiristo có cho trong sổ tay tra cứu.

4.2.4. Đặc tính của nghịch lưu dòng



Hình 4.6. Ảnh hưởng của tải đối với dạng điện áp

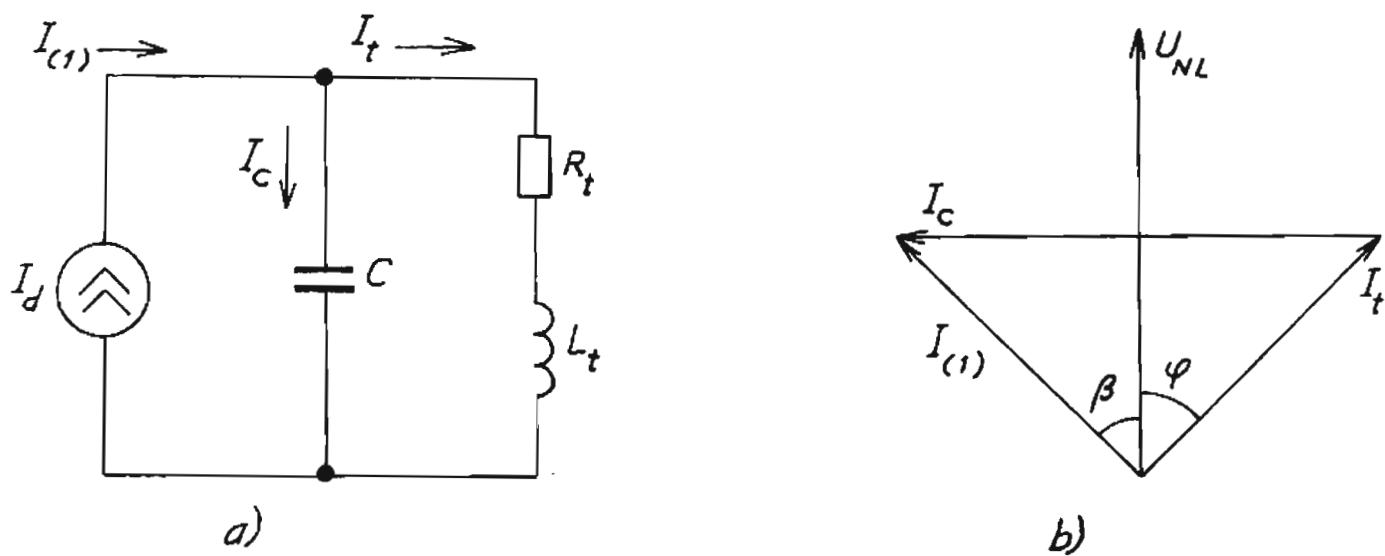
Nếu nguồn là nguồn dòng thì dạng dòng điện của nghịch lưu (i_{NL}) sẽ là dòng xoay chiều hình xung vuông góc (hình 4.3). Phân tích theo chuỗi Fourier và lấy thành phần điều hoà bậc 1 ta có biên độ của sóng điều hoà bậc 1 (sóng cơ bản) là:

$$I_{m(1)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{NL} \sin \theta d\theta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_d \sin \theta d\theta = \frac{4}{\pi} I_d$$

Giá trị hiệu dụng của sóng cơ bản là:

$$I_{(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \tag{4.10}$$

Sơ đồ thay thế của nghịch lưu nguồn dòng quy đổi về sóng điều hoà bậc 1 có dạng như ở hình 4.7a.



Hình 4.7. Sơ đồ thay thế a) và biểu đồ vector b)

Từ sơ đồ thay thế ta dựng được đồ thị vectơ của nghịch lưu dòng:

$$I_{(1)} = I_C + I_l \tag{4.11}$$

Trong sơ đồ thay thế (hình 4.7b) U_{NL} chính là U_l , điện áp ra trên tải ($U_{NL} = U_l$), U_l - điện áp ra trên tải hay là điện áp ra của nghịch lưu (U_{NL}).

Nếu bỏ qua tổn hao trong nghịch lưu và coi β là góc lệch pha giữa điện áp ra của nghịch lưu và sóng cơ bản của dòng nghịch lưu, theo định luật bảo toàn năng lượng, công suất phía xoay chiều sẽ bằng phía một chiều $P_d = P_l$, tức là:

$$E.I_d = nU_l I_{(1)} \cos \beta \tag{4.12}$$

Thay (4.10) vào (4.12) ta có:

$$\begin{aligned} E.I_d &= n.U_1 I(1) \cos \beta \\ U_1 &= \frac{E.a}{\cos \beta} \end{aligned} \quad (4.13)$$

trong đó $a = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ là hệ số sơ đồ.

Góc khoá của nghịch lưu β phụ thuộc vào tỷ lệ giữa công suất tác dụng và công suất phản kháng. Góc β được xác định như sau:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_{NL}}{P_{NL}} = \frac{Q_C - Q_1}{P_1} = \frac{I_C - I_1 \sin \varphi}{I_1 \cos \varphi} = \frac{\omega C R_1}{\cos \varphi} - \operatorname{tg} \varphi \quad (4.14)$$

trong đó:

$Q_C = U_1 i_C = U_1^2 \omega C$: công suất phản kháng của tụ C,

$Q_1 = U_1 i_1 \sin \varphi = \frac{U_1^2}{R_1} \sin \varphi = \frac{U_1^2}{\omega L_1}$: công suất phản kháng của tải,

Q_{NL} là công suất phản kháng của nghịch lưu,

$P_1 = U_1 i_1 \cos \varphi = \frac{U_1^2}{R_1} \cos \varphi = \frac{U_1^2}{R_1}$: công suất tác dụng của tải.

Như đã xét ở trên, nghịch lưu dòng phụ thuộc vào phụ tải, tần số và giá trị của tụ C, nên để mô tả quá trình làm việc của nghịch lưu dòng đối với phụ tải, người ta thường sử dụng hệ số phụ tải:

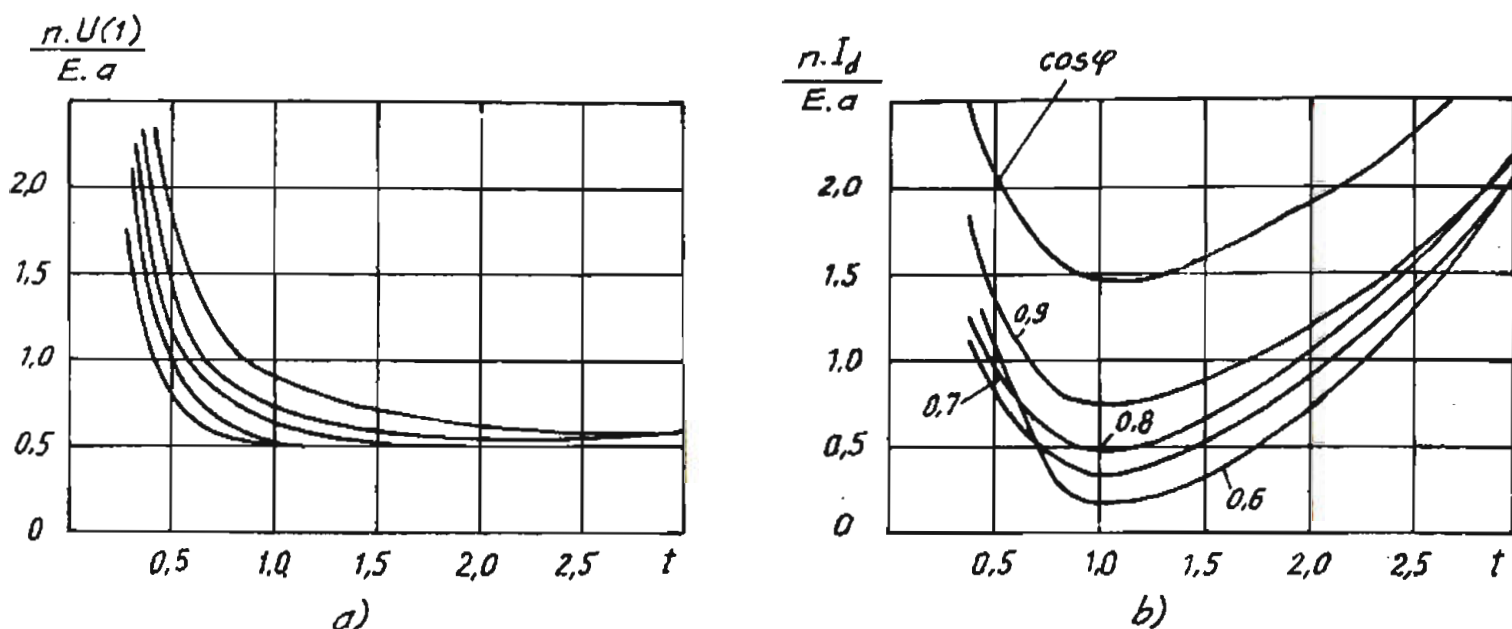
$$B = \frac{X_C}{Z_1} = \frac{1}{\omega C R_1} \quad (4.15)$$

Từ các biểu thức (4.13) đến (4.15) ta rút ra:

$$\frac{U_1}{a.E} = \frac{1}{\cos \beta} = \sqrt{\frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi} + 1} \quad (4.16)$$

Phương trình (4.16) mô tả hàm $U_1 = f(B)$ chính là đặc tính ngoài của nghịch lưu. Khi giảm B (tương đương với giảm dòng tải), điện áp trên tải tăng vọt lên vì hiện tượng tích lũy năng lượng trong tụ C. Sau mỗi chu kỳ, tụ C lại được tích thêm năng lượng được duy trì bởi cuộn kháng L_d . Sự trao đổi năng lượng giữa tụ C và cuộn kháng L_d sẽ dẫn tới hiện tượng quá áp.

Nếu tăng B (tương đương với giảm điện trở tải), năng lượng của tụ C sẽ được giải phóng qua điện trở tải và làm giảm điện áp, kéo theo góc β cũng giảm theo và có thể dẫn tới lạt nghịch lưu, vì vậy vùng làm việc của nghịch lưu dòng tương đối hẹp.



Hình 4.8. Đặc tính ngoài a) và đặc tính vào b) của nghịch lưu dòng

Giá trị điện áp cho phép của nghịch lưu dòng được xác định từ biểu thức (4.13):

$$U_{\text{tmax}} = \frac{a.E}{\cos \beta_{\text{max}}} \quad (4.17)$$

Góc β_{max} ứng với dòng tải nhỏ nhất của nghịch lưu.

Trong nghịch lưu dòng có thể coi công suất vào và ra bằng nhau (bỏ qua tổn hao):

$$E.I_d = U_l I_l \cos \varphi \quad (4.18)$$

Thay (4.16) vào (4.18) ta nhận được:

$$\frac{I_d}{a^2 E} \cdot \frac{1}{\omega.C} = B \cos \varphi \left[1 + \left(\frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi} \right)^2 \right] \quad (4.19)$$

Biểu thức (4.19) miêu tả mối quan hệ $I_d = f(B)$ và được gọi là đặc tính vào của nghịch lưu. Nó chỉ rõ sự tiêu thụ dòng đầu vào (I_d) khi thay đổi hệ số phụ tải (hình 4.8b).

Khi B tăng (tăng dòng tải), công suất tiêu thụ tích cực của nghịch lưu (P_l) tăng nên I_d tăng.

Ngược lại, khi B giảm (giảm dòng tải), công suất tiêu thụ phản kháng lại tăng và cũng làm cho I_d tăng. Do đó đồ thị có điểm cực tiểu tại $B = 1$. Quá trình tính chọn các phần tử của nghịch lưu dòng thường được xác định theo đồ thị vectơ.

4.3. NGHỊCH LƯU DÒNG BA PHA

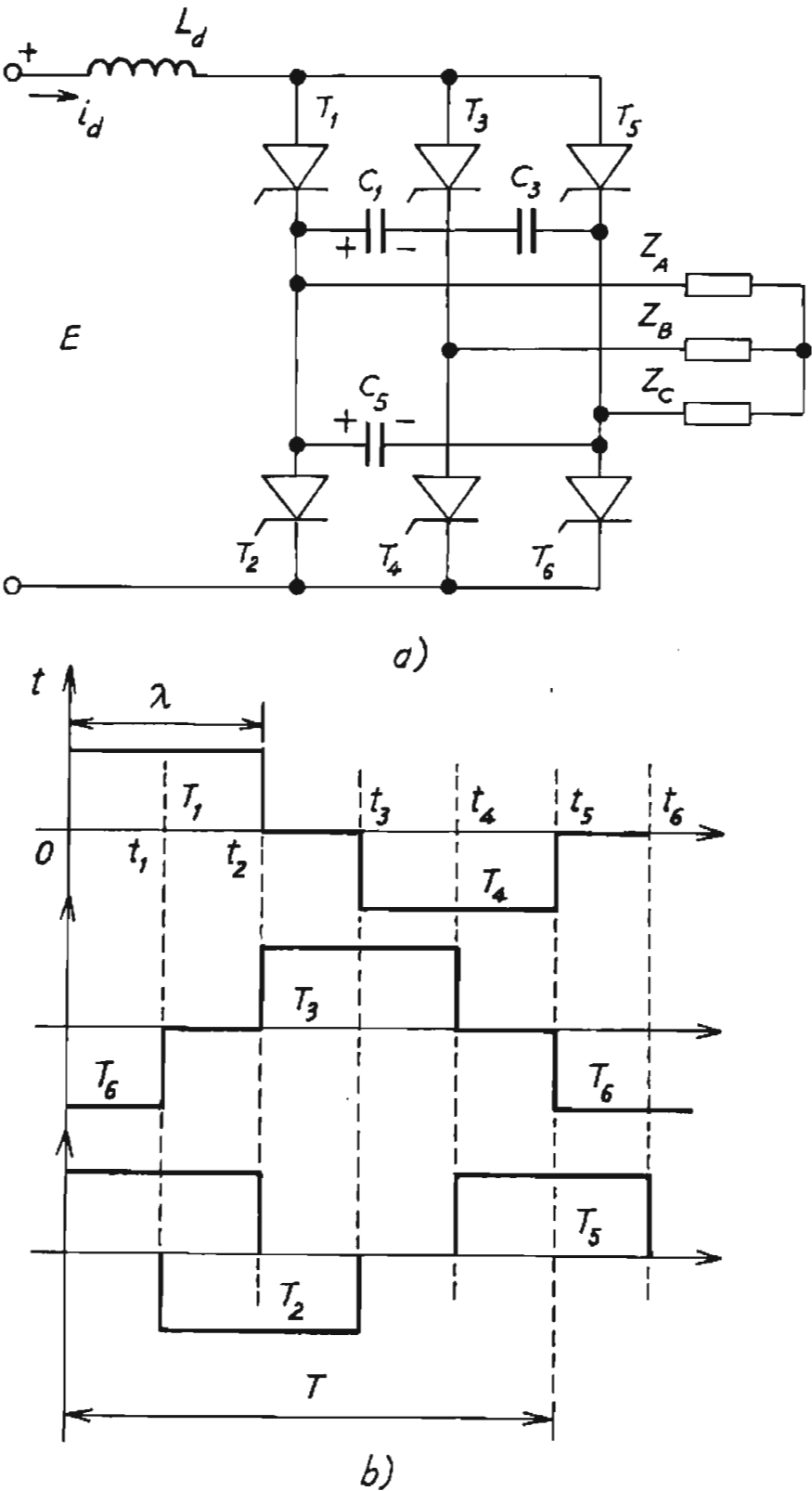
Trong thực tế nghịch lưu dòng ba pha được sử dụng phổ biến vì công suất của nó lớn và đáp ứng được các ứng dụng trong công nghiệp (hình 4.9a).

Cũng giống như nghịch lưu dòng một pha, nghịch lưu dòng ba pha cũng sử dụng tiristo. Do đó để có thể khoá được các tiristo cần phải có tụ chuyển mạch (C_1, C_3, C_5). Vì là nghịch lưu dòng nên nguồn đầu vào phải là nguồn dòng, vì vậy $L_d = \infty$.

Để đảm bảo khoá được các tiristo và tạo ra hệ thống dòng điện ba pha đối xứng thì luật dẫn điện của các tiristo phải tuân theo đồ thị trên hình 4.9b. Qua đồ thị ta thấy mỗi van động lực chỉ dẫn trong khoảng thời gian $\lambda = 120^\circ$.

Quá trình chuyển mạch bao giờ cũng diễn ra đối với các van trong cùng một nhóm.

Xét khoảng thời gian $0 \div t_1$: lúc này T_1 và T_6 dẫn. Dòng điện sẽ qua T_1, Z_A, Z_B và T_6 . Đồng thời sẽ có dòng nạp cho tụ C_1 qua $T_1 - C_1 - T_6$. Khi tụ C_1 được nạp đầy thì dòng qua tụ bằng không. Tụ C_1 được nạp với dấu điện áp



Hình 4.9. Nghịch lưu dòng ba pha (a) và biểu đồ xung (b)

(như hình vẽ) để chuẩn bị cho quá trình chuyển mạch khoá T_1 . Tại thời điểm $t = t_2$, khi mở T_3 , điện áp ngược của tụ C_1 đặt lên T_1 làm cho T_1 bị khoá lại. Tương tự như vậy khi T_2 và T_3 dẫn ($t_2 \div t_3$) thì tụ C_3 được nạp với dấu điện áp để chuẩn bị khoá T_3 , ...

Đối với nhóm catốt chung T_2, T_4 và T_6 , quá trình chuyển mạch cũng diễn ra như vậy. Ví dụ tụ C_5 được nạp trong khoảng $t_1 \div t_2$ (khi T_1 và T_2 dẫn) với dấu đảm bảo để khoá T_4 khi mở T_2 tại thời điểm t_3 .

Để tính toán nghịch lưu dòng người ta cũng sử dụng phương pháp tính vectơ. Đưa vào U_t, I_t và φ ta dựng vectơ U_t và I_t . Cần xác định dải điều chỉnh để xác định $\beta_{\max}$. Sau đó từ điểm đầu của vectơ I_t kẻ đường AD vuông góc với U_t . Đoạn AD chính là vectơ I_C . Vectơ I_C gồm hai đoạn:

- đoạn AC tương ứng với I_{C1} dùng để bù công suất phản kháng của tải:

$$I_{C1} = I_t \sin \varphi$$

- đoạn CD dùng để tạo góc β tương ứng với I_{C2} :

$$I_{C2} = I_t \cos \varphi \cdot \operatorname{tg} \beta$$

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = I_t (\sin \varphi + \cos \varphi \cdot \operatorname{tg} \beta)$$

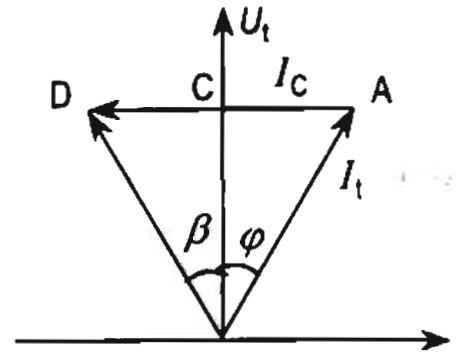
$$X_C = \frac{U_t}{I_C} \quad \text{và} \quad C = \frac{1}{\omega} \frac{I_C}{U_t}$$

Dòng trung bình qua tiristo có thể suy ra từ đồ thị: $I_T = \frac{I_D}{2}$.

Điện áp nguồn lớn nhất được giới hạn bởi góc $\beta_{\max}$:

$$U_{\max} = \frac{a \cdot E}{\cos \beta_{\max}} \quad (4.20)$$

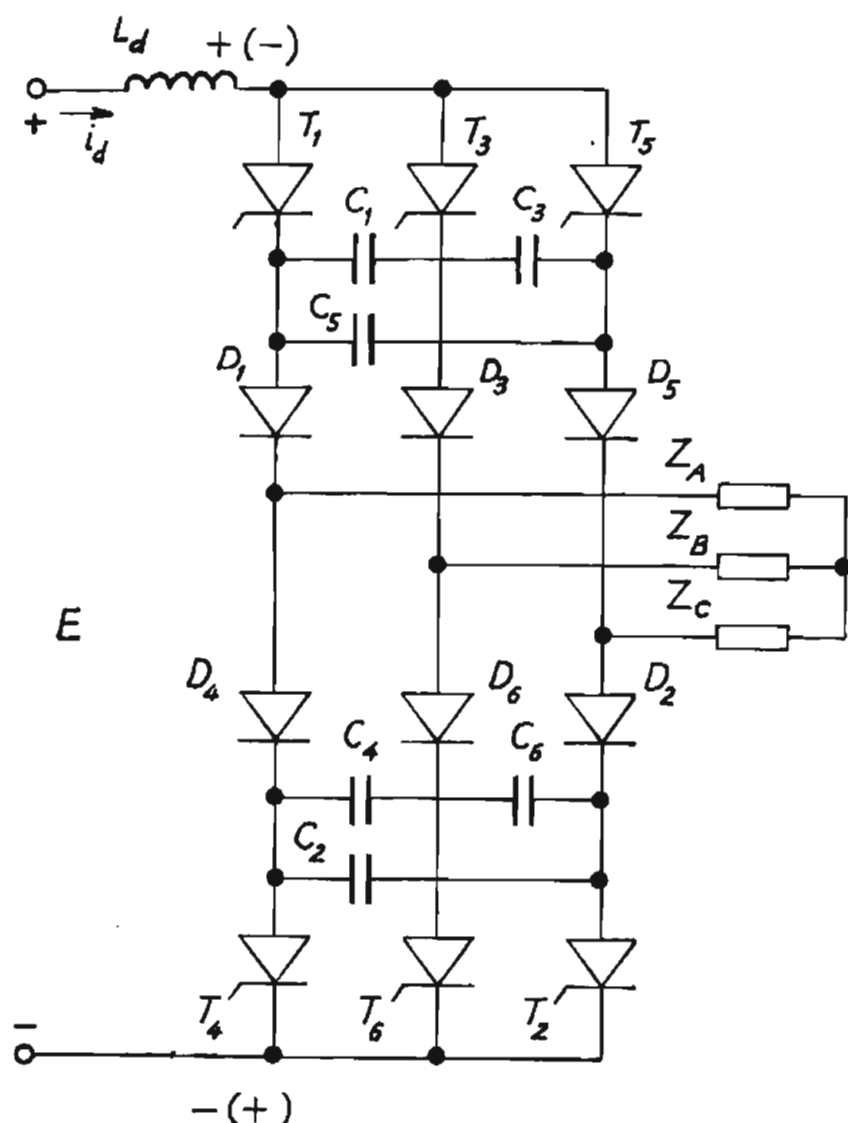
Như đã nói ở mục nghịch lưu nguồn dòng một pha, vì tải luôn mắc song song với tụ chuyển mạch nên giữa tải và tụ luôn có sự trao đổi năng lượng, ảnh hưởng này làm cho đường đặc tính ngoài khá dốc và hạn chế vùng làm việc của nghịch lưu dòng. Để làm giảm ảnh hưởng của tải đến quá trình nạp của tụ C, người ta sử dụng điốt ngăn cách ($D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$). Xem hình 4.11. Việc



Hình 4.10. Đồ thị vector

sử dụng các diôt này đòi hỏi phải chia tụ chuyển mạch làm hai nhóm: Nhóm C_1, C_3, C_5 dùng để chuyển mạch cho các van T_1, T_3, T_5 ; còn nhóm C_2, C_4, C_6 dùng để chuyển mạch cho các van T_2, T_4, T_6 .

Nghịch lưu dòng, như đã phân tích ở trên, không chỉ tiêu thụ công suất phản kháng mà còn phát ra công suất tác dụng vì: dòng i_d không đổi hướng, nhưng dấu điện áp trên hai đầu nguồn có thể đảo dấu (hình 4.11). Điều đó có nghĩa, khi nghịch lưu làm việc với tải là động cơ điện xoay chiều thì động cơ có thể thực hiện quá trình hãm tái sinh.



Hình 4.11. Nghịch lưu dòng ba pha có diôt ngăn cách

4.4. NGHỊCH LƯU ÁP MỘT PHA

Nghịch lưu áp là thiết bị biến đổi nguồn áp một chiều thành nguồn áp xoay chiều ba pha với tần số tùy ý.

Nguồn áp vẫn là nguồn được sử dụng phổ biến trong thực tế. Hơn nữa điện áp ra của nghịch lưu áp có thể điều chế theo phương pháp khác nhau để có thể giảm được sóng điều hoà bậc cao. Trước kia nghịch lưu áp bị hạn chế trong ứng dụng vì công suất của các van động lực điều khiển hoàn toàn còn nhỏ. Hơn nữa việc sử dụng nghịch lưu áp bằng tiristo khiến cho hiệu suất của bộ biến đổi giảm, sơ đồ điều khiển phức tạp. Ngày nay công suất các van động lực như: IGBT, GTO càng trở nên lớn và có kích thước gọn nhẹ, do đó nghịch lưu áp trở thành bộ biến đổi thông dụng và được chuẩn hoá trong các bộ biến tần công nghiệp. Do đó sơ đồ nghịch lưu áp được trình bày sau đây sử dụng van điều khiển hoàn toàn.

Trong quá trình nghiên cứu ta giả thiết các van động lực là các khoá điện tử lý tưởng, tức là thời gian đóng và mở bằng không, nên điện trở nguồn bằng không.

4.1.1. Cấu tạo

Sơ đồ nghịch lưu áp một pha được mô tả trên hình 4.12a. Sơ đồ gồm 4 van động lực chủ yếu là: T_1, T_2, T_3, T_4 và các diôt D_1, D_2, D_3, D_4 dùng để trả công suất phản kháng của tải về lưới và như vậy tránh được hiện tượng quá áp ở đầu nguồn.

Tụ C được mắc song song với nguồn để đảm bảo cho nguồn đầu vào là nguồn hai chiều (nguồn một chiều thường được cấp bởi chỉnh lưu chỉ cho phép dòng đi theo một chiều). Như vậy tụ C thực hiện việc tiếp nhận công suất phản kháng của tải, đồng thời tụ C còn đảm bảo cho nguồn đầu vào là nguồn áp (giá trị C càng lớn nội trở của nguồn càng nhỏ, và điện áp đầu vào được san phẳng).

4.1.2. Nguyên lý làm việc

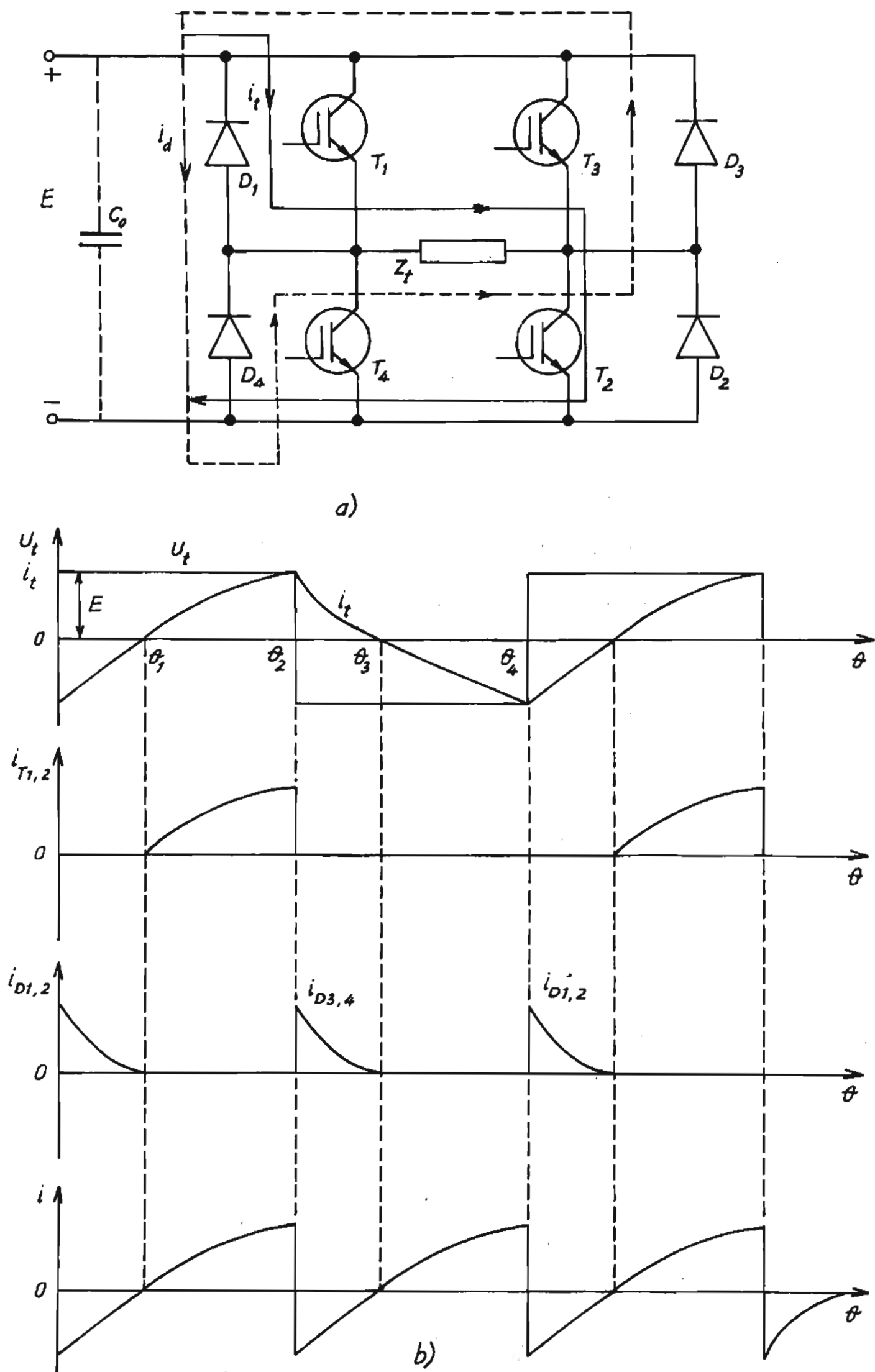
Ở nửa chu kỳ đầu tiên ($0 \div \theta_2$), cặp van T_1, T_2 dẫn điện, phụ tải được đấu vào nguồn. Do nguồn là nguồn áp nên điện áp trên tải $U_1 = E$ (hướng dòng điện là đường nét đậm). Tại thời điểm $0 = \theta_2$, T_1 và T_2 bị khoá, đồng thời T_3 và T_4 mở ra. Tải sẽ được đấu vào nguồn theo chiều ngược lại, tức là dấu điện áp trên tải sẽ đảo chiều và $U_1 = -E$ tại thời điểm θ_2 . Do tải mang tính trở cảm nên dòng vẫn giữ nguyên hướng cũ (đường nét đậm), T_1, T_2 đã bị khoá, nên dòng phải khép mạch qua D_3, D_4 . Suất điện động cảm ứng trên tải sẽ trở thành nguồn trả năng lượng thông qua D_3, D_4 về tụ C (đường nét đứt).

Tương tự như vậy khi khoá cặp T_3, T_4 dòng tải sẽ khép mạch qua D_1 và D_2 . Đồ thị điện áp tải U_1 , dòng tải i_1 , dòng qua diôt i_D và dòng qua tiristo được biểu diễn trên hình 4.12b.

Để tính chọn van cần tìm biểu thức dòng điện tải i_1 , có hai phương pháp:

a. Phương pháp toán tử Laplace

Dạng điện áp xoay chiều trên tải U_1 có thể chuyển đổi về dạng biến đổi Laplace như sau:



Hình 4.12. Nghịch lưu áp cầu một pha và đồ thị

$$U_1(P) = \frac{1}{1 - e^{-pt}} \int_0^t e^{-pt} E dt \quad (4.21)$$

và

$$I_1(P) = \frac{U_{1(p)}}{Z_{(p)}} \quad (4.22)$$

Lời giải sẽ là biểu thức toán học cồng kềnh và không thích hợp cho tính toán kỹ sư.

$$L_1(t) = \frac{E}{R_1} \left(1 - \frac{2e^{-\frac{R_1}{L_1} t}}{1 + e^{-\frac{R_1}{L_1} T}} \right) \quad (4.23)$$

Biểu thức trên chỉ có giá trị mô tả dòng điện của tải.

Để tính toán người ta thường sử dụng phương pháp sóng điều hoà cơ bản.

b. Phương pháp sóng điều hoà cơ bản

Phân tích dạng điện áp trên tải U_1 ra chuỗi ta có:

$$U_1 = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\omega t}{2k-1} \quad (4.24)$$

Nếu chỉ lấy sóng điều hoà cơ bản thì:

$$U_1 \approx \frac{4E}{\pi} \sin \omega t$$

và

$$i_1 = \frac{4E}{\pi \sqrt{R_1^2 + X_1^2}} \sin(\omega.t - \varphi) = I_{\max} \sin(\omega.t - \varphi) \quad (4.25)$$

$$X_1 = \omega.L_1$$

$$\varphi = \arctg \frac{X_1}{R_1}$$

$$i_1 = \frac{4E}{\pi \sqrt{R_1^2 + X_1^2}} \sin(\omega.t - \varphi)$$

Dòng trung bình qua van động lực là:

$$I_T = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi} I_m \sin(\omega t - \varphi) d\omega t \quad (4.26)$$

Dòng trung bình qua điốt là:

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+2\pi} I_m \sin(\omega t - \varphi) d\omega t \quad (4.27)$$

Trong thực tế người ta thường dùng nghịch lưu áp với phương pháp điều chế độ rộng xung (PWM) để giảm bớt kích thước của bộ lọc. Phương pháp PWM sẽ được nghiên cứu ở chương sau.

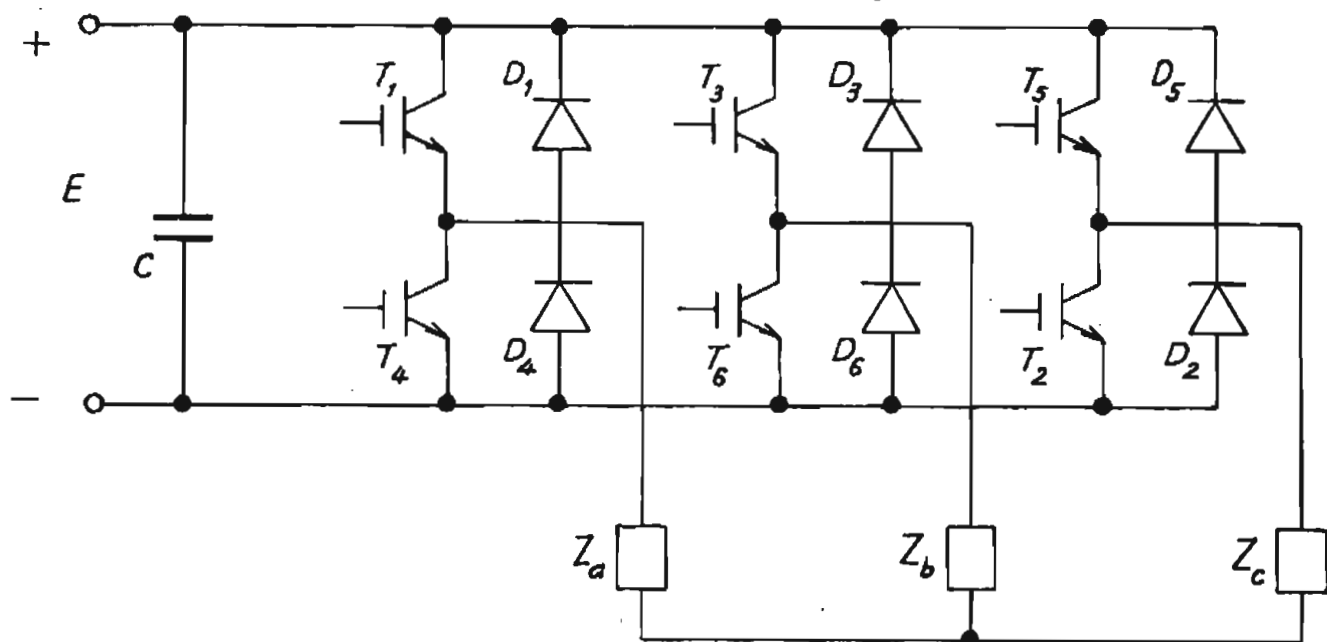
Sử dụng phương pháp sóng điều hoà cơ bản sẽ cho sai số khoảng 15%. Tuy nhiên khi chọn van thường người ta chọn hệ số dự trữ, nên kết quả tính toán là hợp lý và gọn nhẹ.

Giá trị của tụ C được tính như sau:

$$C = \frac{E.T_1}{3R_1 \Delta U_C} (1 - 2 \ln 2) \quad (4.28)$$

ΔU_C là biến thiên điện áp nguồn một chiều được tính theo đơn vị (%):

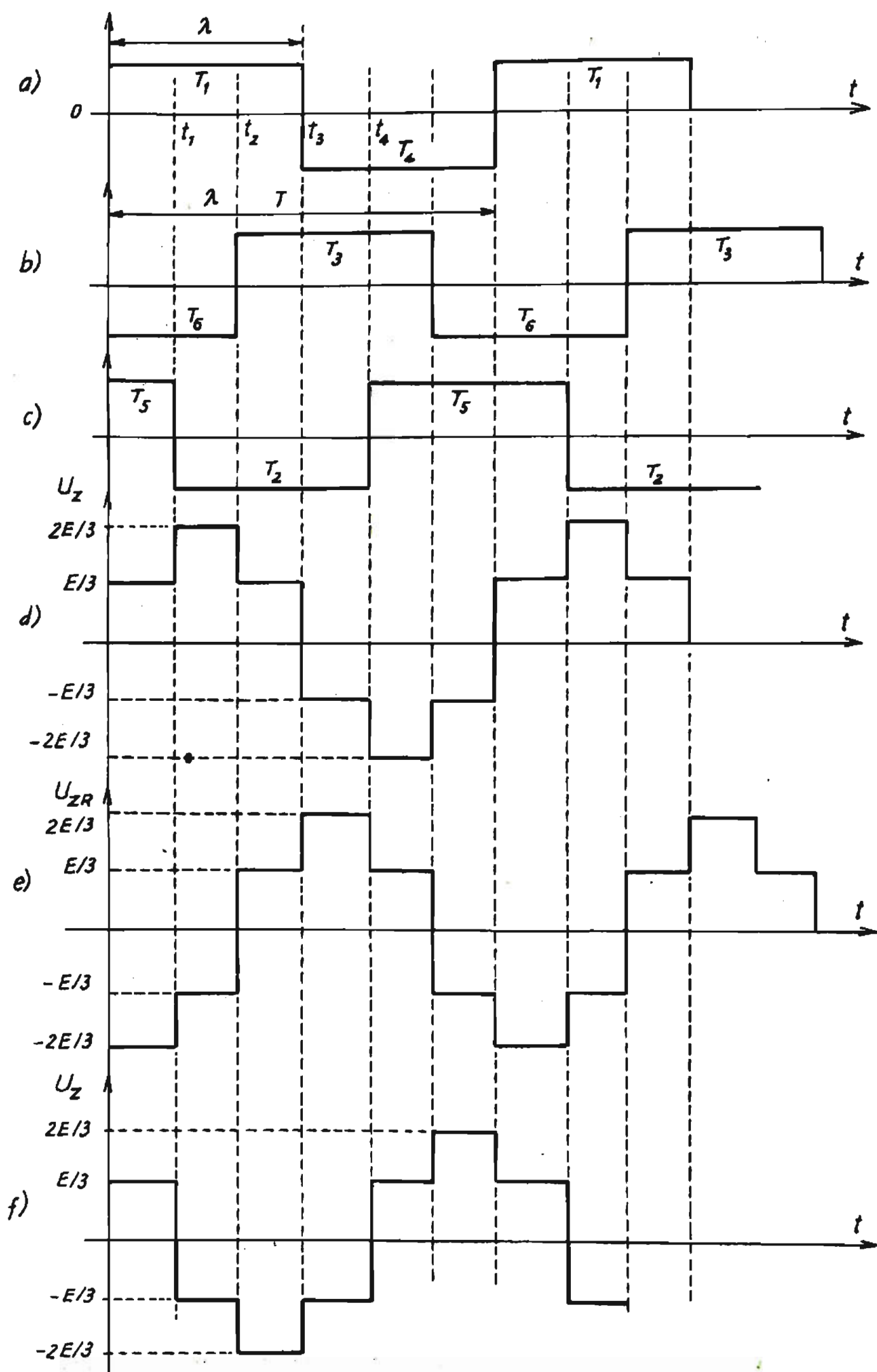
$$T_1 = \frac{L_1}{R_1}$$



Hình 4.13. Sơ đồ nghịch lưu áp ba pha

4.5. NGHỊCH LƯU ÁP BA PHA

Sơ đồ nghịch lưu (hình 4.13) được ghép từ ba sơ đồ một pha có điểm trung tính. Để đơn giản hoá việc nghiên cứu ta giả thiết:



Hình 4.14. Luật điều khiển và điện áp trên tải

- Van lý tưởng, đóng mở thì.
- Nguồn có nội trở nhỏ vô cùng và dẫn điện theo hai chiều.
- Van động lực cơ bản ($T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$) làm việc với độ dẫn điện $\lambda = 180^\circ$.
- $Z_a = Z_b = Z_c$.

Các diôt: $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$ làm chức năng trả năng lượng về nguồn. Tự C đảm bảo nguồn là nguồn áp và để tiếp nhận năng lượng phản kháng từ tải.

Để đảm bảo tạo ra điện áp ba pha đối xứng, luật dẫn điện của các van phải tuân theo đồ thị như trên hình 4.14a, b, c. Như vậy: T_1 và T_4 dẫn điện lệch nhau 180° và tạo ra pha A;

T_3 và T_6 dẫn điện lệch nhau 180° để tạo ra pha B;

T_5 và T_2 dẫn điện lệch nhau 180° để tạo ra pha C.

Các pha lệch nhau 120° .

Dạng điện áp trên tải được xây dựng như sau:

- Trong khoảng $0 \div t_1$: T_1, T_6, T_5 dẫn, sơ đồ thay thế có dạng như trên hình 4.14a. Từ sơ đồ thay thế ta thấy $U_{ZA} = E/3$.

- Trong khoảng $t_1 \div t_2$: T_1, T_2, T_6 dẫn, sơ đồ thay thế có dạng như ở hình 4.14b:

$$U_{ZA} = 2E/3$$

- Trong khoảng $t_2 \div t_3$: T_1, T_2, T_3 dẫn, sơ đồ thay thế có dạng như ở hình 4.14c:

$$U_{ZA} = E/3$$

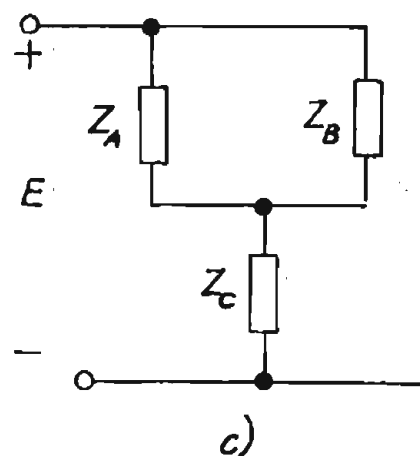
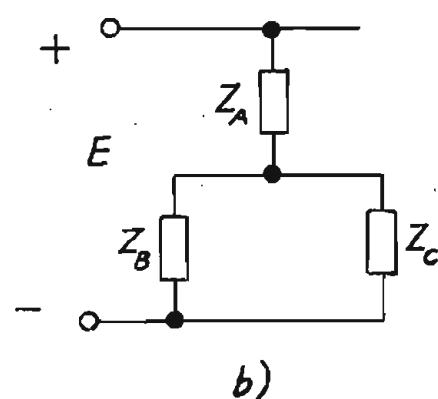
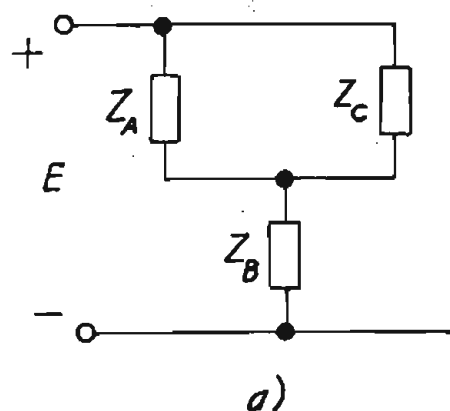
Suy ra dạng điện áp trên các pha: U_{ZA}, U_{ZB}, U_{ZC} sẽ có dạng như trên hình 4.14d, e, f.

Giá trị hiệu dụng của điện áp pha là:

$$U_{pha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{pha}^2(\theta) d\theta} = \frac{\sqrt{2}}{3} E \quad (4.29)$$

Suy ra:

$$U_A(t) = \frac{2}{3} E \sin \omega.t \quad (4.30)$$



Hình 4.15. Sơ đồ thay thế a, b, c

$$U_B(t) = \frac{2}{3}E \sin(\omega.t - 120^\circ) \quad (4.31)$$

$$U_C(t) = \frac{2}{3}E \sin(\omega.t + 120^\circ) \quad (4.32)$$

Giá trị của tụ C được tính theo biểu thức (4.28).

Từ các biểu thức (4.30), (4.31), (4.32) dễ dàng tìm ra dòng trên tải và xác định dòng trung bình qua van cũng giống như nghịch lưu áp một pha.

4.6. NGHỊCH LƯU CỘNG HƯỞNG SONG SONG

4.6.1. Đặc điểm

Đặc điểm cơ bản của nghịch lưu cộng hưởng là quá trình chuyển mạch của van dựa vào hiện tượng cộng hưởng. Xét sơ đồ ở hình 4.16, giá trị điện cảm L_d không lớn như trong nghịch lưu dòng ($L_d = \infty$) và không nhỏ như nghịch lưu áp ($L_d = 0$), mà chiếm một vị trí trung gian sao cho khi kết hợp với điện cảm của tải (L_l) và tụ điện C thì trong mạch tải sẽ xuất hiện hiện tượng dao động.

4.6.2. Nguyên lý làm việc

Khi $t = 0$, cặp van T_1, T_2 được mở ra. Tụ C được nạp qua mạch $(+)_L_d-T_1-Z_l-T_2-(-)$. Dòng nạp cho tụ sẽ có dạng sóng hình sin (vì mạch dao động cộng hưởng). Tại thời điểm $\omega.t = \theta_1$, dòng qua tải giảm về không do đó T_1 và T_2 bị khoá lại. Trong khoảng θ_1 đến θ_2 , tất cả các tiristo đều bị khoá lại và $L_l = 0$. Điện áp trên T_1, T_2 bằng nửa hiệu giữa điện áp trên tụ (U_C) và điện áp nguồn E . Điện áp trên tụ trong khoảng thời gian này ($\theta_1 \div \theta_2$) phải lớn hơn E để đảm bảo khoá T_1 và T_2 chắc chắn. Tại thời điểm $\omega.t = \theta_2$, cặp van T_3 và T_4 được mở ra điện áp trên T_1 và T_2 bằng điện áp ngược của tụ C đặt lên ($= U_C$), tụ được nạp theo chiều ngược lại và đảo dấu. Dòng nạp của tụ C cũng mang tính dao động và giảm về không ở thời điểm θ_4 . Lúc này T_3, T_4 khoá lại.

Dòng qua tiristo có thể coi là xung hình sin và:

$$I_l = I_m \sin \omega_0 t$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_d + L_l}{L_d L_l C} - \frac{1}{4R_l^2 C^2}} \quad (4.34)$$

là tần số dao động riêng của mạch tải.

Góc dẫn điện của van động lực là:

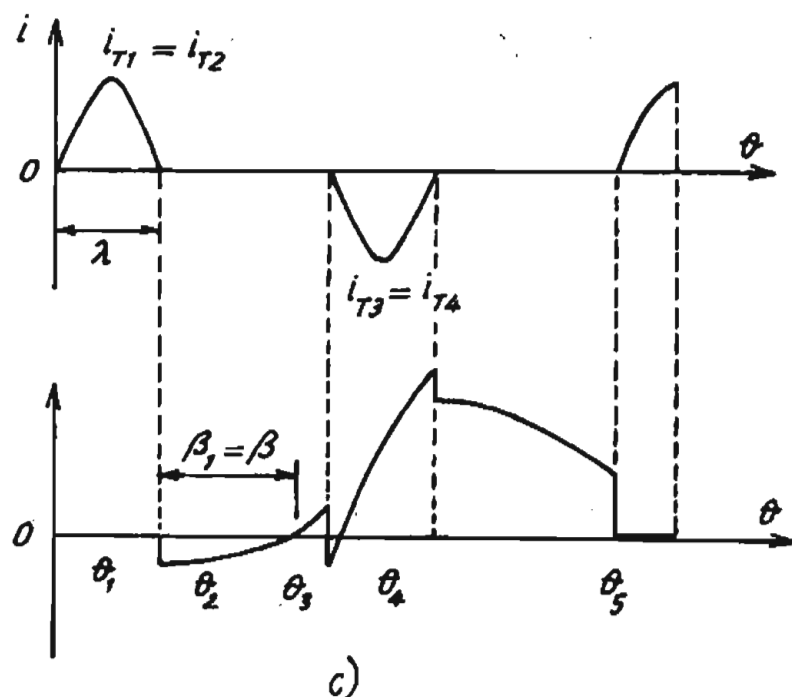
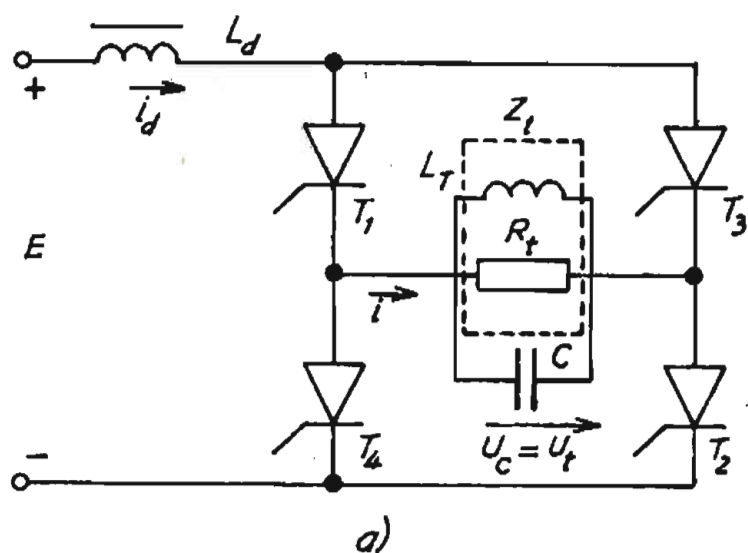
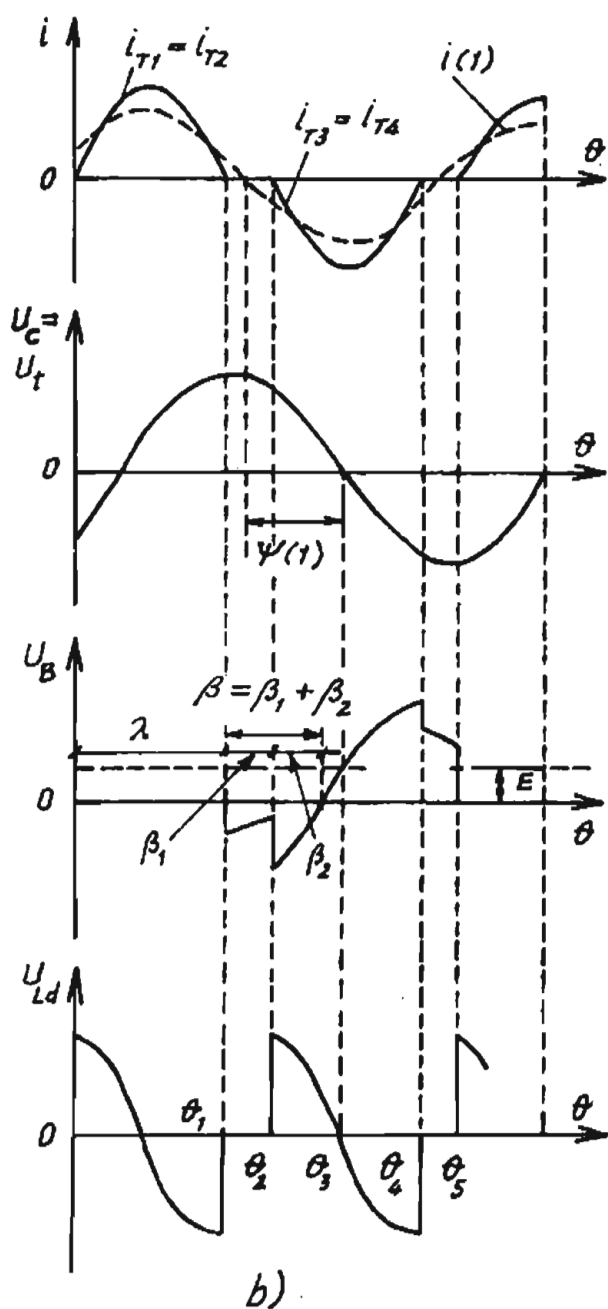
$$\lambda = \frac{\omega}{\omega_0} \pi = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{F} - \frac{B^2}{4}}} \quad (4.35)$$

$B = \frac{1}{\omega C R_t}$ là hệ số của phụ tải;

$F = \omega^2 \frac{L_t L_d C}{L_d + L_t}$ là hệ số tần số.

I_m là giá trị cực đại của dòng qua tiristo, được tính như sau:

$$I_m = I_d \frac{\pi^2}{2\lambda}$$



Hình 4.16. Nghịch lưu cộng hưởng song song (a) và biểu đồ xung (b), (c)

Thực ra muốn chính xác cần tính dòng I_{m1} là dòng cực đại của sóng điều hoà cơ bản, ở đây tạm coi $I_{m1} \approx I_m$ vì dòng qua tải có dạng hình sin.

Góc khoá của nghịch lưu:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 = \frac{\pi - \lambda}{2} + \psi_1 \quad (4.36)$$

Công thức (4.36) đúng nếu $U_c > E$ trong khoảng θ_1 đến θ_2 .

Nếu $U_c < E$ trong khoảng θ_1 đến θ_2 thì góc khoá thực tế chỉ còn:

$$\beta' = \frac{\pi + \lambda}{2} + \psi_1 - \arcsin \frac{E}{U_{1\max}}$$

Điện áp lớn nhất đặt lên tiristo bằng điện áp thuận: $U_{th} = \sqrt{2} U_1$

Điện áp ngược: $U_{ng} = \sqrt{2} U_1 \sin \beta_2$

Nghịch lưu cộng hưởng có ưu điểm cơ bản là:

- Dòng tải (i_1) và điện áp tải (u_1) có dạng gần sin nên chứa ít sóng điều hoà bậc cao;
- Tốc độ du/dt cũng như di/dt nhỏ, do đó nó thường được dùng trong các thiết bị tần số cao.
- Góc khoá β đủ lớn để nghịch lưu song song làm việc ổn định và tần số dao động (f_0) bao giờ cũng lớn hơn tần số của nghịch lưu (f): $f_0 > f$.

4.7. NGHỊCH LƯU CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP

Sơ đồ nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp được mô tả trên hình 4.17a. Sơ đồ có hai cuộn cảm L_1 và L_2 được quấn trên cùng một lõi để tạo ra hiện tượng cảm ứng, tụ C được mắc nối tiếp với tải.

Các giá trị của L_1 , L_2 , C và R_1 được chọn sao cho dòng qua tiristo là dòng dao động.

Nghịch lưu nối tiếp có ba chế độ làm việc:

- 1) Chế độ khoá tự nhiên: $f_0 > f$, dòng qua T_1 giảm về không sau một thời gian mới mở T_2 , chế độ này tương tự như chế độ làm việc của nghịch lưu song song.

2) Chế độ giới hạn: $f_0 = f$, dòng qua T_1 giảm về không thì T_2 được mở ra. Chế độ này đảm bảo dòng tải (i_1) và điện áp trên tải (u_1) là hình sin.

3) Chế độ chuyển mạch cưỡng bức: $f_0 < f$, khi T_1 còn chưa khoá đã mở T_2 .

Sở dĩ nghịch lưu nối tiếp có thể làm việc ở chế độ 2 và 3 là do hiện tượng cảm ứng của hai cuộn cảm L_1 và L_2 .

Khi T_1 còn đang dẫn mà mở T_2 , dòng phóng của tụ C qua L_2 và T_2 sẽ gây nên hiện tượng cảm ứng trong cuộn L_2 . Sức điện động này có dấu chống lại sự tăng của dòng, tức là (+) ở bên trái và (-) ở bên phải. Do L_1 và L_2 quấn trên cùng một lõi nên sức điện động này cảm ứng lên L_1 . Như vậy lúc này tiristo T_1 sẽ chịu một điện áp U_T :

$$U_T = E - (U_{L1} + U_{L2}).$$

Các tham số được chọn sao cho $U_T < 0$ nên T_1 sẽ bị khoá lại.

Sơ đồ thay thế được vẽ cho một nửa chu kỳ dao động (hình 4.17b).

Nếu tải thuần trở thì $L = L_1$ hoặc $L = L_2$

Nếu tải trở cảm thì $L = L_1 + L_2$ hoặc $L = L_2 + L_1$

Giả sử T_1 dẫn ($0 \leq t \leq T/2$), ta có phương trình:

$$L \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 + \frac{1}{C} \int i_1 dt = E \quad (4.37)$$

Ký hiệu $q_1 = \int i_1 dt$, $t = 0$ thì $i_1 = 0$, coi điện tích trên tụ $q = -q_2$

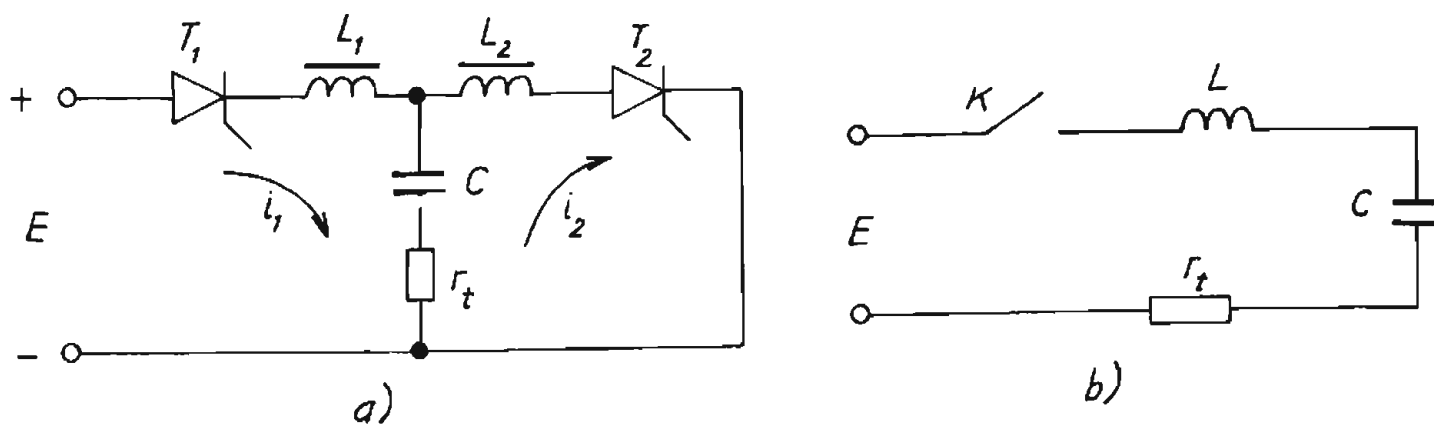
Giải phương trình so với q_1 :

$$q_1 = C.E \left(1 - e^{-\delta t}\right) \left[1 + \frac{Q_2}{C.U_C} \left(\cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t\right)\right] \quad (4.38)$$

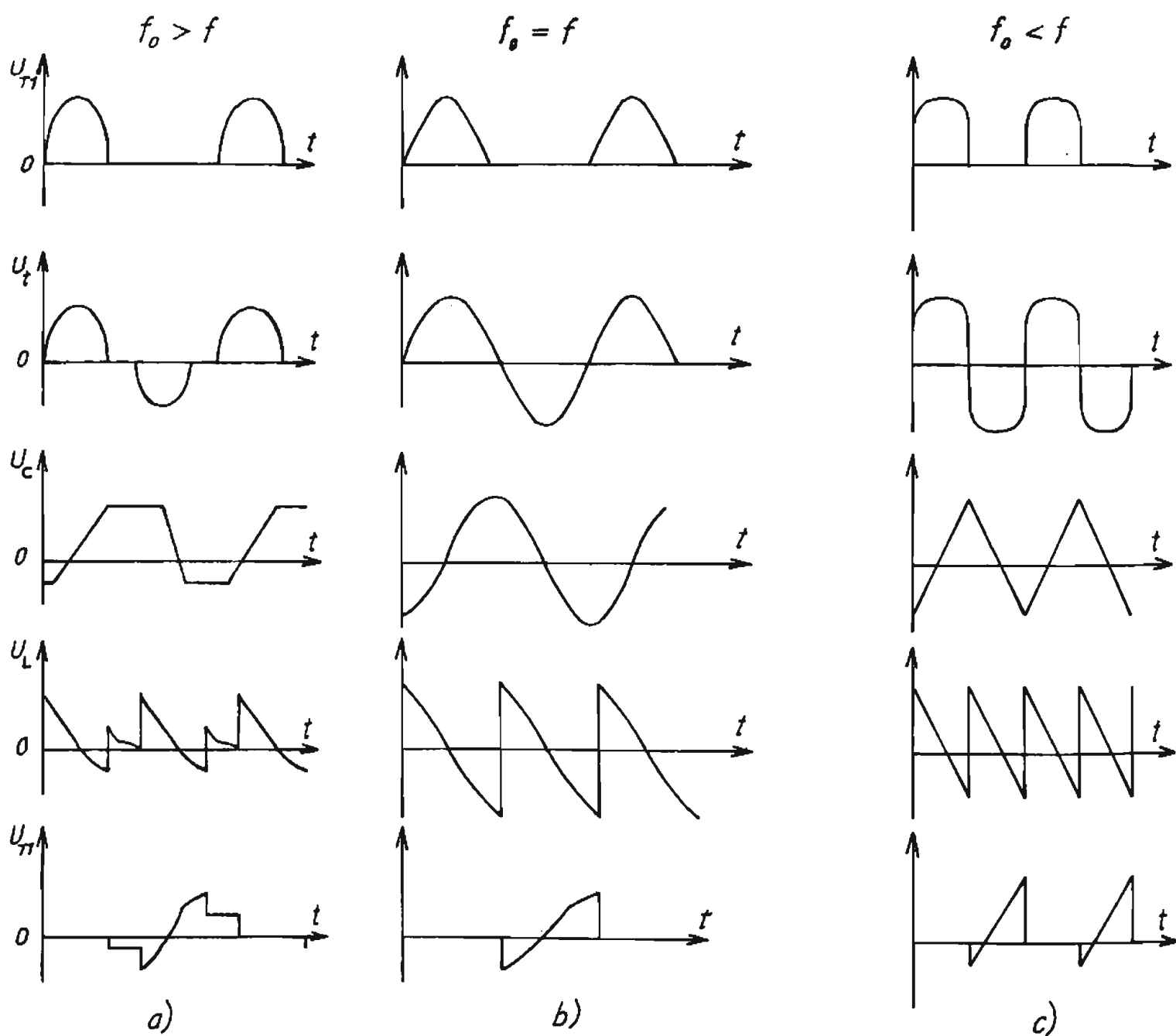
$\omega_0 = \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{4L}{C} - R_1^2}$ là tần số dao động riêng của mạch tải.

$$\delta = \frac{R_1}{2L}$$

$U_1 = U_c$ là điện áp trên tải tại thời điểm chuyển mạch.



Hình 4.17. Mạch nghịch lưu cộng hưởng nối tiếp và sơ đồ thay thế



Hình 4.18. Các chế độ làm việc ứng với $f_0 > f$, $f_0 = f$, $f_0 < f$

Tại nửa chu kỳ sau: $(T/2 \leq t \leq T)$, T_2 dẫn. Ta có phương trình:

$$L \frac{di_2}{dt} + R_1 i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt = 0 \quad (4.39)$$

Ký hiệu $q_2 = \int i_2 dt$, $t = 0$ thì, coi điện tích trên tụ $q = Q_1$

Giải phương trình so với q_2 ta có:

$$q_2 = Q_1 (e^{-\delta_1 t} (\cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t)) \quad (4.40)$$

Dòng là hình sin nên:

$$U_C(T/2) = -u_C(T)$$

và

$$q_1(T/2) = -q_2(T)$$

Đặt $t = T/2$ vào (4.39) và $t = T$ vào (4.40) ta có:

$$q_1 = \frac{CU_C}{1 - I^{-\lambda\pi}} \quad (4.41)$$

$$q_2 = \frac{CU_C I^{-\lambda\pi}}{1 - I^{-\lambda\pi}} \quad (4.42)$$

Đặt q_1 và q_2 vào các biểu thức (4.38) và (4.40) ta tìm được:

$$i_1 = i_2 = \frac{E}{\omega_0 L} \frac{I^{-\lambda\omega_0 t}}{1 - I^{-\lambda\pi}} \sin \omega_0 t \quad (4.43)$$

$$U_{L1} = U_{L2} = E \frac{e^{-\lambda\omega_0 t}}{1 - e^{-\lambda\pi}} \sqrt{1 + \lambda^2} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (4.44)$$

$$U_{C1} = E \left[1 - \frac{e^{-\lambda\omega_0 t}}{1 - e^{-\lambda\pi}} \sqrt{1 + \lambda^2} \cos(\omega_0 t - \varphi) \right] \quad (4.45)$$

$$U_{C2} = E \left[\frac{e^{-\lambda\omega_0 t}}{1 - e^{-\lambda\pi}} \sqrt{1 + \lambda^2} \cos(\omega_0 t - \varphi) \right] \quad (4.46)$$

Khi $\delta_0 = f$, giá trị hiệu dụng của điện áp nghịch lưu là:

$$U_1 = \frac{E}{\pi} \sqrt{\frac{1 + e^{-\lambda\pi}}{1 - e^{-\lambda\pi}}} \lambda\pi \quad (4.47)$$

Nếu $f_0 > f$ (chế độ chuyển mạch tự nhiên) thì:

$$U_1 = U_0 \sqrt{m} ; m = f/f_0$$

Nghịch lưu chủ yếu làm việc ở hai chế độ trên. Nghịch lưu nối tiếp làm việc với tải phụ tải thay đổi tương đối rộng .

Để giữ cho điện áp trên tải là không đổi khi phụ tải thay đổi, cần thay đổi tần số của xung điều khiển (f).

Khi tải là trở cảm, công thức (4.47) sẽ có dạng:

$$U_t(\varphi) = U_0 t \frac{\sqrt{m}}{\cos \varphi} \quad (4.48)$$

Theo đồ thị ở hình 4.18a, b, c ta thấy, càng tăng tần số điều khiển f thì góc khoá β càng giảm. Nghịch lưu nối tiếp không có khả năng làm việc ở chế độ không tải vì β quá nhỏ, dễ lật nghịch lưu.

Chế độ $f > f_0$ là chế độ mà nghịch lưu cộng hưởng làm việc như chế độ nghịch lưu dòng điện.

4.8. BIẾN TẦN

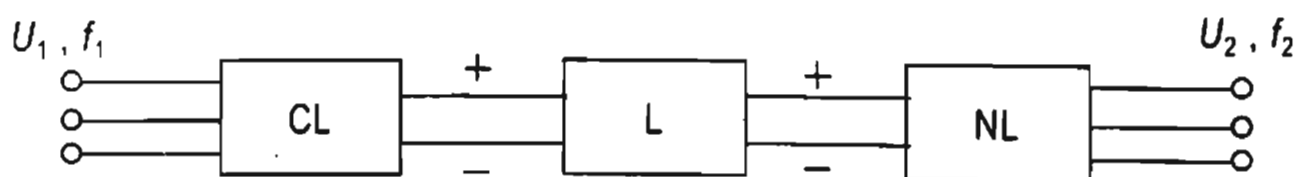
Biến tần là thiết bị biến đổi dòng xoay chiều với tần số của lưới điện thành dòng xoay chiều có tần số khác với tần số của lưới.

Biến tần thường được chia ra làm hai loại:

- Biến tần trực tiếp;
- Biến tần gián tiếp.

4.8.1. Biến tần gián tiếp

Các bộ biến tần gián tiếp có sơ đồ cấu trúc như trên hình 4.19. Bộ biến tần gồm các khâu: chỉnh lưu (CL), lọc (L) và nghịch lưu (NL). Như vậy để biến đổi tần số cần thông qua khâu trung gian một chiều, do đó nó có tên gọi là biến tần gián tiếp.



Hình 4.19. Sơ đồ cấu trúc của biến tần gián tiếp

Chỉnh lưu dùng để biến đổi điện áp xoay chiều thành một chiều, chỉnh lưu có thể là không điều chỉnh hoặc có điều chỉnh. Ngày nay đa số chỉnh lưu thường

là chỉnh lưu không điều khiển, vì nếu điều chỉnh điện áp một chiều trong phạm vi rộng sẽ làm tăng kích thước của bộ lọc và làm giảm hiệu suất của bộ biến đổi. Nói chung chức năng biến đổi tần số và điện áp được thực hiện bởi nghịch lưu thông qua luật điều khiển.

Trong các bộ biến tần công suất lớn, người ta dùng chỉnh lưu bán điều khiển với chức năng làm nhiệm vụ bảo vệ cho toàn hệ thống khi bị quá tải.

Ngày nay biến tần gián tiếp được sử dụng khá phổ biến vì có thể điều chỉnh tần số và điện áp ra trong phạm vi khá rộng. Dễ dàng tạo ra các bộ nguồn (dòng, áp) theo mong muốn. Nghịch lưu được dùng trong biến tần thường là các mạch cơ bản đã nêu ở phần trên.

Nhược điểm cơ bản của biến tần gián tiếp là hiệu suất thấp (vì qua hai lần biến đổi). Công suất cũng như kích thước của bộ biến đổi lớn.

4.8.2. Biến tần trực tiếp dùng tiristo

Biến tần trực tiếp là bộ biến đổi tần số trực tiếp từ lưới điện xoay chiều, không thông qua khâu trung gian một chiều.

Bộ biến tần gồm hai bộ chỉnh lưu nối song song ngược (hình 4.20). Các bộ chỉnh lưu này có thể là sơ đồ ba pha có điểm trung tính (hình 4.20a), sơ đồ cầu (hình 4.20b) hoặc các bộ chỉnh lưu nhiều pha. Số pha của bộ chỉnh lưu (m) càng lớn thì thành phần sóng điều hoà bậc cao càng giảm.

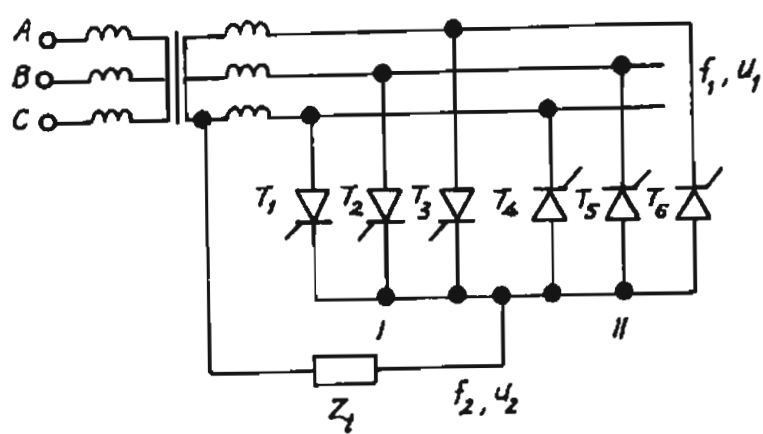
Nguyên lý làm việc của bộ biến tần như sau:

Để đơn giản, giả thiết tải thuần trở, van là lý tưởng... Điện áp trên tải (u_2) gồm hai nửa sóng dương và âm. Nửa sóng dương được tạo ra khi nhóm van I làm việc (T_1, T_2, T_3 , hình 4.20a), còn nửa sóng âm được tạo ra khi nhóm van II (T_4, T_5, T_6) làm việc. Lần lượt đóng mở các nhóm van I và II, ta sẽ tạo ra trên tải một điện áp xoay chiều có giá trị:

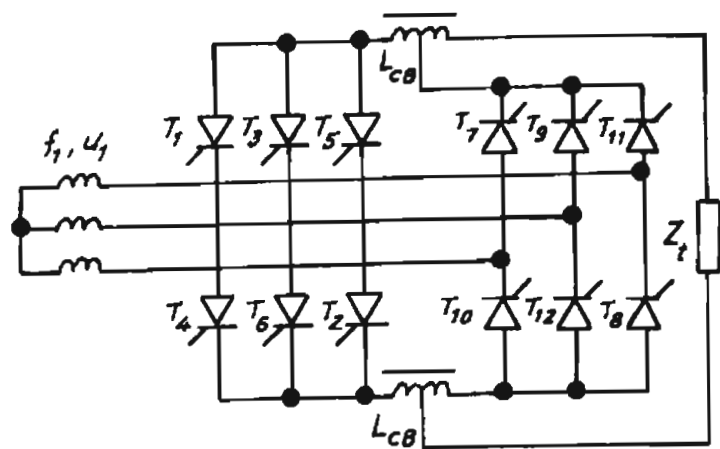
$$u_2 = \frac{\sqrt{2} U_{\text{pha}} \sin \frac{\pi}{m_1}}{\frac{\pi}{m_1}} \cos \alpha \quad (4.49)$$

m_1 - số pha của điện áp lưới;

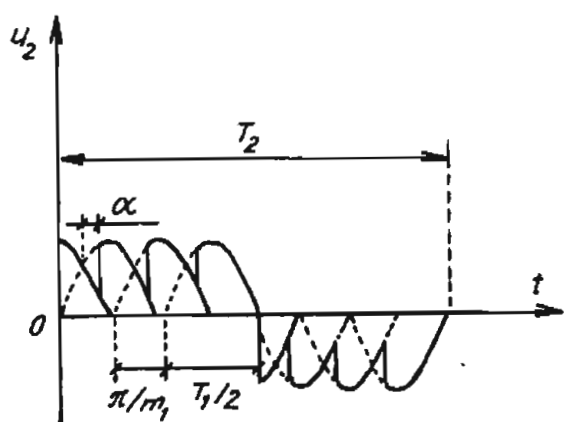
α - góc điều khiển của bộ chỉnh lưu.



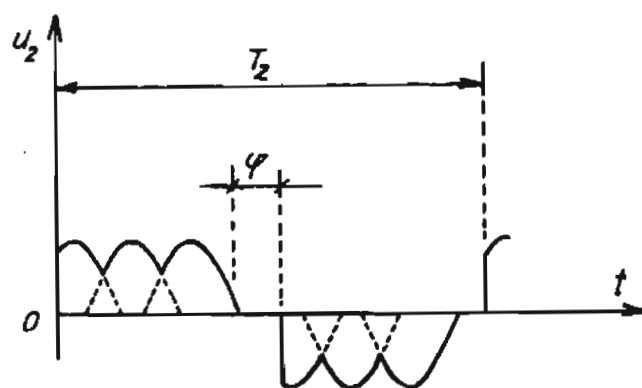
a)



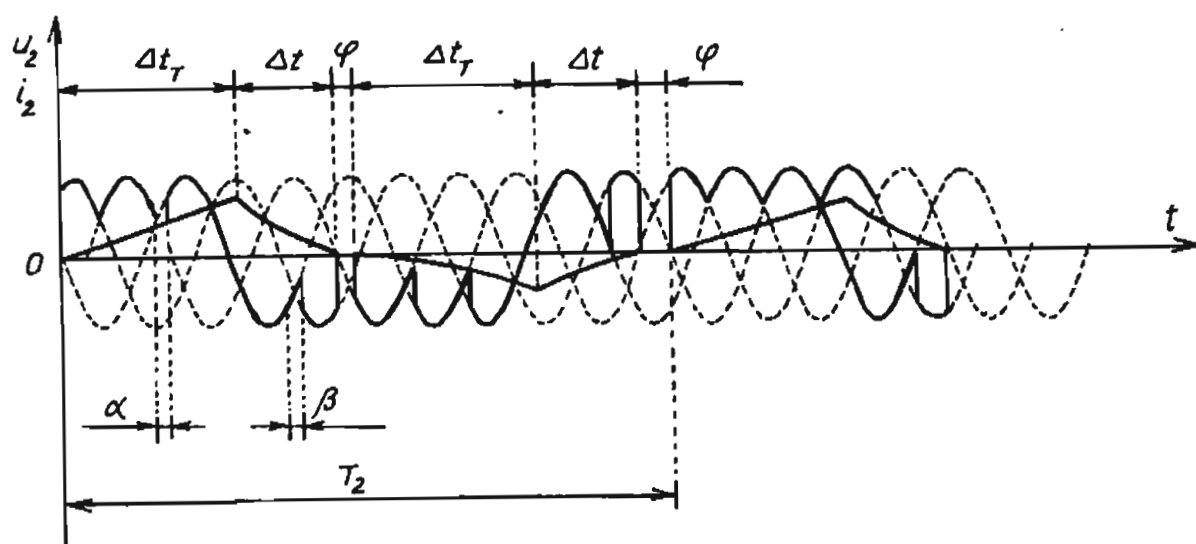
b)



c)



d)



e)

Hình 4.20. Biến tần trực tiếp:

a) Sơ đồ có điểm trung tính; b) Sơ đồ cầu;

c), d), e) Dạng điện áp ra với các luật điều khiển khác nhau

Theo hình 4.20c ta có:

$$\frac{T_2}{2} = \frac{T_1}{2} + n \frac{T_1}{m_1} = T_1 \left(\frac{1}{2} + \frac{n}{m_1} \right) \quad (4.50)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Tần số của điện áp ra (f_2) bao giờ cũng thấp hơn tần số lưới.

Từ hình 4.21 suy ra:

$$f_2 = \frac{f_1 m_1}{2n + m_1} \quad (4.51)$$

Tần số f_2 theo biểu thức (4.51) được điều chỉnh có cấp.

Để điều chỉnh f_2 vô cấp, cần tạo ra thời gian trễ giữa hai bộ chỉnh lưu (góc φ) (hình 4.20d) và như vậy tần số ra là:

$$f_2 = \frac{f_1 m_1 \pi}{\pi(2n + m_1)m_1 \varphi} \quad (4.52)$$

Khi bộ biến tần làm việc với tải trở cảm hoặc động cơ điện, năng lượng tích lũy ở tải có thể được trả trở về lưới. Lúc này các bộ chỉnh lưu sẽ làm việc ở chế độ nghịch lưu phụ thuộc. Nhóm I sẽ làm việc ở chế độ nghịch lưu khi điện áp trên tải mang dấu âm và nhóm II ở chế độ nghịch lưu khi điện áp trên tải mang dấu dương (hình 4.20e).

Nếu chỉnh lưu mắc theo sơ đồ cầu (hình 4.20b) thì điện áp trên tải sẽ lớn gấp 2 lần so với sơ đồ ba pha có điểm trung tính:

$$U_2 = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{pha}} \sin \frac{\pi}{m_1}}{\frac{\pi}{m_1}} \cos \alpha \quad (4.53)$$

Xung điều khiển của hai nhóm van lệch nhau một góc $2\pi/m_1$.

Các bộ biến tần trên có hiệu suất thấp (vì điều chỉnh α) và điện áp có chứa nhiều thành phần sóng điều hoà bậc cao. Để loại các thành phần bậc cao, cần dùng bộ lọc.

Nếu thay đổi góc α của hai nhóm chỉnh lưu I và II theo quy luật nào đó thì điện áp ra có thể thay đổi theo bất cứ luật nào.

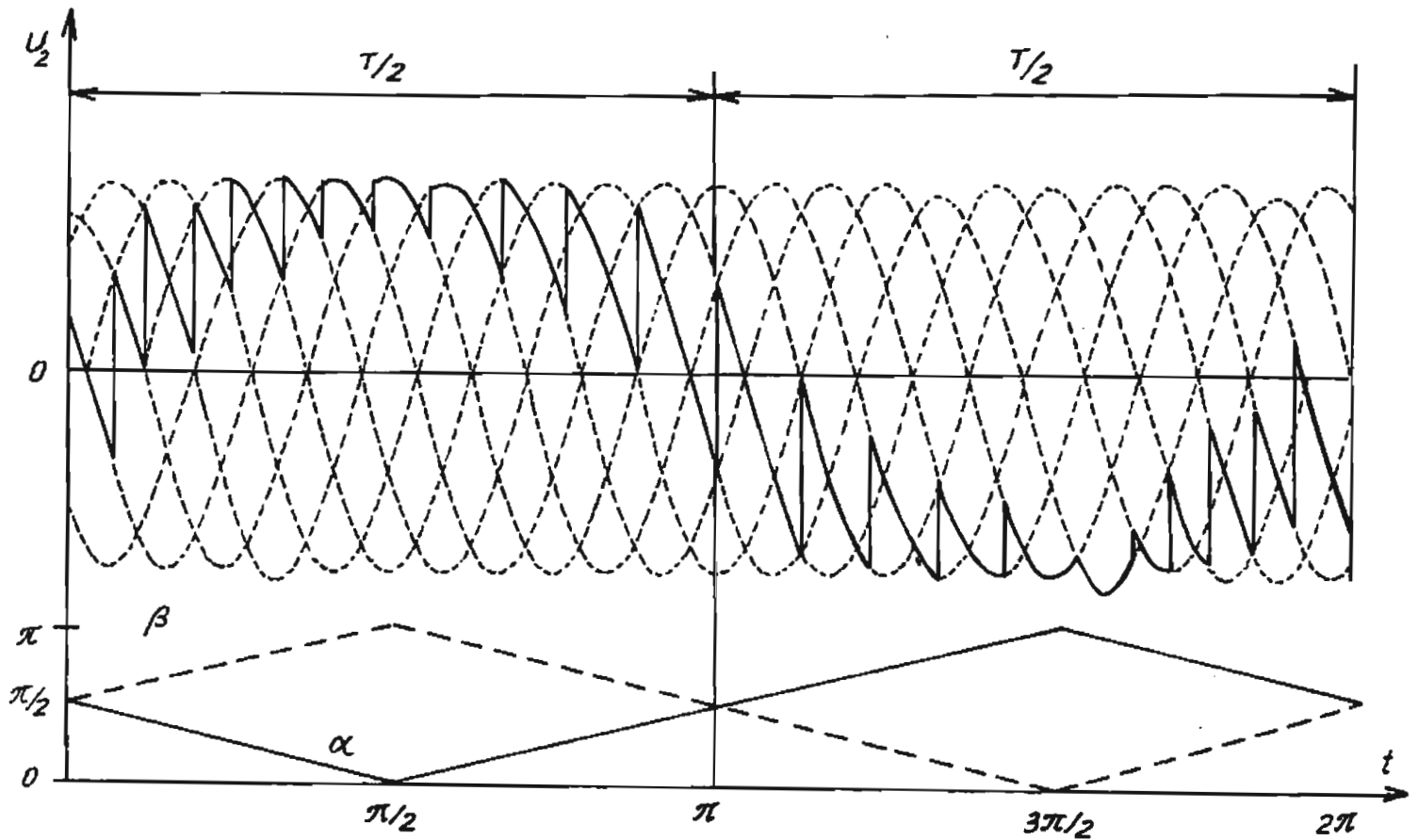
Để đảm bảo điện áp ra gần sin thì góc điều khiển α (chế độ chỉnh lưu) và β (chế độ nghịch lưu) cần thay đổi theo luật sau:

$$\alpha = \arccos(A \sin \omega_2 t)$$

$$A = \frac{U_{2m}}{U_{2m(0)}}$$

U_{2m} - giá trị biên độ của điện áp ra trên tải;

$U_{2m(0)}$ - giá trị biên độ của điện áp ra trên tải ứng với trạng thái mở các tiristo hoàn toàn ($\alpha = 0$); $A = 1$ khi luật điều chỉnh α, β là tuyến tính (hình 4.21).



Hình 4.21. Luật điều khiển tuyến tính

Với luật điều khiển trên và m_1 cũng như tỷ số f_1/f_2 đủ lớn, điện áp ra trên tải sẽ có dạng hình sin:

$$U_2(\omega_2 t) = U_{1m} \frac{m_1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_1} \sin \omega_2 t$$

Đường cong điện áp ra sẽ có thành phần sóng điều hoà cơ bản với tần số f_2 . Các bộ biến tần trực tiếp có tần số ra nhỏ hơn tần số vào ($f_2 < f_1$) thường được sử dụng để điều khiển các động cơ không đồng bộ rôto lồng sóc. Có hai phương pháp để tăng tần số ra của biến tần sao cho $f_2 < f_1$:

- Dùng bộ chuyển mạch cưỡng bức phụ

Phương pháp này làm giảm hiệu suất vì cần dùng thêm một bộ biến đổi, nên ít được dùng trong thực tế. Do đó ở đây không trình bày phương pháp này.

- Phương pháp dùng van điều khiển hoàn toàn là phương pháp có hiệu quả hơn cả.

Sơ đồ dùng tranzito có dạng như ở hình 4.22a.

Các van tranzito được mắc vào đường chéo của cầu điôt để làm cho nó trở thành khoá điện tử dẫn điện theo hai chiều.

Xung điều khiển được đưa vào tranzito sao cho phụ tải luôn được nối vào hai pha bất kỳ, tức là điện áp trên tải luôn là điện áp dây.

Với luật điều khiển mô tả trên hình 4.22b, điện áp ra trên tải sẽ là đường cong điện áp xoay chiều có dạng khá phức tạp (đường nét đậm). Dễ dàng nhận thấy $f_2 > f_1$ (hình 4.22).

Để tạo ra hệ ba pha, cần có ba sơ đồ như ở hình 4.22. Tùy thuộc vào thứ tự pha mà tần số ra được xác định như sau:

$$f_2 = f_k \pm f_1$$

f_k - tần số điều khiển van điện tử;

f_1 - tần số lưới;

Dấu (-) tương ứng với thứ tự pha thuận; dấu (+) tương ứng với thứ tự pha ngược.

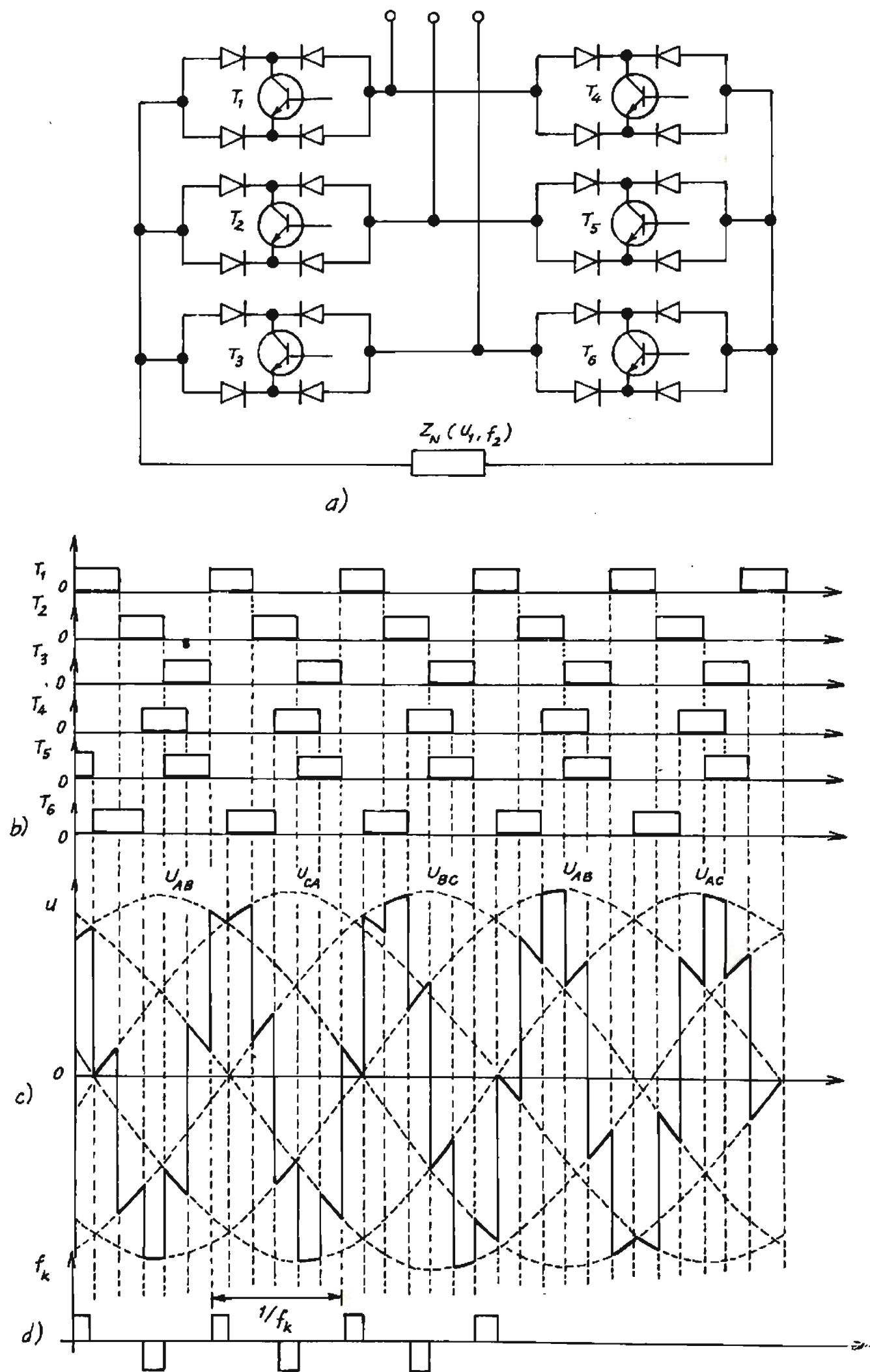
Giá trị hiệu dụng của điện áp ra được xác định theo biểu thức:

$$U_2 = \frac{U_{(1)m}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + k^2} = \frac{6U_{md}}{\pi\sqrt{2}} \sin \frac{\pi}{6} \sqrt{1 + k^2}$$

$U_{(1)m}$ - giá trị biên độ của sóng điều hoà bậc 1;

U_{md} - giá trị biên độ điện áp dây.

$$k = \sqrt{\sum_{s=1}^{\infty} \frac{1}{(6s+1)^2} + \sum_{s=1}^{\infty} \frac{1}{(6s-1)^2}} \quad \text{là hệ số sóng điều hoà.}$$



**Hình 4.22. a) Sơ đồ dùng tranzito; b) Luật điều khiển;
c) Dạng điện áp ra; d) Hàm chuyển mạch**

Chương 5

ĐIỀU CHỈNH VÀ NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG ĐIỆN ÁP CỦA BỘ BIẾN ĐỔI

Để nâng cao chất lượng điện áp một chiều, tốt nhất là dùng bộ lọc một chiều, muốn giảm kích thước của bộ lọc thì chuyển sang dùng bộ biến đổi xung áp. Khái niệm về lọc đã được đề cập tới trong chương chỉnh lưu, do đó phần trình bày dưới đây chủ yếu đề cập tới nghịch lưu.

Để điều chỉnh điện áp ra của nghịch lưu (giá trị hiệu dụng, giá trị trung bình trong một nửa chu kỳ hoặc biên độ của sóng điều hòa bậc một), có thể dùng những phương pháp dưới đây.

a) Điều chỉnh điện áp một chiều

Để điều chỉnh điện áp một chiều ở đầu vào của nghịch lưu có thể dùng chỉnh lưu điều khiển hoặc bộ biến đổi xung áp một chiều. Tuy nhiên khi điều chỉnh điện áp chỉnh lưu trong một dải khá rộng sẽ làm cho hệ số công suất của bộ biến đổi giảm; chất lượng điện áp một chiều cũng kém đi và đòi hỏi dùng bộ lọc có kích thước lớn.

Bộ biến đổi xung áp được sử dụng khi nguồn một chiều là loại nguồn cố định không điều chỉnh được như ắc quy.

Các bộ điều chỉnh điện áp một chiều thường có công suất tương đương với công suất của nghịch lưu. Phương pháp này thường hay được sử dụng để điều chỉnh điện áp, công suất của nghịch lưu dòng và đối với nghịch lưu dòng sử dụng các phương pháp khác sẽ không có hiệu quả. Đặc biệt là phương pháp điều chỉnh xung khó sử dụng được cho nghịch lưu dòng.

b) Điều chỉnh điện áp phía xoay chiều

Để điều chỉnh điện áp xoay chiều có hai cách: Dùng biến áp hoặc bộ biến đổi xung áp xoay chiều.

Cách thứ nhất làm tăng kích thước của bộ biến đổi, khó điều chỉnh được vô cấp và không nhanh.

Cách thứ hai sẽ làm xấu chất lượng ra của điện áp nghịch lưu, do đó sẽ làm giảm hiệu suất và phải có bộ lọc với kích thước lớn.

c) Điều chỉnh bằng cách cộng điện áp của nhiều nghịch lưu

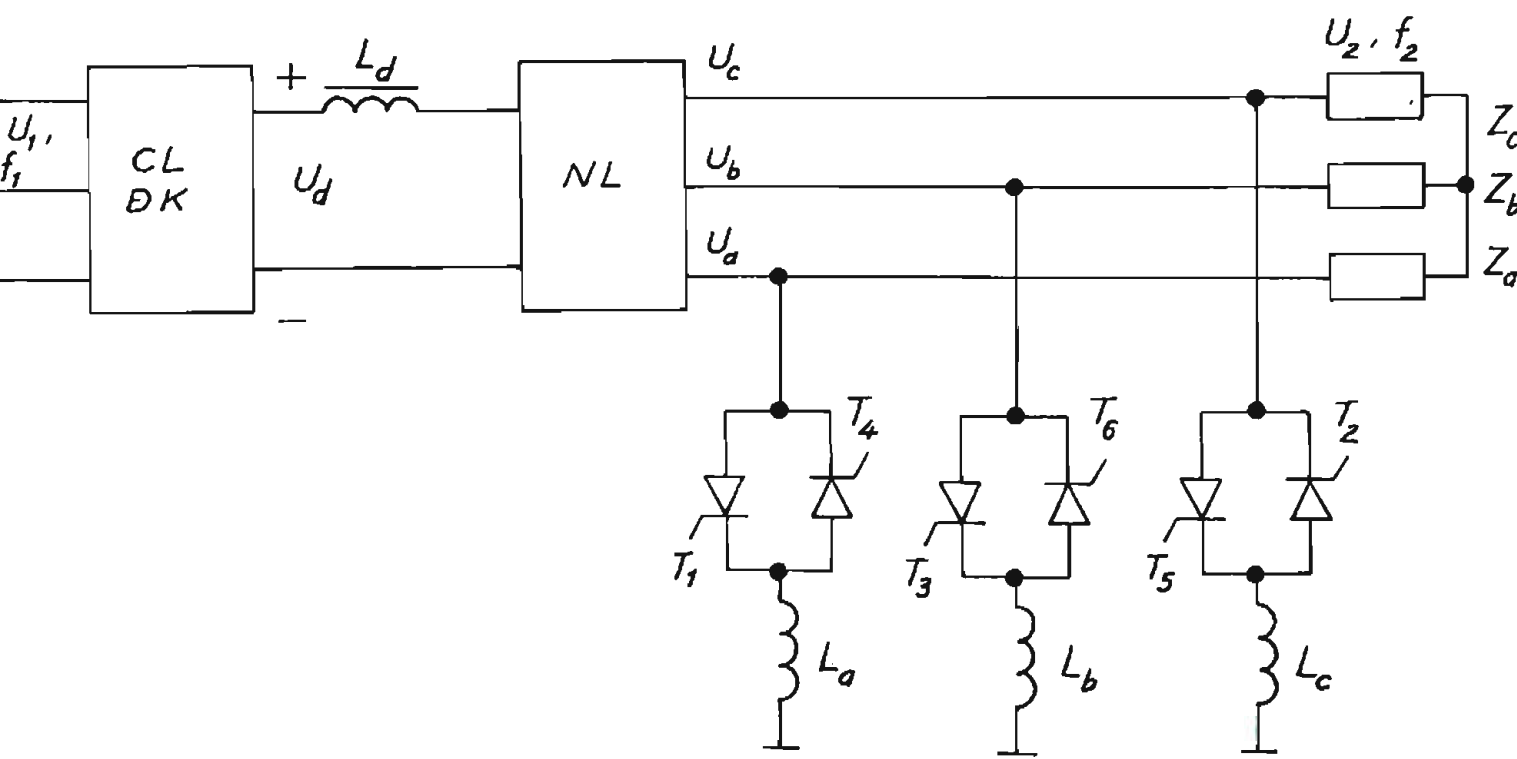
Các đầu ra của nghịch lưu được mắc nối tiếp thông qua thứ cấp của máy biến áp. Điện áp ra của các nghịch lưu sẽ có thứ tự pha khác nhau.

d) Điều chỉnh xung điện áp

Giá trị tức thời điện áp ra của nghịch lưu là các xung áp. Do đó nếu thay đổi độ rộng của các xung này thì giá trị hiệu dụng của điện áp ra sẽ thay đổi. Người ta gọi đây là phương pháp điều chế độ rộng xung. Phương pháp này cho phép không những thay đổi được giá trị của điện áp ra mà còn khử được các sóng điều hòa bậc cao và làm cho điện áp ra là gần sin.

5.1. ĐIỀU CHỈNH VÀ ỔN ĐỊNH ĐIỆN ÁP CỦA NGHỊCH LƯU DÒNG

Do nguồn đầu vào cấp cho nghịch lưu dòng là nguồn dòng (dòng điện liên tục) nên người ta không thể dùng phương pháp điều chỉnh xung áp cho nghịch lưu dòng được. Do đó để điều chỉnh điện áp và công suất của nghịch lưu dòng, tốt nhất là dùng chỉnh lưu điều khiển (CLĐK) để thay đổi điện áp vào của nghịch lưu ($U_J = \text{var}$).



Hình 5.1. Bộ điều chỉnh và ổn định điện áp của nghịch lưu dòng

Một trong những đặc điểm cơ bản của nghịch lưu dòng là điện áp ra của nó biến thiên theo phụ tải (hình 4.6) và nghịch lưu dòng không cho phép làm việc ở chế độ không tải. Để đảm bảo ổn định điện áp ra của nghịch lưu dòng và cho phép nó làm việc trong phạm vi thay đổi phụ tải rộng, cần có bộ ổn định điện áp ra của nghịch lưu. Thực chất đây là bộ bù công suất phản kháng của tải.

Từ sơ đồ thay thế của nghịch lưu dòng (hình 4.7a), ta có:

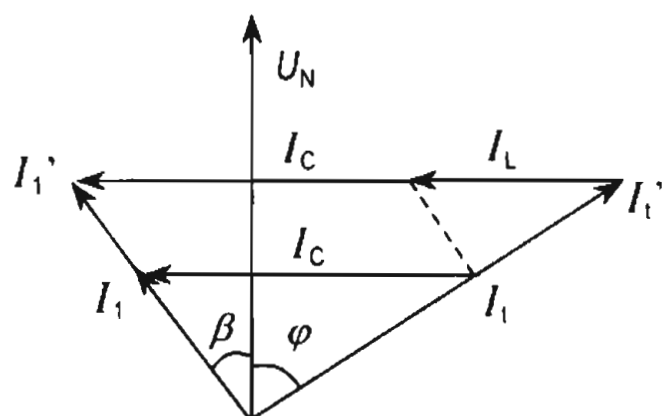
$$I_l + I_c = I_1$$

I_l - dòng tải;

I_c - dòng qua tụ chuyển mạch;

I_1 - dòng của sóng hài bậc một của nghịch lưu;

U_N - điện áp ra của nghịch lưu.



Hình 5.2. Đồ thị vector

Dễ dàng nhận thấy khi tăng tải (I_l), góc khóa của nghịch lưu (β) sẽ giảm vì dòng qua tụ I_c là không đổi. Điều đó làm ảnh hưởng đến quá trình chuyển mạch và thay đổi điện áp ra của nghịch lưu vì điện áp của nghịch lưu tỷ lệ thuận với $1/\cos\beta$ theo công thức 4.13. Như vậy bài toán đặt ra là để ổn định điện áp của nghịch lưu cần ổn định góc khóa β . Khi tăng tải đồng thời người ta tăng thêm điện cảm trong mạch phụ tải (I_L) để bù công suất dư của tụ chuyển mạch. Phương trình khi mắc thêm điện cảm sẽ có dạng sau:

$$I_1 = I_c + I_l + I_L$$

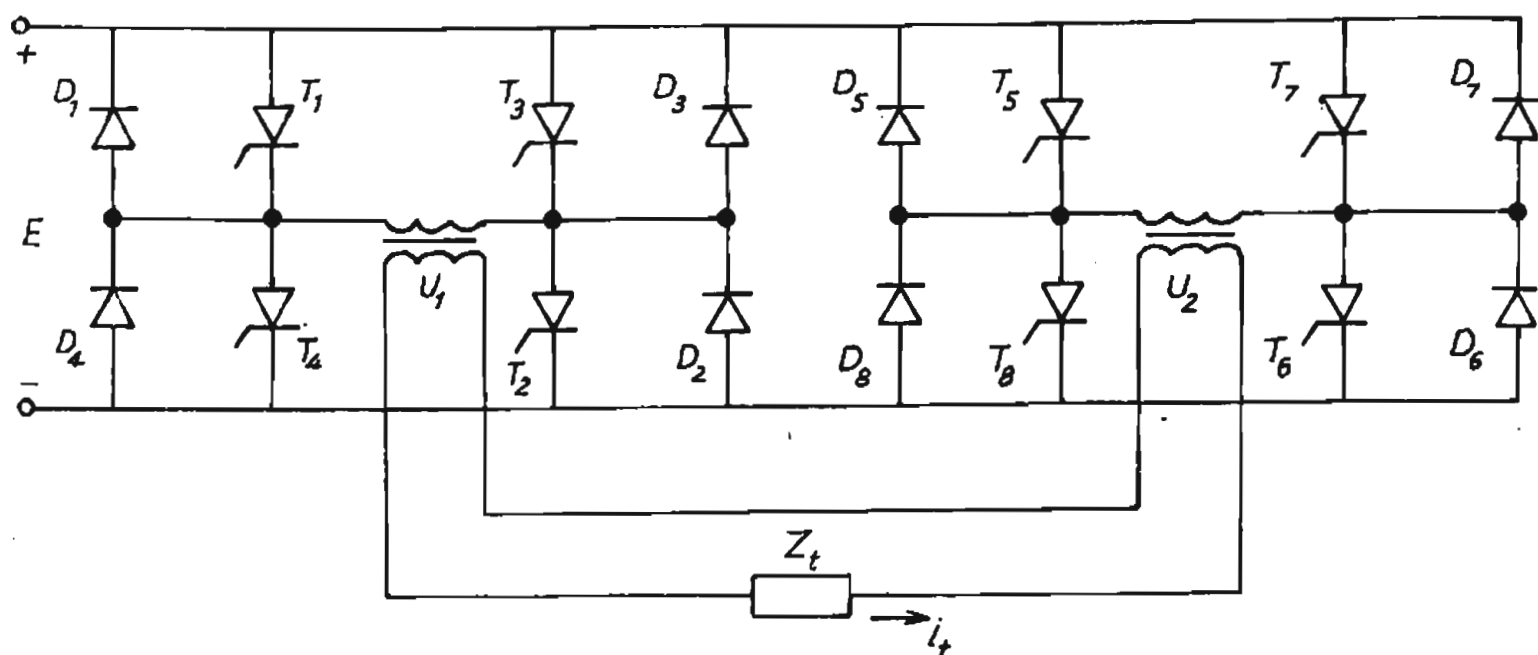
Điện cảm được mắc song song với phụ tải thông qua bộ biến đổi xung áp xoay chiều dùng tiristo $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$. Giá trị điện cảm được tính ứng với trường hợp dòng tải đạt giá trị cực đại với góc β cho trước và góc mở của bộ biến đổi xung áp $\alpha = 0$.

Khi giảm tải (I_l giảm) góc α sẽ tăng lên, điện cảm sẽ giảm theo một cách tương ứng (I_L giảm).

5.2. ĐIỀU CHỈNH BẰNG CÁCH CỘNG ĐIỆN ÁP

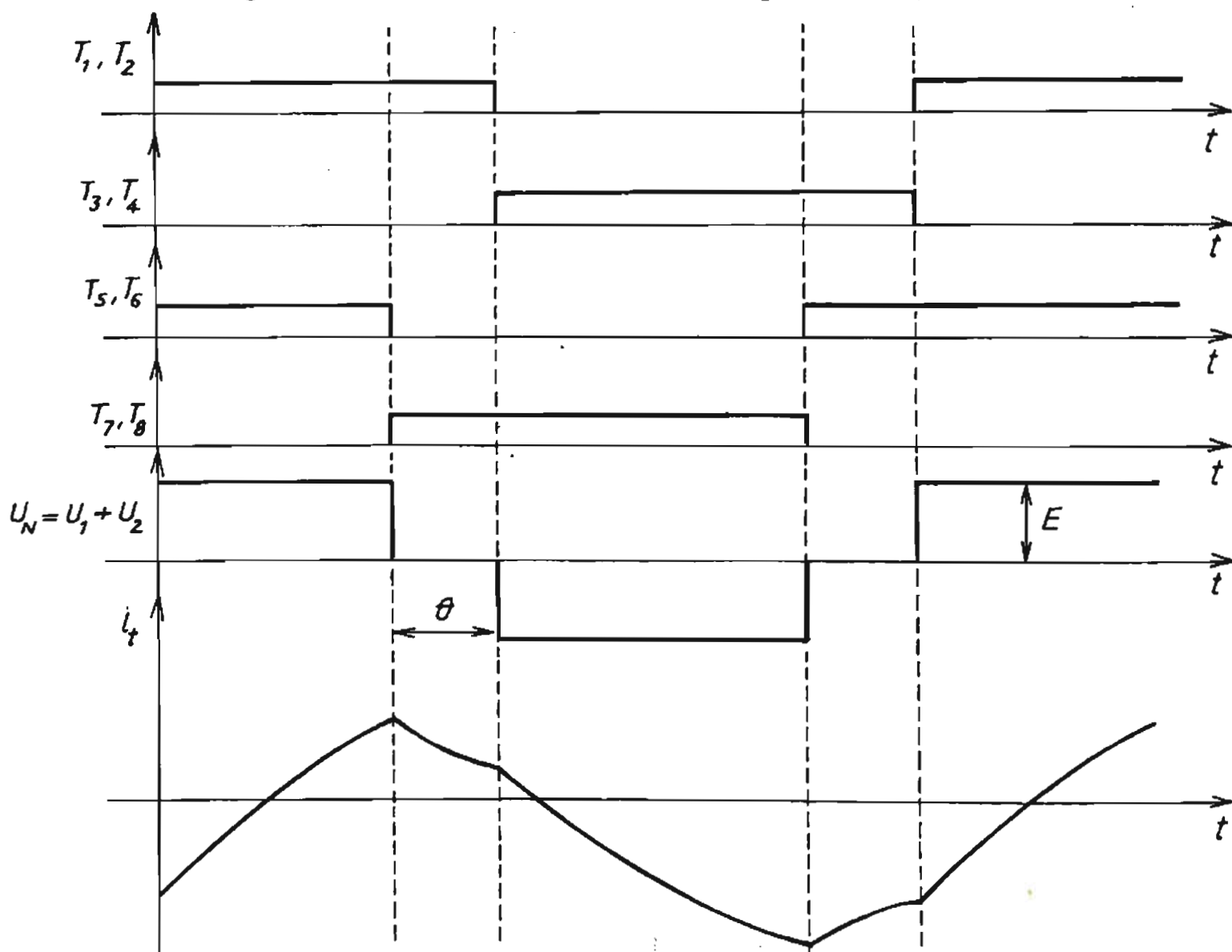
Một trong những phương án cộng điện áp được mô tả trên hình 5.3.

Bộ biến đổi gồm hai nghịch lưu một pha sơ đồ cầu. Điện áp ra của bộ biến đổi bằng tổng điện áp ra của hai nghịch lưu ($U_1 + U_2$).



Hình 5.3. Bộ biến đổi gồm hai nghịch lưu một pha

Luật đóng mở các cặp van trong từng bộ biến đổi tương tự như luật điều khiển trong nghịch lưu áp một pha (xem mục 4.4 Chương 4). Nhưng pha của hai bộ biến đổi sẽ lệch nhau một góc là θ . Bằng cách thay đổi góc lệch pha giữa hai bộ biến đổi (θ), người ta có thể thay đổi được điện áp ra của bộ biến đổi (hình 5.4).



Hình 5.4. Đồ thị luật đóng mở van, dạng điện áp và dòng điện của tải

$$U_N = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E^2 d\omega t} = E \sqrt{\frac{\pi - \theta}{\pi}} \quad (5.1)$$

Phương pháp này còn dùng để tạo ra điện áp bậc thẳng nhằm giảm các thành phần sóng điều hoà bậc cao trong nghịch lưu.

Sơ đồ ở hình 5.5 mô tả cách cộng điện áp của ba nghịch lưu một pha (u_1, u_2, u_3). Điện áp trên tải có dạng:

$$\begin{aligned} U_1 = U_1 + U_2 + U_3 &= \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\theta + \frac{4A_2}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right) + \\ &+ \frac{4A_2}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) = \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \left[A_1 + 2A_2 \cos q\frac{\pi}{4} \right] \cos q\theta \quad (5.2) \end{aligned}$$

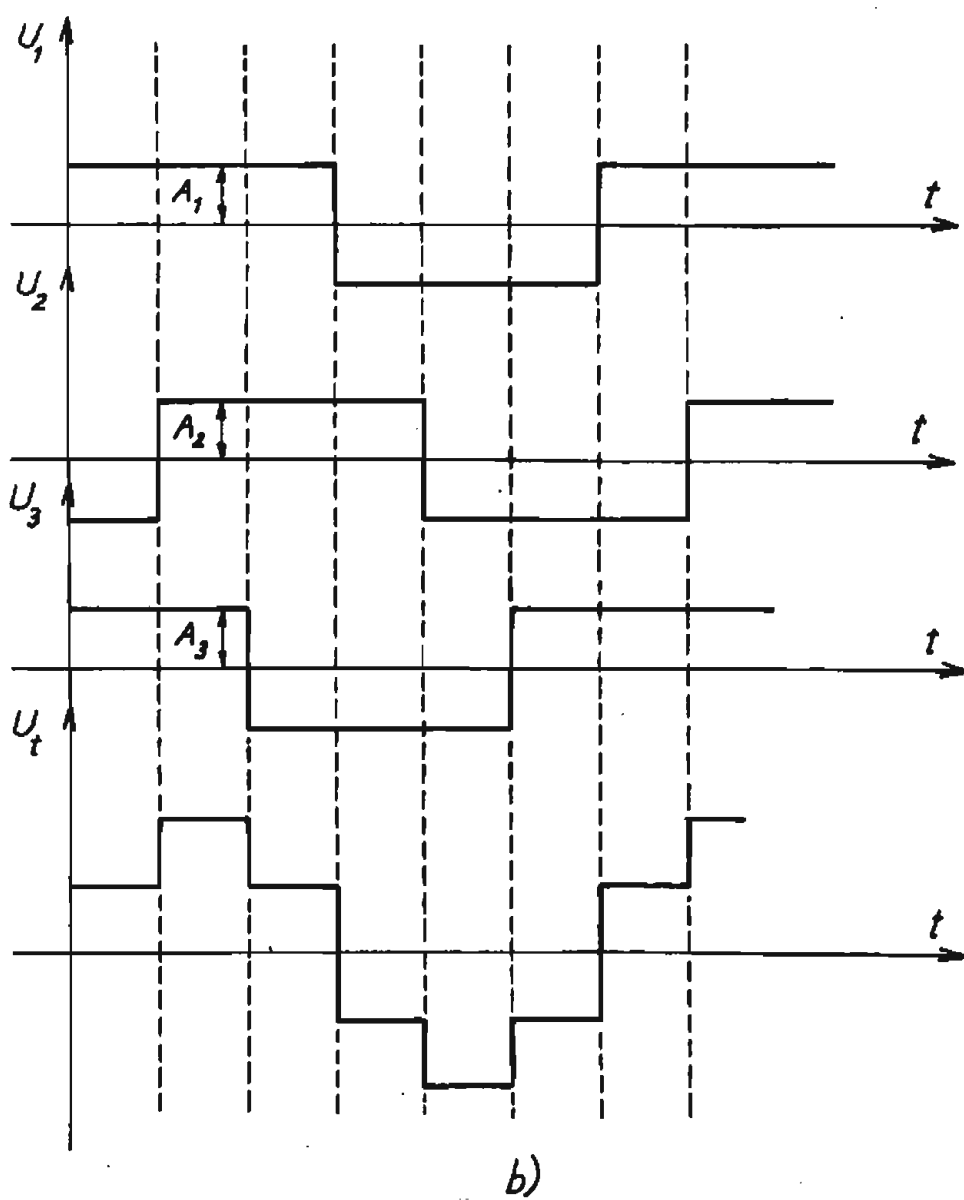
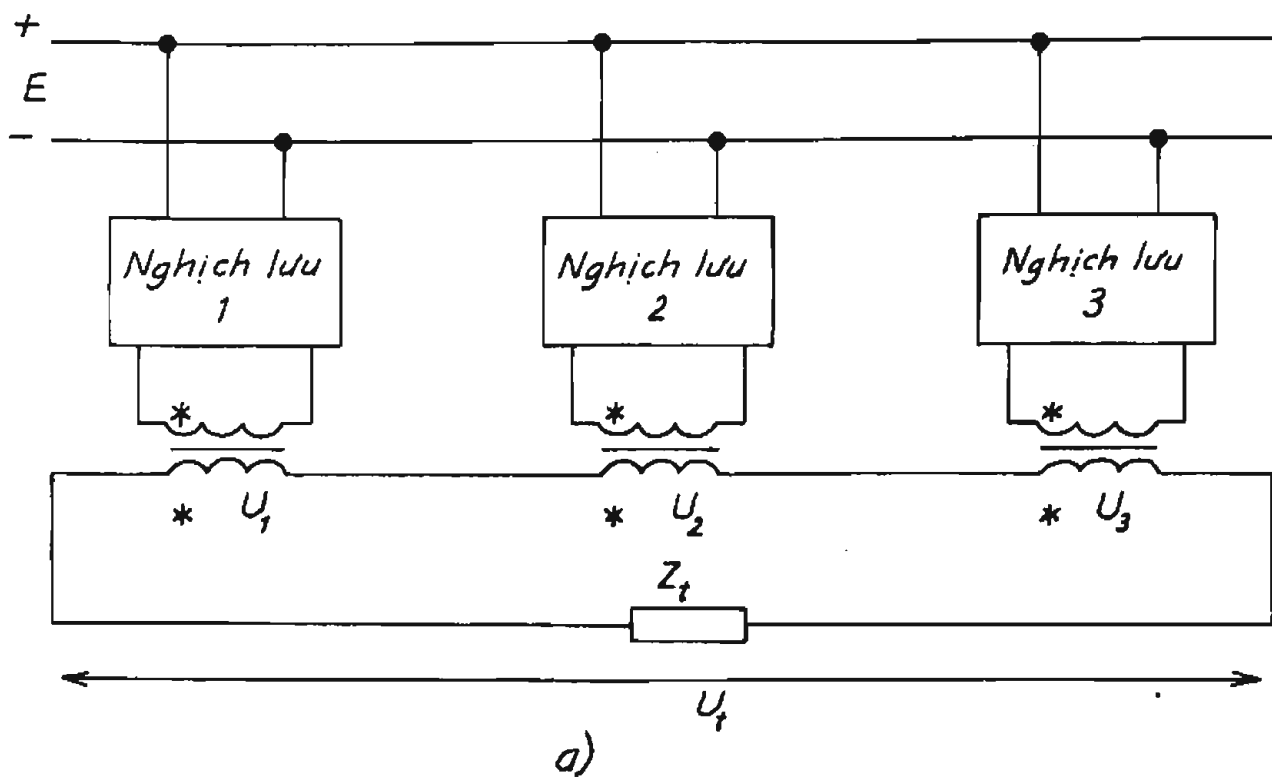
A_1 và A_2 là biên độ của điện áp u_1, u_2 và u_3 . Nếu điện áp ra của nghịch lưu không có sóng điều hoà bậc 3 và 5 thì $A_1 = \sqrt{2} A_2$.

Thay A_1 vào biểu thức (5.2) ta có:

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} A_1 \left[1 + \sqrt{2} \cos q\frac{\pi}{4} \right] \cos q\theta = \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} A_1 K(q) \cos q\theta \\ K_{(q)} &= 1 + \sqrt{2} \cos q\frac{\pi}{4} \quad (5.3) \end{aligned}$$

Dễ dàng nhận thấy nếu $q = 8K - 5$ hay $q = 8K - 3$ và K là các số tự nhiên thì điện áp ra sẽ không chứa các sóng điều hoà bậc 3, 5, 11, 13, ... Khi đó điện áp ra chỉ chứa các sóng điều hoà bậc cao với $q = 8K + 1$ như: 7, 9, 15, 17 ...

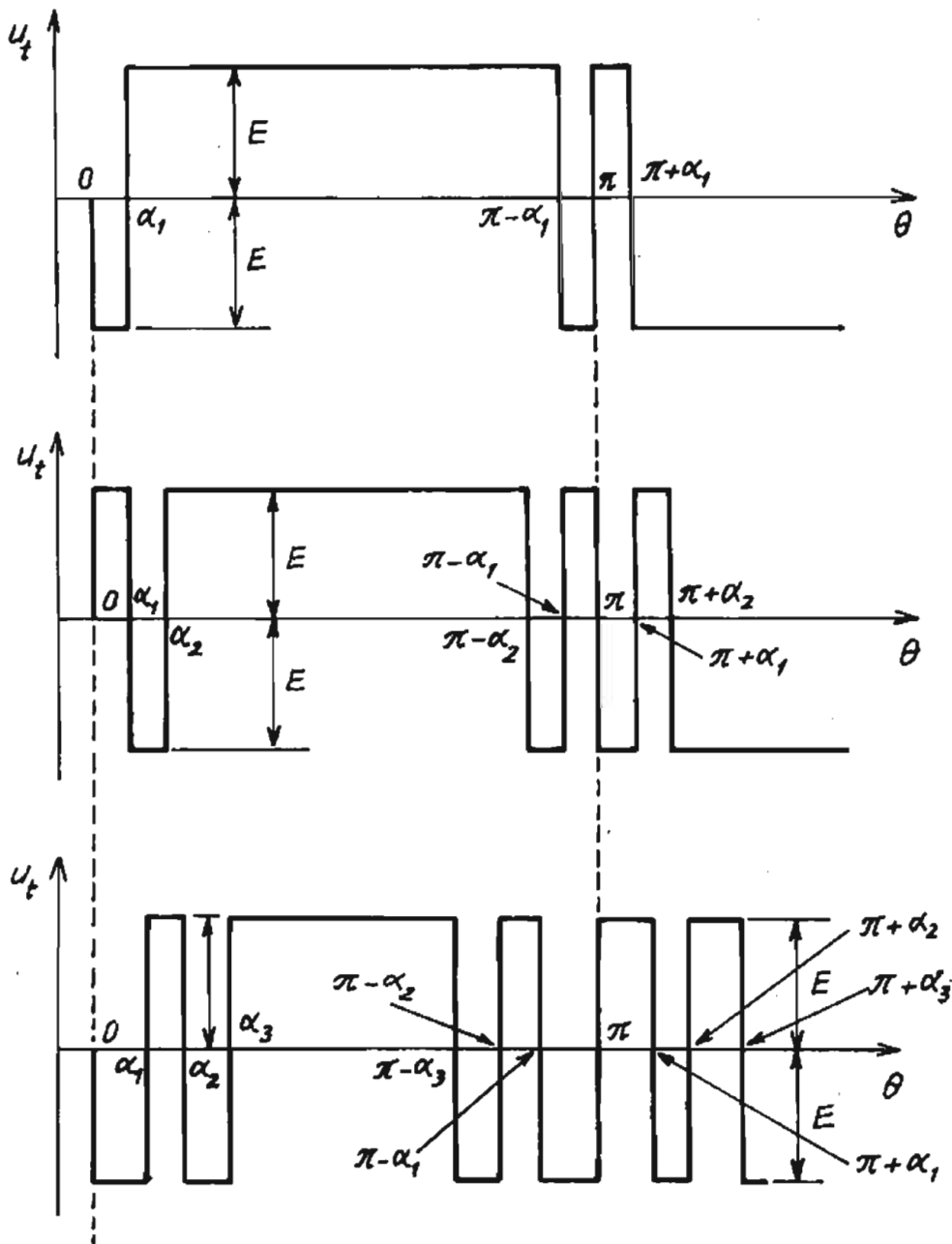
Bằng cách cộng thêm các điện áp của nhiều nghịch lưu, dạng điện áp ra của bộ biến đổi sẽ gần hình sin và chứa ít các sóng điều hoà bậc cao. Tuy nhiên phương pháp này chỉ thích hợp khi tần số của nghịch lưu là cố định vì máy biến áp thường được tính với tần số cố định; chất lượng của nó sẽ kém đi nếu tần số chuyển mạch tăng lên, hoặc phải dùng biến áp đặc biệt khi tần số ra thay đổi.



Hình 5.5. Sơ đồ cấu trúc của bộ biến đổi (a) và dạng điện áp tương ứng (b)

5.3. CẢI THIÊN CHẤT LƯỢNG ĐIỆN ÁP CỦA NGHỊCH LƯU ÁP BẰNG CÁCH TĂNG SỐ LẦN CHUYỂN MẠCH

Để cải thiện chất lượng điện áp ra của nghịch lưu nói chung và nghịch lưu áp nói riêng, có thể dùng bộ lọc xoay chiều. Tuy nhiên các bộ lọc này có kích thước lớn và hiệu suất thấp nên chúng ít được sử dụng. Phương pháp phổ biến nhất hiện nay là tăng số lần chuyển mạch của các van động lực trong một chu kỳ theo những quy luật nhất định để loại trừ các sóng điều hòa bậc cao trong điện áp ra của nghịch lưu. Đường cong điện áp ra của nghịch lưu sẽ chứa các số lượng xung khác nhau tùy thuộc vào số lần chuyển mạch và độ rộng của các xung này cũng được thay đổi tùy thuộc vào giá trị và chất lượng của điện áp ra. Trong trường hợp nghịch lưu áp không cần điều chỉnh điện áp ra, các van sẽ được đóng mở theo những góc nhất định (hình 5.6).



Hình 5.6. Luật đóng cắt van động lực trong nghịch lưu áp

Hình 5.6 mô tả quá trình chuyển mạch trong nghịch lưu áp một pha (sơ đồ cầu). Điện áp ra của nghịch lưu là dạng xung điện áp hai cực. Như vậy trong một chu kỳ người ta phải đóng mở nhiều lần các cặp van theo đường chéo của cầu. Với phương pháp tạo xung hai cực như vậy, dạng điện áp ra của nghịch lưu sẽ không phụ thuộc vào dạng tải.

Biên độ của sóng điều hòa bậc q đối với đường điện áp hai cực sẽ được xác định theo biểu thức sau [TL 1]:

$$U_q = \frac{4E}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \sin q\theta d\theta - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin q\theta d\theta + \dots (-1)^p \int_{\alpha_p}^{\pi/2} \sin q\theta d\theta \right] =$$

$$= \frac{4E}{q\pi} \left[1 + 2 \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} (-1)^K \cos q\alpha_K \right] \quad (5.4)$$

p - số lần chuyển mạch trong một phần tử chu kỳ điện áp ra;

$K = 1, 2, 3, 4 \dots$ là các số tự nhiên.

Nếu trong nửa chu kỳ có hai lần chuyển mạch phụ thì biên độ của sóng điều hoà bậc q sẽ là:

$$U(q) = \frac{4E}{q\pi} (2\cos q\alpha_1 - 1) \quad (5.5)$$

Biểu thức (5.5) cho thấy muốn loại sóng bậc ba ($U_3 = 0$) ta cần có $\alpha_1 = 20^\circ$, $\alpha_2 = 0$, $\alpha_3 = 0$ (hình 5.6a).

Nếu số lần chuyển mạch tăng lên 4, biên độ sóng điều hòa bậc q sẽ là:

$$U(q) = \frac{4E}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1 - 2\cos q\alpha_1 + 2\cos q\alpha_2}{q} \quad (5.6)$$

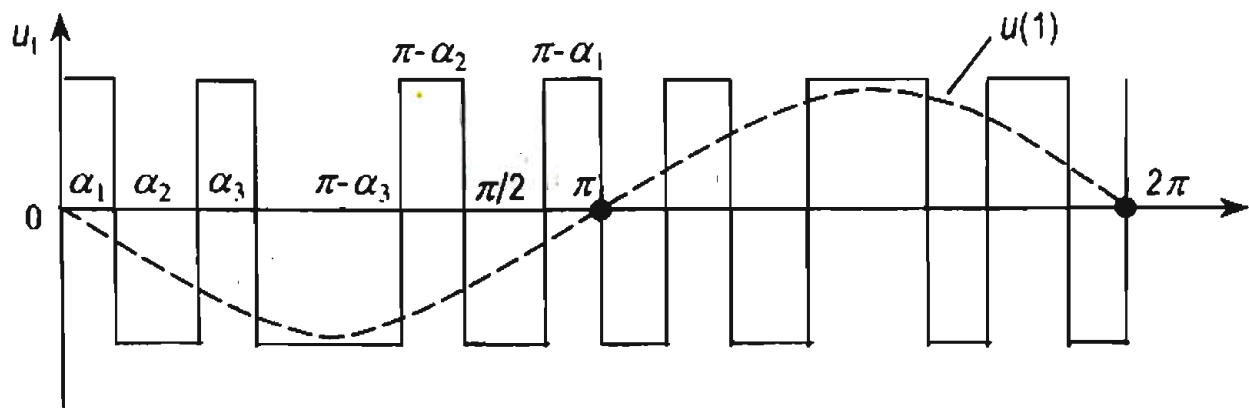
Để loại trừ sóng điều hòa bậc 3 và bậc 5, ta có: $\alpha_1 = 23,62^\circ$ và $\alpha_2 = 33,3^\circ$, $\alpha_3 = 0$.

Đối với trường hợp 6 lần chuyển mạch phụ (hình 5.6b):

$$U(q) = \frac{4E}{\pi q} (-1 + 2\cos q\alpha_1 - 2\cos q\alpha_2 + 2\cos q\alpha_3) \quad (5.7)$$

Nếu chọn $\alpha_1 = 14,1^\circ$, $\alpha_2 = 36,95^\circ$ và $\alpha_3 = 42,3^\circ$ (hình 5.6c) thì các sóng điều hòa bậc 3, 5, 7 sẽ bằng không. Sóng điều hòa bậc càng cao thì biên độ của nó càng nhỏ, do đó chỉ có ý nghĩa loại trừ các sóng bậc thấp. Hơn nữa càng tăng

số lần chuyển mạch thì hiệu suất của bộ biến đổi cũng giảm. Dùng bộ lọc để loại trừ các sóng bậc cao còn lại, ta sẽ nhận được sóng điều hoà cơ bản như ở hình 5.7 (đường nét đứt).

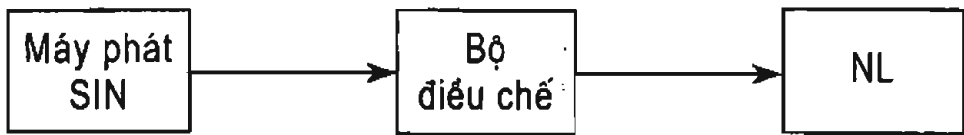


Hình 5.7. Dạng sóng điều hoà cơ bản (u_1) của nghịch lưu

Trong trường hợp cần điều chỉnh điện áp ra, người ta dùng phương pháp điều chế độ rộng xung (PWM: Pulse Width Modulation).

Để đảm bảo chất lượng điện áp ra có dạng gần hình sin, điều chế độ rộng xung (PWM) cần phải được thực hiện theo luật điều khiển sin.

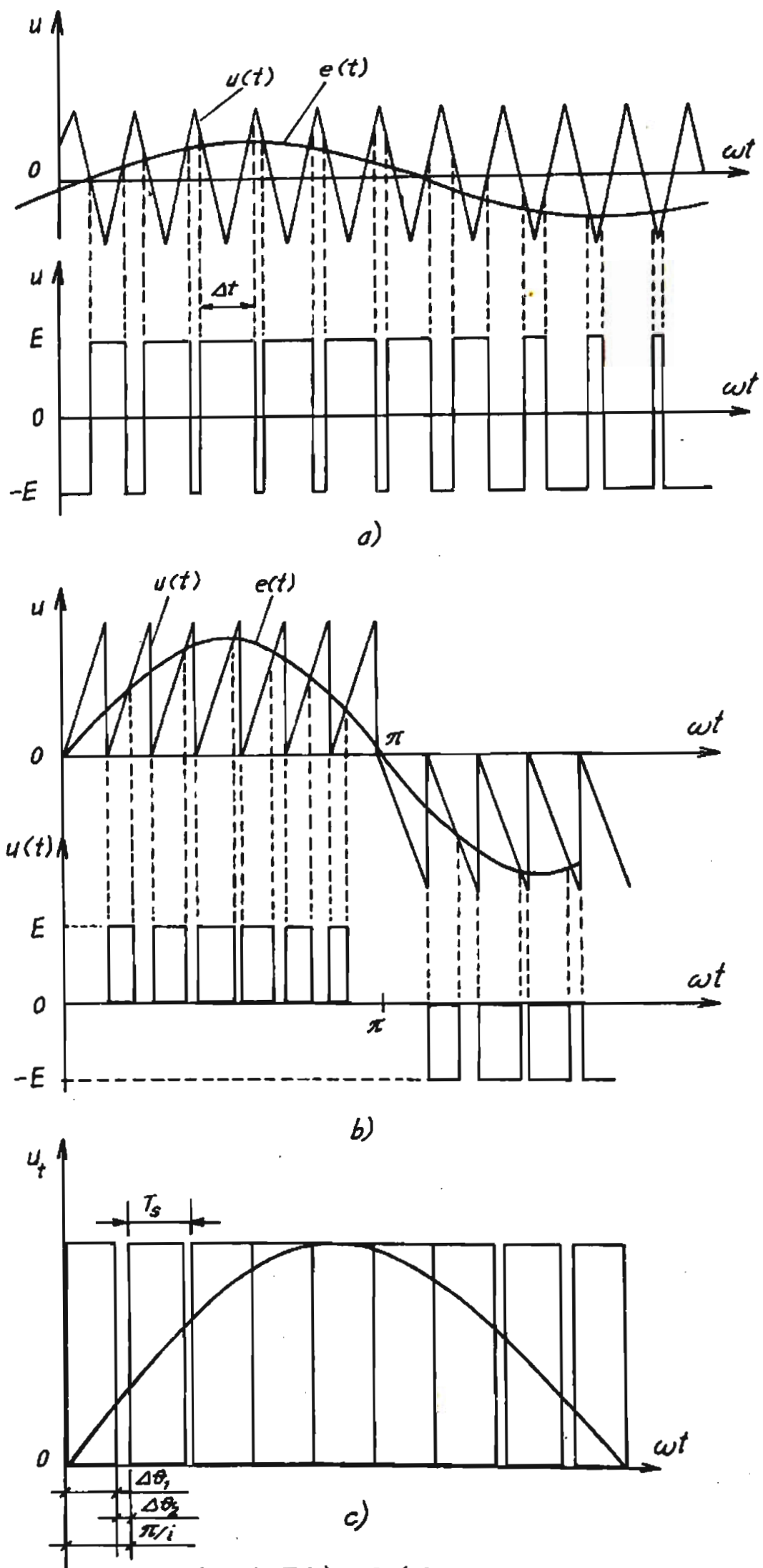
Sơ đồ cấu trúc tạo xung điều khiển cho nghịch lưu có dạng như ở hình 5.8.



Hình 5.8. Sơ đồ cấu trúc tạo xung điều khiển

Tín hiệu hình sin $e(t)$ có tần số bằng tần số ra và biên độ tỷ lệ với biên độ điện áp ra của nghịch lưu (NL) sẽ được so sánh với tín hiệu răng cưa $U(t)$ và tạo ra các xung có độ rộng tương ứng với các thời điểm mà $u(t) = e(t)$ (hình 5.9b).

Đường cong sóng điều hoà bậc 1 (U_1) ở đầu ra của nghịch lưu (u_{NL}) sẽ có tỷ lệ sóng điều hoà bậc cao rất nhỏ so với sóng bậc 1. Trong quá trình điều chế, người ta có thể tạo ra xung hai cực hoặc một cực. Xung hai cực tính (hình 5.9a) được tạo ra bằng cách so sánh điện áp răng cưa $u(t)$ với điện áp chủ đạo $e(t)$ có dạng hình sin. Xung răng cưa là xung có hai cực tính trong cả chu kỳ điều biến, do đó điện áp trên tải (điện áp ra của nghịch lưu): $u(t)$ sẽ là xung hai cực tính có độ rộng thay đổi theo quy luật sin:



Hình 5.9. Điều chế độ rộng xung:

a) Hai cực tính; b), c) Một cực tính

$$\Delta t = K \sin \Omega t.$$

Δt là độ rộng xung; K là hệ số; Ω là tần số của nghịch lưu.

Để điều chế xung một cực tính, ta so sánh điện áp răng cưa một cực tính trong mỗi nửa chu kỳ (hình 5.9b). Xung một cực tính cũng có thể điều chế mà không cần dùng tới điện áp răng cưa (hình 5.9c).

Người ta chia cả chu kỳ điều biến ra i khoảng cách và độ rộng của xung được xác định bằng cách tính giá trị của hàm $e(t)$ tại các thời điểm ứng với các chu kỳ con với tỷ lệ $\Delta t = \Delta t_{\max}$ khi $e(t) = E_{\max}$.

Dạng điện áp kiểu này vừa giảm được bộ tạo điện áp răng cưa và thành phần sóng điều hoà của nó ít hơn so với xung hai cực tính.

Trong trường hợp này biên độ sóng điều hoà được tính như sau:

$$\dot{A}(q)m = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} f(t) e^{-jq\Omega t} dt, \quad q = 1, 3, 5, \dots, 2n-1$$

Vì chu kỳ được chia làm i khoảng cách, nên:

$$\begin{aligned} \dot{A}(q)m = \dot{U}(q)m &= \frac{4}{T} \sum_{n=1}^{i-1} \int_{n\pi/i}^{n\pi/i + T_s} f(t) e^{-jq\Omega t} dt = \\ &= \frac{4E}{\pi q} \sum_{n=1}^{i-1} \sin \left[\frac{q\gamma'\pi}{2i} \sin \frac{n\pi}{i} \right] e^{-j\frac{q\pi}{2i} (\gamma' \sin \frac{n\pi}{i} - n)} \end{aligned} \quad (5.8)$$

n là số thứ tự của các khoảng cách.

$$T_s = \frac{\gamma' \frac{\pi}{i}}{\sin \Omega t} = \frac{\gamma' \frac{\pi}{i}}{\sin \frac{\pi\pi}{i}}$$

là độ rộng xung điều biến được xác định bởi giá trị của hàm $\sin \Omega t$ ở cuối mỗi chu kỳ π/i .

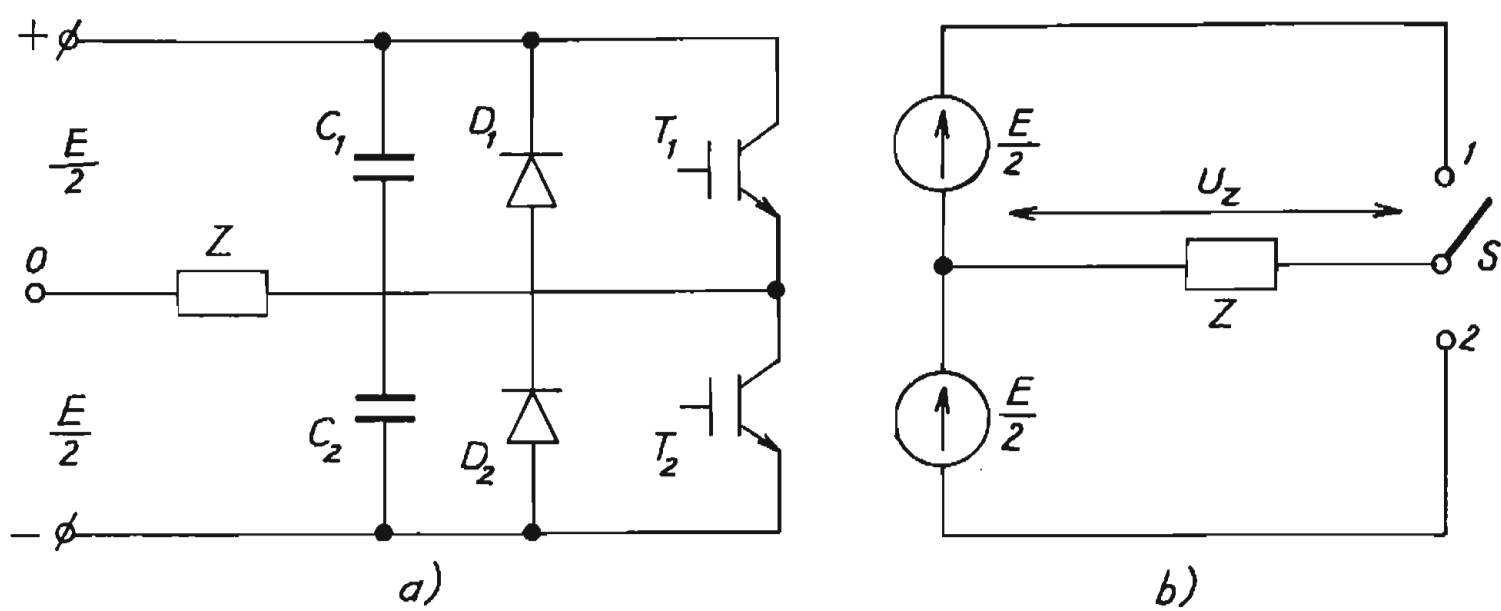
$\gamma' = \frac{\Delta \theta_1}{\pi/i}$ là hệ số điều biến ($0 \leq \gamma' \leq 1$) xác định tỷ lệ thay đổi giữa $\Delta \theta_1$ và $\Delta \theta_2$.

Hiện có hai phương pháp điều chế cơ bản:

- Phương pháp kinh điển (dùng các phần tử analog);
- Phương pháp điều chế vectơ.

5.4. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ KINH ĐIỂN PWM1

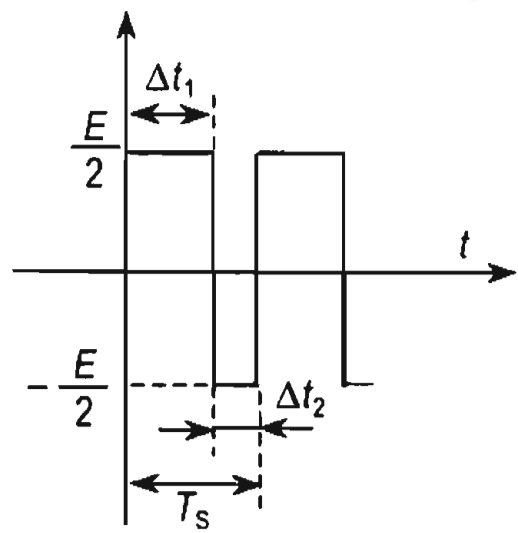
Phương pháp điều chế PWM1 cho phép tạo ra dạng dòng điện trên tải tùy ý, kể cả dạng hình sin. Nguyên lý điều chế của sơ đồ (hình 5.10a) để đơn giản hoá sẽ được thay bằng sơ đồ thay thế (hình 5.10b).



Hình 5.10. Nghịch lưu áp một pha (a) và sơ đồ thay thế (b)

Khoá S giữ chức năng như hai tranzito T_1 và T_2 .

Khi S ở vị trí 1 tương ứng với T_1 dẫn và T_2 khoá. Ngược lại khi S ở vị trí 2 tương ứng với T_2 dẫn và T_1 khoá. Khoá S sẽ được chuyển từ vị trí 1 sang 2 và ngược lại với tần số cao và được gọi là tần số chuyển mạch f_s (hoặc tần số mang) như trên hình 5.11.



Hình 5.11.
Chu kỳ chuyển mạch

Nếu coi Δt_1 là thời gian khoá S ở vị trí 1 và Δt_2 là thời gian khoá S ở vị trí 2 thì giá trị trung bình của điện áp trên tải (Z) là:

$$U_{TB} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} U(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\frac{E}{2} \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{E}{2} \int_{\Delta t_1}^{T_s} dt \right] = \frac{E}{2} \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{T_s} \quad (5.9)$$

Nếu tần số chuyển mạch không đổi ($f_s = \text{const}$) và thay đổi tỷ lệ giữa Δt_1 và Δt_2 theo quy luật hình sin:

$$(\Delta t_1 - \Delta t_2)/T_S = \mu \sin \Omega t \quad (5.10)$$

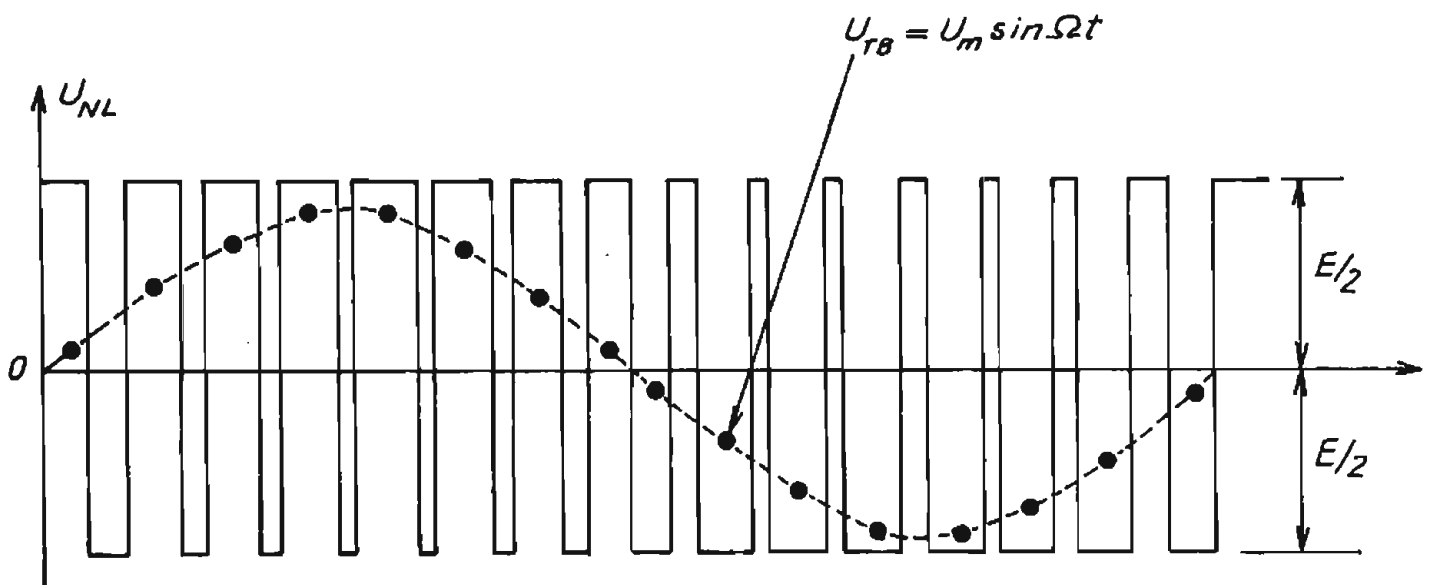
thì giá trị trung bình U_{TB} trong một chu kỳ tần số chuyển mạch (T_S) sẽ thay đổi theo quy luật hình sin là $U_m \sin \Omega t$ (hình 5.12):

$$U_{TB} = \frac{\mu E}{2} \sin \Omega t$$

Ω - tần số góc của PWM (Tần số ra của nghịch lưu);

μ - hệ số điều chế;

$\mu = 1$ thì Δt_1 và Δt_2 sẽ thay đổi giá trị từ 0 đến T_S . Tuy nhiên do các khóa điện tử có quán tính nên $\mu < 1$.



Hình 5.12. Điện áp của nghịch lưu với PWM

Như vậy thay đổi μ và Ω có thể điều chỉnh độc lập điện áp và tần số của dòng điện tải với điều kiện tần số chuyển mạch và nguồn E không đổi. Nếu tải có đặc tính trở cảm thì dòng trên tải sẽ có dạng hình sin.

Trong thực tế các khóa điện tử đều có thời gian khóa t_{off} nên:

$$\Delta t_{1\max} = T_S - t_{off} \text{ và } \Delta t_{2\min} = t_{off}$$

và
$$\mu_{\max} = (\Delta t_{1\max} - \Delta t_{2\min})/T_S = 1 - 2t_{off}/T_S \quad (5.11)$$

Giá trị điện áp hiệu dụng trên tải đối với sơ đồ có điểm trung tính một pha (hình 5.10):

$$U_{hd} = \frac{\mu E}{2\sqrt{2}} \quad (5.12)$$

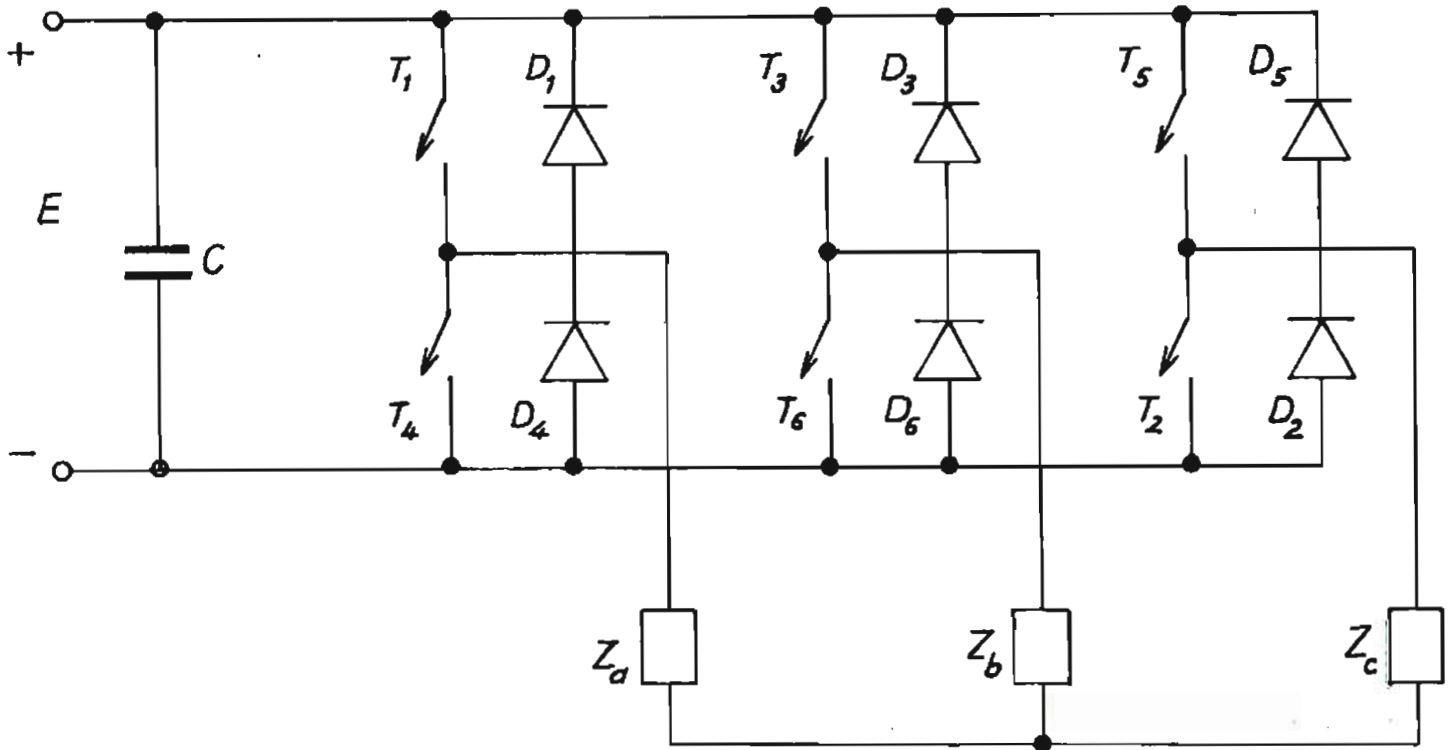
Với sơ đồ cầu một pha: $U_{hd} = \frac{\mu.E}{\sqrt{2}}$

Các giá trị trung bình (U_{TB}) này sẽ tương ứng với các giá trị tức thời của điện áp trên tải (U_Z). Tập hợp các giá trị tức thời này (đường nét đứt trên hình 5.12) sẽ chính là đường cong điện áp ra của nghịch lưu:

$$U_{TB} = \frac{\mu E}{2} \sin \Omega t = U_m \sin \Omega t$$

5.5. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ PWM TRONG NGHỊCH LƯU ÁP BA PHA

Sơ đồ nghịch lưu trên hình 5.13 là sơ đồ được ghép từ ba sơ đồ một pha có điểm trung tính, các van điện tử được thay bằng các khoá dẫn điện theo một chiều (chiều mũi tên).



Hình-5.13. Nghịch lưu áp ba pha với PWM

Đối với nghịch lưu áp ba pha (sơ đồ ở hình 5.13) luật điều chế sẽ như sau:

$$\left. \begin{aligned} \bullet \text{ Pha A: } (\Delta t_{1A} - \Delta t_{2A}) / T_S &= \mu \cdot \sin \Omega t \\ \bullet \text{ Pha B: } (\Delta t_{1B} - \Delta t_{2B}) / T_S &= \mu \cdot \sin(\Omega t - 2\pi/3) \\ \bullet \text{ Pha C: } (\Delta t_{1C} - \Delta t_{2C}) / T_S &= \mu \cdot \sin(\Omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

Δt_1 tương ứng với thời gian dẫn điện của nhóm van anôt chung (T_1, T_3, T_5);
 Δt_2 là thời gian dẫn điện của nhóm van catôt chung (T_2, T_4, T_6).

Đối với PWM, luật điều khiển tối ưu được thực hiện như sau: Các van trong cùng một nhóm sẽ được mở cùng một lúc ở thời điểm ban đầu của chu kỳ T_s . Nhưng các van sẽ cùng được đóng lại ở những thời điểm khác nhau tương ứng với luật điều biến (tương ứng với độ rộng Δt_1 và Δt_2). Ngoài ra chu kỳ của tần số chuyển mạch là như nhau đối với tất cả các pha. Điều này đảm bảo trong mỗi chu kỳ tần số chuyển mạch luôn có những đoạn mà điện áp ra bằng không. Do đó dạng điện áp ra sẽ không phụ thuộc vào đặc tính của tải và các sóng điều hoà bậc cao là bội số của tần số chuyển mạch sẽ không tồn tại trong điện áp ra của nghịch lưu.

5.5.1. Nguyên lý làm việc của nghịch lưu áp ba pha với PWM

Đồ thị điện áp và dòng điện trong nghịch lưu ba pha được mô tả trên hình 5.14 (góc $\varphi = 30^\circ$) và hình 5.17 (góc $\varphi = 60^\circ$). Đồ thị được xây dựng với $f_s/F = 18$, trong đó f_s là tần số chuyển mạch; F là tần số ra của nghịch lưu và giả thiết $\mu = 1$.

Quá trình hình thành điện áp pha như sau: Xét thời điểm $t_4 - t_5 = T_s$ (T_s là chu kỳ của tần số chuyển mạch) (hình 5.14). Khi $t = t_4$, cả ba van T_1, T_3, T_5 được mở ra (dẫn điện).

Lúc này phụ tải của ba pha được nối vào cùng một điểm (+), do đó điện áp của cả ba pha $U_A = U_B = U_C = 0$. Giả thiết dòng pha B và C có chiều dương (đi từ trái qua phải) và dòng pha A (i_A) có chiều âm. Do đó van T_3, T_5 và D_1 sẽ dẫn điện (sơ đồ trên hình 5.15a). Sau đó theo luật điều biến T_3 sẽ bị khóa lại, dòng pha B (i_B) sẽ khép mạch qua D_6 . Sơ đồ thay thế cho trường hợp này tương ứng với hình 5.15b. Từ sơ đồ thay thế ta có:

$$U_A = U_C = E/3 ; U_B = 2E/3$$

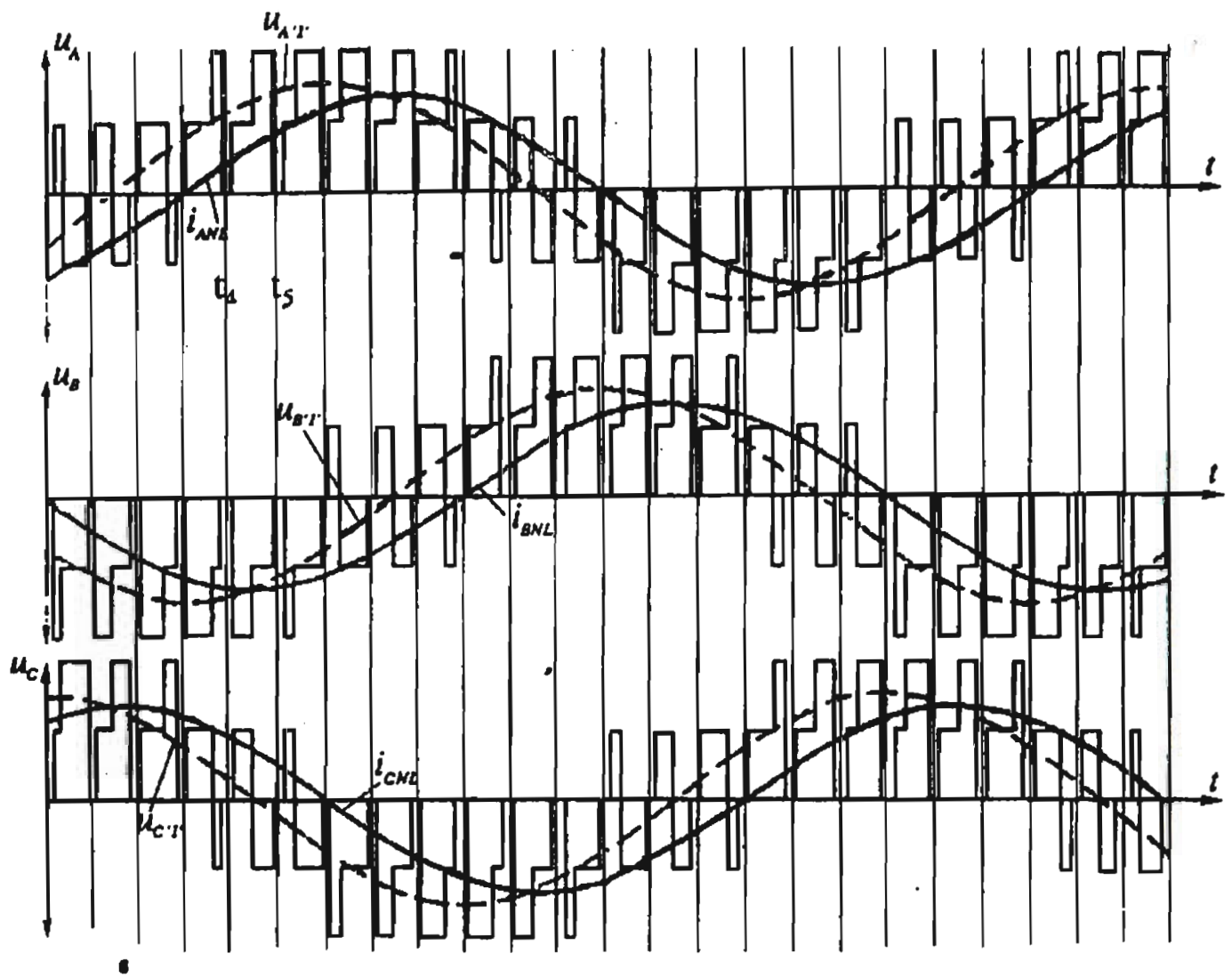
Tiếp theo van T_4 mở, sơ đồ thay thế có dạng như trên hình 5.15c, và:

$$U_A = 2E/3 ; U_B = U_C = -E/3$$

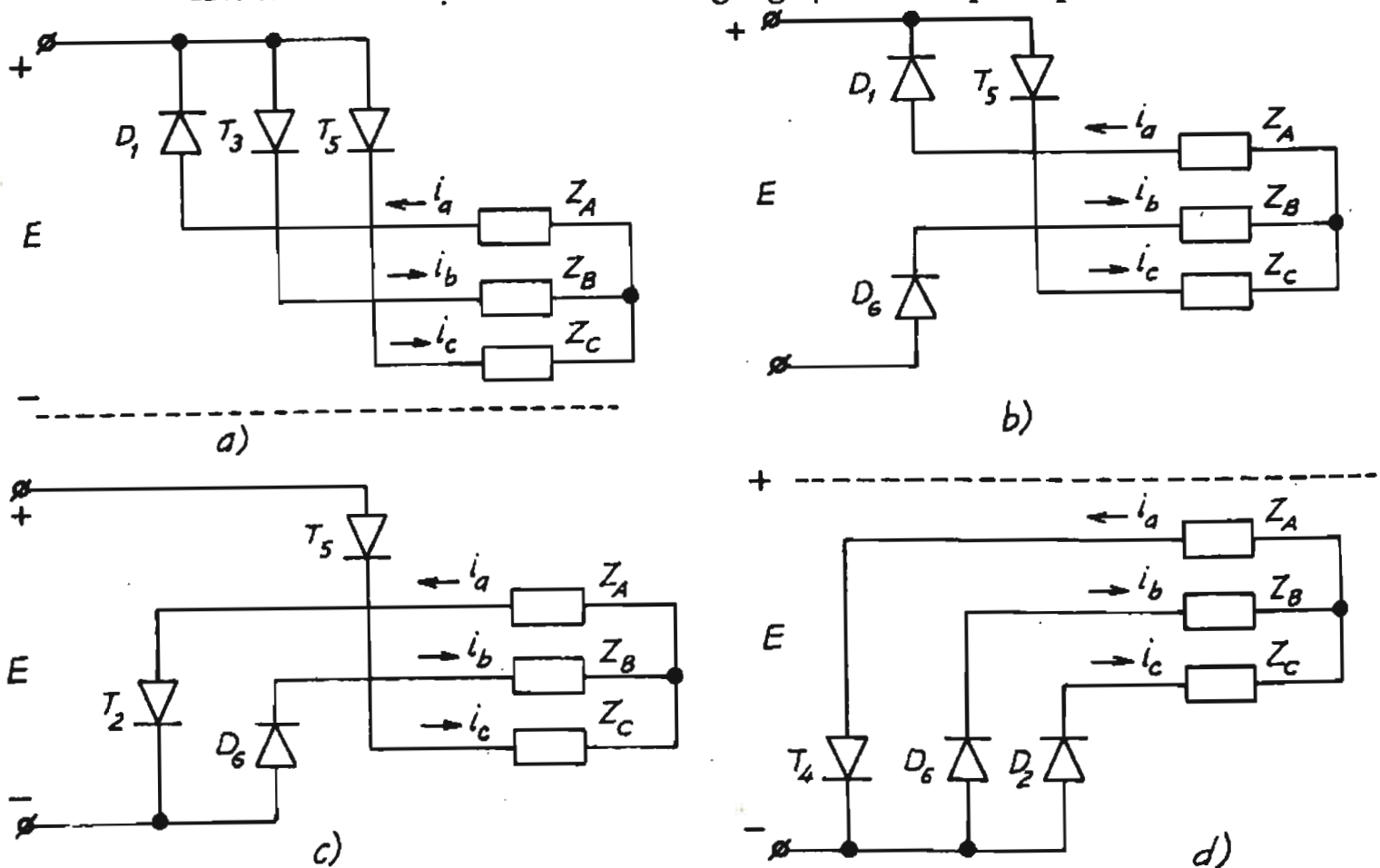
Cuối cùng van T_5 khóa dòng pha C (i_C) sẽ khép mạch qua điôt D_2 . Lúc này cả ba pha lại bị ngắn mạch tại một điểm (-) và: $U_A = U_B = U_C = 0$ (hình 5.15d).

Như vậy trong mỗi chu kỳ chuyển mạch (T_s), điện áp pha bao giờ cũng bằng 0 ở đầu và cuối của mỗi chu kỳ (hình 5.16).

Để đánh giá quá trình làm việc cũng như tính toán nghịch lưu, người ta thường giả thiết:



Hình 5.14. Luật điều chế trong nghịch lưu áp ba pha



Hình 5.15. Sơ đồ tương ứng với các trạng thái đóng mở van trong một chu kỳ chuyển mạch

1) Chu kỳ tần số chuyển mạch nhỏ hơn rất nhiều so với chu kỳ điện áp nghịch lưu:

$$T_S \ll T_{NL}$$

2) Dòng trong các pha có dạng sin (i_A, i_B, i_C).

Những giả thiết này đảm bảo cho các biểu thức tính toán trở nên đơn giản và mang tính thực tế.

Dòng tiêu thụ của nghịch lưu từ nguồn bằng một nửa tổng dòng của các pha [3]:

$$i_{NL} = (i_A + i_B + i_C)/2 \quad (5.15)$$

$$\text{hay } i_{dl} = (i_{Al} + i_{Bl} + i_{Cl})/2 \quad (5.16)$$

i_{dl} - dòng tiêu thụ trung bình của nghịch lưu tính theo tần số chuyển mạch;

i_{Al}, i_{Bl}, i_{Cl} - dòng tiêu thụ của các pha;

$i_{A dl}, i_{B dl}, i_{C dl}$ - dòng tiêu thụ trung bình của các pha tính theo tần số chuyển mạch:

$$\left. \begin{aligned} i_{A dl} &= \mu I_m \sin(\Omega t - \varphi) \sin \Omega t \\ i_{B dl} &= \mu I_m \sin(\Omega t - \varphi - 2\pi/3) \sin(\Omega t - 2\pi/3) \\ i_{C dl} &= \mu I_m \sin(\Omega t - \varphi + 2\pi/3) \sin(\Omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

Thay (5.17) vào (5.16) ta có dòng tiêu thụ của nghịch lưu là:

$$I_{dl} = 3\mu I_m \cos \varphi / 4 \quad (5.18)$$

I_m - giá trị biên độ của dòng pha;

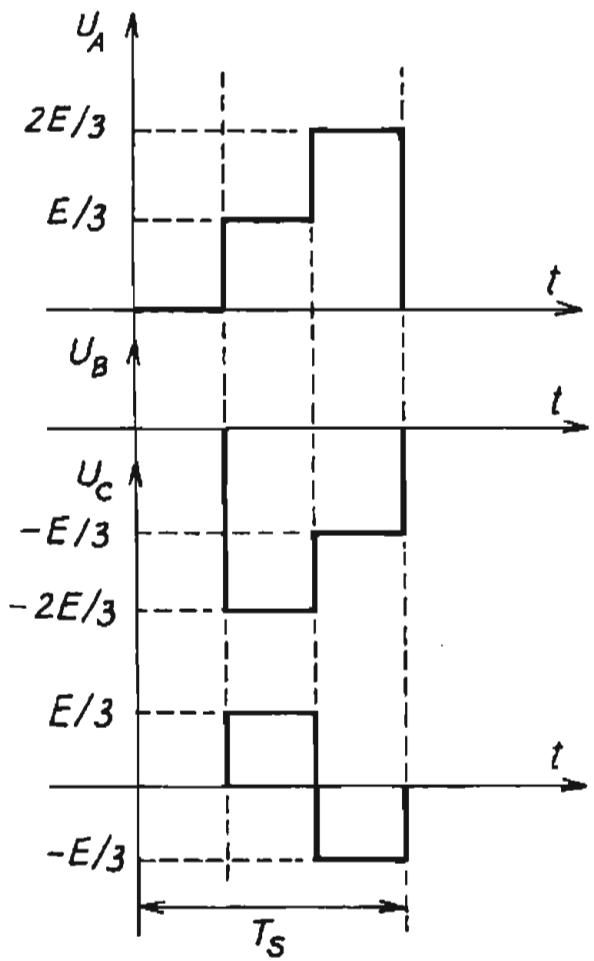
φ - góc lệch pha giữa điện áp bậc 1 của nghịch lưu với dòng tải;

Ω - tần số góc của nghịch lưu.

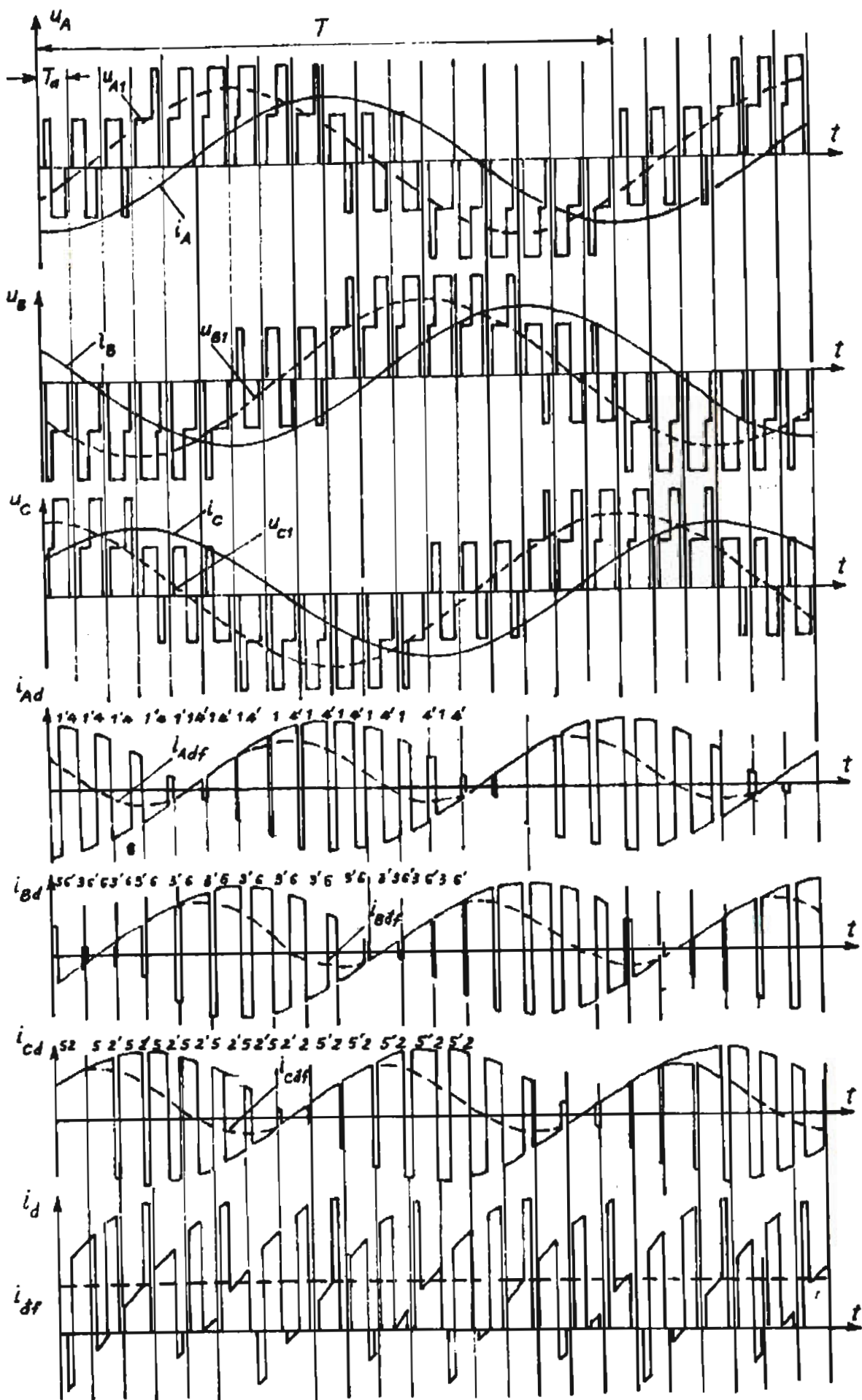
Các dòng $i_{dl}, i_{A dl}, i_{B dl}, i_{C dl}$ được mô tả trên hình 5.17 ứng với góc lệch pha giữa dòng tải và điện áp (sóng điều hoà bậc 1) là 60°.

Công thức (5.18) cho thấy dòng $I_{dl} > 0$. Điều đó có nghĩa là giá trị trung bình trong chu kỳ tần số mang luôn có giá trị dương, tức là nghịch lưu với PWM luôn đảm bảo bù được công suất phản kháng bởi tần số mang.

Tuy nhiên giá trị tức thời vẫn có lúc mang giá trị âm vì phụ tải của nghịch lưu là động cơ điện ba pha (hình 5.17).



Hình 5.16. Điện áp ra trong một chu kỳ chuyển mạch



Hình 5.17. Điện áp ra của nghịch lưu với PWM u_A , u_B , u_C , và các sóng điều hoà bậc 1: u_{A1} , u_{B1} , u_{C1} . Dòng tải qua các pha i_A , i_B , i_C . Dòng tiêu thụ trung bình của các pha: i_{Ad} , i_{Bd} , i_{Cd} . Dòng tiêu thụ trung bình tính theo tần số chuyển mạch i_{Adf} , i_{Bdf} , i_{Cdf} . Dòng tiêu thụ của nghịch lưu: i_d và dòng tiêu thụ trung bình của nghịch lưu i_{df} .

Hình 5.17 mô tả dạng điện áp và dòng điện trong nghịch lưu ba pha với PWM, ứng với góc $\varphi = 60^\circ$.

Vì dòng tức thời của nghịch lưu đối hướng nên đầu vào của nó cần có tụ mắc song song với nguồn để tiếp thu nguồn công suất phản kháng này (nguồn cấp cho nghịch lưu thường được lấy từ chỉnh lưu nguồn áp, nên nguồn này chỉ cho dòng đi theo một chiều). Nếu không có tụ ở đầu vào của nghịch lưu sẽ xuất hiện hiện tượng quá áp. Tụ điện sẽ nạp khi dòng đi từ nghịch lưu trở về nguồn và sẽ phóng khi dòng đi từ nguồn đến nghịch lưu.

Tụ C được tính như sau:

$$C = \frac{\int_1^{1+\Delta t} i_{NL} dt}{\Delta U_C} \quad (5.19)$$

Δt - khoảng thời gian mà dòng đi từ nghịch lưu trở về nguồn;

ΔU_C - giá trị dao động điện áp cho phép ở đầu nguồn (nguồn càng gần với nguồn áp thì ΔU_C càng nhỏ);

i_{NL} - dòng đi vào nghịch lưu.

Vì giá trị trung bình của dòng nghịch lưu mang dấu dương (công thức 5.18) nên tụ điện sẽ không tích lũy năng lượng mà sẽ phóng hay nạp tùy hướng của dòng nghịch lưu (i_{NL}). Do đó để tính giá trị của tụ C chỉ cần chọn một khoảng thời gian là lượng điện tích trữ trong tụ C là lớn nhất. Khoảng thời gian này được xác định bằng cách giải các phương trình từ (5.14) đến (5.18) để tìm giá trị lớn nhất của dòng nghịch lưu (i_{NL}).

$$\Delta t = \frac{T_S}{2} \mu \left[\sin \Omega t - \sin \left(\Omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = \frac{\sqrt{3}}{2} \mu T_S \sin \left(\Omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (5.20)$$

Lượng điện tích nạp cho tụ C là:

$$\begin{aligned} Q &= \int_1^{1+\Delta t} -I_m \sin \left(\Omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) dt = \\ &= -\frac{I_m}{\pi \cdot f} \sin \left(\Omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} + \pi \cdot f \cdot \Delta t \right) \sin \pi \cdot f \cdot \Delta t \approx \\ &\approx \frac{\sqrt{3}}{4} \mu I_m T_S \left[\sin(2\Omega t - \varphi) + \cos \left(\varphi - \frac{\pi}{6} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.21)$$

Tìm cực trị của biểu thức (5.21) ta được:

$$Q_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \mu I_m T_s \sin^2 \frac{\varphi - 30}{2} \quad \left(\text{xét trong khoảng } -\frac{\pi}{6} < \Omega t < \frac{\pi}{6} \right) \quad (5.22)$$

Thay (5.22) vào (5.19) ta nhận được:

$$C = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\mu I_m}{f_s \Delta U_C} \sin^2 \frac{\varphi - 30}{2} \quad (5.23)$$

Biểu thức (5.23) cho thấy:

- Giá trị của tụ C không phụ thuộc vào tần số ra của nghịch lưu (f). Như vậy nghịch lưu với PWM có thể làm việc với dải tần khá rộng, nhất là ở vùng tần số thấp.

- Giá trị của tụ C tỷ lệ nghịch với tần số mang f_s . Do tần số mang có giá trị khá lớn nên giá trị của tụ trong nghịch lưu với PWM là tương đối nhỏ so với nghịch lưu chuyển mạch với các góc α nhất định (xem mục 5.3).

5.5.2. Tính chọn các van trong nghịch lưu

Để lựa chọn được các van động lực cũng như các diôt, cần xác định giá trị trung bình của dòng qua van và điện áp lớn nhất đặt lên van.

Khi thực hiện phương pháp PWM, dòng qua van động lực (i_T) và qua diôt (i_D) là tập hợp các xung có độ rộng khác nhau (hình 5.18).

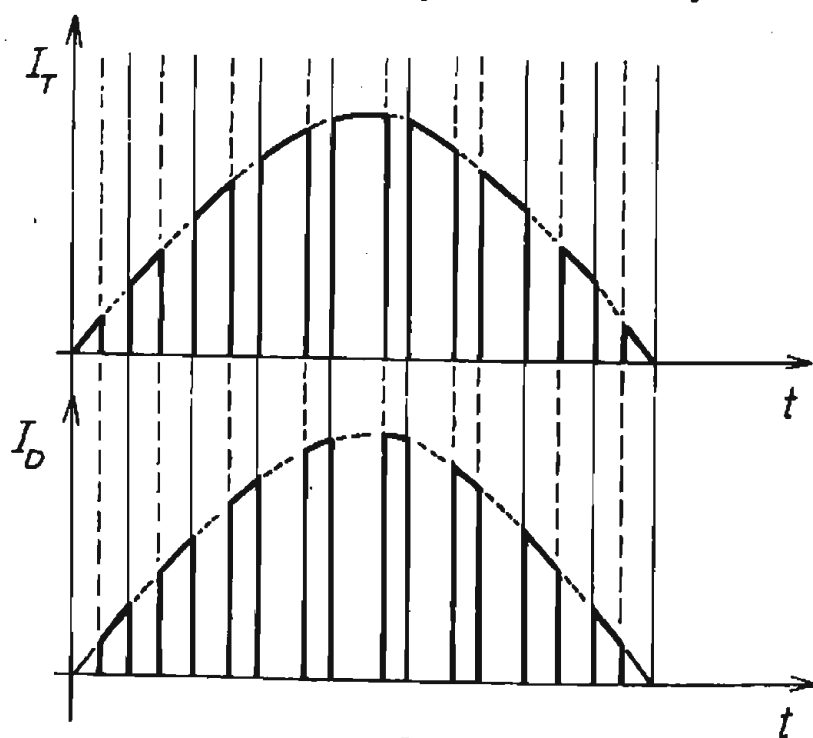
Nếu $\frac{F}{f_s} = m \cdot \theta$, giá trị tức thời của dòng tải ở đầu chu kỳ thứ n (chu kỳ tần số mang) sẽ là:

$$i_m^+ = I_m \sin \frac{2\pi}{m} n \quad (5.24)$$

Giá trị tức thời của dòng tải ở thời điểm khóa van động lực ứng với chu kỳ thứ n là:

$$i_l^- = I_m \sin \left(\frac{2\pi}{m} n + \Omega \Delta t_{ln} \right) \quad (5.25)$$

Δt_{ln} - thời gian van động lực dẫn điện ở chu kỳ thứ n .



Hình 5.18. Biểu đồ dẫn dòng qua các van

Theo luật điều biến (5.14):

$$\Delta t_{1n} = \frac{T_S}{2} \left[1 + \mu \sin \left(\frac{2\pi}{m} n + \varphi \right) \right] \quad (5.26)$$

Giá trị trung bình của dòng qua van động lực ở chu kỳ thứ n là:

$$i_{Tn} = \frac{i'_{1n} + i''_{1n}}{2}$$

và dòng trung bình qua van động lực trong một chu kỳ của điện áp ra là:

$$I_T = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{(m/2)-1} i_{Tn} \Delta t_{1n} = \frac{I_m}{2m} \sum_{n=0}^{(m/2)-1} \sin \left\{ \frac{2\pi n}{m} + \frac{\pi}{2m} \left[1 + \mu \sin \left(\frac{2\pi n}{m} + \varphi \right) \right] \right\} \times \\ \times \left[1 + \mu \sin \left(\frac{2\pi n}{m} + \varphi \right) \right] \cdot \left[1 + \mu \sin \left(\frac{2\pi}{m} + \varphi \right) \right] \cdot \cos \frac{\pi}{2m} \quad (5.27)$$

Thông thường tần số mang lớn hơn nhiều so với tần số ra nên có thể cho $m = \infty$ và biểu thức (5.27) sẽ được rút gọn lại thành:

$$I_T = \frac{I_m}{2.2\pi} \int_0^\pi \sin \Omega t [1 + \mu \sin(\Omega t + \varphi)] d\Omega t \quad (5.28)$$

và tiếp tục rút gọn thành:

$$I_T = \frac{I_m}{2\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi \right) \quad (5.29)$$

Nếu $K = 6$ thì sai số của công thức (5.29) là 6%, dòng trung bình qua van sẽ lớn nhất ứng với tần số thấp là:

$$I_T = \frac{I_m}{2} (1 + \mu) \quad (5.30)$$

Tương tự ta có dòng qua điôt là:

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \Omega t \Delta t_2 d\Omega t \quad (5.31)$$

Giá trị cực đại của dòng qua điôt là:

$$I_D = \frac{I_m}{2} (1 - \mu) \quad (5.32)$$

Giá trị điện áp nguồn theo (5.12) là:

$$E = \frac{2\sqrt{2}U_{hd}}{\mu} \quad (5.33)$$

U_{hd} - giá trị hiệu dụng điện áp pha trên tải.

$$\text{hoặc} \quad E = \frac{2\sqrt{2}U_{dây}}{\sqrt{3}\mu_{\max}} \quad (5.34).$$

Về mặt lý thuyết $\mu_{\max} = 1$, nhưng do quán tính của van nên $\mu_{\max} < 1$.

$$\mu_{\max} = 1 - 2T_s \cdot t_{\text{off}} \quad (5.35)$$

Hệ số sử dụng điện áp một chiều là:

$$K = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} = 0,612$$

Đặc trưng cơ bản của nghịch lưu với PWM1 là thành phần sóng điều hòa của điện áp ra. Muốn giảm các sóng điều hòa bậc cao cần phải tăng tần số chuyển mạch (f_s). Tuy nhiên càng tăng tần số chuyển mạch thì tổn hao công suất do chuyển mạch tăng và làm cho hệ thống điều khiển trở nên phức tạp. Trong nghịch lưu với PWM1, các giá trị của điện áp ra được tính theo giá trị trung bình của điện áp trong một chu kỳ chuyển mạch. Cùng với sự phát triển của kỹ thuật số, nhất là sự ra đời của vi xử lý (microprocesing), giá trị của điện áp ra nghịch lưu có thể được tính theo giá trị tức thời nhờ các vectơ chuẩn. Các vectơ tương ứng với các giá trị trung gian sẽ xác định chương trình làm việc của các van trong tất cả ba pha.

5.6. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ VECTƠ CHUYỂN MẠCH (PWM2)

5.6.1. Vectơ không gian

Máy điện xoay chiều có ba cuộn dây trong không gian. Các trục của cuộn dây đó được đặt lệch nhau một góc là 120° và được mô tả bởi các vectơ: 1 , a và a^2 với $a = \exp(j2\pi/3)$ (hình 5.19).

Dòng điện trong các cuộn dây tương ứng là i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} sẽ được biểu diễn bởi một vectơ duy nhất gọi là vectơ không gian i_s , vì vectơ này nằm trong mặt phẳng vuông góc với trục rôto và theo hướng sao cho phân bố từ thông trên đó là không đổi.

$$i_s = 2(i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc})/3 \quad (5.36)$$

$$\text{vì} \quad \psi_s = l_s i_s + l_h i_r \quad (5.37)$$

l_s - điện cảm của cuộn dây stato;

l_h - điện cảm giữa cuộn stato và rôto;

i_s - dòng stato;

i_r - dòng rôto.

Suy ra:

$$U_s = \frac{d\psi_s}{dt}$$

$$= \frac{2}{3}(U_{sa} + a.U_{sb} + a^2.U_{sc}) \quad (5.38)$$

Như vậy vectơ điện áp stato (U_s) cũng là vectơ không gian. Nếu đem chiếu vectơ lên hệ trục ba pha trên mặt phẳng phụ tải ta sẽ nhận được giá trị điện áp của từng pha. Hay nói cách khác vectơ U_s là vectơ tổng quát và phản ánh các giá trị điện áp trong mỗi cuộn dây ở các thời điểm khác nhau. Nếu biết U_s có thể tính được:

$$U_{sa} = \text{Re}\{U_s\}; U_{sb} = \text{Re}\{U_s\}; U_{sc} = \text{Re}\{U_s\} \quad (5.39)$$

Vectơ không gian là kết quả tổng hợp của hệ thống điện áp ba pha đối xứng hình sin (U_{sa}, U_{sb}, U_{sc}) với tần số góc ω_s và:

$$\bar{U}_s = U_s \exp(j\omega_s t) \quad (5.40)$$

Vị trí và đại lượng của $\bar{U}_s$ biểu thị cho giá trị tức thời của điện áp pha ở bất cứ thời điểm nào.

5.6.2. Vectơ chuyển mạch

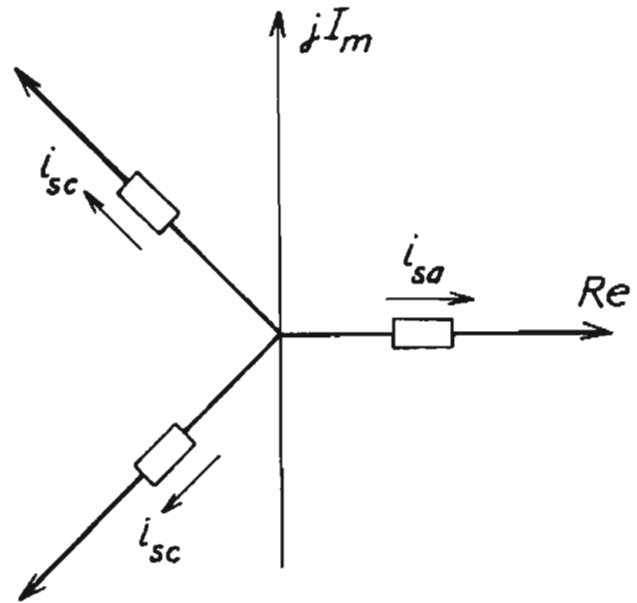
Khảo sát nghịch lưu áp ba pha (sơ đồ thay thế ở hình 5.20a).

Điện áp trên tải là hệ thống ba pha đối xứng (hình 5.20b).

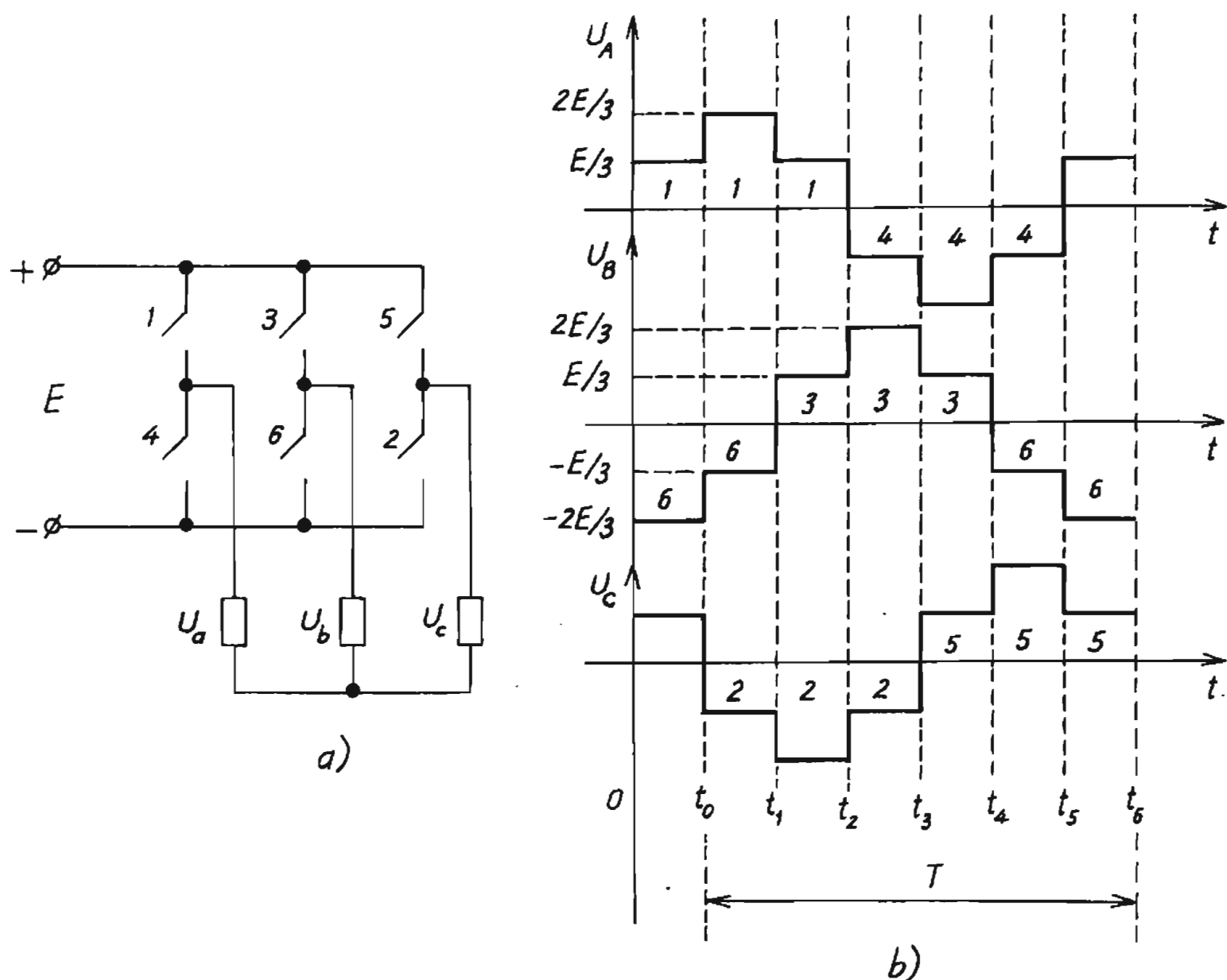
Hệ thống điện áp ba pha này có thể được mô tả bởi vectơ $\bar{U}_n$ ứng với mỗi 1/6 chu kỳ điện áp ra ($n = 1, 2, \dots, 6$). Xét trong khoảng $t_0 \div t_1$ có ba van dẫn là 1, 6, 2 và điện áp trên các pha có thể được mô tả bởi vectơ $\bar{U}$ có giá trị tuyệt đối $|U| = \frac{2}{3}E$. Nếu chiếu vectơ U_1 lên trục a thì $u_a = \frac{2}{3}E$, còn đem chiếu vectơ $\bar{U}$ lên trục b và c (xem hình 5.21) ta sẽ nhận được:

$$U_b = -E/3 \text{ và } U_c = -E/3$$

Trong mỗi chu kỳ điện áp ra có 6 lần chuyển mạch (6 lần đóng, cắt các van động lực).



Hình 5.19. Vectơ không gian



Hình 5.20. Nghịch lưu áp ba pha a) và đồ thị xung b)

Tương ứng ta có 6 vectơ $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$ mô tả điện áp ba pha đối xứng (hình 5.21).

Vị trí và giá trị của các vectơ này xác định:

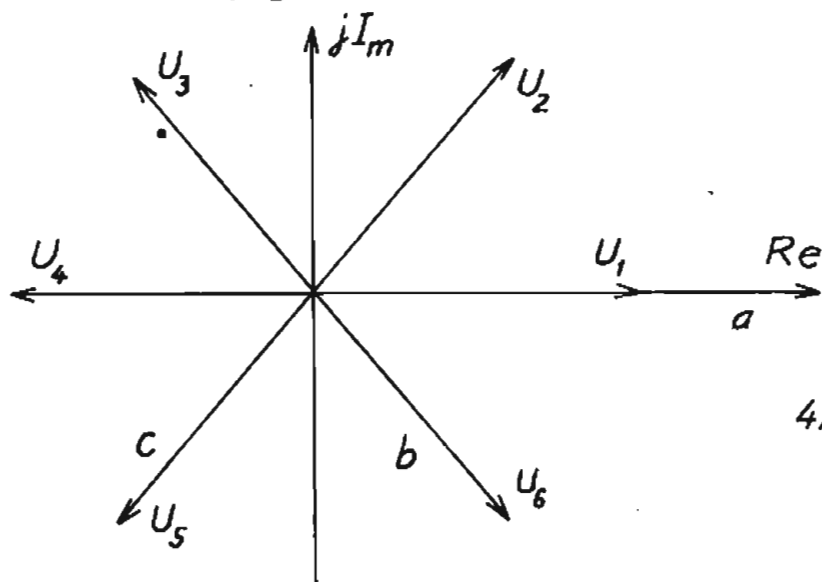
- Giá trị điện áp tức thời trong các pha;
- Luật đóng mở các van.

Do đó các vectơ này được gọi là các vectơ chuyển mạch:

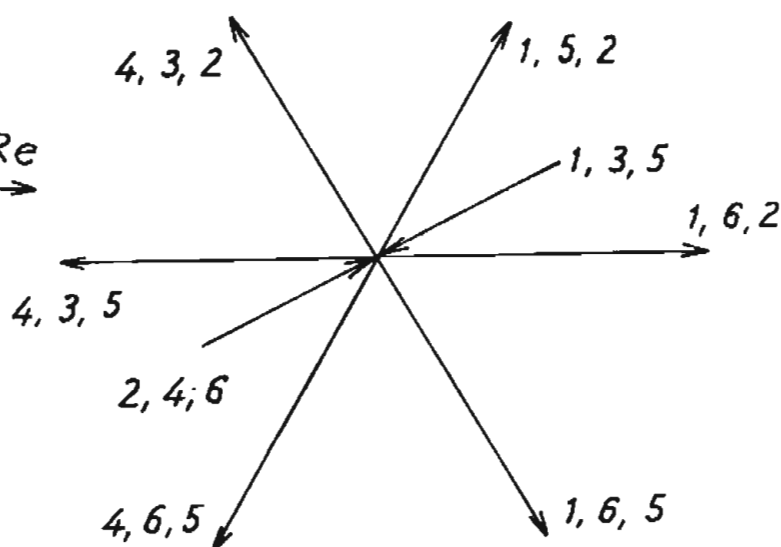
- vectơ U_1 ứng với tổ hợp van 1, 6, 2 dẫn điện;
- vectơ U_2 ứng với tổ hợp van 1, 5, 2 dẫn điện;
- vectơ U_3 ứng với tổ hợp van 4, 3, 2 dẫn điện;

- vectơ U_4 ứng với tổ hợp van 4, 3, 5 dẫn điện;
- vectơ U_5 ứng với tổ hợp van 4, 6, 5 dẫn điện;
- vectơ U_6 ứng với tổ hợp van 1, 6, 5 dẫn điện.

Và mỗi trạng thái dẫn của van (1, 6, 2) cùng cho biết vị trí của mỗi vectơ. Chuyển từ trạng thái này sang trạng thái khác (ví dụ từ 1, 6, 2 sang 1, 5, 2) bằng cách đóng mở các tổ hợp van khác nhau thì vectơ chuyển mạch cũng thay đổi vị trí một góc bằng $\pi/3$. Như vậy các đại lượng $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$ cùng có 6 hướng thay đổi trong không gian (hình 5.21). Do đó các vectơ này còn được gọi là vectơ trạng thái (hình 5.22).



Hình 5.21. Vectơ chuyển mạch



Hình 5.22. Vectơ trạng thái đóng mở của tiristo

Để mô tả điện áp ba pha đối xứng chỉ cần 6 vectơ đã nêu trên. Ngoài 6 trạng thái trên trong nghịch lưu còn hai trạng thái khác: Khi ba van 1, 3, 5 được nối vào điểm (+) của nguồn và khi ba van 2, 4, 6 cùng được nối vào điểm (-) của nguồn.

Hai trạng thái này ứng với hai vectơ U_7, U_8 có giá trị bằng 0. Hai vectơ này cần thiết để thực hiện luật điều chế (PWM) trong nghịch lưu.

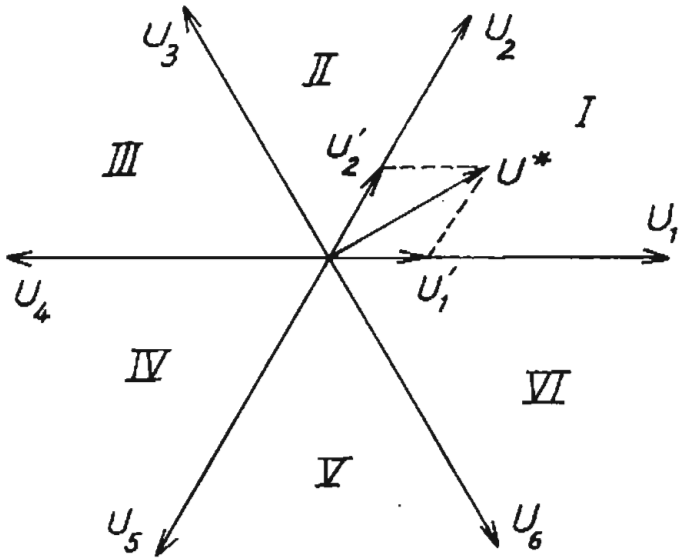
Theo luật điều khiển cơ bản đối với nghịch lưu có PWM, trong bất kỳ chu kỳ chuyển mạch nào cũng có những khoảng thời gian mà điện áp ra của nghịch lưu bằng không (xem mục 5.4). Đặc tính và vị trí của các vectơ chuyển mạch phụ (các vectơ nằm giữa các vectơ chuẩn) trong một chu kỳ điện áp ra sẽ quyết định dạng điện áp ra và thành phần sóng điều hòa bậc cao.

Khi nghịch lưu làm việc không có PWM (nghịch lưu chỉ chuyển mạch 6 lần trong một chu kỳ, như đã mô tả trên hình 5.21) thì dạng điện áp ra là xung chữ nhật có biên độ thay đổi 6 lần trong một chu kỳ. Dạng xung này có chứa nhiều sóng điều hòa bậc cao. Để giảm các sóng điều hòa bậc cao này, ta cần tăng tần số chuyển mạch. Nếu chia chu kỳ điện áp ra thành các chu kỳ chuyển mạch đủ nhỏ (T_s) sao cho dòng tải (mang tính cảm kháng) gần như không thay đổi trong thời gian T_s . Bằng cách đóng mở các trạng thái làm việc ($U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$) và hai trạng thái không (U_7, U_8) trong một chu kỳ T_s , ta có thể thay đổi được điện áp ra của nghịch lưu, đồng thời không những không làm tăng các thành phần sóng điều hòa bậc cao mà còn có thể làm giảm chúng.

Việc đóng mở các vectơ chuẩn và vectơ U_7, U_8 với tần số f_s sẽ tạo ra các vectơ trung gian dịch chuyển trong mặt phẳng pha với góc bằng $60^\circ/n$ ($n = T/(6T_s)$). Giả sử nghịch lưu cần phải tạo ra một giá trị điện áp nào đó trong các pha ứng với vectơ U^* (hình 5.23).

U^* sẽ được phân tích thành hai vectơ U'_1, U'_2 mà hướng của chúng trùng với hướng của hai vectơ U_1 và U_2 :

$$U^* = U'_1 + U'_2 \quad (5.41)$$



Hình 5.23. Vectơ chuẩn

Như vậy vectơ U^* được xác định dựa vào hai vectơ cơ bản U_1 và U_2

Nếu chia chu kỳ T_s ra những khoảng thời gian sao cho $t_1 + t_2 + t_0 = T_s$.

t_0 - thời gian mà điện áp ra của nghịch lưu bằng không (ứng với U_7 và U_8);

t_1 - thời gian làm việc của vectơ $\overline{U'_1}$;

t_2 - thời gian làm việc của vectơ $\overline{U'_2}$.

$$\overline{U'_1} = U_1 \frac{t_1}{T_s} \quad (5.42)$$

$$\overline{U'_2} = U_2 \frac{t_2}{T_s} \quad (5.43)$$

Tương tự như vậy, vị trí của vectơ U^* nằm trong góc nào (I, II, III, IV, V, VI) của mặt phẳng phụ tải sẽ được xác định bởi hai vectơ chuyển mạch cơ bản tạo thành giới hạn của góc đó.

$$\text{Trong góc I : } \overline{U^*} = U_1 \frac{t_1}{T_s} + U_2 \frac{t_1}{T_s} + t_0$$

$$\text{Trong góc II : } \overline{U^*} = U_2 \frac{t_1}{T_s} + U_3 \frac{t_2}{T_s} + t_0$$

$$\text{Trong góc III: } \overline{U^*} = U_3 \frac{t_1}{T_s} + U_4 \frac{t_2}{T_s} + t_0$$

$$\text{Trong góc IV: } \overline{U^*} = U_4 \frac{t_1}{T_s} + U_5 \frac{t_2}{T_s} + t_0$$

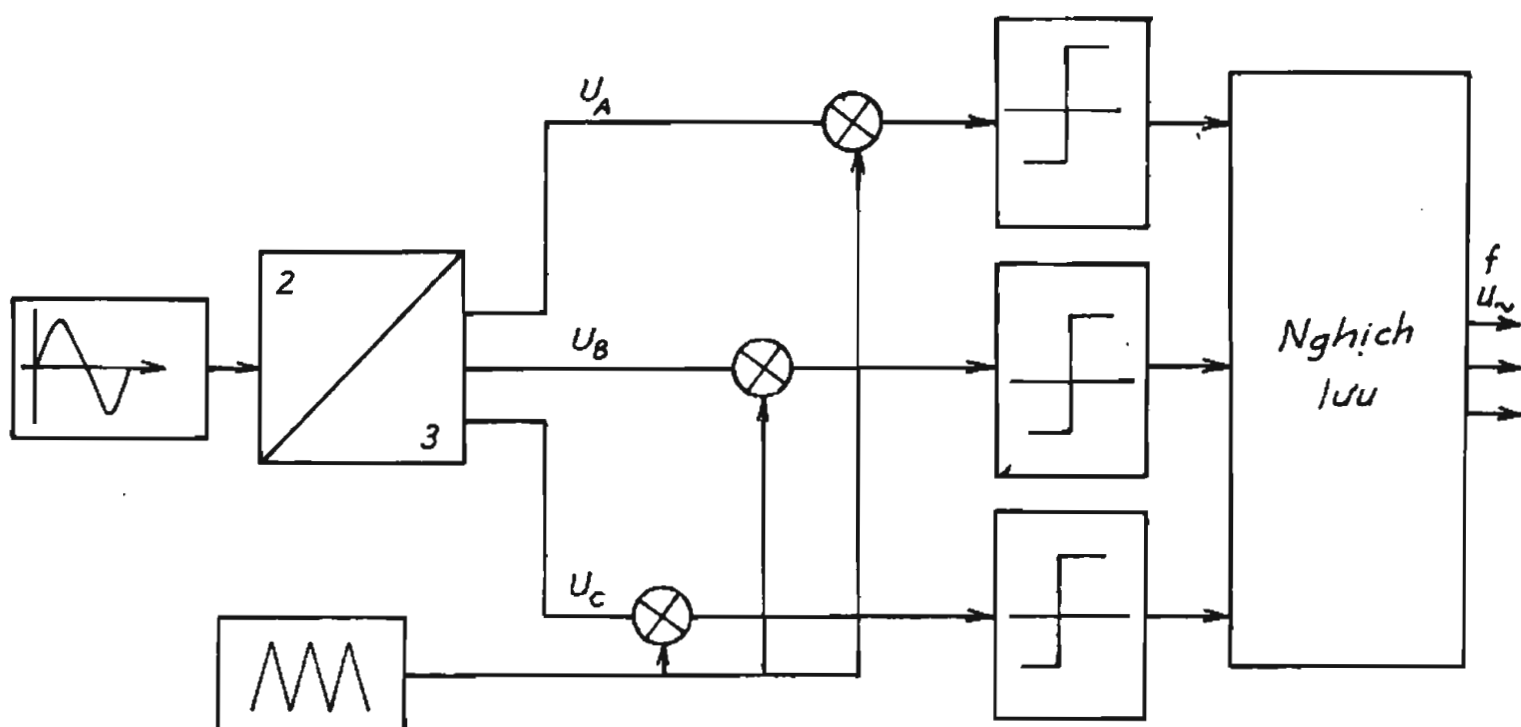
$$\text{Trong góc V : } \overline{U^*} = U_5 \frac{t_1}{T_s} + U_6 \frac{t_2}{T_s} + t_0$$

$$\text{Trong góc VI: } \overline{U^*} = U_6 \frac{t_1}{T_s} + U_1 \frac{t_2}{T_s} + t_0$$

Như vậy cũng giống như vectơ không gian (U_s), vectơ chuyển mạch (U^*) cũng quay trong mặt phẳng phụ tải. Giá trị và vị trí của nó sẽ xác định giá trị điện áp ra, dạng điện áp và thành phần sóng hài cơ bản của điện áp nghịch lưu. Nhưng vectơ chuyển mạch khác với vectơ không gian ở chỗ nó là vectơ quay với các góc gián đoạn, và vectơ chuyển mạch còn đồng thời cho biết trạng thái dẫn điện của các van động lực cơ bản quy đổi về 6 trạng thái cơ bản.

Ưu điểm cơ bản của phương pháp điều chế vectơ đối với các phương pháp PWM kinh điển là ở chỗ không cần các bộ điều chế riêng biệt cho từng pha (hình 5.24) và các bộ PWM kinh điển cần phải tạo ra hệ thống điện áp ba pha đối xứng (bộ biến đổi điện áp ba pha). Vectơ U^* là vectơ tổng quát được tính đồng thời cho cả ba pha và vectơ này được dựa vào 6 vectơ cơ bản (lệch nhau một góc 60°), đảm bảo các xung điều khiển đưa vào nghịch lưu là hệ thống ba pha đối xứng.

Bản chất của PWM là ở chỗ các xung điều khiển được tạo ra (hình 5.25a, b) bằng cách so sánh tín hiệu răng cưa (U_{RC}) với tín hiệu chủ đạo (U_s). Nếu xung răng cưa U_{RC} là xung tam giác (hình 5.25c) thì các xung điều khiển sẽ là xung đối xứng giảm được một số thành phần sóng hài bậc cao.



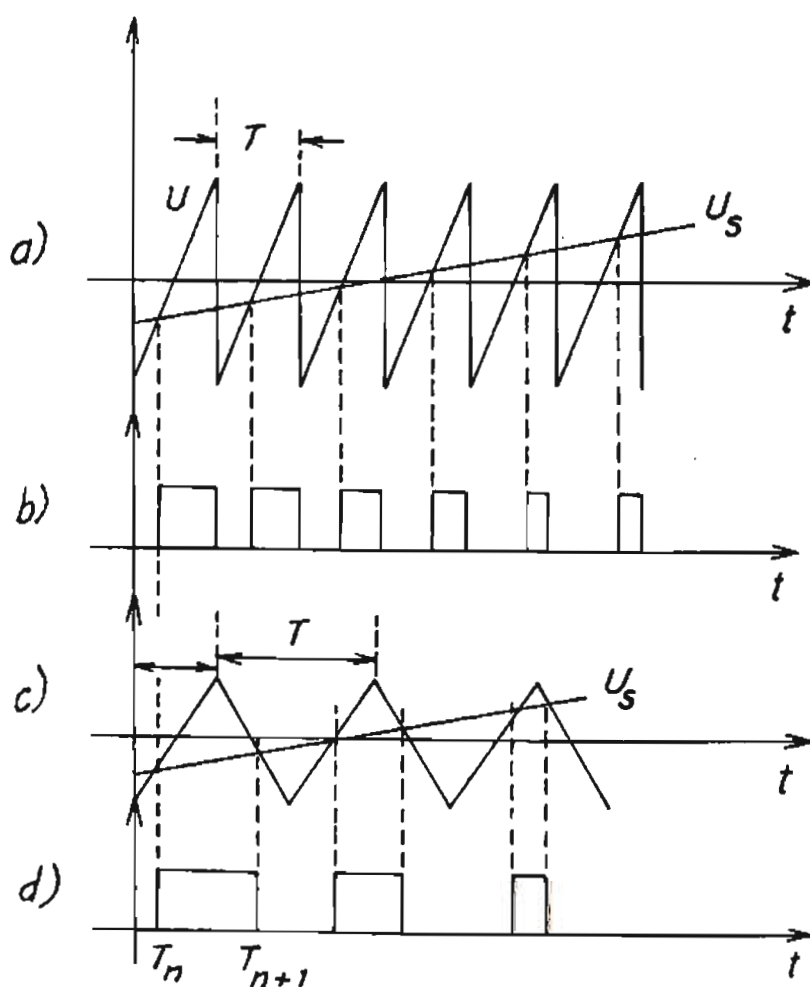
Hình 5.24. Sơ đồ cấu trúc của hệ điều khiển nghịch lưu áp ba pha PWM kinh điển

Một điều cần chú ý là phương pháp điều chế vectơ sử dụng kỹ thuật số nên tín hiệu răng cưa U_{RC} và tín hiệu chủ đạo liên tục ($U_{s(A)}$) được thay thế bằng tín hiệu số: $U_{RC(D)}$ và $U_{s(D)}$ (hình 5.26). Do tần số chuyển mạch lớn hơn nhiều so với tần số của nghịch lưu nên giá trị $U_{s(D)}$ là không đổi trong một chu kỳ T_s .

Chu kỳ T_s gồm hai chu kỳ phụ: $T_s = 2T_0$. Theo đồ thị ở hình 5.27, các giá trị T_1 và T_2 được xác định như sau:

$$T_1 = \frac{1}{2}T_0[1 + U_s(t_s)] \quad (5.45)$$

$$T_2 = \frac{1}{2}T_0[1 - U_s(t_s)] \quad (5.46)$$



Hình 5.25. Điều chế độ rộng xung

T_1 và T_2 là thời điểm bắt đầu và kết thúc thời gian tạo xung. Như vậy nếu tần số chuyển mạch là $2f_s$, ta sẽ có:

$$2f_s(t_1 U_1 + t_2 U_2) = U^* \quad (5.47)$$

$$t_0 = \frac{1}{2f_s} - t_1 - t_2 \quad (5.48)$$

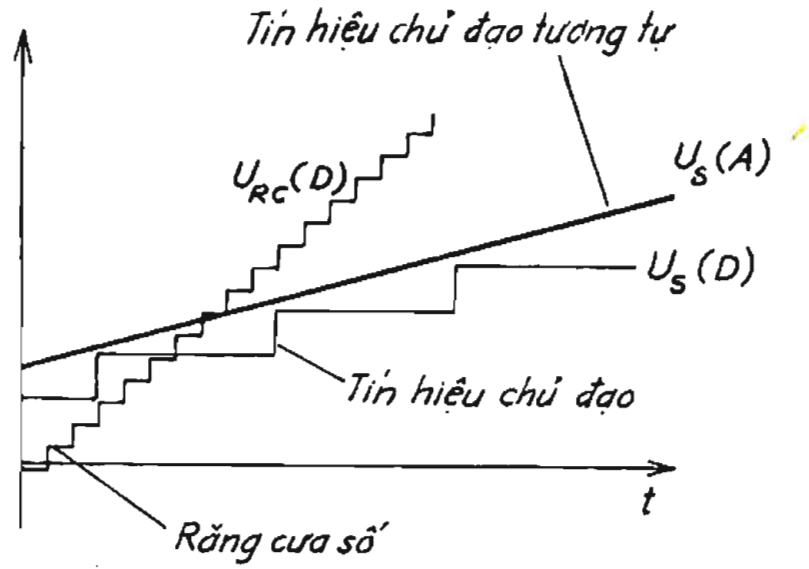
(xem hình 5.28).

U_1 và U_2 là hai vectơ chuyển mạch cơ bản. Từ các phương trình (5.47), (5.48) giải ra ta tìm được:

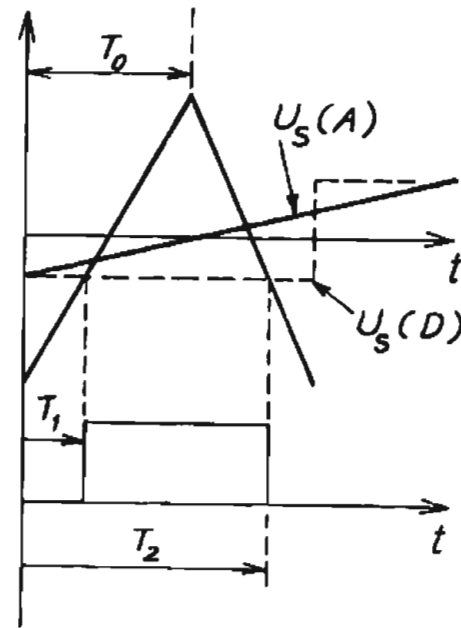
$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \frac{1}{2f_s} U^*(t_s) \frac{3}{\pi} \left(\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha \right) \\ t_2 &= \frac{1}{2f_s} U^*(t_s) \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin \alpha \\ t_0 &= \frac{1}{2f_s} - t_1 - t_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.49)$$

Góc α là góc lệch giữa U^* và U_1 . Vectơ U^* được tạo ra trên cơ sở hệ phương trình (5.38) và (5.39) sẽ được tách ra thành ba thành phần U_1 , U_2 , U_0 . Dựa vào ba thành phần này để tính t_1 , t_2 , t_0 là các khoảng thời gian tương ứng với các vectơ cơ bản U_1 , U_2 , U_3 , U_4 , U_5 , U_6 , U_6 , U_6 . Hay nói cách khác, các thời gian đó chính là thời gian dẫn điện của các van động lực trong nghịch lưu.

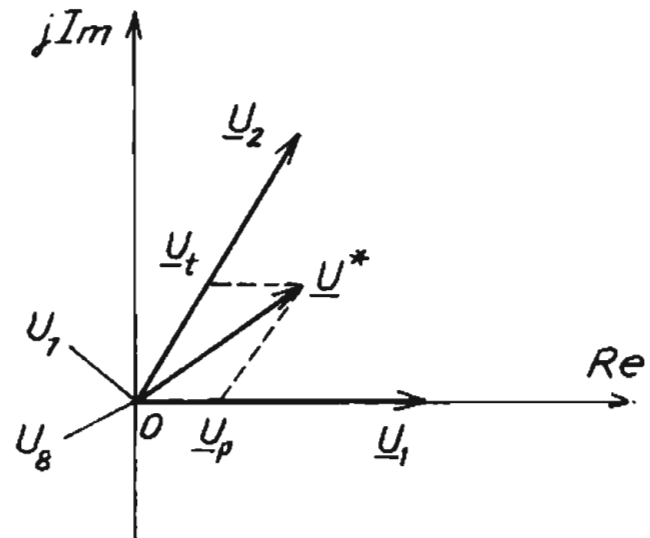
Sơ đồ cấu trúc của phương pháp điều chế vectơ PWM2 được mô tả trên hình 5.27. Tín hiệu chủ đạo U^* được lấy mẫu với chu kỳ chuyển mạch bằng $1/2f_s$. Thông qua



Hình 5.26. So sánh số

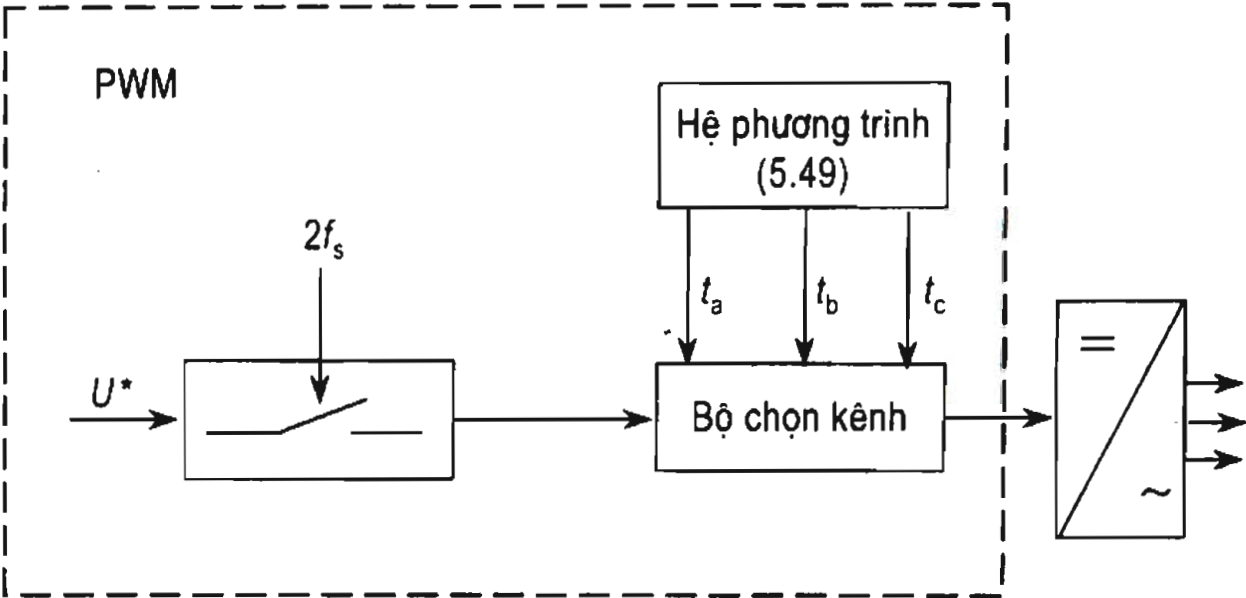


Hình 5.27. Chu kỳ chuyển mạch số



Hình 5.28. Vectơ điều chế

bộ tính toán (vi xử lý) ta tính được các khoảng thời gian t_1, t_2, t_0 . Các giá trị này qua bộ chọn van động lực, bộ khuếch đại và bộ trễ sẽ được tạo thành xung điều khiển để đóng mở các van động lực của nghịch lưu.



Hình 5.29. Sơ đồ cấu trúc điều chế vectơ

Như vậy độ rộng của xung điều khiển PWM kinh điển được thực hiện nhờ phần cứng thì đối với PWM vectơ lại được tính toán thông qua kỹ thuật xử lý tín hiệu số.

Chương 6

HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI

6.1. KHÁI QUÁT VÀ PHÂN LOẠI

6.1.1. Chức năng và cấu trúc của hệ thống điều khiển bộ biến đổi

Chức năng của hệ thống điều khiển bộ biến đổi là biến đổi tín hiệu điều khiển thành xung điều khiển tương ứng với góc mở của tiristo (α).

Bộ biến đổi gồm hai phần: mạch động lực và mạch điều khiển. Mạch động lực chứa các phần tử van điều khiển như tiristo, GTO, tranzito công suất lớn...

Các van động lực này chỉ có thể hoạt động được nếu hệ thống điều khiển tạo ra những xung điều khiển tương ứng với những thời điểm thích hợp.

Về cơ bản hệ thống điều khiển bao gồm hai phần chính:

- Phần chứa thông tin về quy luật điều khiển. Phần này thực hiện các chức năng khác nhau tùy thuộc vào cấu trúc của bộ biến đổi cũng như lĩnh vực sử dụng;
- Phần năng lượng tạo ra tín hiệu đủ công suất để đóng mở được các van động lực.

Phân loại: Thông thường các bộ biến đổi có thể chia thành hai nhóm:

- Bộ biến đổi phụ thuộc;
- Bộ biến đổi độc lập.

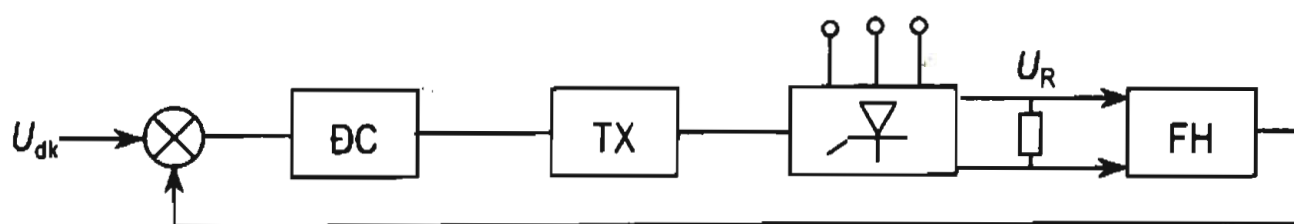
Do đó người ta cũng chia hệ điều khiển ra làm hai loại:

- Hệ điều khiển bộ biến đổi phụ thuộc (dùng cho chỉnh lưu và bộ biến đổi xung áp xoay chiều).
- Hệ điều khiển bộ biến đổi độc lập (dùng cho nghịch lưu độc lập và bộ biến đổi xung áp một chiều).

Hoặc hệ điều khiển cũng có thể được phân loại theo tín hiệu như: hệ điều khiển tương tự hoặc hệ điều khiển số.

Chúng ta sẽ lần lượt khảo cứu các hệ điều khiển nêu trên.

Cấu trúc chung của bộ biến đổi phụ thuộc được trình bày trên hình 6.1.



Hình 6.1. Sơ đồ cấu trúc bộ biến đổi phụ thuộc

Tín hiệu điều khiển ở đầu vào là tín hiệu áp (U_{dk}) hoặc mã số. Tín hiệu điều khiển đặt vào bộ điều chế (ĐC) hay còn gọi là bộ dịch pha, chức năng của nó là tạo ra các tín hiệu điều khiển ở những thời điểm nhất định cho từng van cụ thể. Hay nói cách khác, bộ ĐC biến đổi tín hiệu điều khiển thành các đơn vị biến thiên theo thời gian (góc α). Thời điểm mở van còn phải phù hợp với pha của điện áp lưới đặt lên tiristo, nên bộ điều chế còn phải chứa cả thông tin về pha của điện áp đặt lên, tức là thực hiện chức năng đồng bộ. Chức năng của bộ điều chế có thể được mô tả bởi phương trình đặc tính pha:

$$\alpha = f(U_{dk})$$

Phương trình cho ta thấy việc tạo ra góc α thực tế là bộ biến đổi xung: tín hiệu liên tục U_{dk} được biến đổi thành xung điều khiển (α) và hàm $f(U_{dk})$ là hàm gián đoạn, vì trong một chu kỳ điện áp lưới mỗi van chỉ có thể được mở một lần.

Khâu tạo xung (TX) thực chất là bộ khuếch đại xung đầu ra (driver), có nhiệm vụ tạo ra tín hiệu đưa lên cực điều khiển của tiristo. Tín hiệu này có biên độ, công suất và độ rộng đủ để mở tiristo.

Ngoài hai khâu chủ yếu trên bộ, điều khiển có thể chứa thêm khâu hiệu chỉnh. Khâu này thực hiện các chức năng biến đổi tín hiệu áp thành dòng hay ngược lại, hoặc biến đổi tín hiệu điều khiển thành mã số, tổng hợp các tín hiệu điều khiển, thực hiện các chức năng bảo vệ, dừng máy...

Hệ thống điều khiển có thể còn có khâu phản hồi (FH), thông tin về điện áp hoặc dòng điện ở đầu ra sẽ được đưa vào đầu vào của hệ điều khiển dưới dạng phản hồi âm), để tạo ra các nguồn dòng hay nguồn áp theo yêu cầu đặt ra. Khâu quan trọng nhất của hệ thống điều khiển là khâu điều chế (hoặc bộ dịch pha).

6.1.2. Phương pháp xây dựng bộ điều chế

Bộ điều chế là bộ biến đổi tín hiệu điều khiển $U_{đk}$ thành góc điều khiển α được tính từ thời điểm chuyển mạch tự nhiên của van động lực. Để xác định được góc α cần phải biết thông tin về pha của điện áp đặt lên van động lực. Tức là bộ điều khiển phải tạo ra xung đồng pha với điện áp đặt lên van động lực. Bộ điều chế kiểu như vậy gọi là bộ điều chế đồng bộ. Thông thường trong những hệ điều khiển không có phản hồi, người ta hay dùng các bộ điều chế đồng bộ. Các bộ điều chế đồng bộ sẽ tạo ra các đặc tính điều chỉnh khác nhau tùy thuộc vào nguyên lý điều khiển.

6.1.2.1. Nguyên lý điều khiển dọc

Bộ điều khiển kiểu này có sơ đồ cấu trúc như ở hình 6.2, gồm bộ tạo xung răng cưa hoặc còn gọi là điện áp tựa (U_{RC}) và bộ so sánh (SS), tín hiệu đồng bộ ($U_{đk}$) sẽ đồng bộ quá trình làm việc của máy phát xung răng cưa. Xung răng cưa (U_{RC}) sẽ được so sánh với tín hiệu điều khiển trong bộ so sánh.

Tại thời điểm $U_{RC} = U_{đk}$, bộ so sánh sẽ tạo ra một xung mà vị trí của nó trên trục thời gian sẽ phụ thuộc vào giá trị của tín hiệu điều khiển (hình 6.3a).

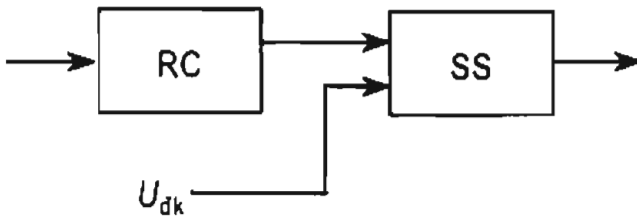
Đặc tính pha của bộ điều chế phụ thuộc vào dạng điện áp tựa. Nếu điện áp tựa có dạng hàm số cosin:

$$U_{RC}(t) = U_m \cos \omega t$$

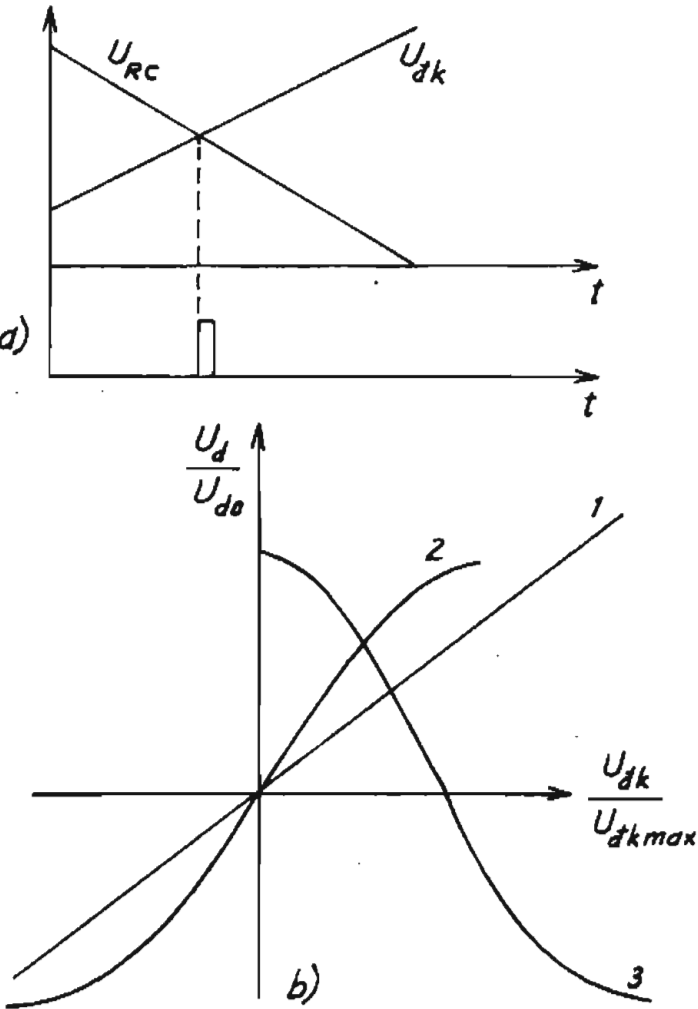
Chọn $\omega t = 0$ là thời điểm chuyển mạch tự nhiên, thì khi $\omega t = \alpha$ ta có: $U_m \cos \alpha = U_{đk}$.

Suy ra $\alpha = \arccos \frac{U_{đk}}{U_m}$ (6.1)

Mặt khác đối với chỉnh lưu điều khiển,



Hình 6.2. Bộ điều chế



Hình 6.3. Đặc tính điều chỉnh của chỉnh lưu

điện áp ra của chỉnh lưu được tính theo công thức sau:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha \tag{6.2}$$

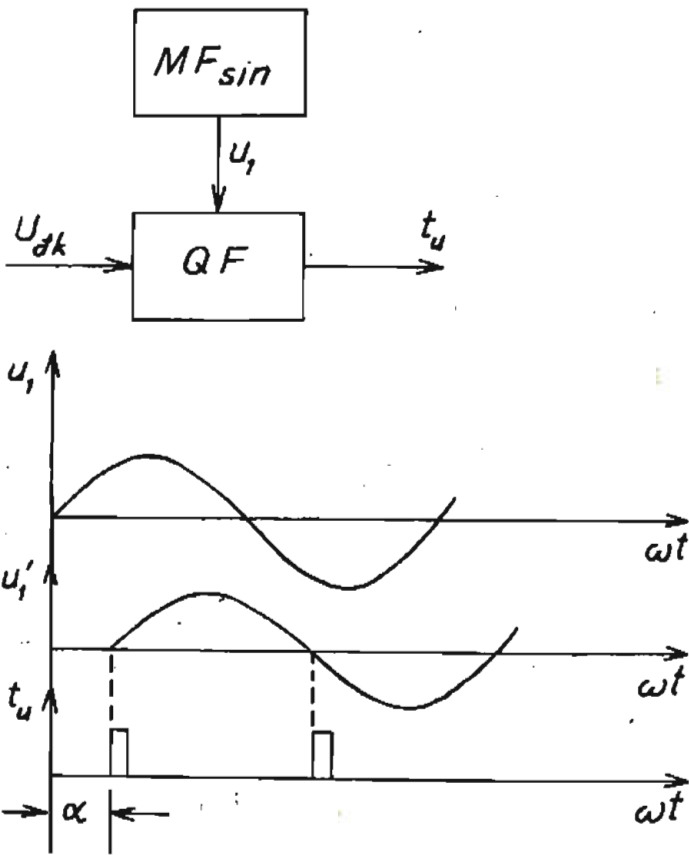
Đặt biểu thức (6.1) vào (6.2) ta được:

$$U_d = \frac{U_{d0}}{U_m} U_{dk} \tag{6.3}$$

Như vậy đặc tính điều chỉnh $U_d = f(U_{dk})$ của bộ chỉnh lưu là hàm tuyến tính (đường 1 hình 6.3b).

6.1.2.2. Nguyên lý điều khiển dịch pha

Một dạng điều khiển theo nguyên tắc khác là người ta dùng bộ quay pha để thay đổi pha của điện áp hình sin được tạo ra bởi máy phát tín hiệu sin (MF sin). Khi thay đổi U_{dk} , góc pha của tín hiệu xoay chiều sẽ bị thay đổi và chậm pha so với tín hiệu ban đầu một góc là α và tại thời điểm khi điện áp xoay chiều đi qua điểm xung, sẽ tạo ra xung điều khiển T_u . Do bộ quay pha rất nhạy cảm với dạng điện áp và tần số, nên phương pháp này ít được sử dụng.



Hình 6.4. Hệ thống điều khiển dịch pha

Trong số các phương pháp kể trên, nguyên lý điều khiển dọc đảm bảo độ tác động nhanh cao nhất, nên phương pháp này được sử dụng khá phổ biến.

6.1.2.3. Đặc tính của bộ điều chỉnh

Để tạo ra điện áp tựa hàm số cosin, người ta thường lọc điện áp lưới, dịch pha một góc 90°. Tuy nhiên nếu điện áp lưới có chất lượng kém (chứa nhiều sóng điều hoà bậc cao) thì bộ điều chế có thể hoạt động không chính xác. Trong những trường hợp này người ta sử dụng điện áp răng cưa tuyến tính được đồng bộ từ lưới điện, và thông thường thời điểm tạo điện áp răng cưa trùng với thời điểm chuyển mạch tự nhiên.

Nếu điện áp răng cưa giảm dần (hình 6.5a).

$$U_{RC}(t) = U_m \left(1 - \frac{\omega}{\pi} t \right) \quad (6.4)$$

$$\alpha = \pi - \pi \frac{U_{dk}}{U_m}$$

Thời điểm t_0 ứng với thời điểm chuyển mạch tự nhiên và giá trị $U_{dk}(t_0)$ sẽ được biến đổi thành khoảng thời gian α ứng với đường cong tích phân đi qua điểm 0:

$$\alpha = f[U_{dk}(t_0)]$$

có độ dài bằng $2\pi/m$. Với $m = 2$:

$$\alpha = 0 - \pi,$$

nếu $m = 3$ thì $\alpha_{\max} = 2\pi/3$.

Lúc này đặc tính pha $\alpha = f(U_{dk})$ là hàm tuyến tính, nhưng đặc tính điều chỉnh (đường 2) $U_d = f(U_{dk})$ là đường phi tuyến. Nếu điện áp răng cưa tăng dần (hình 6.5b):

$$U_{RC}(t) = U_m \frac{\omega}{\pi} t \quad (6.5)$$

$$\text{Đặc tính pha: } \alpha = \pi \frac{U_{dk}}{U_m}$$

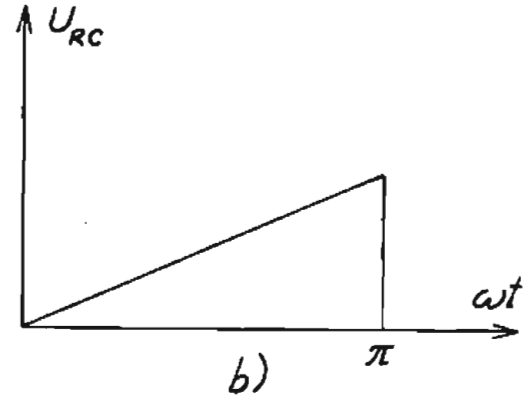
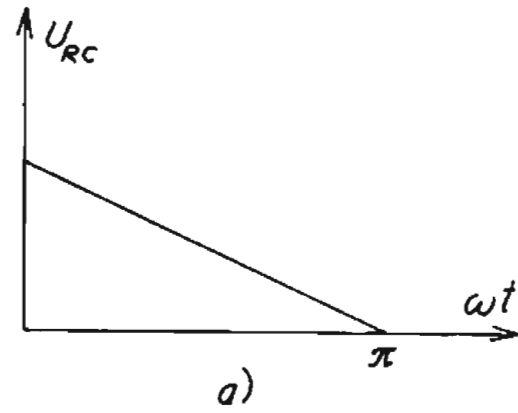
Đặc tính điều chỉnh sẽ tương ứng với đường 3 trên hình 6.3.

Nguyên lý điều khiển dịch pha (hình 6.6) được mô tả bởi phương trình:

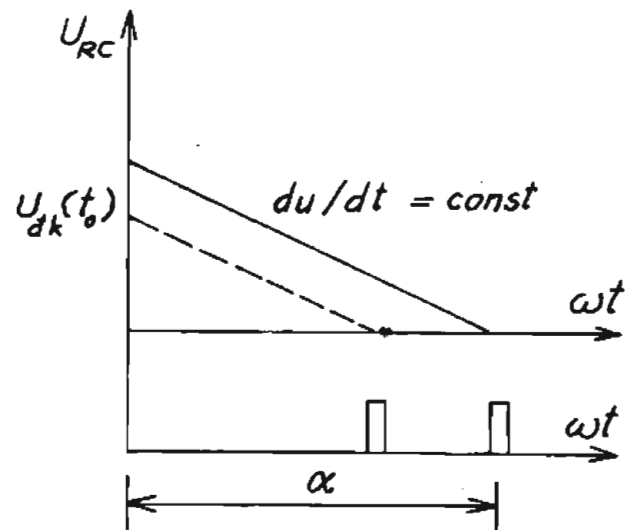
$$\frac{1}{\omega T} \int_{t_0}^{\omega t} U_{dk} d\omega t = U_0$$

$$U_{dk} \frac{t}{T} = U_0 \quad (6.6)$$

Và với $m = 6$ (hoặc sơ đồ cầu): $\alpha = 0 - 2\pi/6$. Để tăng phạm vi điều chỉnh người ta phải dùng giải pháp phân vùng mà dễ dàng thực hiện trong kỹ thuật số hơn so với kỹ thuật tương tự (kỹ thuật này sẽ được đề cập đến trong phần điều khiển số).



Hình 6.5. Điện áp răng cưa



Hình 6.6. Phương pháp điều dịch pha

6.1.3. Phân loại hệ điều khiển

Tuỳ thuộc vào số lượng của bộ điều chế mà người ta phân ra hệ điều khiển nhiều kênh và hệ điều khiển một kênh.

6.1.3.1. Hệ điều khiển nhiều kênh

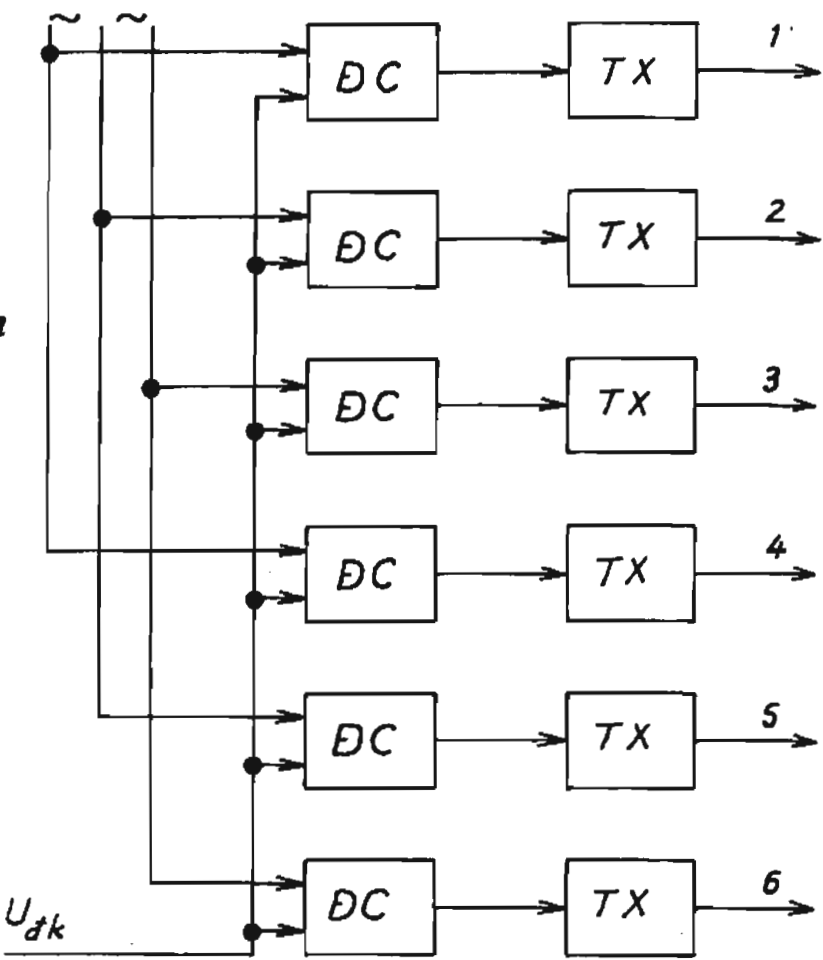
Để điều khiển từng tiristo, người ta tạo ra từng kênh riêng biệt ứng với từng bộ điều chế (ĐC) riêng biệt. Ví dụ như trong các sơ đồ 6 pha (hay sơ đồ cầu), người ta tạo ra 6 kênh điều khiển riêng rẽ (hình 6.7).

Ưu điểm cơ bản của hệ thống nhiều kênh là dễ dàng đạt được phạm vi điều chỉnh góc $\alpha = 0 \div 180^\circ$, với sơ đồ hết sức đơn giản. Tuy nhiên bất cứ sự mất đối xứng nào đó (do điện áp đồng bộ, do hiện tượng trôi các tham số) sẽ ngay lập tức dẫn đến mất đối xứng góc điều khiển α và làm tăng các sóng điều hoà bậc cao trong điện áp chỉnh lưu.

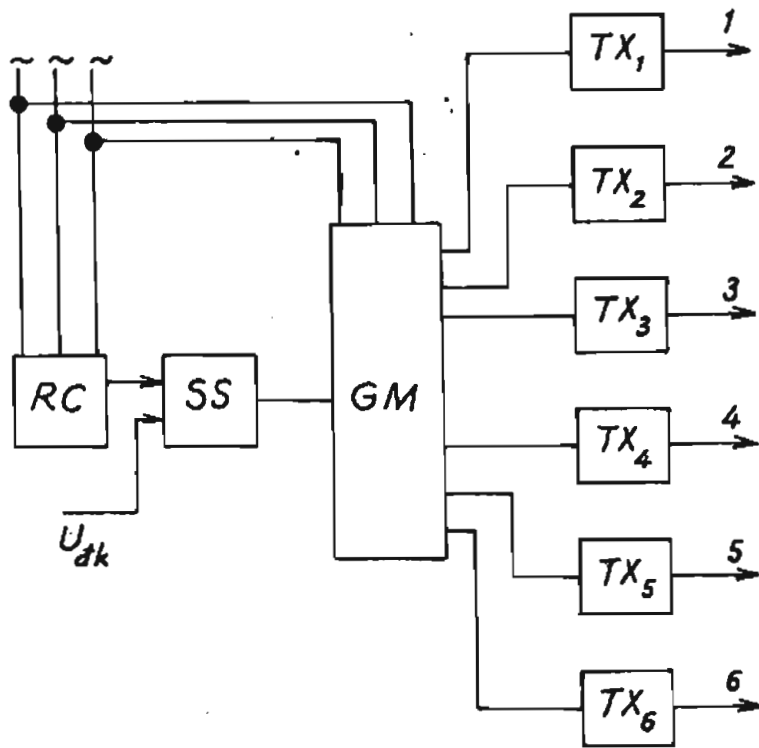
Nguyên nhân gây mất đối xứng chủ yếu do bộ lọc điện áp răng cưa gây ra, nhất là những bộ răng cưa có dạng hàm cosin. Để khắc phục hiện tượng này đòi hỏi những giải pháp kỹ thuật phức tạp.

6.1.3.2. Hệ điều khiển một kênh

Nhược điểm của hệ điều khiển nhiều kênh có thể được khắc phục



Hình 6.7. Hệ điều khiển nhiều kênh



Hình 6.8. Hệ điều khiển một kênh

bằng hệ điều khiển một kênh (hình 6.8). Trong hệ điều khiển này người ta chỉ dùng một bộ điều chế duy nhất cho tất cả các tiristo. Xung từ bộ điều chế sẽ thông qua bộ giải mã (GM) để phân phối vào từng bộ tạo xung cho từng tiristo riêng biệt.

Hạn chế cơ bản của hệ thống này là dải điều chỉnh hẹp ($\alpha = 2\pi/m$), vì rằng cửa là duy nhất cho tất cả các kênh.

6.1.4. Bộ điều chế không đồng bộ

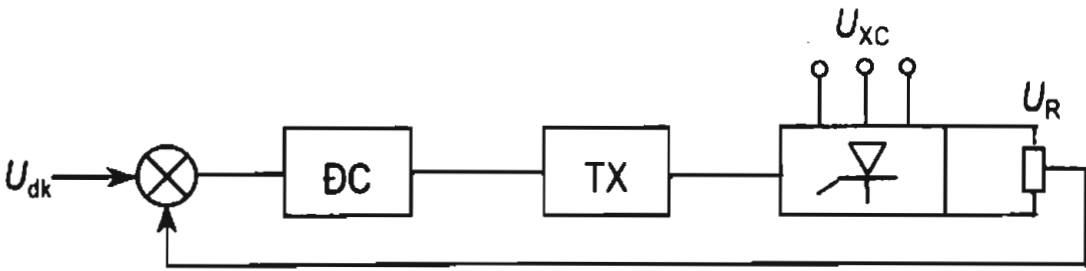
Trong bộ điều chế này không cần thiết tín hiệu đồng bộ (hình 6.9), do đó cần có mạch phản hồi tỷ lệ với điện áp ra hoặc dòng ra của bộ biến đổi. Bộ điều chế sẽ hoạt động theo nguyên tắc tủy động. Tín hiệu điều khiển được tạo ra ở những thời điểm mà giá trị trung bình của điện áp ra giữa hai thời điểm chuyển mạch bằng giá trị trung bình của tín hiệu điều khiển trong khoảng đó.

Phương trình mô tả nguyên lý đó như sau:

$$\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} U_{dk} dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} k \cdot U_{ra} dt$$

t_1 và t_2 là những thời điểm chuyển mạch liên nhau.

Như vậy giá trị trung bình của điện áp ra luôn bám theo tín hiệu điều khiển (U_{dk}), tức là đặc tính điều chỉnh $U_d = f(U_{dk})$ là hàm tuyến tính.



Hình 6.9. Bộ điều chế không đồng bộ

6.2. MỘT SỐ MẠCH THÔNG DỤNG TRONG HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI PHỤ THUỘC

Mục 6.1 đã mô tả cách xây dựng nguyên lý điều khiển. Bây giờ chúng ta sẽ khảo sát cụ thể một số khác.

6.2.1. Mạch tạo tín hiệu đồng bộ

a) Dùng chỉnh lưu một pha hai nửa chu kỳ có điểm trung tính (D_1, D_2) để tạo ra điện áp chỉnh lưu $U_{(1)}$ (hình 6.10).

- Điện áp $U_{(1)}$ được so sánh với U_0 để tạo ra các tín hiệu tương ứng với thời điểm mà điện áp nguồn đi qua điểm không.

- U_0 càng nhỏ thì xung $U_{(2)}$ càng hẹp và phạm vi điều chỉnh càng lớn.

Nếu chọn $\alpha_{max} = 175^\circ$ thì:

$$U_0 = \sqrt{2} U_2 \sin 5^\circ \quad (6.7)$$

Phương trình (6.7) là cơ sở để tính phân áp R_1 và R_2 .

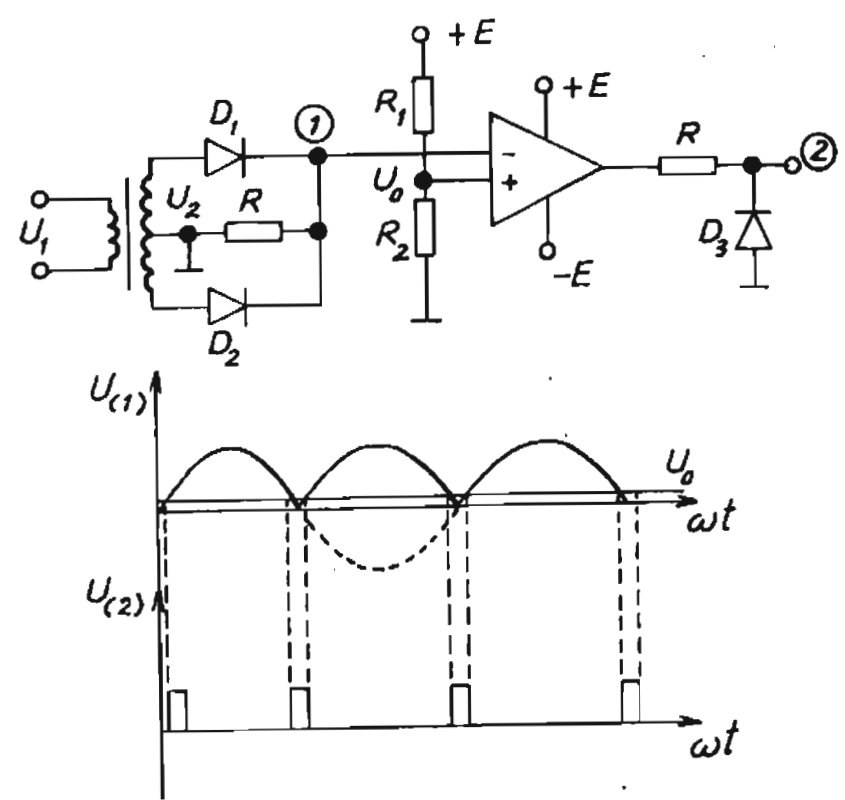
b) Dùng một nguồn không đối xứng cho khuếch đại thuật toán. Nếu trong mạch điều khiển cần tiết kiệm nguồn nuôi có thể dùng mạch như ở hình 6.11. Tín hiệu xoay chiều $U_{(1)}$ sau khi đi qua khâu so sánh bằng khuếch đại thuật toán sẽ cho xung vuông góc U_2 , sau đó U_2 được đưa vào khâu cộng modul 2 ($= 1$) và mạch trễ R_2C_2 để tạo ra một xung đồng bộ ứng với điểm $U_{(1)}$ đi qua điểm 0.

Độ rộng $T_x = RC \ln 2$ là cơ sở để chọn R_2, L_2 .

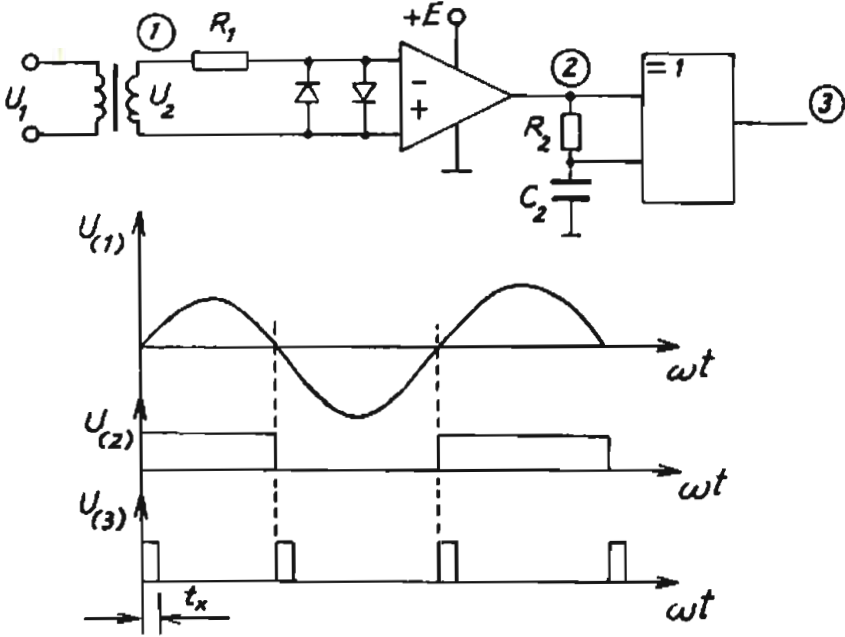
6.2.2. Mạch tạo điện áp tựa (điện áp răng cưa)

6.2.2.1. Mạch tạo xung răng cưa tuyến tính dùng tranzito

Bóng T_1 dùng để làm nguồn dòng nạp cho tụ C, nhờ cách mắc theo sơ đồ bazơ chung nên dòng I_C rất ổn định. Khi T_2 bị khoá, tụ C sẽ được nạp điện bởi dòng $I_C = \text{const}$ và tăng tuyến tính. Khi đưa xung vào mở T_2 , T_2 mở và tụ C sẽ phóng điện qua T_2 (hình 6.12a):



Hình 6.10. Mạch đồng bộ dùng khuếch đại thuật toán

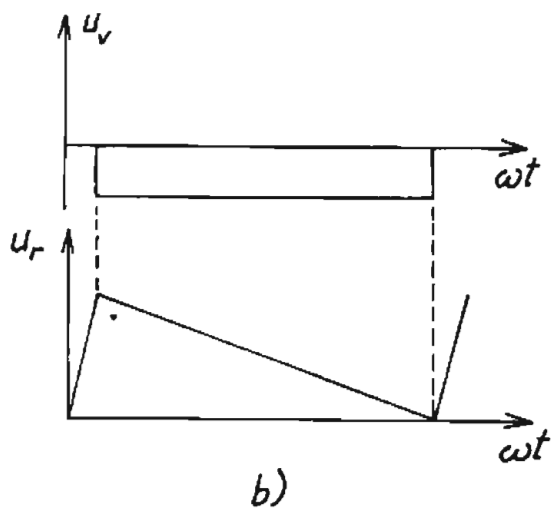
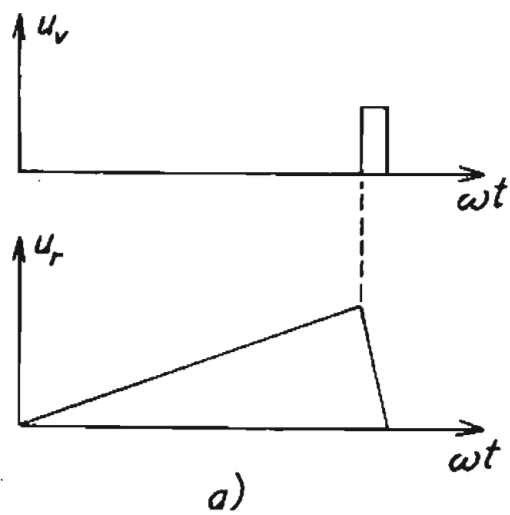
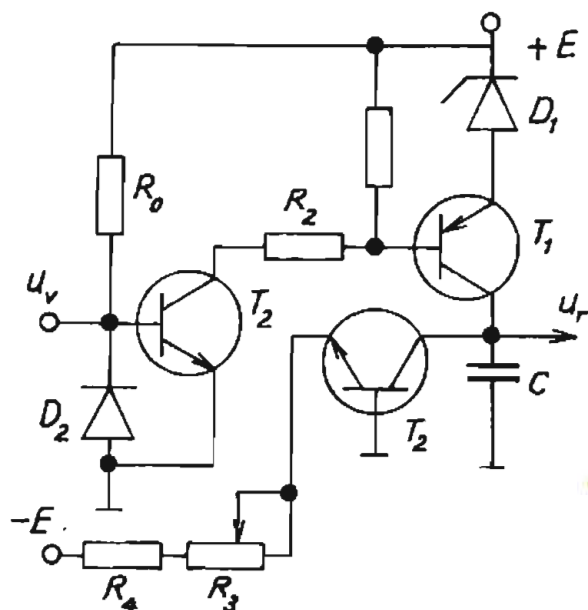
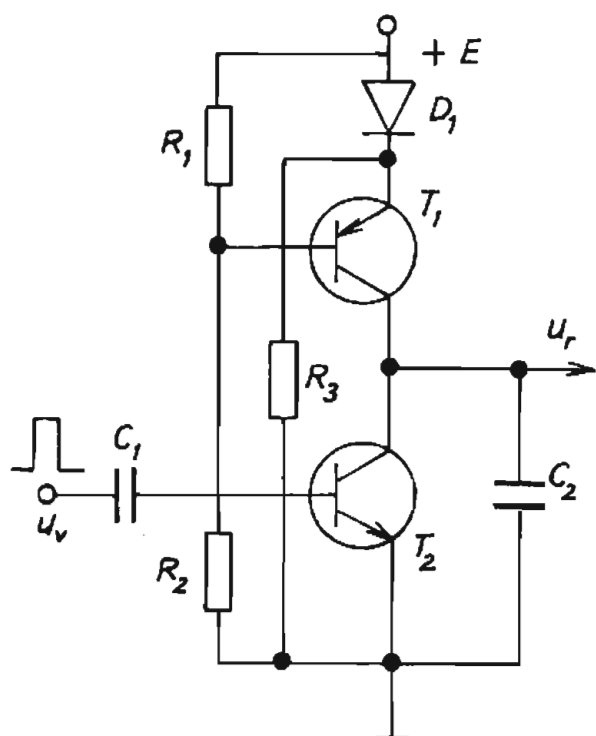


Hình 6.11. Mạch đồng bộ dùng nguồn không đối xứng

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_C dt = \frac{I_C}{C} t \quad (6.8)$$

Các điện trở R_1, R_2, R_E được chọn sao cho bóng làm việc ở chế độ A.

Muốn tạo điện áp răng cưa dốc xuống thì dòng phóng của tụ phải được duy trì không đổi nhờ bóng T_3 làm việc ở chế độ A (hình 6.12b). Điốt ổn áp D_1 dùng để hạn chế giá trị điện áp trên tụ C ($U_{C \max} = E - U_{D1}$).



Hình 6.12. Mạch tạo răng cưa tuyến tính

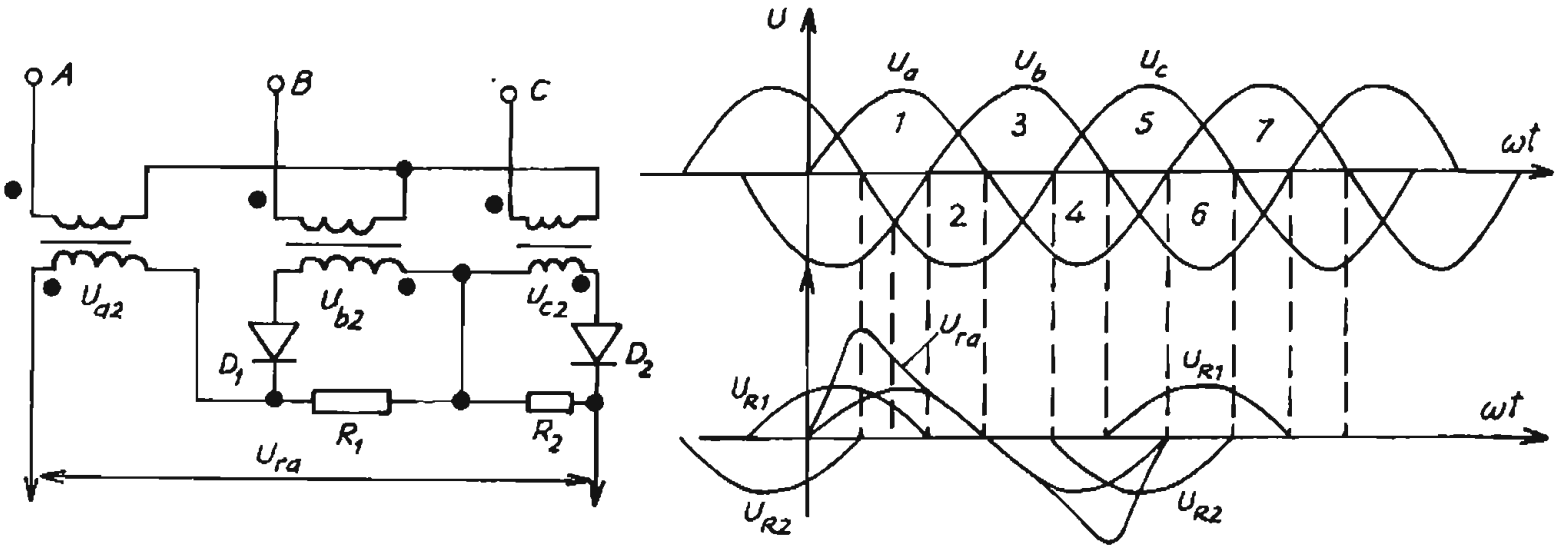
a) Dốc lên; b) Dốc xuống

6.2.2.2. Mạch tạo điện áp tựa bằng cách cộng điện áp nguồn

Sơ đồ nguyên lý được thể hiện trên hình 6.13a và đồ thị của nó trên hình 6.13b. Điện áp của pha A được cộng với hai nửa điện áp khác lệch nhau một

góc 60" (U_{b2} vượt trước U_{a2} 60", còn U_{c2} chậm sau U_{a2} một góc 60"). Đường cong điện áp U_{ra} sẽ là đường răng cưa có dải điều chỉnh 240" và đồng bộ với điện áp đặt trên tiristo.

Sơ đồ này đơn giản nhưng nhược điểm cơ bản của nó là rất nhạy cảm với điện áp lưới.



Hình 6.13a. Mạch cộng điện áp

Hình 6.13b. Đồ thị mạch cộng điện áp

6.2.2.3. Mạch tạo điện áp răng cưa dùng khuếch đại thuật toán

a) Mạch chỉ dùng khuếch đại thuật toán

Mạch tạo xung răng cưa dùng khuếch đại thuật toán (hình 6.14a) được xây dựng trên nguyên tắc sử dụng mạch tích phân. Quá trình phóng nạp của tụ được thực hiện nhờ nguồn nạp cho tụ là nguồn hai cực tính. Khi điện áp đầu vào (U_1) mang dấu dương (E), điện áp trên tụ (U_2) sẽ được nạp theo công thức như sau:

$$U_2 = U_c = \frac{-E}{R_2C} T_1 \tag{6.9}$$

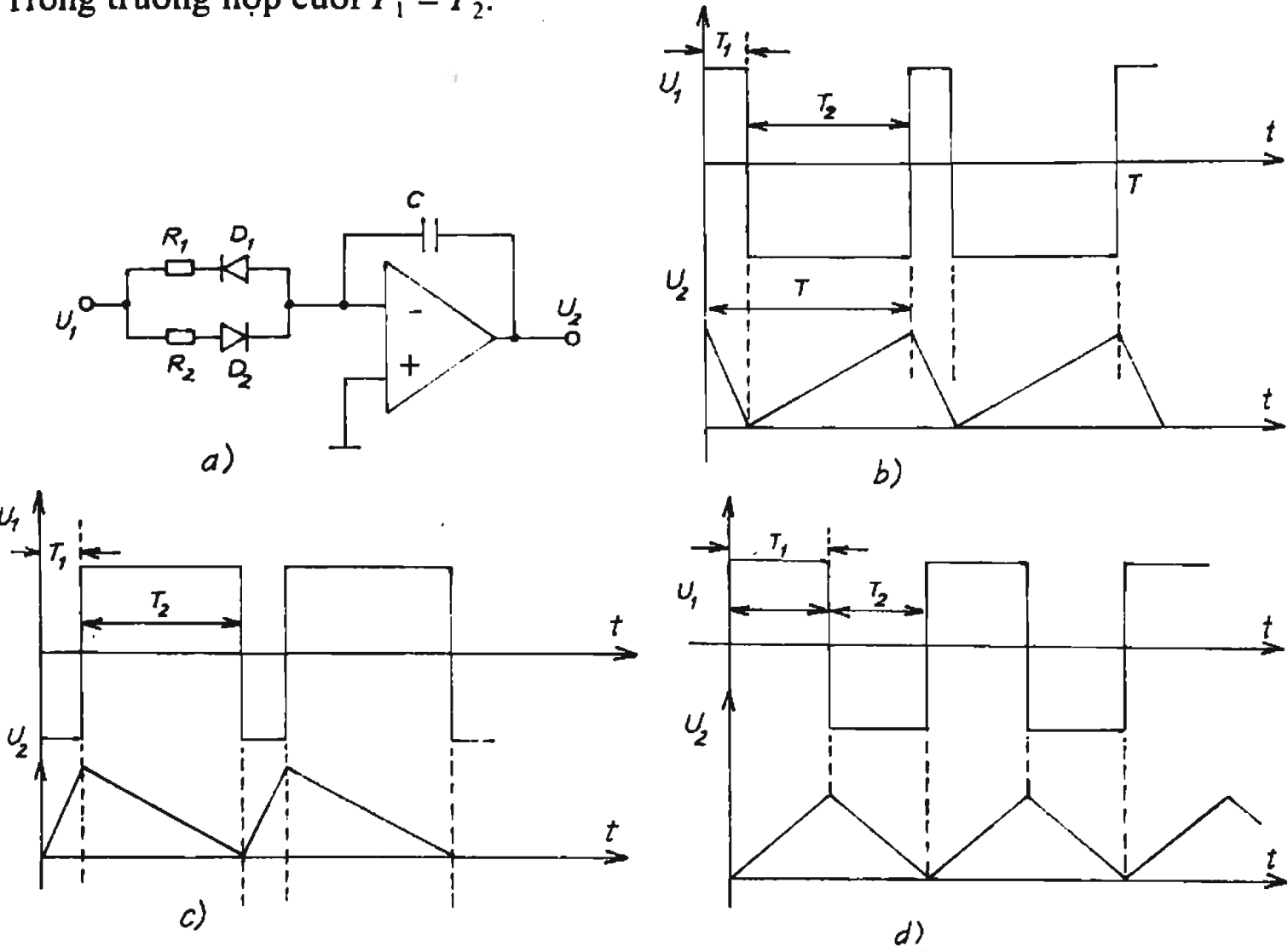
Điện áp trên tụ theo phương trình là đường tuyến tính dốc xuống phía dưới. Nếu điện áp đầu vào mang dấu âm ($-E$), điện áp ra sẽ được tính theo công thức:

$$U_2 = U_c = \frac{E}{R_2C} T_2 \tag{6.10}$$

Điện áp trên tụ lúc này là đường đi lên phía trên.

Bằng cách thay đổi thời gian phóng (T_1) và thời gian nạp (T_2) và các giá trị R_1 , R_2 một cách tương ứng, ta có thể thay đổi được dạng điện áp răng cưa: dốc

lên (hình 6.14.b), dốc xuống (hình 6.14c) hoặc xung tam giác (hình 6.14d). Trong trường hợp cuối $T_1 = T_2$.



Hình 6.14. Mạch tạo xung răng cưa chỉ dùng khuếch đại thuật toán:

a) Sơ đồ; b) Răng cưa của dốc lên; c) Răng cưa của dốc xuống; d) Răng cưa là xung tam giác

b) Mạch dùng khuếch đại thuật toán và tranzito

Nguyên lý cơ bản của nó là dùng mạch tích phân và khoá K (hình 6.15a). Khoá K được điều khiển bởi tín hiệu đồng bộ. Khi xung đồng bộ kết thúc, khoá K mở ra, tụ C sẽ được nạp điện bởi dòng

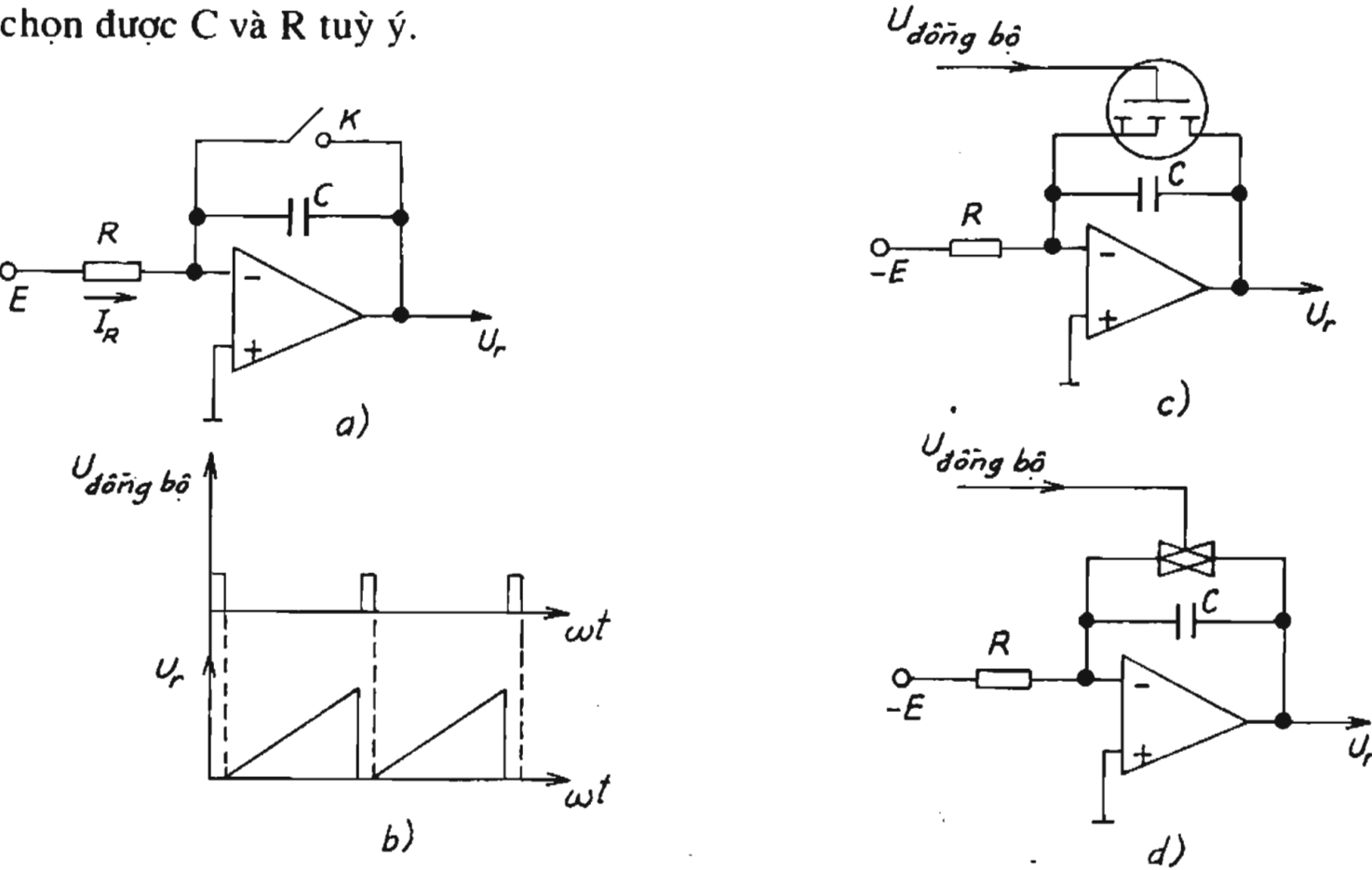
$$I_R = \frac{E}{R} = I_C = \text{const}$$

$$U_R = U_C = \frac{-1}{C} \int_0^t I_C dt = \frac{-1}{C} \int_0^t \frac{E}{R} dt = \frac{-E}{RC} t \tag{6.11}$$

Tại thời điểm t_1 , khoá K đóng lại và $U_C = 0$. Nên thay khoá K bằng bóng trường công nghệ MOS (hình 6.15c). Vì điện trở vào của bóng trường lớn nên tín hiệu đồng bộ là tín hiệu áp và nguồn đồng bộ sẽ không bị ngắn mạch qua các

mạch phụ khác. Trong trường hợp dùng bóng kên cảm ứng n thì $U_{đồng bộ} \geq U_0$, bóng sẽ mở (U_0 là điện áp ngưỡng mở của bóng trường). Hoặc có thể dùng khoá điện tử mắc song song với tụ C (hình 6.15d). Có thể dùng vi mạch 4066 thay cho khoá điện tử.

Dựa vào công thức (6.11) với E và t cho trước ($\omega.t = 180^\circ$), ta có thể lựa chọn được C và R tùy ý.

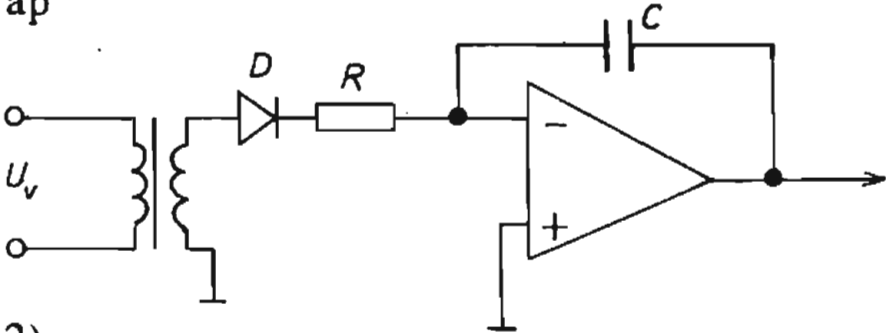


Hình 6.15. Mạch tạo răng của dùng khuếch đại thuật toán

6.2.2.4. Mạch tạo điện áp tựa là hàm cos ωt

Nếu điện áp vào là nửa điện áp sin ωt thì:

$$U_R = \frac{-1}{RC} \int_0^t U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{RC} - \frac{U_m}{RC} \cos \omega t \tag{6.12}$$



Hình 6.16. Mạch tạo hàm cosin

Ta cần đặt ở đầu ra một điện áp chuyển dịch $U_{c/d} = \frac{U_m}{RC}$ thì điện áp ra sẽ là

$$U_R = \frac{U_m}{RC} \cos \omega t, \text{ tức là điện áp tựa có dạng hàm số } \cos \omega t \text{ (hình 6.16).}$$

6.2.3. Mạch so sánh

Để so sánh các tín hiệu tương tự (analog), người ta có thể dùng tranzito hoặc khuếch đại thuật toán như ở hình 6.17. Khuếch đại thuật toán có các ưu điểm sau:

- Điện trở vào vô cùng lớn: $R_v = \infty$ (thực tế $R_v = 10^6 \div 10^9 \Omega$);
- Hệ số khuếch đại $K = \infty$ (thực tế $k = 10^6$);
- Điện trở ra $R_R = 0$ (thực tế $R_R = 00 \div 200\Omega$);
- Thời gian chuyển từ A đến B = 0, thực tế vô cùng nhỏ (đặc tính trên hình 6.17b).

Nên ngày nay mạch so sánh chủ yếu dùng khuếch đại thuật toán. Tín hiệu so sánh được mắc vào hai đầu vào của khuếch đại thuật toán (U_1 và U_2). Khi $U_1 = U_2$, khuếch đại thuật toán sẽ lật trạng thái và U_R sẽ đổi dấu (hình 6.17a). Dấu của hai tín hiệu này trùng nhau.

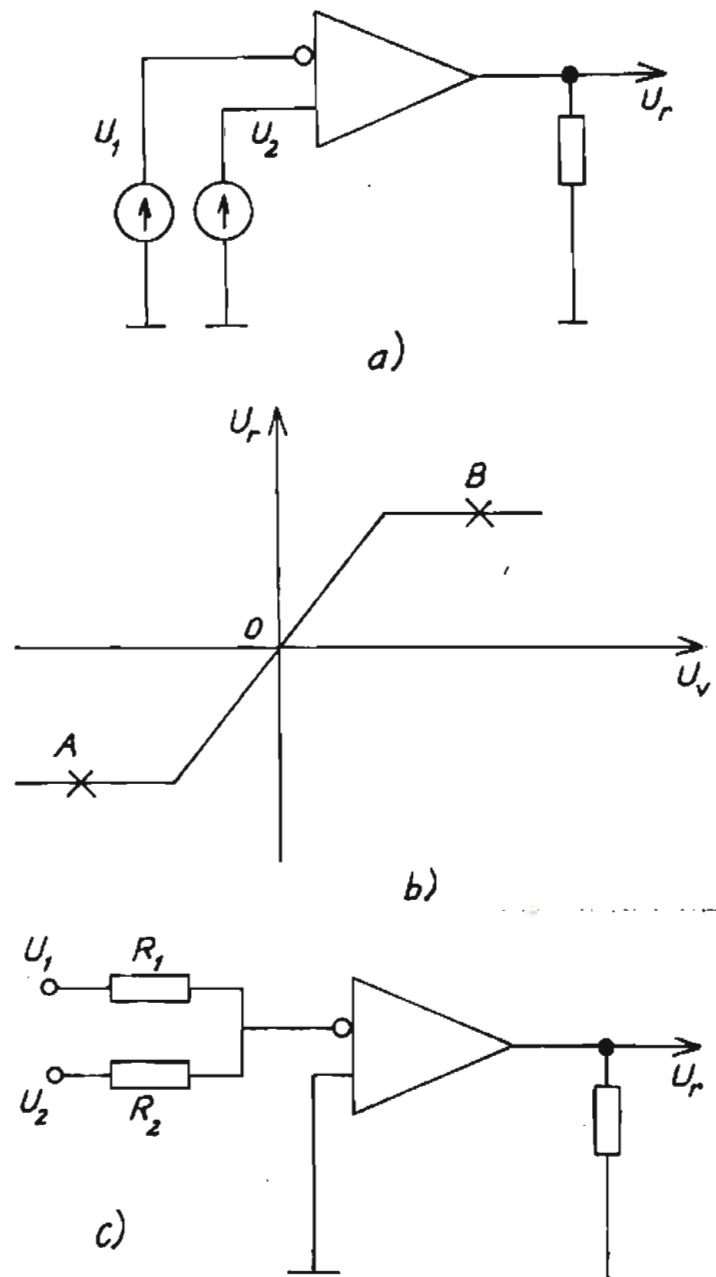
Hoặc hai tín hiệu cần so sánh có thể được đấu chung vào một đầu vào của khuếch đại thuật toán thông qua hai điện trở R_1 và R_2 (hình 6.17c). Trong trường hợp này dấu của hai tín hiệu sẽ ngược nhau.

Đầu vào còn lại của khuếch đại thuật toán được nối đất.

6.2.4. Các bộ tạo xung đầu ra

Các bộ tạo xung có nhiệm vụ tạo ra xung có dạng, độ dài và công suất đủ để mở tiristo (điều khiển tiristo) nên người ta còn gọi là các driver.

Các bộ tạo xung thường có các dạng sau:



Hình 6.17. Mạch so sánh

- Bộ tạo xung đơn là các bộ khuếch đại xung có nhiệm vụ tạo ra các xung đơn, có độ dài (I_x) ổn định;
- Bộ tạo xung có độ dài tùy ý và được trộn với xung tần số cao;
- Bộ tạo xung tạo ra các số lượng xung khác nhau tùy theo chế độ hoặc sơ đồ.

Bộ tạo xung đơn có sơ đồ đơn giản nhất, độ tin cậy cao và thường được dùng cho những mạch điều khiển đơn giản. Độ rộng của xung đủ để mở cho tiristo với độ dự trữ nào đó, tức là $T_x = k.T_{mở}$ với $T_{mở}$ là thời gian để dòng qua tiristo đạt giá trị định mức.

Bộ tạo xung có trộn xung tần số cao cho phép sử dụng các xung có độ dài lớn, nhưng vẫn đảm bảo kích thước máy biến áp xung gọn nhẹ. Bộ tạo xung kiểu này thích hợp cho những xung có độ dài $T_x > 60^\circ$ (dùng cho sơ đồ cầu chỉnh lưu ba pha). Đương nhiên giá thành của máy phát xung tần số cao phải bù được việc giảm kích thước máy biến áp xung. Dù sao thì việc tạo xung có độ dài lớn cũng gây tổn hao công suất trên cực điều khiển.

Bộ tạo xung có số lượng xung đơn tùy ý cho phép giảm được nhược điểm của bộ phát xung rộng. Bộ này hay được dùng cho bộ biến đổi ở chế độ dòng gián đoạn, và khi ta không muốn đưa xung lên cực điều khiển khi điện áp anôt âm hơn so với catôt, do đó làm tăng độ tin cậy của sơ đồ. Tuy nhiên bộ tạo xung kiểu này phức tạp và cần có cảm biến dòng, cảm biến điện áp. Nó chỉ thích hợp cho các bộ biến đổi công suất rất lớn mà giá thành của phần tử điều khiển không đáng kể so với mạch động lực.

Ngoài chức năng khuếch đại, bộ tạo xung cũng còn đảm nhiệm vai trò cách điện giữa mạch điều khiển và mạch động lực. Để thực hiện nhiệm vụ này người ta dùng biến áp xung hoặc cách ly quang học.

6.2.4.1. Biến áp xung

Biến áp xung dùng để cách ly mạch lực với mạch điều khiển và phối hợp trở kháng giữa cực điều khiển của tiristo với mạch khuếch đại đầu ra và thay đổi cực tính của xung. Yêu cầu lớn nhất đối với biến áp xung là truyền xung từ mạch điều khiển lên cực điều khiển của tiristo với độ méo ít nhất.

Giả sử người ta đặt điện áp $U_1(t)$ lên sơ cấp máy biến áp (hình 6.18), theo định luật cảm ứng từ:

$$U_1(t) = W_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (6.13)$$

W_1 - số vòng dây sơ cấp;

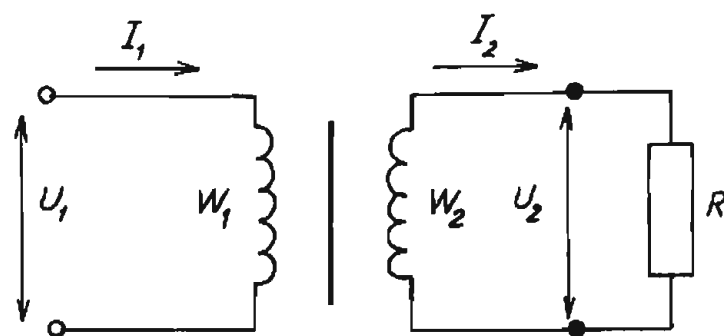
Φ - từ thông trong lõi máy biến áp xung;

W_2 - số vòng dây thứ cấp.

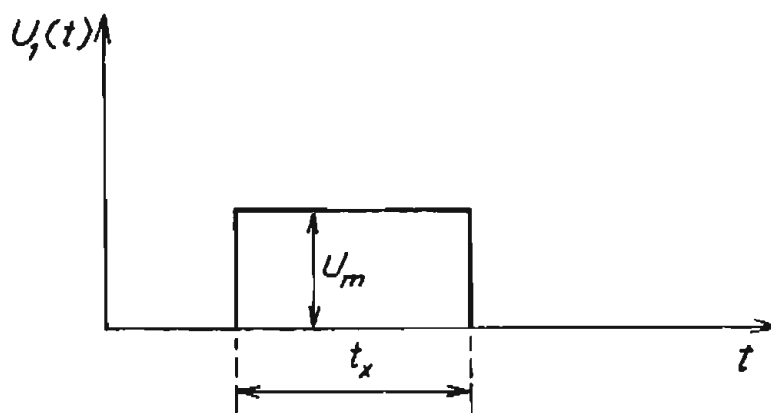
Ở đây ta bỏ qua điện trở của các cuộn dây và coi từ thông tản là rất nhỏ.

Nếu giả thiết từ thông phân bố đều trong lõi thì $\Phi = B.S$ (S là tiết diện của lõi), thay vào công thức (6.13) ta có :

$$U_1(t) = W_1 S \frac{dB}{dt} \quad (6.14)$$



a)



b)

Hình 6.18. Biến áp xung (a) và dạng xung (b)

Giả sử $U_1(t)$ là xung vuông góc có biên độ bằng U_m và độ rộng là T_x , tích phân hai vế của phương trình ta có :

$$W_1 S \int_0^{B_m} \frac{dB}{dt} dt = \int_0^{T_x} U_m dt \rightarrow B(t) = \frac{1}{W_1 S} \int_0^t U_m dt + B_0 \quad (6.15)$$

Thông thường biến áp xung truyền xung có một cực tính nên lõi thép sẽ làm việc theo đường từ hoá riêng (hình 6.19).

Khi có xung, lõi thép sẽ bị từ hoá và cảm ứng từ sẽ thay đổi từ điểm B_0 đến điểm B_m luôn ứng với thời điểm mà xung kết thúc (OA là đường từ hoá trung bình).

Sau khi xung kết thúc, cảm ứng từ lại giảm từ B_m về B_0 (đường đậm trên hình 6.19). Do đó trong công thức (6.15), giới hạn trên của tích phân là B_m và giới hạn dưới là B_0 .

Lấy tích phân hai vế:

$$W_1 S (B_m - B_0) = U_m T_x$$

$$\text{và} \quad W_1 = \frac{U_m}{\Delta B.S}, \quad \Delta B = B_m - B_0 \quad (6.16)$$

$$W_2 = \frac{W_1}{n}, \quad (n = \frac{U_1}{U_2} \text{ là hệ số máy biến áp})$$

Nếu sử dụng những biện pháp đặc biệt để đưa điểm làm việc của lõi thép về điểm C trong thời gian không có xung thì:

$$\Delta B = 2B_m$$

Thông thường người ta chế tạo thêm một cuộn dây phụ và đặt vào nó một sức từ động chuyển dịch H_{cd} có giá trị âm để đưa điểm làm việc ban đầu về điểm C (khi không có xung đặt vào sơ cấp). Biện pháp này rất hữu hiệu đối với lõi thép có mạch từ trễ gần hình vuông, tức là B_0 có giá trị gần tiệm cận với B_m .

Trong thực tế xung đi qua biến áp xung bị méo và có dao động do tự ký sinh trong biến áp xung gây ra. Để giảm dao động và độ sụt đỉnh xung, cần tăng giá trị điện cảm của biến áp xung (hình 6.20).

Điện cảm của biến áp xung đối với lõi tròn tính như sau:

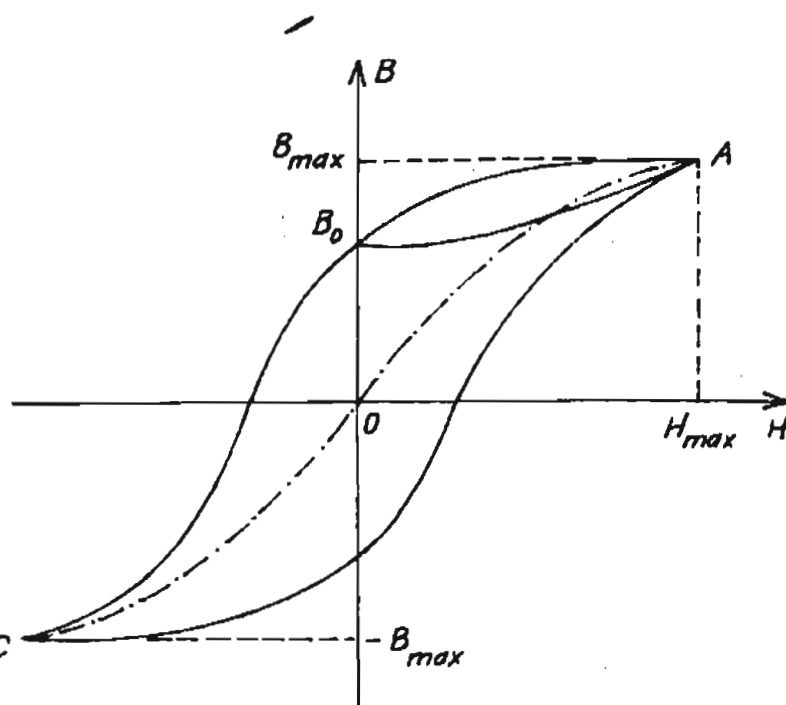
$$L = \frac{\mu \cdot \mu_0 W^2 S}{l}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Henri/m}$$

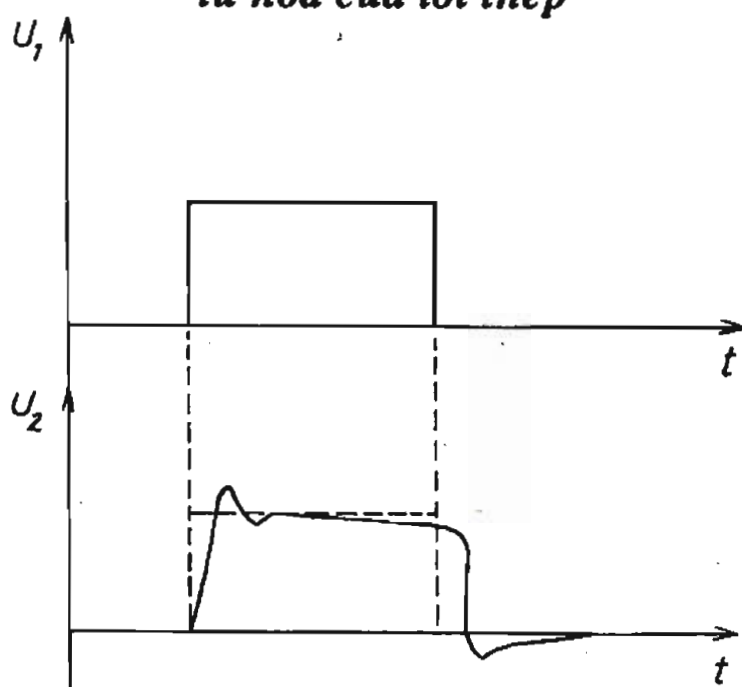
$$\mu = \frac{\Delta B}{\mu_0 \Delta H} \text{ lấy theo đường trung bình.}$$

S - tiết diện lõi; l - chiều dài mạch từ.

Nên chọn lõi ferit có độ thấm từ μ lớn, để xung có sườn trước tương đối



Hình 6.19. Đường đặc tính từ hoá của lõi thép



Hình 6.20. Đồ thị xung vào $U_1(t)$ và xung ra $U_2(t)$ của biến áp xung

dốc (xem hình 6.20).

Thể tích của lõi máy biến áp xung được tính như sau:

$$V = \frac{\mu \cdot \mu_0 \Delta x \cdot U_1 I_2 W_1^2}{\Delta B^2} \quad (6.17)$$

Δx - độ sụt đỉnh xung (%);

I_2 - dòng thứ cấp máy biến áp xung.

Dòng từ hoá lõi máy biến áp xung bằng:

$$I_\mu = \frac{U_1}{L} T_x, \quad T_x \text{ là độ rộng xung.}$$

Ví dụ tính toán máy biến áp xung

Cho: Điện áp sơ cấp: U_1

Điện áp thứ cấp: U_2

Điện trở tải: R_l

Độ rộng xung: T_x

Tần số của xung: f

Độ sụt đỉnh xung: Δx (%).

Bước 1: Chọn vật liệu máy biến áp xung

Theo đặc tính từ hoá xác định:

$$\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H}$$

ΔB và ΔH lấy theo đường từ hoá trung bình.

Bước 2: Tính thể tích lõi thép

- Tính dòng thứ cấp: $I_2 = \frac{U_2}{R_l}$
- Tính W_1 theo công thức (6.17)
- Tính thể tích lõi thép V
- Dựa vào thể tích, chọn kích thước của lõi.

Bước 3: Tính tham số sơ cấp của biến áp xung

- Tính số vòng dây sơ cấp W_1 của biến áp xung
- Tính điện cảm L theo công thức trên
- Tính dòng sơ cấp của biến áp xung:

$$I_1 = \frac{I_2}{n} + I_\mu; \quad n = \frac{U_1}{U_2}$$

Nếu I_μ nhỏ so với I_2/n thì có thể coi:

$$I_1 = \frac{I_2}{n}$$

- Tính số vòng dây W_2 của biến áp xung
- Tùy mật độ dòng (thường chọn $3 \div 4 \text{ A/mm}^2$), tính đường kính dây W_1 và W_2 .

Chú ý:

- Nếu mạch từ trễ là lõi thép kỹ thuật thì: $B_0 = 0,5$. $B_m \div 0,7$. B_m
- Nếu mạch từ trễ là lõi ferit có đặc tính gần với hình chữ nhật thì nên áp dụng phương pháp khử từ và chọn $\Delta B = 2 \cdot B_m$.

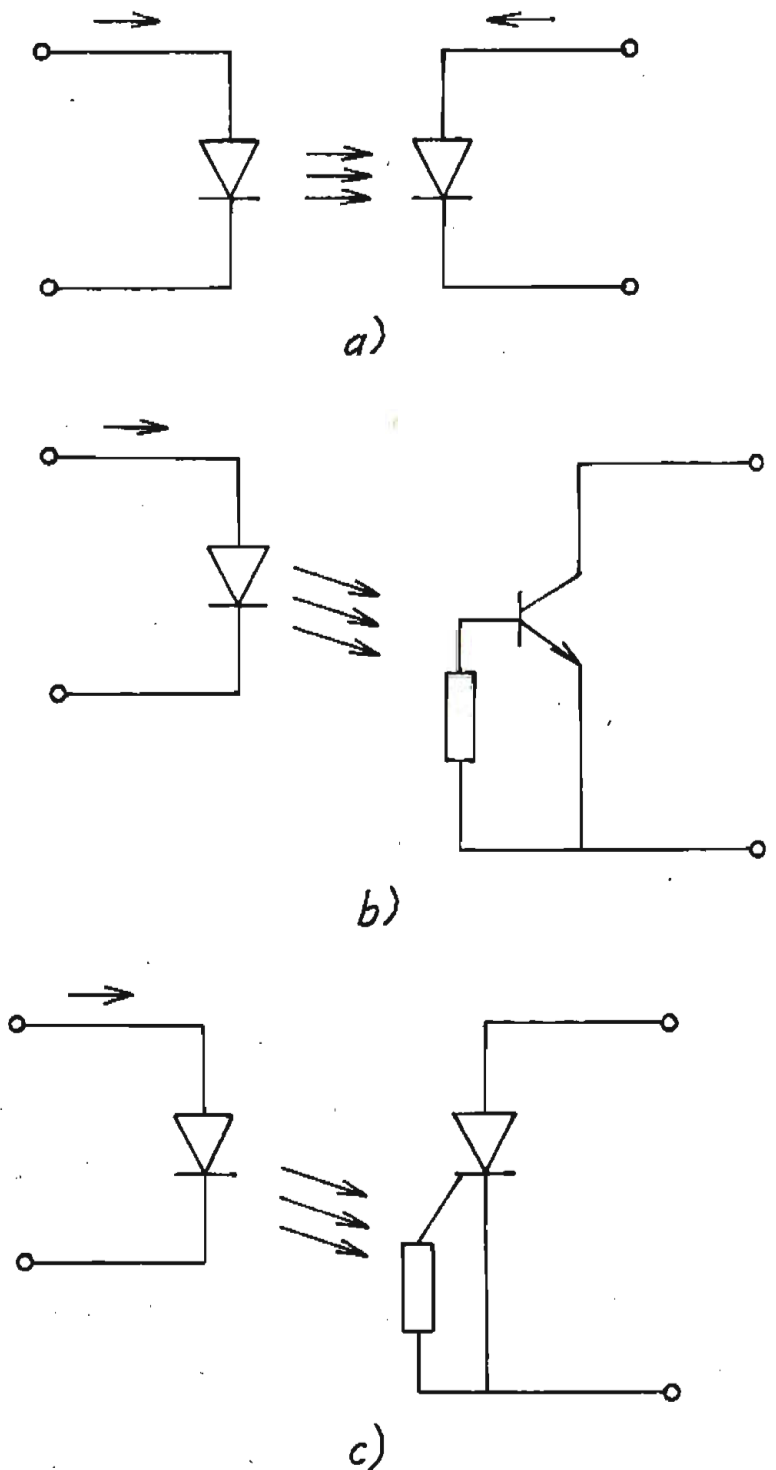
6.2.4.2. Cách ly quang học

Việc sử dụng máy biến áp xung để cách ly không những làm giảm chất lượng xung điều khiển, khó chuẩn hoá mà còn làm tăng kích thước của mạch điều khiển nói chung. Để khắc phục các nhược điểm trên, ngày nay người ta hay dùng các phần tử quang điện tử để cách ly mạch điện. Việc dùng các phần tử quang điện tử rõ ràng nâng cao chất lượng của tín hiệu không những về dạng mà còn cả về độ tác động nhanh.

Cấu trúc của một phần tử cách ly quang học gồm có một phần tử bán dẫn phát ánh sáng và một phần tử thu ánh sáng (hình 6.21).

Phần tử phát thường là các điốt quang; còn phần tử thu tín hiệu ánh sáng có thể là photodiôt (a), photo - tranzito (b) hoặc phototiristo (c).

Khi nối đầu vào với nguồn điện, điốt sẽ phát sáng và làm điện trở của



Hình 6.21. Phần tử cách ly quang học

phần tử thu ánh sáng giảm xuống. Nếu nối đầu ra với nguồn điện, ở đầu ra sẽ có dòng điện phụ thuộc vào dòng đầu vào.

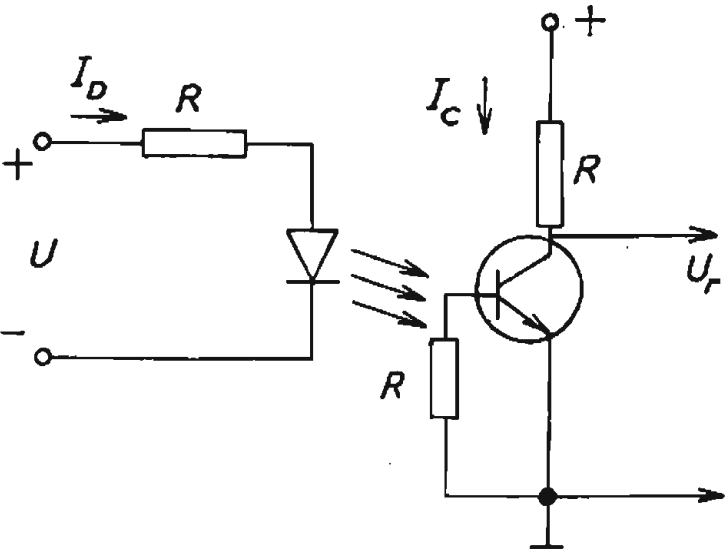
Mạch điện đầu phần tử quang điện từ được thể hiện trên hình 6.22.

Điện trở R_1 dùng để hạn chế dòng I_D , điện trở R_2 dùng để hạn chế I_{11} , R_B dùng để ổn định trạng thái ban đầu của bóng do dòng rò gây ra.

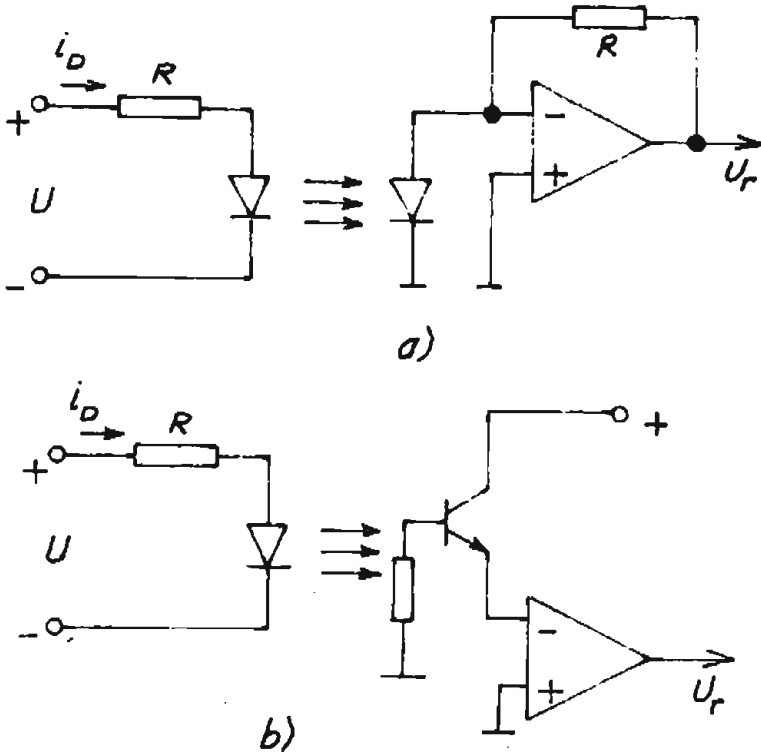
Để tăng độ nhạy của phần tử quang điện từ, người ta có thể mắc chúng thông qua khuếch đại thuật toán như các sơ đồ trên hình 6.23.

Trong trường hợp bazơ để tự do, độ nhạy của sơ đồ rất cao (hình 6.23b).

Điện trở R_1 dùng để hạn chế dòng vào $E_1/R_1 < I_1$, I_1 là dòng đầu vào định mức; R_2 dùng để hạn chế dòng qua bóng, khi bóng mở hoàn toàn và R_2 được chọn theo điều kiện $E_2/R_2 < I_c$, I_c là dòng cho phép qua mạch colectơ của bóng thu.



Hình 6.22. Sơ đồ mắc phần tử quang điện từ vào mạch điện



Hình 6.23. Mạch ghép phần tử cách ly quang

6.2.4.3. Mạch tạo xung điện dùng máy phát blocking

Máy phát blocking là mạch dao động phản hồi dương được tạo ra bởi cuộn phản hồi (W_2) của máy biến áp xung. Bộ khuếch đại kiểu blocking tạo ra xung có sườn dốc chất lượng cao và bảo đảm độ cách ly giữa mạch động lực và mạch điều khiển. Sơ đồ mạch phát xung đơn kiểu blocking được mô tả trên hình 6.24.

Cuộn dây W_1 của máy biến áp xung được mắc vào colectơ của bóng, cuộn W_2 là cuộn phản hồi, còn tín hiệu ra được lấy trên cuộn W_3 (UR).

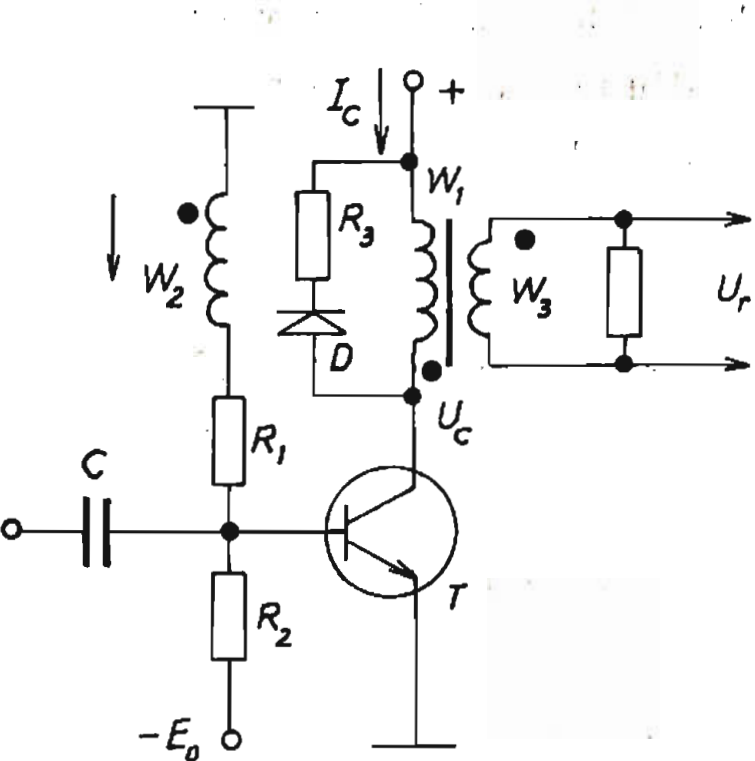
Bình thường bóng T ở trạng thái khoá do điện áp chuyển dịch $-E_0$ đặt vào bazơ thông qua điện trở R_2 .

Ở thời điểm t_0 khi có xung dương đi vào bazơ của bóng, bóng sẽ mở ra, dòng I_c sẽ tăng lên, trong các cuộn dây của máy biến áp xung sẽ xuất hiện một sức điện động cảm ứng $e = L \frac{dI_c}{dt}$. Cuộn W_2 được mắc sao cho điện áp trên cuộn W_2 có dấu dương đặt vào bazơ của bóng (phản hồi dương), kích thích bóng mở rất nhanh (quá trình này không mô tả trên đồ thị, ta giả thiết quá trình này xảy ra tức thời và coi sườn xung là thẳng đứng) và bóng sẽ chuyển sang chế độ bão hoà.

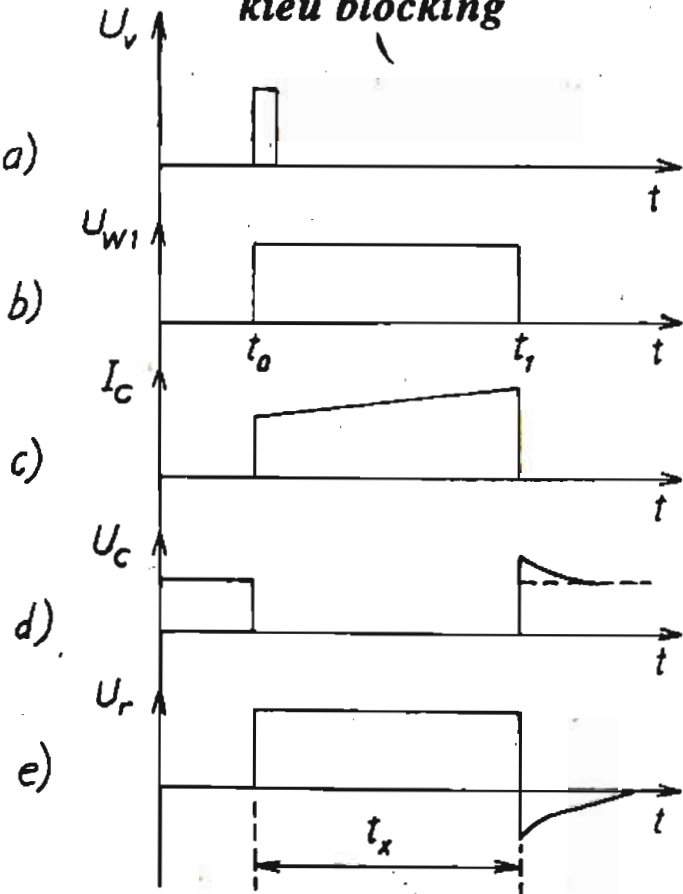
Khi bóng bão hoà, toàn bộ điện áp nguồn (E) sẽ được đặt lên W_1 và ở đầu ra sẽ có điện áp $U_R = E.W_3/W_2 = n_3.E$ (hình 6.25b) (n_3 là tỷ số giữa cuộn dây phụ tải và cuộn dây colectơ).

Điện áp trên cuộn W_2 tạo ra dòng bazơ (I_B) để giữ cho bóng ở trạng thái bão hoà $I_2 \approx I_B = U_2 \frac{W_2}{R_1} = \frac{U_k}{R_1} \cdot \frac{W_2}{W_1}$ mặc dù lúc này xung ở đầu vào đã kết thúc.

Lúc này lõi thép bắt đầu được từ hoá và dòng I_c sẽ tăng lên (hình 6.25c) (vì dòng từ hoá I_μ tăng lên), trong khi đó dòng I_B vẫn giữ không đổi, bóng sẽ chuyển từ trạng thái bão hoà sang chế độ khuếch đại. Điện áp trên bóng U_{CE} tăng lên, dẫn tới U_{W1} và U_{W2} giảm.



Hình 6.24. Mạch tạo xung kiểu blocking



Hình 6.25. Biểu đồ xung

Quá trình này cũng mang tính phản hồi dương nên xảy ra rất nhanh và cuối cùng ở thời điểm t_1 , bóng khoá hoàn toàn và ở đầu ra, sẽ có xung với độ rộng là T_x (hình 6.25e).

Tính chọn mạch tạo xung đơn

1. Chọn nguồn chuyển dịch $E_0 = 1 \div 2$ V và R_2 chọn sao cho $I_{C0}R_2 - E_0 < 0$. Ở đây I_{C0} là dòng rò (dòng nhiệt) của bóng.

Các mạch tạo xung đơn dùng cho chỉnh lưu nên chu kỳ tạo xung thường vào khoảng 10.10^{-3} s, do vậy ta không cần quan tâm đến tần số của tranzito.

2. Chọn tỷ lệ các cuộn dây và thông qua dòng tải tính được dòng colectơ:

$$I_c = I_l / n_1$$

Chọn bóng thoả mãn: $I_c < I_{c \text{ cho phép}}$ của bóng;

$$E.k < U_{\text{cho phép}} \text{ của bóng, } k \approx 1,2 \div 1,5.$$

3. Điện cảm của mạch colectơ phải thoả mãn điều kiện:

$$L_c > \frac{E.t_x}{I_c}$$

4. Công thức để tính máy biến áp xung được xác định như sau:

$$L_c = \mu_0 \cdot \mu \cdot W_1^2 S / l;$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m};$$

S - tiết diện lõi thép; l - chiều dài mạch từ; μ được xác định theo đường trung bình của mạch từ trễ.

Mạch tạo xung đơn blocking rất thích hợp để tạo xung mở cho các tiristo có dòng định mức dưới 100 A. Để mở các tiristo có công suất lớn hơn, người ta phải dùng các bộ khuếch đại nhiều tầng hoặc bộ khuếch đại công suất lớn.

6.2.4.4. Mạch khuếch đại xung đơn công suất lớn

Để tạo ra xung có công suất lớn đủ mở cho các tiristo công suất lớn, người ta dùng tiristo làm mạch khuếch đại (hình 6.26). Mạch hoạt động như sau:

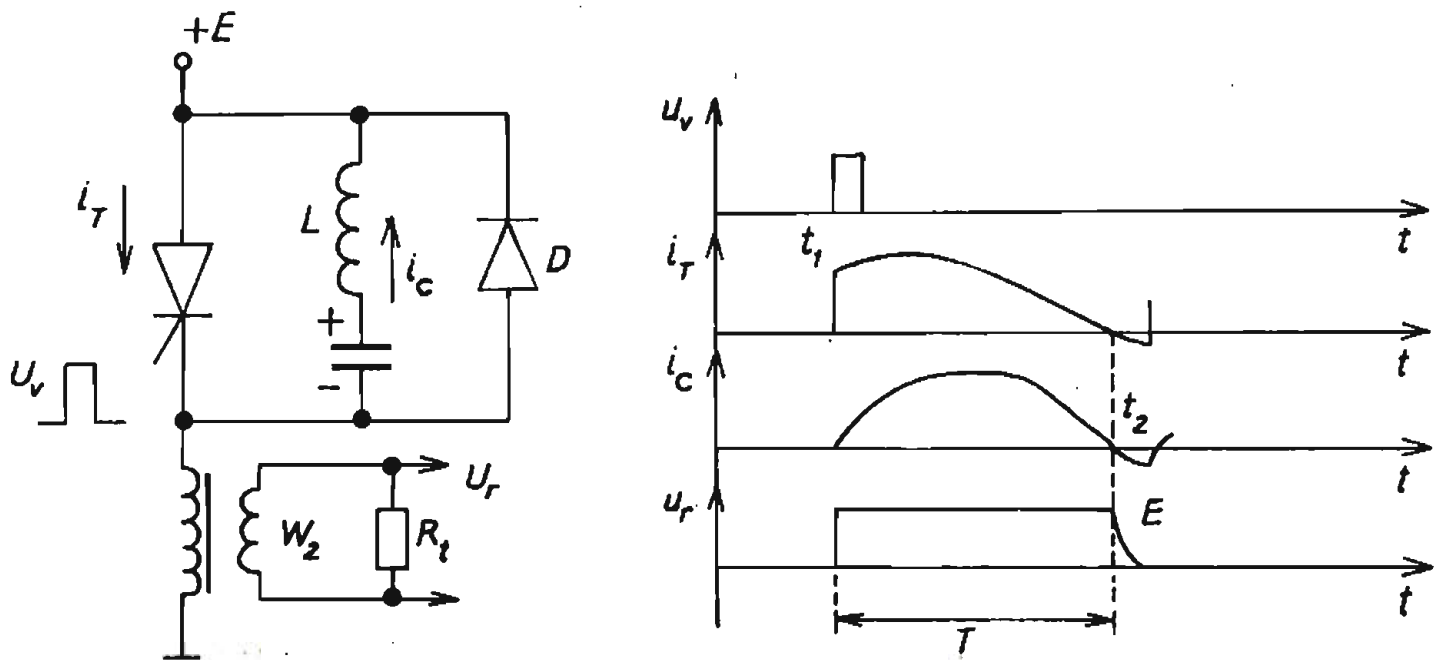
Giả sử trước đó tụ C được nạp điện với dấu như trên hình 6.26a, khi đưa xung (U_v) vào mở tiristo, tiristo sẽ mở và tạo ra một xung trên cuộn W_1 và W_2 của biến áp xung có biên độ xung bằng E và dòng bằng E/R_{W1} , R_{W1} là điện trở phụ tải quy đổi về sơ cấp máy biến áp xung. Đồng thời sẽ xuất hiện dòng I_c

phóng qua tiristo. Dòng này có dạng hình sin và biên độ bằng E/P , ($P = \sqrt{\frac{L}{C}}$ là điện trở sóng của mạch dao động LC). Tại thời điểm t_2 dòng I_c đổi dấu và làm tiristo bị khoá lại. Điốt D dùng để giảm quá áp trên tiristo khi tiristo khoá lại.

Các công thức tính toán như sau:

$$\begin{aligned} L &= 0,09T \cdot R_{w1} \\ C &= 0,35 \frac{T}{R_{w1}} \\ P &= \sqrt{\frac{L}{C}} \end{aligned} \tag{6.18}$$

T là độ rộng xung mà ta mong muốn.



Hình 6.26. Mạch khuếch đại công suất lớn

6.2.4.5. Bộ khuếch đại xung có độ rộng tùy ý

Để nâng cao hệ số khuếch đại cũng như công suất của xung ra, người ta thường nối kếp hai bóng theo kiểu sơ đồ Darlington (hình 6.27). Lúc này:

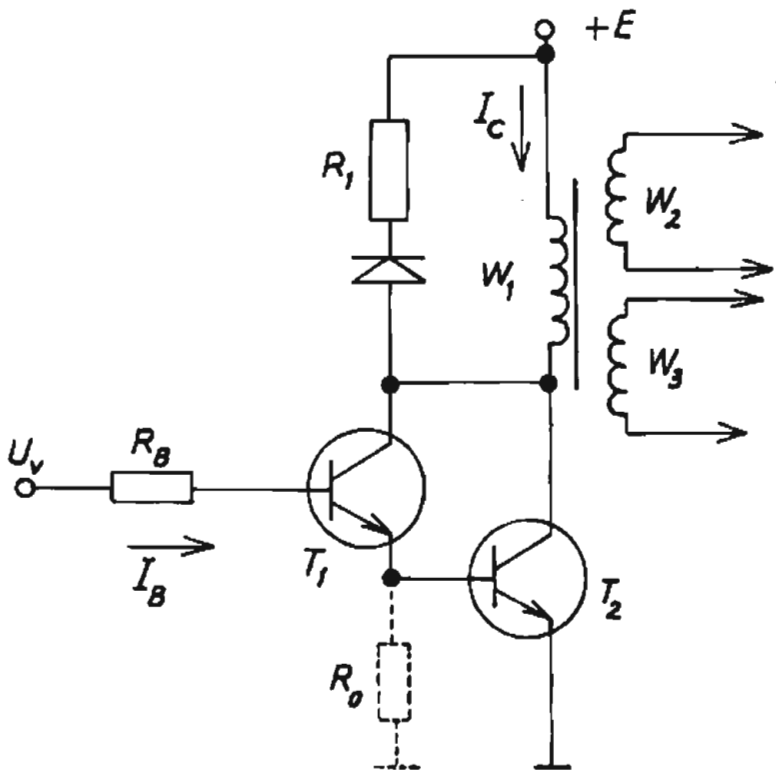
$$I_B = \frac{I_c}{\beta_1 \beta_2 \eta} \tag{6.19}$$

- β_1 - hệ số khuếch đại của bóng T_1 ;
- β_2 - hệ số khuếch đại của bóng T_2 ;
- η - hiệu suất thường lấy xấp xỉ 0,7.

Người ta thường chọn bóng T_2 có công suất lớn thoả mãn với công suất của xung ra, còn bóng T_1 làm nhiệm vụ khuếch đại dòng. Số lượng các cuộn đầu ra có thể chọn tuỳ ý phụ thuộc vào số lượng tiristo cần điều khiển. Điện trở R_B được chọn để thoả mãn điều kiện bóng T_1 và T_2 ở trạng thái bão hoà khi bóng mở:

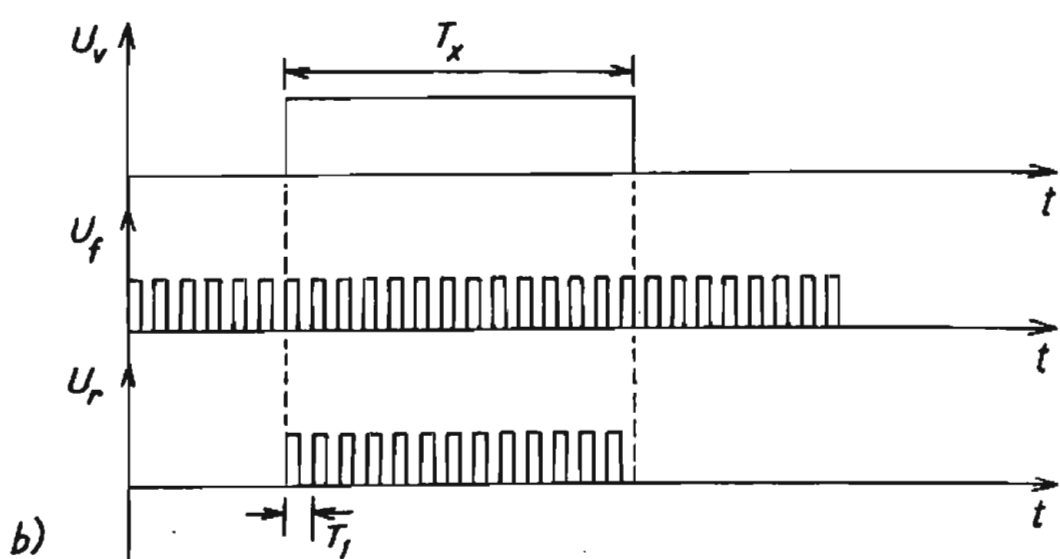
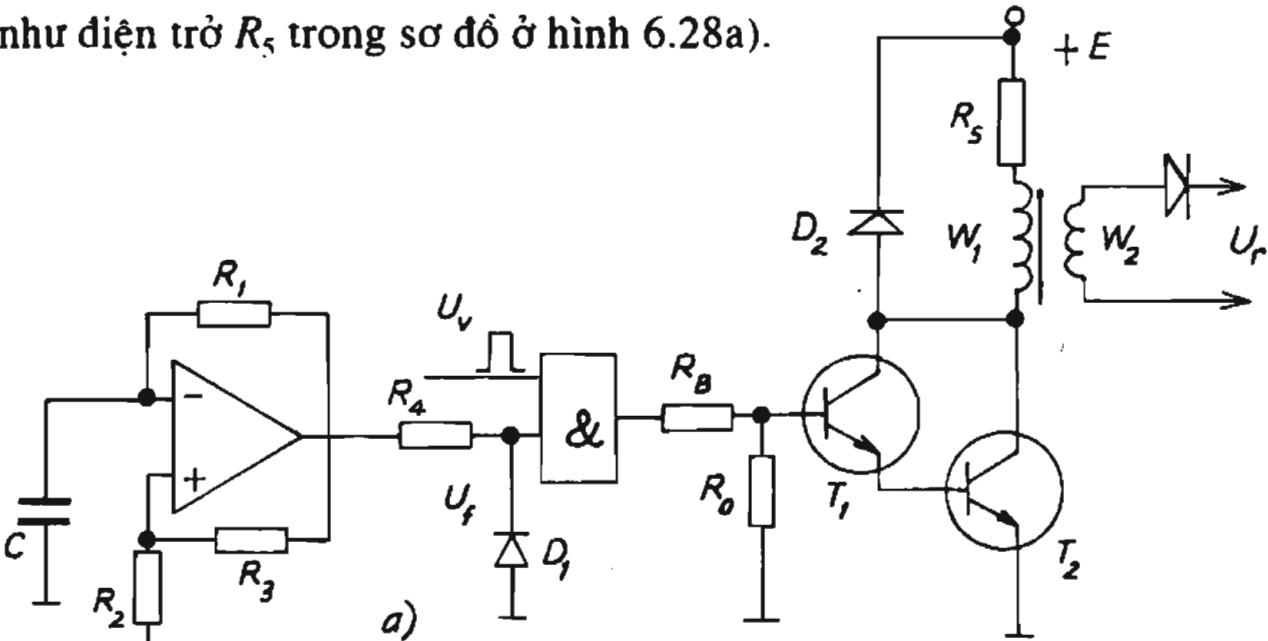
$$R_B = \frac{U_V}{K.I_B} \quad , \quad K \text{ thường chọn}$$

trong khoảng $1,1 \div 1,2$.



Hình 6.27. Mạch khuếch đại xung

R_1 có thể mắc nối tiếp với cuộn W_1 để hạn chế dòng qua bóng, khi biến áp xung bị bão hoà và làm phân áp khi ta muốn giảm điện áp trên cuộn W_1 (tương tự như điện trở R_s trong sơ đồ ở hình 6.28a).



Hình 6.28. Mạch trộn xung và đồ thị xung

Mạch khuếch đại trên hình 6.27 có nhược điểm là khi truyền một xung có độ rộng quá lớn ($t_x > 1\text{ ms}$) thì kích thước biến áp xung lớn và dạng xung sẽ bị xấu đi. Để khắc phục người ta thường dùng bộ trộn cao tần như sơ đồ trên hình 6.28.

Điện áp U_v là xung có độ dài bằng t_x được trộn với xung có chu kỳ T_f nhỏ hơn rất nhiều so với t_x thông qua mạch logic và AND.

Bộ phát xung cao tần thường là một đa hài dao động tạo xung vuông góc có tần số $f = 5 \div 10\text{ kHz}$.

Biến áp xung được tính với độ rộng xung T_f .

6.3. MỘT SỐ MẠCH ĐIỀU KHIỂN CHỈNH LƯU THÔNG DỤNG

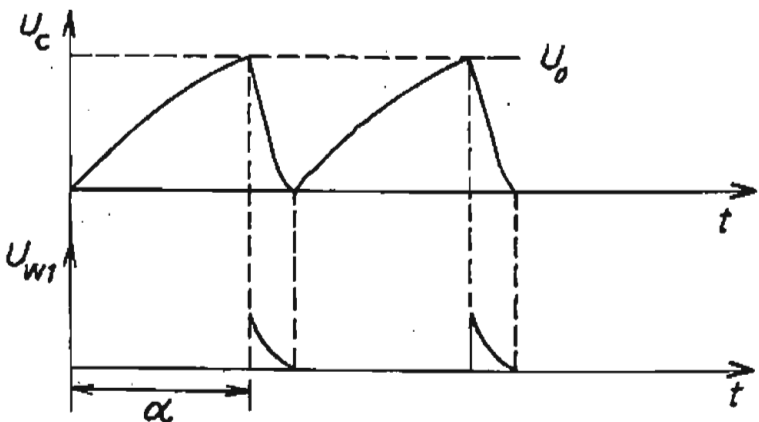
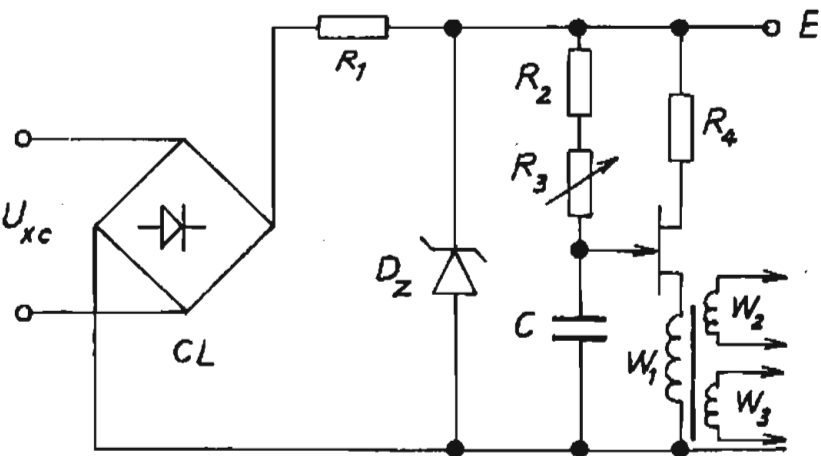
6.3.1. Mạch điều khiển chỉnh lưu dùng bóng một mặt tiếp giáp UJT

Để điều khiển những bộ chỉnh lưu công suất nhỏ hoặc các bộ điều chỉnh điện áp xoay chiều, có thể dùng sơ đồ đơn giản bằng bóng một mặt tiếp giáp (hình 6.29).

Mạch điều khiển được đồng bộ bằng nguồn nuôi (chỉnh lưu cầu một pha, điện trở R_1 , diôt ổn áp D_z). Khi điện áp trên tụ (U_c) tăng đến ngưỡng $U_0 = \eta.E$ (η là hệ số ngưỡng, bằng $0,6 \div 0,8$) thì bóng mở và tạo xung trên cuộn W_1 . Thay đổi giá trị R_3 ta có thể thay đổi thời điểm tạo xung, hay nói cách khác thay đổi góc α . Sơ đồ cho phép điều chỉnh α trong phạm vi $10 \div 170^\circ$.

Để tăng phạm vi điều chỉnh có thể mắc song song với tụ một khoá điện tử được điều khiển bằng tín hiệu đồng bộ.

Để mạch điều khiển trên có thể sử dụng trong hệ thống điều khiển với tín hiệu phản hồi, người ta thay điện trở R_2, R_3 bằng nguồn dòng điều khiển (mắc tranzito theo sơ đồ



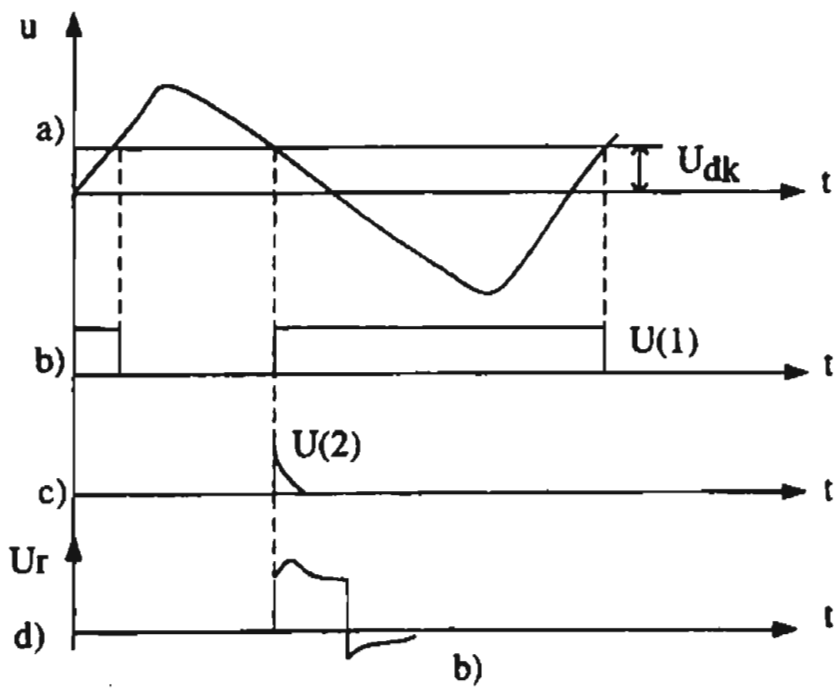
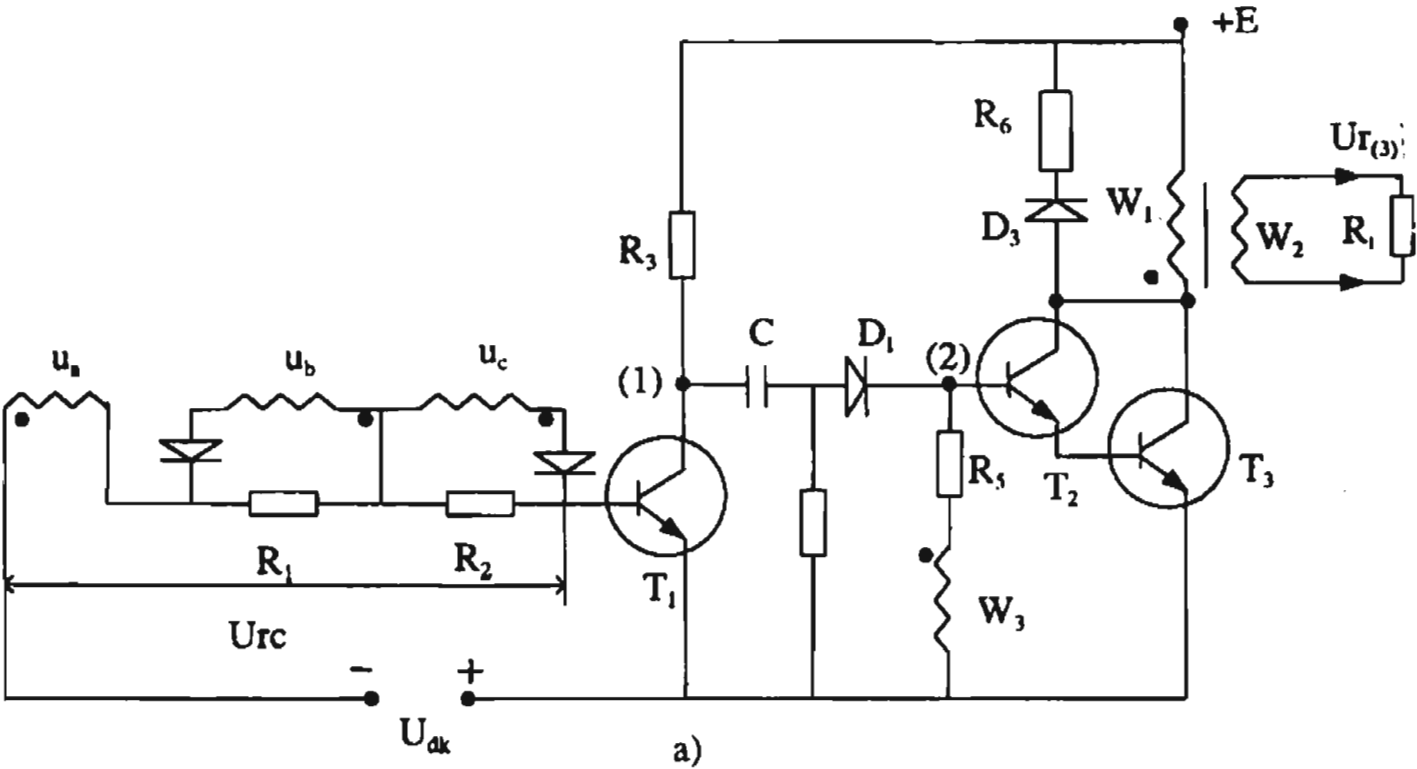
Hình 6.29. Mạch điều khiển dùng UJT

bazơ chung). Nguồn dòng này đã được đề cập đến trong mục tạo tín hiệu răng cưa (xem hình 6.12).

Như vậy mạch dao động dùng bóng một mặt tiếp giáp cùng một lúc đã kết hợp với các chức năng: đồng pha, tạo tín hiệu răng cưa, so sánh và tạo xung điều khiển để mở các tiristo hoặc triac công suất nhỏ. Cách tính toán mạch dao động dùng bóng một mặt tiếp giáp có thể tham khảo mục 6.6.2.

6.3.2. Sơ đồ điều khiển dùng tranzito

Mạch điều khiển dùng tranzito được trình bày trên hình 6.30.



Hình 6.30. Mạch điều khiển dùng tranzito (a) và đồ thị (b)

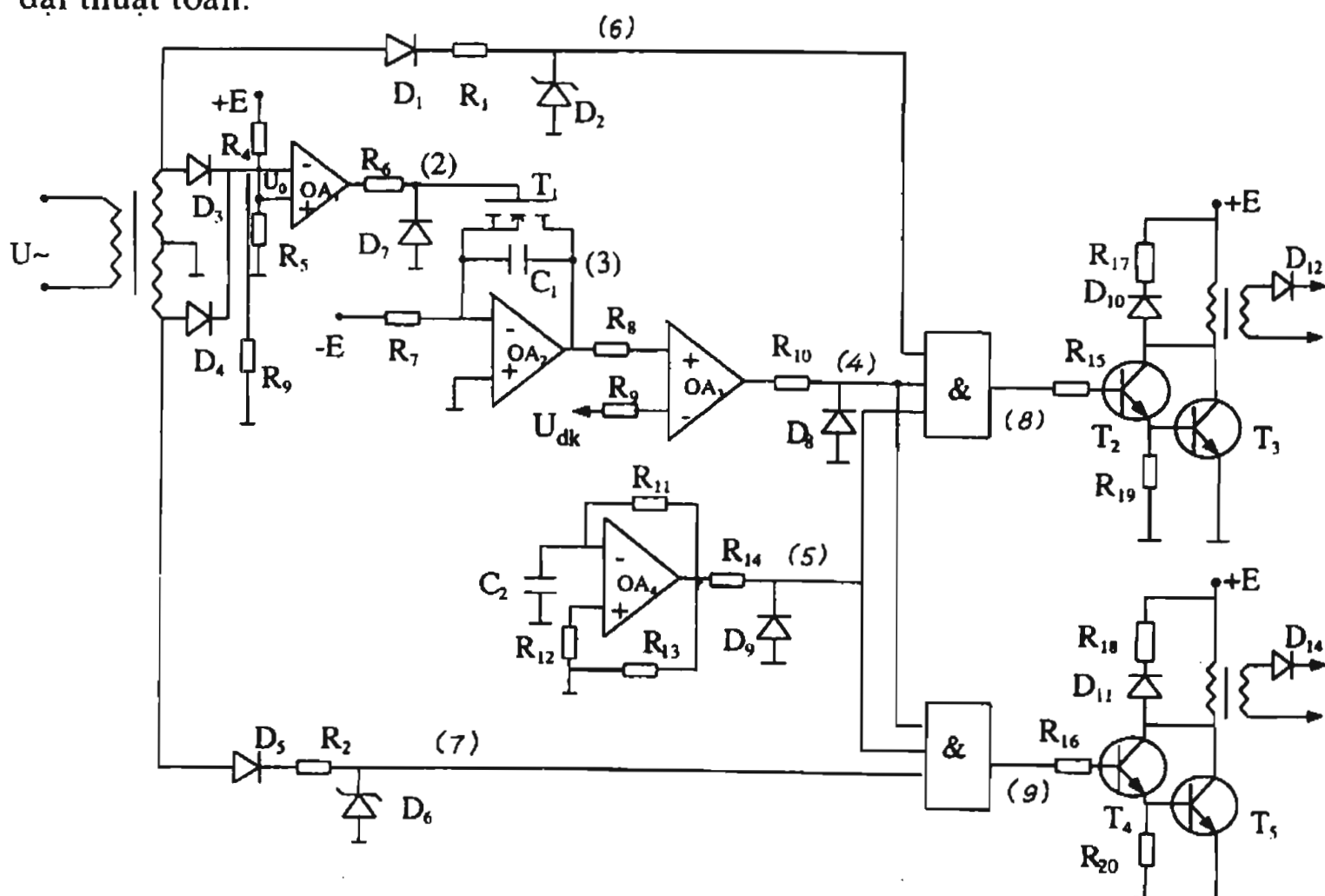
Khâu tạo xung răng cưa đồng bộ bằng cách cộng điện áp ba pha (mục 6.2.2.2) được so sánh với điện áp điều khiển (hình 6.30a) thông qua bóng T_1 . Tự C và R_4 là mạch vi phân để xác định sườn xung ứng với thời điểm so sánh U_2 (hình 6.30c). Xung dương này sẽ kích cho bộ phát xung blocking để tạo ra xung có độ rộng và công suất tùy ý (hình 6.30d).

Mạch R_6 và D_2 để tạo điện áp chuyển dịch sao cho thế ở bazơ của T_2 luôn âm hơn so với emitor của T_3 , như vậy T_2 và T_3 sẽ khoá chắc chắn khi chưa có xung điều khiển.

Xung răng cưa có đoạn tuyến tính cắt trực hoành và có đoạn bằng 240° , nên mạch này rất hay dùng cho các hệ thống điều khiển bộ biến đổi đảo chiều: khi $U_{dk} > 0$ thì góc biến thiên từ 0 đến 90° , ứng với chế độ chỉnh lưu; còn khi $U_{dk} < 0$, thì góc α biến thiên từ 90 đến 180° , ứng với chế độ nghịch lưu phụ thuộc. Mạch làm việc tin cậy và đơn giản.

6.3.3. Sơ đồ điều khiển bộ biến đổi phụ thuộc dùng khuếch đại thuật toán

Hình 6.31 trình bày sơ đồ điều khiển bộ biến đổi phụ thuộc dùng khuếch đại thuật toán.



Hình 6.31. Sơ đồ điều khiển bộ biến đổi phụ thuộc dùng khuếch đại thuật toán

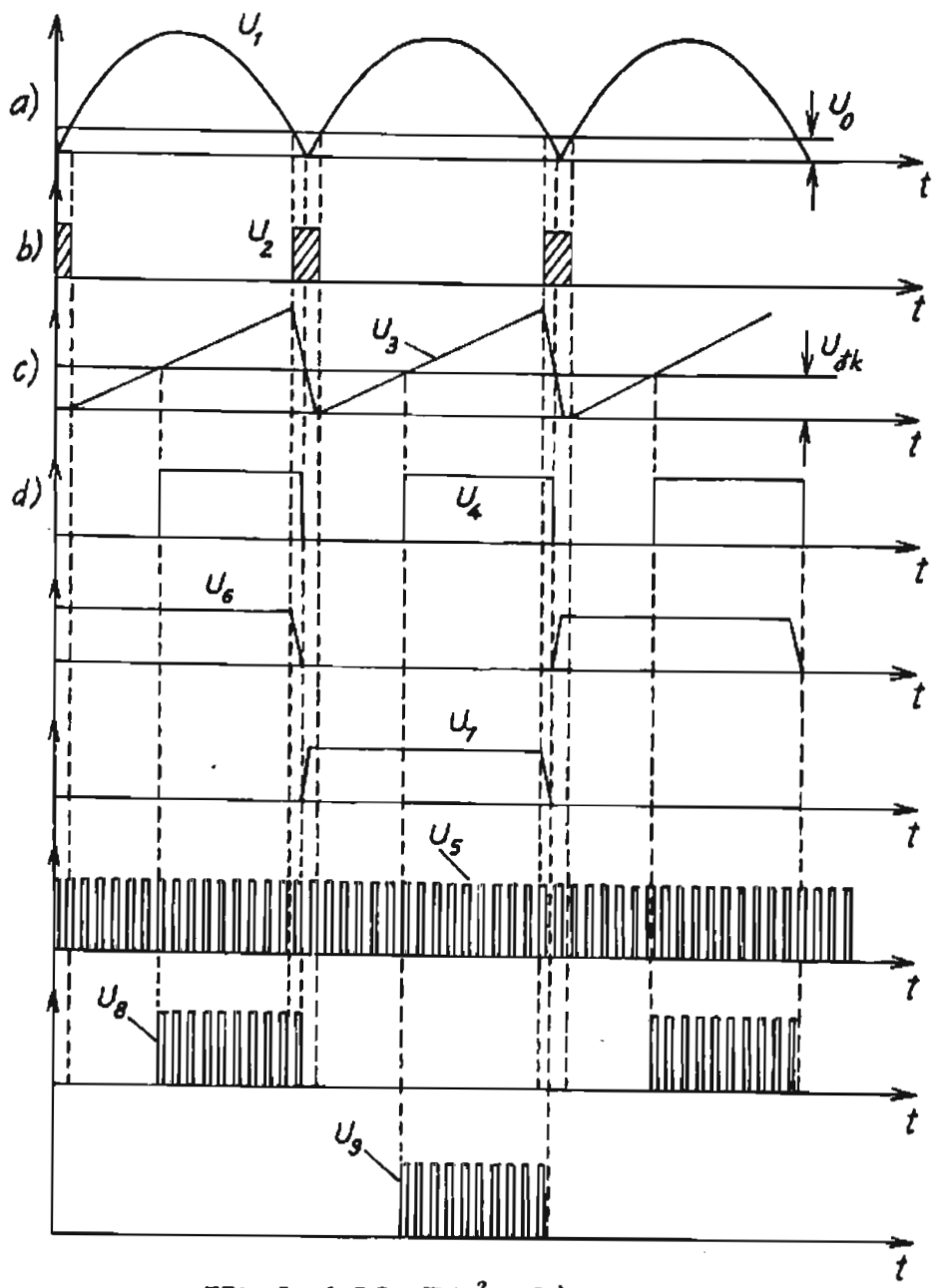
Nguyên lý hoạt động của mạch như sau:

Tín hiệu xoay chiều sau khi được chỉnh lưu bởi D_3, D_4 sẽ được so sánh với điện áp U_0 để tạo ra tín hiệu đồng bộ (hình 6.32a, b) trùng với thời điểm điện áp lưới đi qua, điểm O. Tín hiệu đồng bộ này sẽ mở khoá điện tử bằng bóng trường T_1 để giảm điện áp trên tụ C về 0. Khi khoá T_1 hở mạch, tụ C được nạp điện theo công thức $U_C = E.t/R_7$ và ở đầu ra của khuếch đại thuật toán OA2 sẽ có tín hiệu răng cưa (hình 6.32c). Sau đó tín hiệu răng cưa sẽ được so sánh với tín hiệu điều khiển nhờ bộ so sánh bằng khuếch đại thuật toán (OA3) (hình 6.32d).

Bộ OA4 là một đa hài dao động tạo xung có tần số cao $U_{(5)}$ với mục đích giảm kích thước của máy biến áp xung. Tín hiệu cao tần trộn lẫn với tín hiệu điều khiển U_4 cùng với các tín hiệu phân phối $U_{(6)}, U_{(7)}$ để tạo ra các tín hiệu cho từng tiristo riêng biệt $U_{(8)}, U_{(9)}$. Những tín hiệu này được khuếch đại và thông qua biến áp xung đưa trực tiếp lên cực điều khiển của tiristo.

Mạch điều khiển trên dùng để điều khiển các bộ biến đổi một pha. Trong trường hợp sơ đồ ba pha, cần thiết kế ba kênh tương tự cho các pha A, B, C.

Mạch điều khiển cầu ba pha có những đặc điểm riêng biệt so với sơ đồ khác ở chỗ là trong sơ đồ này luôn có hai van dẫn điện: một van ở nhóm catốt chung và một van ở nhóm anốt chung. Theo lý thuyết chỉ cần 6 xung đơn để mở



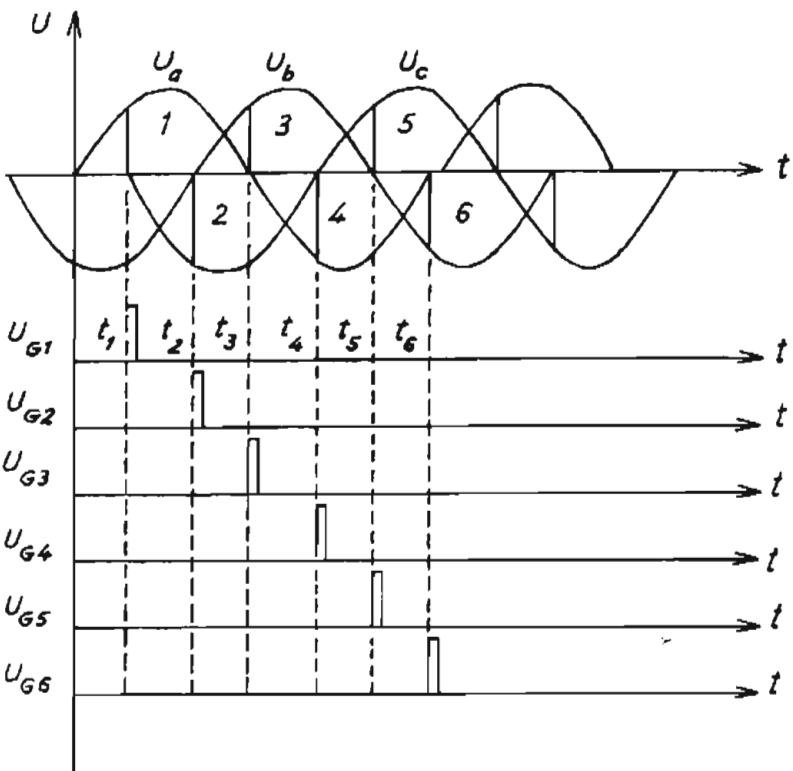
Hình 6.32. Biểu đồ xung

cho 6 tiristo tương ứng U_{g1} ở thời điểm t_1 đối với tiristo T_1 , U_{g2} ở thời điểm t_2 ứng với T_2 ... hình (6.33). Do đặc tính của phụ tải cũng như đặc điểm chuyển mạch có thể làm cho van đang dẫn trước đó bị khoá lại, ví dụ trong khoảng $t_1 \div t_2$, T_1 làm việc với T_6 . Tại thời điểm t_2 khi mở T_2 và khoá T_6 lại có thể làm cho T_1 bị khoá theo. Để khắc phục hiện tượng trên có hai cách giải quyết.

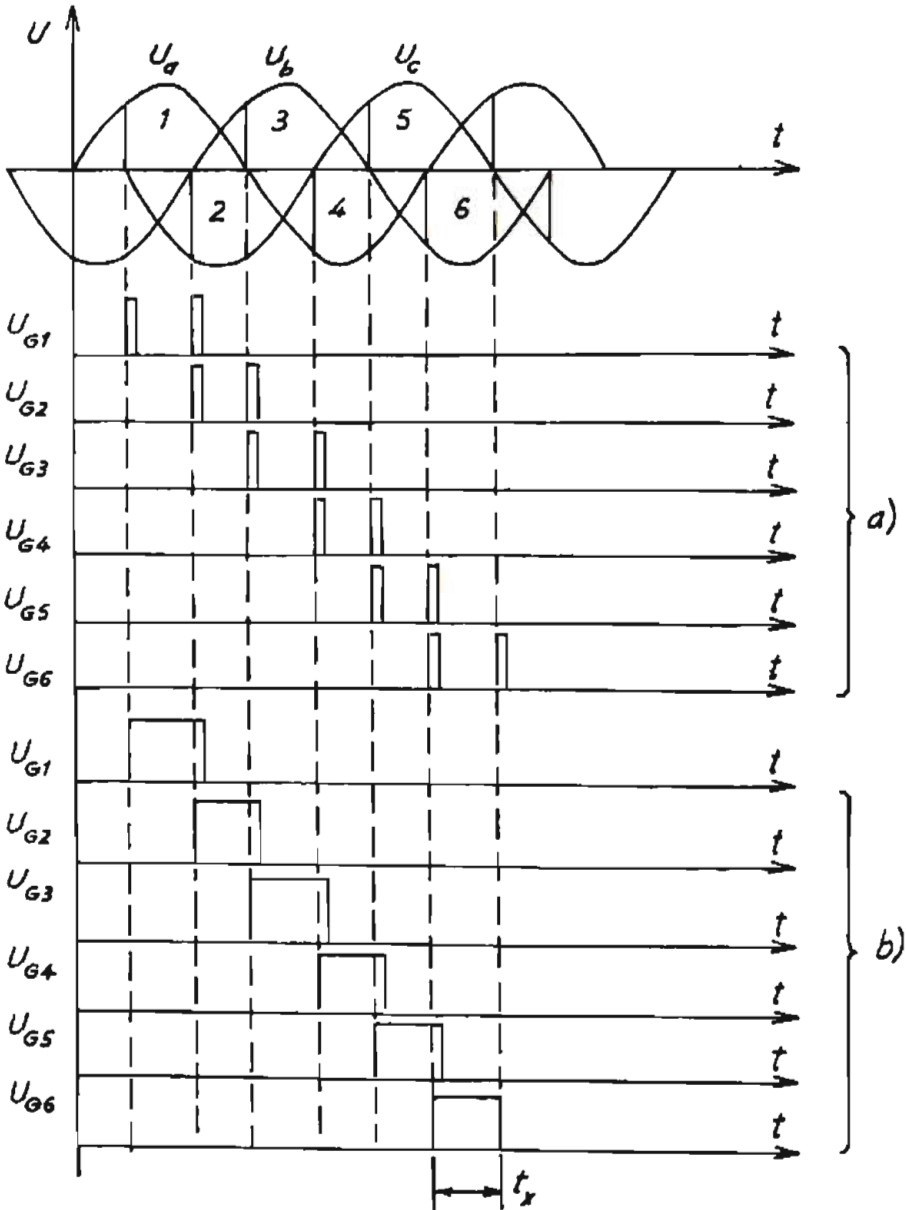
* *Cách 1:* Tạo ra xung kép lệch nhau 60° (hình 6.34a) đặt lên cực điều khiển của các tiristo bằng cách trộn các xung của hai kênh liên nhau như sau:

$$\begin{aligned} T_1 &= K_1 + K_2 \\ T_2 &= K_2 + K_3 \\ T_3 &= K_3 + K_4 \\ T_4 &= K_4 + K_5 \\ T_5 &= K_5 + K_6 \\ T_6 &= K_6 + K_1 \end{aligned}$$

$K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$ là các kênh tạo xung cho từng tiristo tương ứng. Việc cộng các xung được thực hiện bằng mạch logic “hoặc”



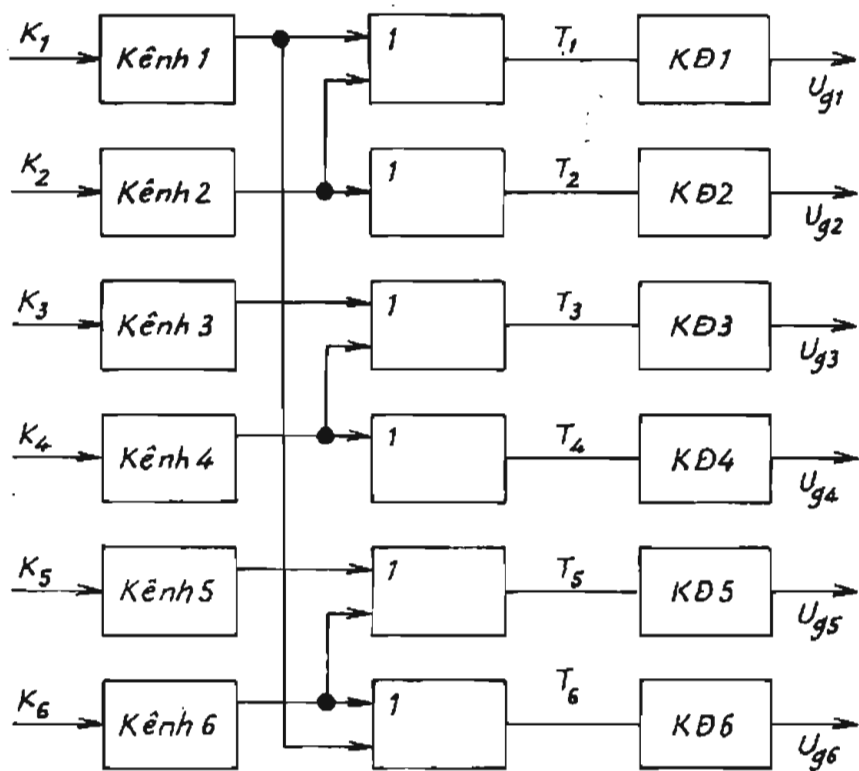
Hình 6.33. Xung điều khiển của sơ đồ cầu



Hình 6.34. Xung điều khiển thực tế của sơ đồ cầu

(mạch OR"). Trình tự tạo xung được mô tả trên hình 6.35, sau khi được trộn các tín hiệu sẽ được khuếch đại và đưa lên cực điều khiển của các tiristo.

* *Cách 2:* Tạo ra các tín hiệu điều khiển $> 60^\circ$ (hình 6.34) tức là $t_x > 3,3$ m.s, cụ thể $t_x = 3,4$ ms là thoả mãn để đảm bảo tiristo mở chắc chắn. Trong trường hợp này không cần bộ trộn logic mà chỉ cần thiết kế bộ khuếch đại đầu ra sao cho độ rộng của xung $t_x = 3,4$ ms.



Hình 6.35. Sơ đồ ghép xung kép

6.4. MẠCH ĐIỀU KHIỂN SỐ

Mạch điều khiển số được thiết lập trên nguyên tắc biến đổi mã số thành các tín hiệu dịch chuyển theo nguyên tắc thời gian (α).

Hệ thống điều khiển số khắc phục được nhược điểm cơ bản của hệ thống điều khiển liên tục ở chỗ loại trừ được sai số do hiện tượng trôi gây ra.

Độ chính xác của hệ điều khiển số phụ thuộc vào mức độ lượng tử hoá của tín hiệu điều khiển. Nếu mã hoá tín hiệu điều khiển bằng cơ số N thì tín hiệu điều khiển (K_{dk}) sẽ có 2^N giá trị và tương ứng góc điều khiển (α) cũng sẽ có 2^N giá trị.

Bước lượng tử của góc điều khiển (α) sẽ là:

$$t_s = \frac{\pi}{2^N 2\pi f} = \frac{\pi}{2^{N+1} f}$$

f - tần số lưới điện;

t_s - được tạo ra bởi máy phát xung và tần số của nó là:

$$f_{FX} = \frac{1}{t_s} = 2^{N+1} f$$

Tuy nhiên sai số của hệ thống điều khiển không chỉ phụ thuộc vào mức độ

lượng tử của tín hiệu điều khiển, mà còn phụ thuộc vào sự đồng bộ với lưới điện, đặc biệt là việc xác định thời điểm chuyển mạch tự nhiên.

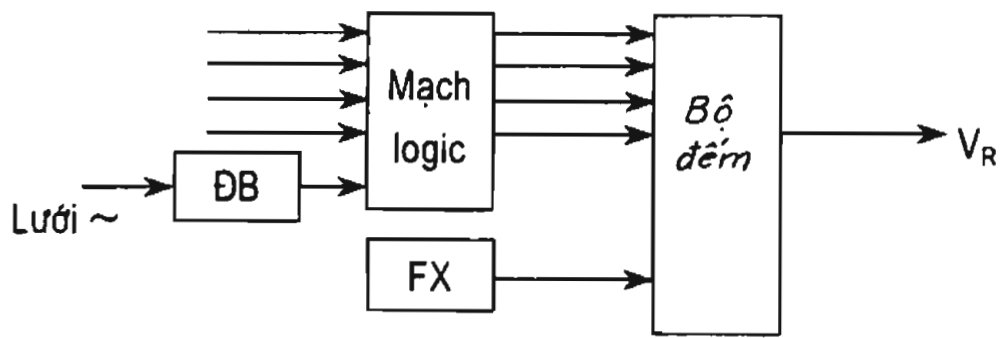
Có hai phương pháp xây dựng hệ điều khiển số.

6.4.1. Phương pháp dịch pha

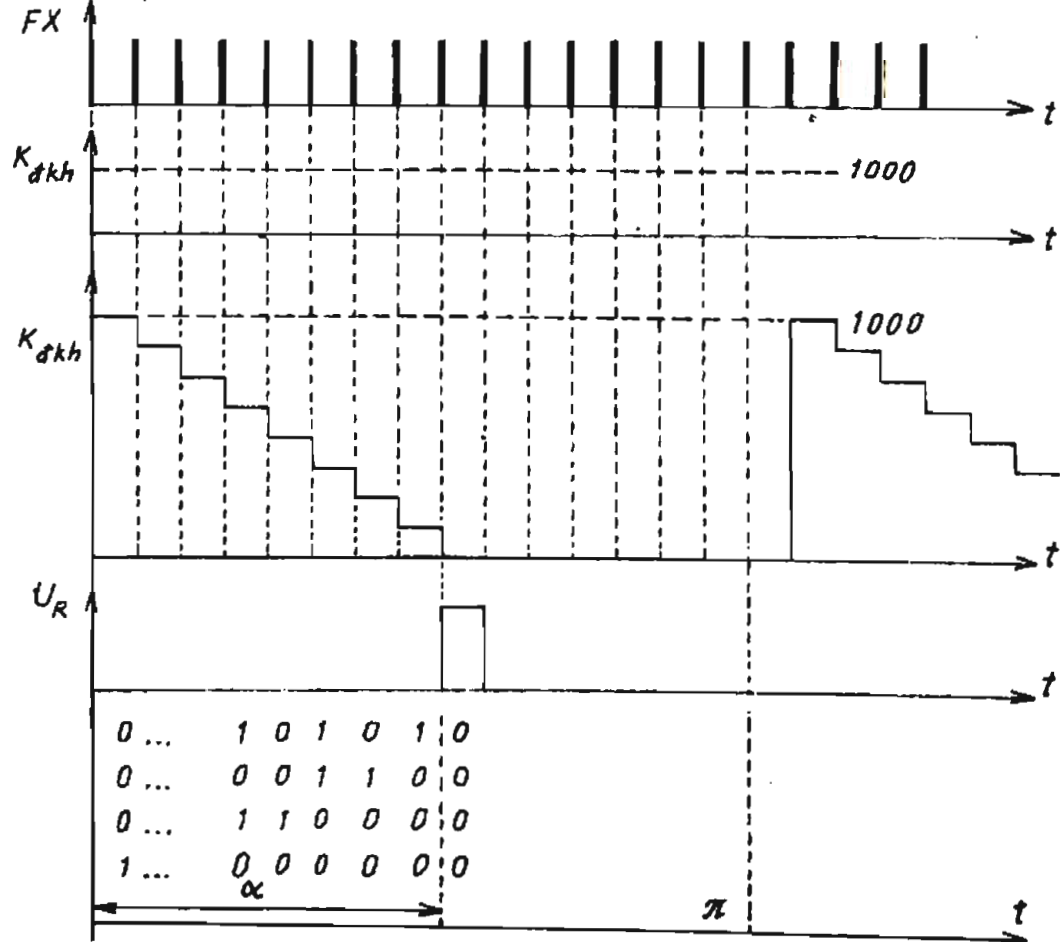
Sơ đồ cấu trúc của hệ thống điều khiển theo phương pháp dịch pha như trên hình 6.36a.

Tín hiệu điều khiển dưới dạng cơ số hai sẽ được nạp vào bộ đếm ở những thời điểm nhất định nhờ xung đồng bộ (ĐB) với lưới điện (thông thường là thời điểm chuyển mạch tự nhiên).

Đồ thị trên hình 6.36b mô tả quá trình làm việc của hệ điều khiển được xây dựng cho bộ đếm K byte. Giá trị $K_{dkh} = 1000$ sẽ được ghi vào ạo đếm ở thời điểm chuyển mạch tự nhiên.

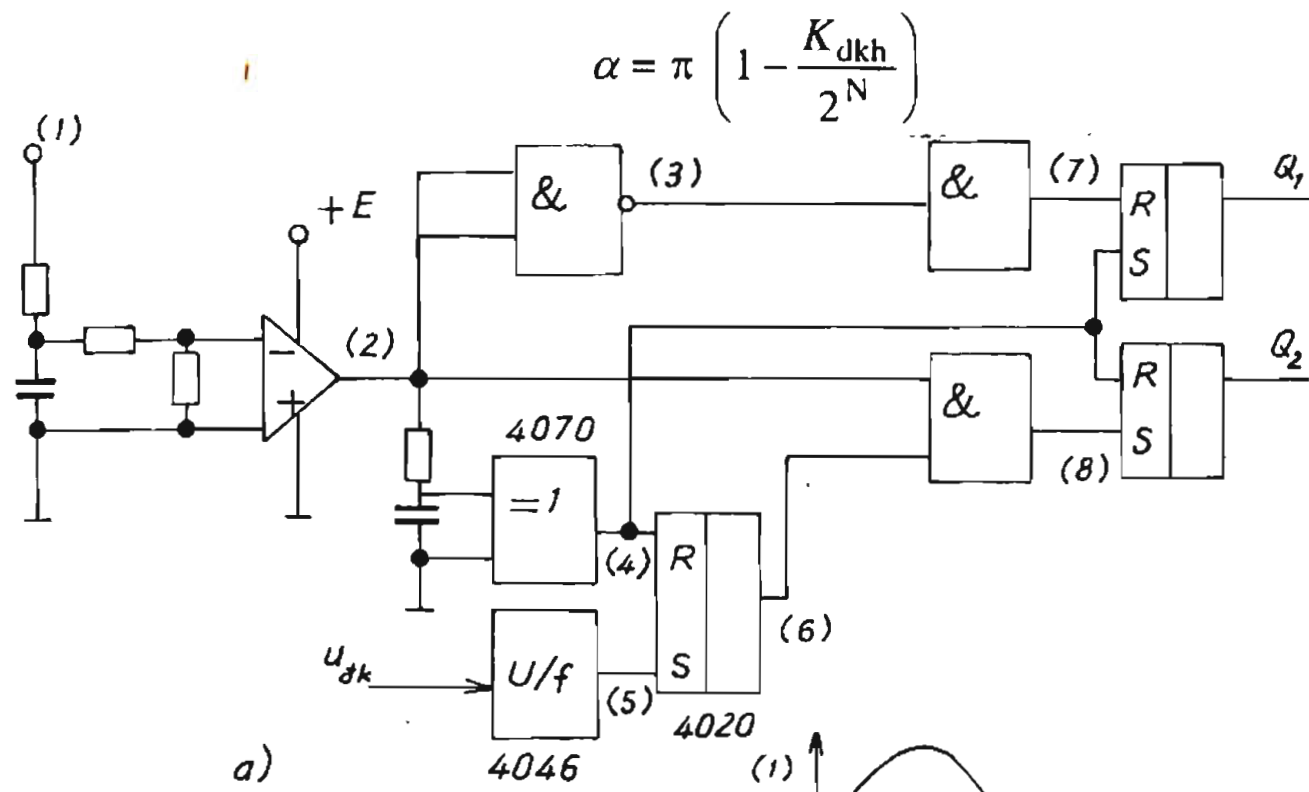


Hình 6.36a. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển theo phương pháp dịch pha



Hình 6.36b. Biểu đồ xung

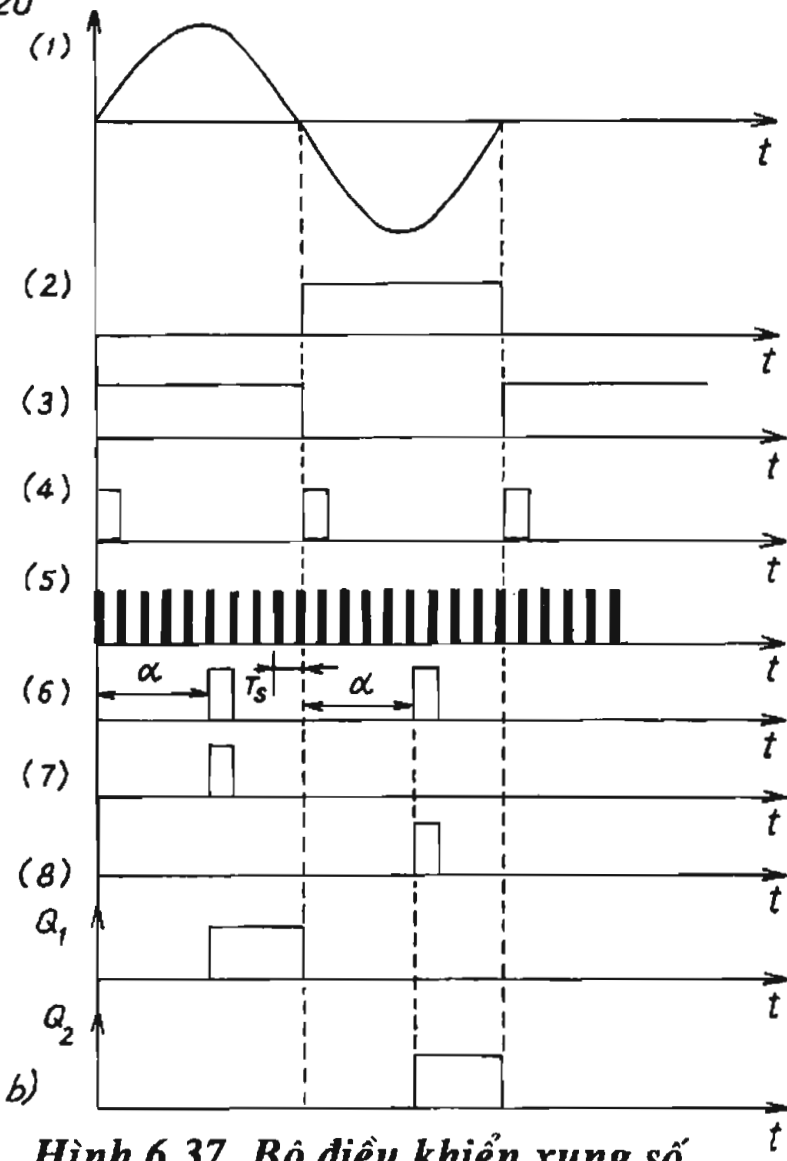
Sau đó tín hiệu từ máy phát xung sẽ được làm giảm trạng thái của bộ đếm về không. Khi trạng thái của bộ đếm bằng không, thì đầu ra của nó sẽ cho tín hiệu điều khiển ứng với góc điều khiển:



Đồ thị trên hình 6.36b cho thấy, khi thay đổi mã điều khiển (K_{dkh}) góc điều khiển không thể thay đổi tức thời, vì mã điều khiển chỉ được đưa vào bộ đếm ở thời điểm chuyển mạch tự nhiên. Để khắc phục hiện tượng này người ta dùng phương pháp điều khiển dọc.

Ví dụ bộ điều khiển số theo phương pháp dịch pha được mô tả trên hình 6.37.

Tín hiệu xoay chiều sau khi đi qua các khâu khuếch đại thuật toán và mạch logic sẽ tạo ra tín hiệu đồng bộ (điểm 5) trùng với thời điểm chuyển mạch tự nhiên



Hình 6.37. Bộ điều khiển xung số (a) và đồ thị (b)

(điện áp lưới bằng không). Tín hiệu này sẽ đưa bộ đếm (vi mạch 4020) về trạng thái 0.

Tín hiệu điều khiển sau khi đi qua bộ biến đổi tần số (vi mạch 4046), sẽ tạo ra các xung có tần số (hoặc độ rộng) phụ thuộc vào tín hiệu điều khiển (điểm 6). Xung từ bộ biến tần đi vào bộ đếm và khi bộ đếm đạt giá trị 256 thì đầu ra (điểm 7) sẽ cho tín hiệu bằng 1. Thời điểm này tương ứng với góc α (điểm 7). Như vậy khi thay đổi tín hiệu điều khiển sẽ thay đổi chu kỳ phát xung (T_x), do đó thay đổi được góc α . Thông qua mạch logic và các trigơ R-S, tín hiệu này được chia thành hai kênh (điểm 8 và 9, hoặc Q_1 Q_4) để điều khiển hai tiristo trong một pha.

Đồ thị trên hình 6.37 cho thấy, khi thay đổi mã điều khiển (K_{dkh}), góc điều khiển không thể thay đổi tức thời vì mã điều khiển chỉ được đưa vào bộ đếm ở thời điểm chuyển mạch tự nhiên. Để khắc phục hiện tượng này, người ta dùng phương pháp điều khiển dọc.

6.4.2. Phương pháp điều khiển dọc

Bộ dịch pha (điều chế) theo phương pháp điều khiển dọc đảm bảo đáp ứng tức thời của hệ thống đối với tín hiệu điều khiển. Sơ đồ cấu trúc gồm bộ đếm khâu phát xung và khâu so sánh số (hình 6.38).

Máy phát xung sẽ tạo ra xung nhịp để đưa vào bộ đếm có hệ số $K_{đếm,max} = 2^N$. Trạng thái của bộ đếm được thay đổi từ giá trị cực đại đến giá trị cực tiểu (2^N giá trị) trong khoảng thời gian bằng nửa chu kỳ của điện áp lưới, do đó máy phát xung (FX) sẽ có tần số là:

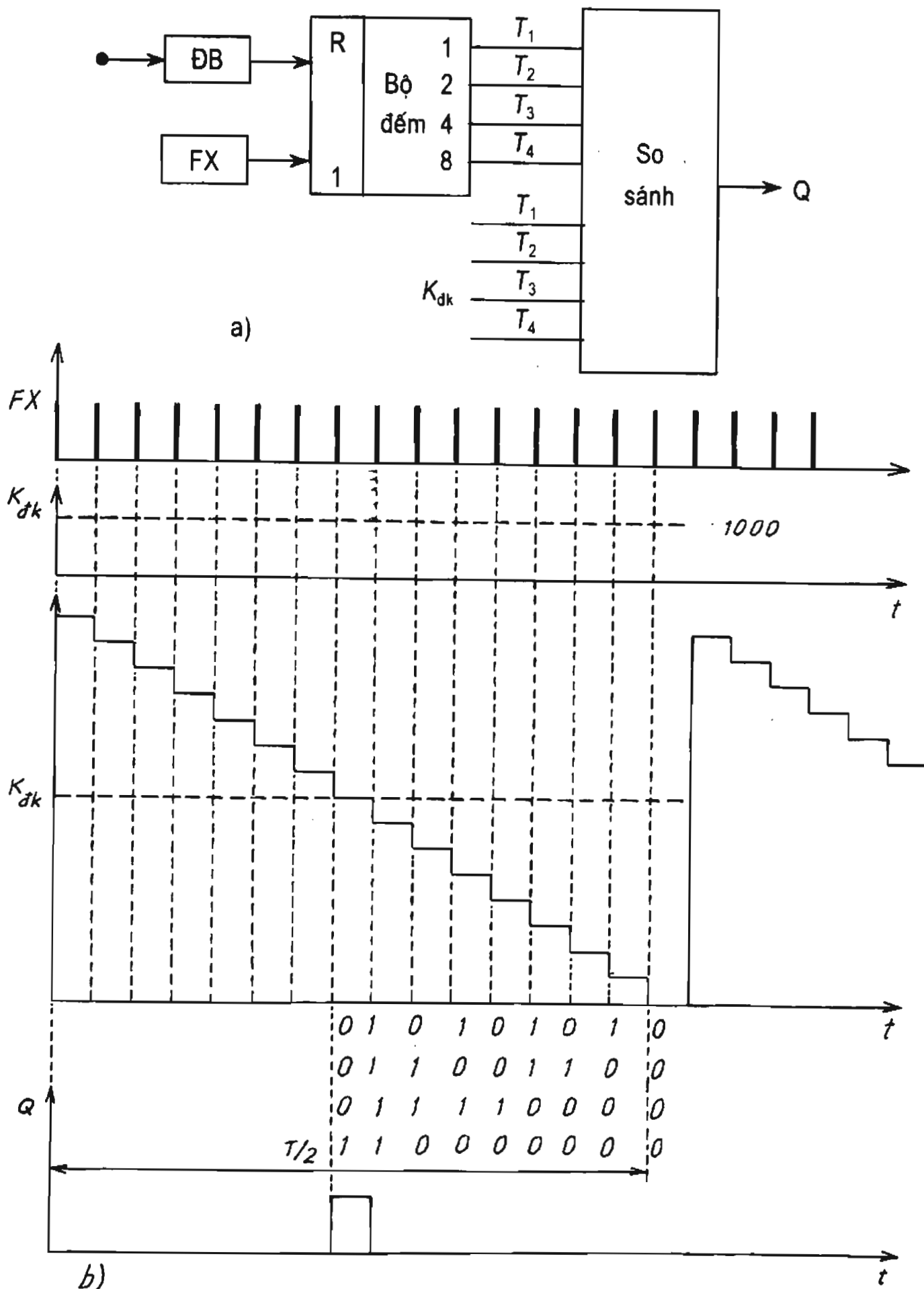
$$f_{FX} = 2^N \frac{f}{2} = 2^{N+1} f$$

Bộ đếm chính là bộ tạo ra răng cưa số tuyến tính và răng cưa số này được đồng bộ với lưới nhờ khâu đồng bộ (ĐB). Thời điểm ban đầu của răng cưa số (bộ nhận giá trị cực đại) tương ứng với thời điểm chuyển mạch riêng của bộ biến đổi. Tín hiệu răng cưa số sẽ được so sánh với mã điều khiển ($K_{dkh} = 1000$) và khi hai tín hiệu này bằng nhau bộ so sánh sẽ tạo ra tín hiệu logic tương ứng với góc điều khiển α .

Phương trình mô tả bộ so sánh có dạng như sau:

$$(T_1 K_1 + \overline{T_1 K_1}) (T_2 K_2 + \overline{T_2 K_2}) (T_3 K_3 + \overline{T_3 K_3}) \dots (T_n K_n + \overline{T_n K_n}) = 1$$

Biểu thức tính toán góc hoàn toàn tương tự như trong trường hợp trước.



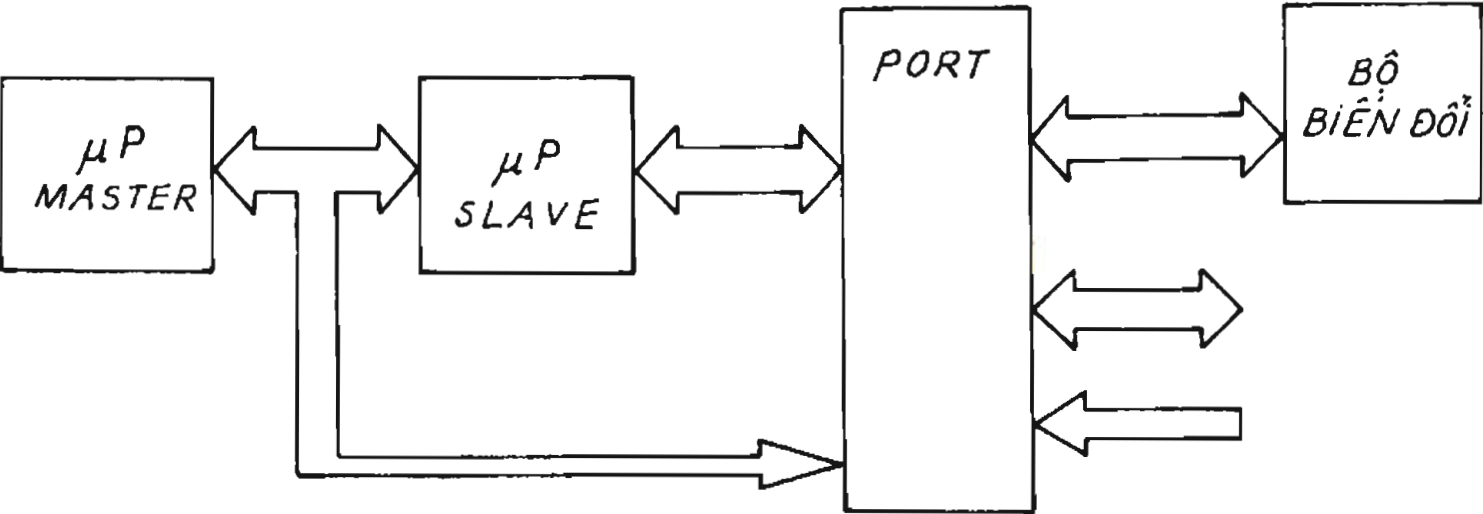
Hình 6.38. Sơ đồ bộ điều chế (a) và đồ thị (b)

6.4.3. Bộ điều khiển dùng vi xử lý

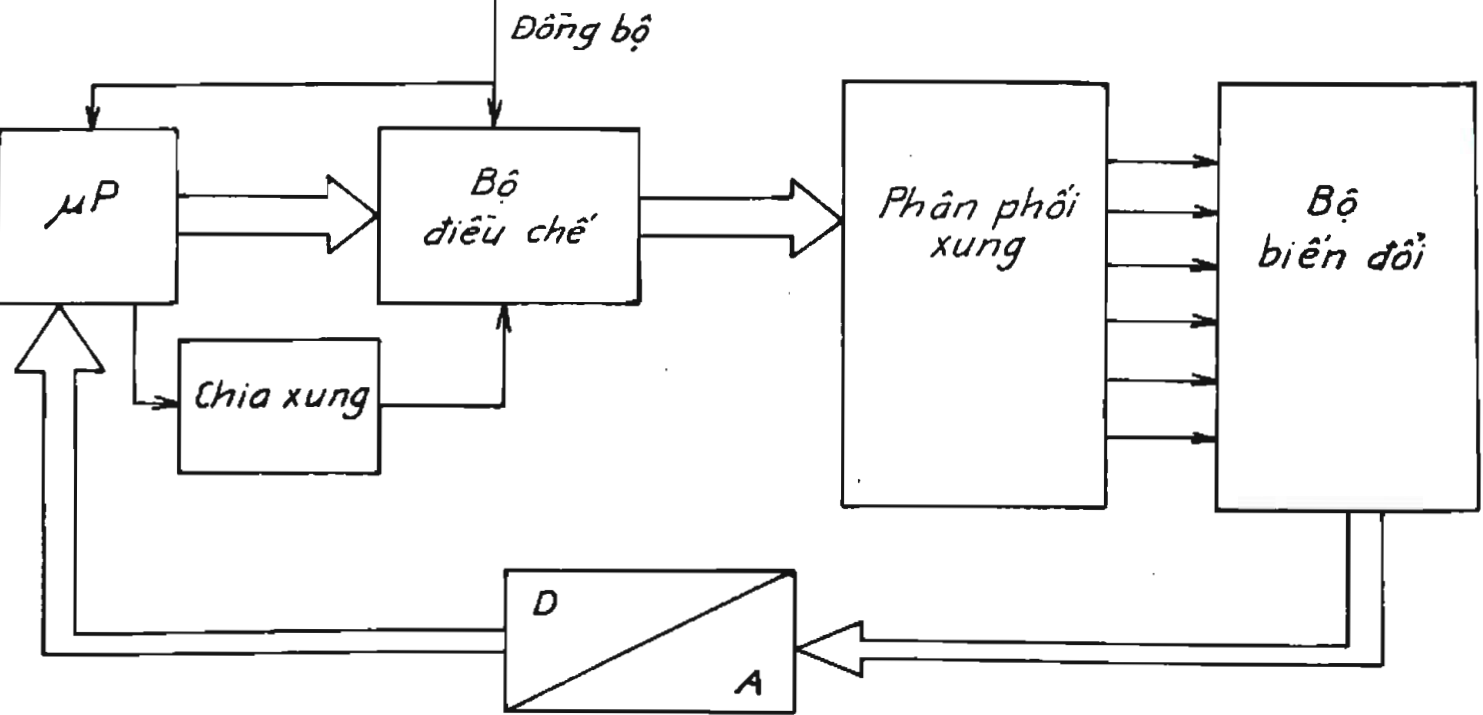
Như đã phân tích ở trên, để tạo góc điều khiển α ta cần thực hiện so sánh tín hiệu răng cưa số với tín hiệu điều khiển. Nếu bộ vi xử lý thực hiện đồng thời

hai chức năng này thì nó không còn thời gian để thực hiện chức năng khác trong thời gian thực hiện đối với toàn bộ hệ thống. Để khắc phục hiện tượng này người ta dùng nhiều bộ vi xử lý (multi-processor), trong đó vi xử lý chủ đạo (Master) làm chức năng điều phối cho toàn bộ hệ thống. Còn vi xử lý phụ sẽ làm chức năng của bộ điều chế α (bộ dịch pha) và chức năng phân phối xung điều khiển đến từng van động lực một. Do vậy ta chỉ viết chương trình tạo xung răng cưa số, so sánh nó với tín hiệu điều khiển.

Giải pháp thứ hai là chế tạo bộ điều chế tương tự sơ đồ ở hình 6.38 và ghép nó với bộ vi xử lý hoặc vi điều khiển như ở hình 6.40.



Hình 6.39. Sơ đồ dùng vi xử lý



Hình 6.40. Sơ đồ dùng vi xử lý ghép với bộ điều chế

Tín hiệu đồng bộ được dùng như tín hiệu ngắt đối với bộ vi xử lý để nạp tín hiệu điều khiển (K_{dkh}) cho bộ điều chế. Sau đó bộ điều chế sẽ làm việc độc lập theo nguyên lý của sơ đồ (hình 6.39).

Tín hiệu tạo xung nhịp từ bộ vi xử lý sau khi qua bộ chia tần sẽ tạo ra tín hiệu cần thiết để tạo ra răng cưa số. Với chức năng trên bộ điều chế sẽ giảm ảnh hưởng sự hoạt động của nó với bộ vi xử lý trung tâm. Bộ vi xử lý trung tâm sẽ đảm nhận vai trò tính toán K_{dkh} theo những luật điều khiển (algorit) mà ta mong muốn trong phạm vi thời gian thực. Ngày nay trong những bộ vi điều khiển chuyên dụng, người ta đã cấy sẵn các bộ điều chế α trên cùng một tinh thể với bộ vi xử lý trung tâm và như vậy đã làm tăng tốc độ của hệ thống điều khiển số cũng như độ tin cậy của nó.

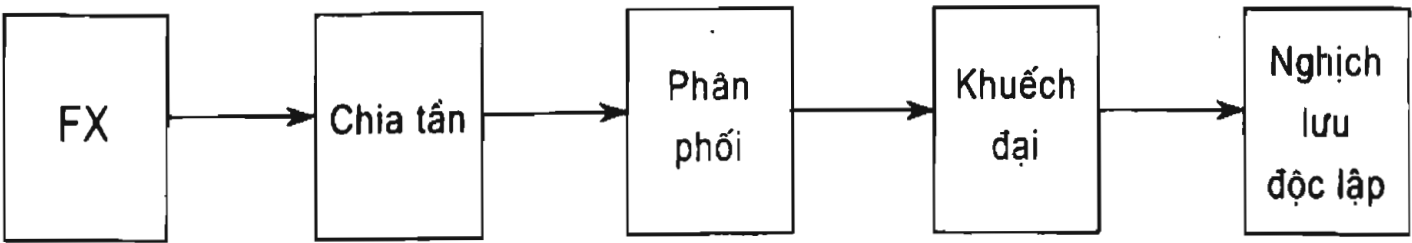
6.5. CẤU TRÚC CỦA HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN NGHỊCH LƯU

Hệ thống điều khiển nghịch lưu dùng để tạo ra các xung điều khiển đóng mở các van động lực theo những luật mong muốn. Các luật điều khiển chủ yếu tập trung vào các vấn đề điều chỉnh điện áp, tần số và đảm bảo chất lượng điện áp ra của nghịch lưu.

Hệ điều khiển có thể được phân loại theo hệ một pha hoặc hệ ba pha. Nó cũng có thể được phân theo tín hiệu thành hệ điều khiển tương tự hoặc hệ điều khiển số.

Cũng tương tự như hệ thống điều khiển bộ biến đổi phụ thuộc, hệ điều khiển nghịch lưu cũng gồm hai phần: Phần tạo luật điều khiển và phần tạo tín hiệu công suất để đóng mở các van động lực.

Sơ đồ cấu trúc của hệ điều khiển được trình bày trên hình 6.41.



Hình 6.41. Sơ đồ cấu trúc của hệ điều khiển nghịch lưu

Thành phần cấu trúc của hệ điều khiển nghịch lưu gồm các khâu sau:

♦ Máy phát xung (FX): Để tạo tín hiệu đồng bộ cho toàn hệ thống và tạo tần số cho nghịch lưu.

♦ Bộ chia tần: Để giảm sai số và ổn định tần số, thông thường người ta dùng máy phát xung (FX) có tần số cao, sau đó được biến đổi (chia tần) cho phù hợp với tần số ra của bộ nghịch lưu, nhất là khi máy phát xung dùng chung với máy phát xung nhịp của bộ vi xử lý

♦ Bộ phân phối: Tạo ra hệ thống tín hiệu một pha hoặc ba pha và phân phối các tín hiệu đó vào từng van động lực riêng biệt.

♦ Bộ khuếch đại: Tạo xung và công suất thích hợp để đóng mở van động lực.

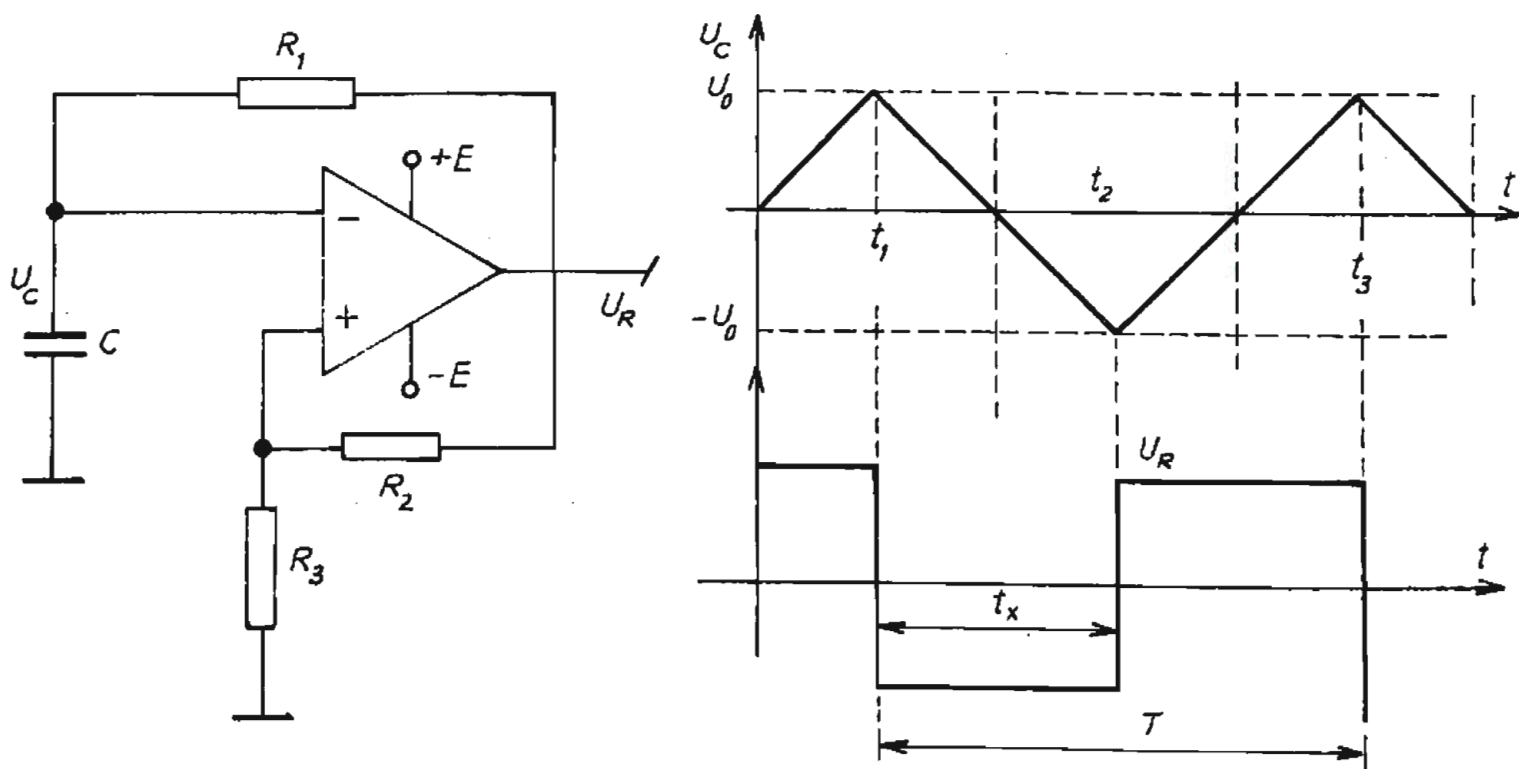
Dựa trên sơ đồ cấu trúc ta có thể tìm hiểu một số phần tử của hệ thống điều khiển.

6.6. CÁC PHẦN TỬ THƯỜNG DÙNG TRONG MẠCH NGHỊCH LƯU

6.6.1. Máy phát xung dùng khuếch đại thuật toán (KĐTT)

Bộ phát xung là mạch dao động tạo ra các xung vuông lặp lại theo chu kỳ. Mạch dao động dùng khuếch đại thuật toán được mô tả trên hình 6.42.

Tụ C và điện trở R_1 tạo thành mạch tích phân. Mạch R_2 , R_3 là mạch phản hồi. Nguyên lý làm việc của mạch như sau: Giả sử ở thời điểm 0, điện áp ra của khuếch đại thuật toán đạt giá trị cực đại $U_R = U_{R.\max} \approx +E$.



Hình 6.42. Mạch phát xung dùng khuếch đại thuật toán

Thông qua mạch phản hồi R_3 , R_4 đầu vào “+” của khuếch đại thuật toán sẽ có tín hiệu phản hồi $+U_0 = \frac{E}{R_2 + R_3} R_3$ duy trì cho khuếch đại thuật toán nằm ở

chế độ bão hoà dương. Lúc này tụ C được nạp thông qua điện trở R_1 tới giá trị $U_{R.\max}$. Khi $t = t_1$, điện áp U_C đạt giá trị U_0 , khuếch đại thuật toán lật trạng thái và $U_R = -U_{R.\max} \approx -E$. Điện áp trên tụ C không thể thay đổi đột ngột và lúc này tụ C lại phóng điện qua R_1 . Ở thời điểm $t = t_2$, khi $U_C = -U_0 = -\frac{E}{R_2 + R_3} R_3$,

khuếch đại thuật toán lại lật trạng thái và $U_R = U_{R.\max} \approx +E$ và sau đó quá trình lặp lại.

Thời gian phóng tụ C:

$$t_x = R.C.\ln\left(\frac{U_{R.\max} + U_0}{U_{R.\max} - U_0}\right)$$

Thay giá trị U_0 vào biểu thức trên ta có:

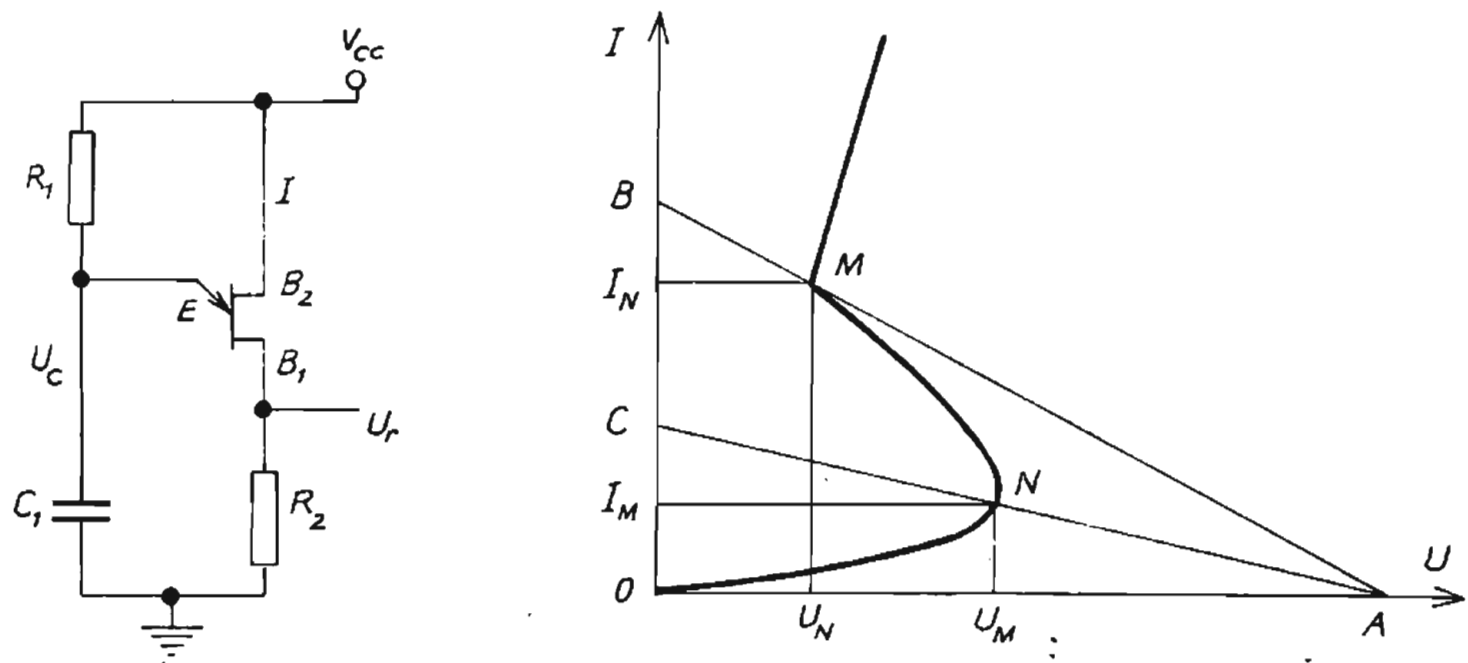
$$t_x = R.C.\ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_2}\right)$$

và chu kỳ máy phát sẽ là:

$$T = 2t_x = R.C.\ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_2}\right)$$

6.6.2. Máy phát xung dùng bóng một tiếp giáp (UJT)

Bộ dao động dùng bóng một tiếp giáp (UJT) được sử dụng rất phổ biến trong các mạch điều khiển bộ biến đổi vì tính đơn giản của nó.



Hình 6.43. Mạch phát xung dùng UJT

Sở dĩ mạch có thể dao động được khi chỉ có một bóng vì đặc tính vôn-ampe của nó có đoạn điện trở âm (đoạn MN ở hình 6.43).

Nguyên lý làm việc của sơ đồ như sau:

Điện áp âm trên tụ C được nạp tới giá trị điện áp nguồn thông qua điện trở R_1 . Nhưng khi điện áp U_C tăng tới giá trị ngưỡng mở của bóng (U_M), bóng sẽ mở ra và tụ C sẽ phóng điện qua mặt tiếp giáp EB của bóng và điện trở R_2 . Khi đó điện áp trên tụ C lại được nạp điện lại. Quá trình lại được nạp lại và trên điện trở R_2 sẽ có những xung ngắn với chu T .

Điều kiện để mạch dao động là đặc tính phụ tải phải cắt đoạn điện trở âm (MN). Phương trình đường đặc tính tải có dạng như sau:

$$E = I.R_2 + U_{B1.B2}$$

E - điện áp nguồn;

I - dòng điện quá bóng;

$U_{B1.B2}$ - điện áp rơi trên bóng.

Ứng với đường AB ta có:

$$E = I_N R_2 + U_N$$

Suy ra:

$$R_2 = \frac{E - U_N}{I_N}$$

Ứng với đường AC ta có:

$$E = I_M R_2 + U_M \quad \text{và} \quad R_2 = \frac{E - U_M}{I_M}$$

Nhu vậy đường phụ tải phải nằm giữa hai đường AB và AC hay điện trở phụ tải R_2 phải thoả mãn điều kiện:

$$\frac{E - U_M}{I_M} > R_2 > \frac{E - U_N}{I_N}$$

U_M - điện áp nguồn khi bóng mở: $U_M = E.\eta$

η - hệ số truyền cho trong số tay tra cứu;

I_M - dòng tối thiểu khi bóng bắt đầu mở;

I_N - dòng tối thiểu mà bóng có khả năng mở, nếu $I < I_N$ bóng sẽ khoá lại;

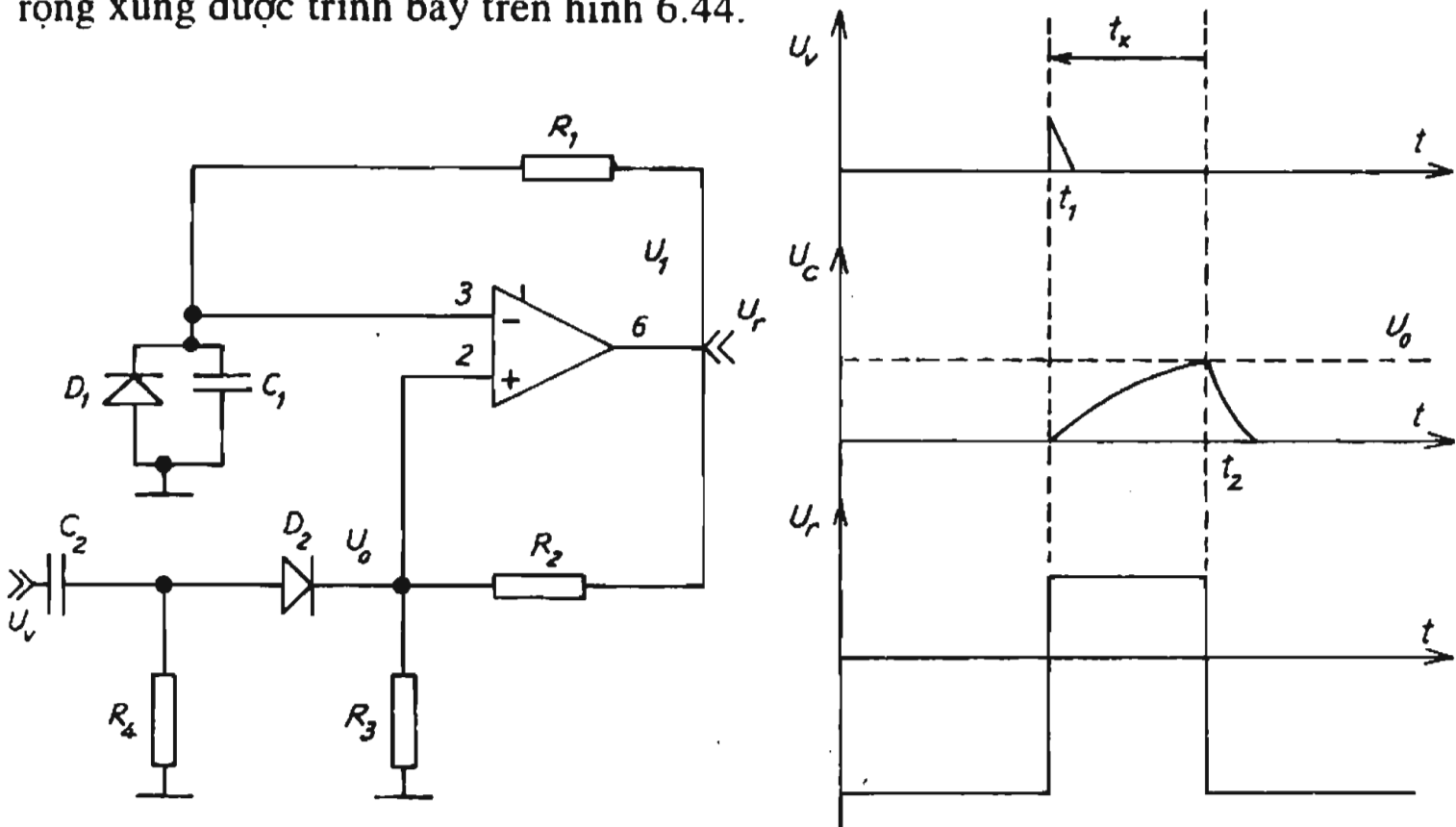
U_N - điện áp rơi trên bóng ứng với trạng thái mở.

Chu kỳ của mạch dao động được tính theo công thức:

$$T = R.C.\ln \frac{1}{1 - \eta}$$

6.6.3. Bộ tạo độ rộng xung (đa hài đợi)

Bộ tạo dao động xung là bộ dao động tạo xung vuông có độ rộng nhất định, thường được dùng để tạo xung hoặc làm các phần tử trễ xung. Sơ đồ bộ tạo độ rộng xung được trình bày trên hình 6.44.



Hình 6.44. Mạch tạo độ rộng xung

Nguyên lý làm việc của nó như sau:

Mạch ở trạng thái ổn định ban đầu nhờ phản hồi dương thông qua điện trở R_2 , R_3 . Khuếch đại thuật toán vừa là khâu so sánh vừa là nguồn áp nạp cho tụ C và vừa là khoá chuyển mạch để đóng cắt quá trình phóng và nạp cho tụ C . Điốt D_1 giữ điện áp cho tụ C cố định (U_{C0}) và thông qua phản hồi dương nên khuếch đại thuật toán luôn nằm ở trạng thái ổn định nếu không có tín hiệu đầu vào (U_v). Có thể chia quá trình làm việc ra hai trạng thái.

a) Trạng thái ổn định $U_v = 0$

Lúc này ta coi khuếch đại thuật toán đang ở chế độ bão hoà âm ($U_r \approx -E$). Điốt D_1 sẽ ngăn không cho tụ C_1 nạp điện và điện áp ở đầu vào “-” của khuếch

đại thuật toán xấp xỉ bằng U_{C0} và điện áp rơi trên D_1 .

Dễ dàng nhận thấy trạng thái này là trạng thái ổn định, vì đầu vào “+” của khuếch đại thuật toán có điện áp $U_0 = -\frac{E}{R_2 + R_3} R_3$ (bỏ qua ảnh hưởng của R_4) và $|U_0| > |U_{C0}|$.

b) Trạng thái tạo xung

Tại thời điểm t_1 , khi có xung điều khiển có giá trị lớn hơn U_0 tác động vào đầu vào “+” của khuếch đại thuật toán làm cho nó lật trạng thái và $U_R = +E$.

Mạch phản hồi R_2, R_3 sẽ tạo ra điện áp $U_0 = \frac{E}{R_2 + R_3} R_3$ để duy trì cho khuếch đại thuật toán ở trạng thái này mặc dù $U_V = 0$. Tụ C được nạp thông qua điện trở R_1 với hằng số thời gian $T = R_1 C_1$.

Khi điện áp trên tụ C đạt giá trị $U_C(t_2) = U_0$ (ở thời điểm t_2), khuếch đại thuật toán lật trạng thái và trở về trạng thái ổn định, kết thúc quá trình tạo xung.

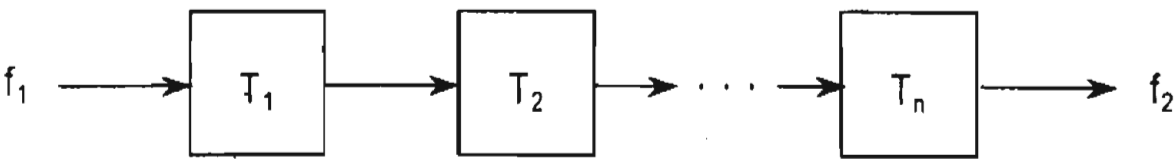
Độ rộng xung có thể được tính theo công thức:

$$t_x = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)$$

Thông thường để thay đổi t_x người ta thay đổi các giá trị R_1, C_1 hoặc tỷ số R_3/R_2 .

6.6.4. Bộ chia tần

Bộ chia tần đơn giản nhất là dùng các trigơ ghép nối tiếp nhau. Thông thường người ta dùng trigơ đếm loại T và như vậy bộ chia tần đơn giản nhất sẽ có hệ số chia $k = 2^n$, n là số trigơ mắc nối tiếp với nhau (hình 6.45).



Hình 6.45. Sơ đồ cấu trúc của bộ chia xung

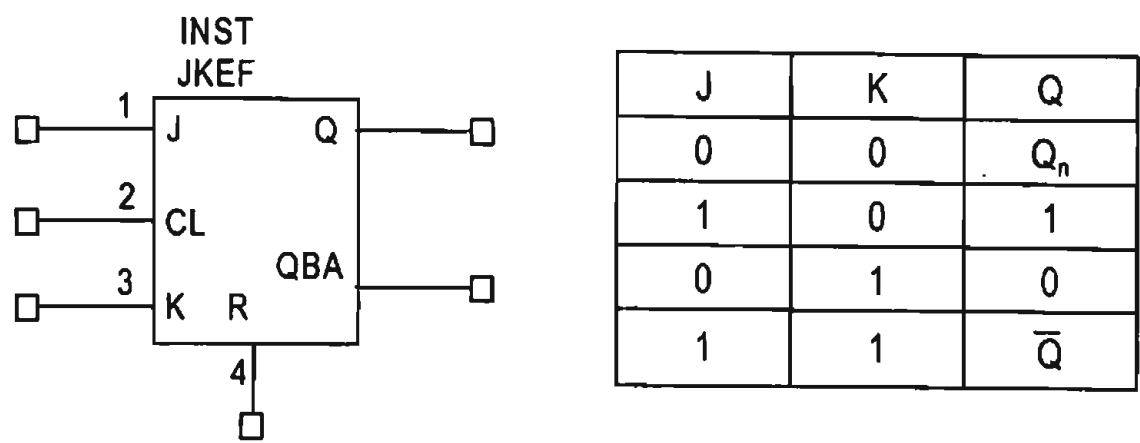
K là hệ số chia: $K = f_2/f_1$; f_2 là tần số ra, f_1 là tần số vào.

Nhờ sự phát triển của kỹ thuật vi điện tử, ngày nay người ta thường dùng các bộ đếm chương trình (timer) và chỉ cần nạp sẵn số cần chia K , bộ đếm sẽ tạo ra tần số f_2 phụ thuộc vào K .

6.6.5. Bộ phân phối

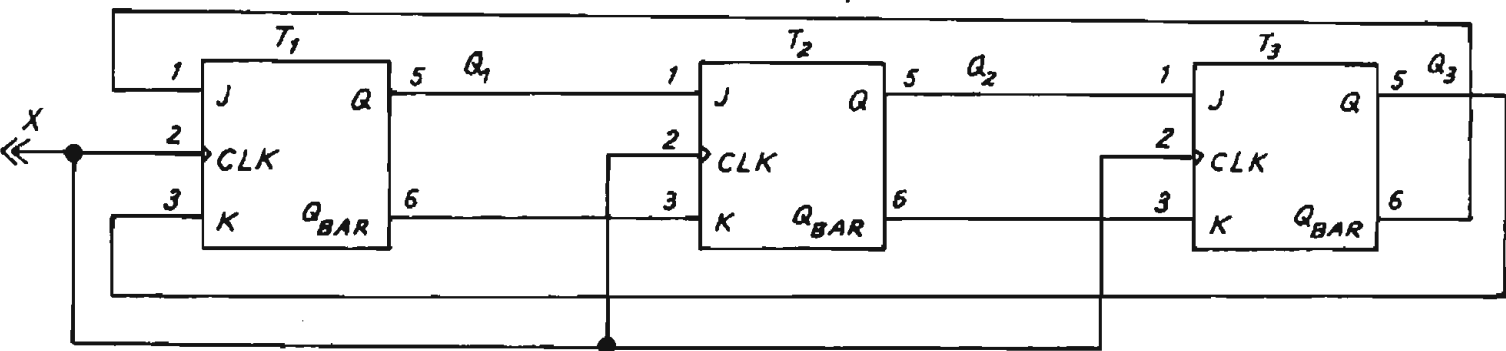
Theo nguyên lý hoạt động của nghịch lưu ba pha ta dễ dàng nhận thấy, để tạo ra hệ thống ba pha thì các xung đưa vào mở các van động lực đều có thời điểm lệch nhau là 60° trong một chu kỳ của điện áp ra. Do đó bộ phân phối thực chất là bộ chia tần với hệ số $K = 6$, với chức năng tạo ra điện áp ba pha.

Cơ sở bộ đếm 6 là trigơ đồng bộ J – K.



Hình 6.46. Trigơ đồng bộ J – K và bảng trạng thái

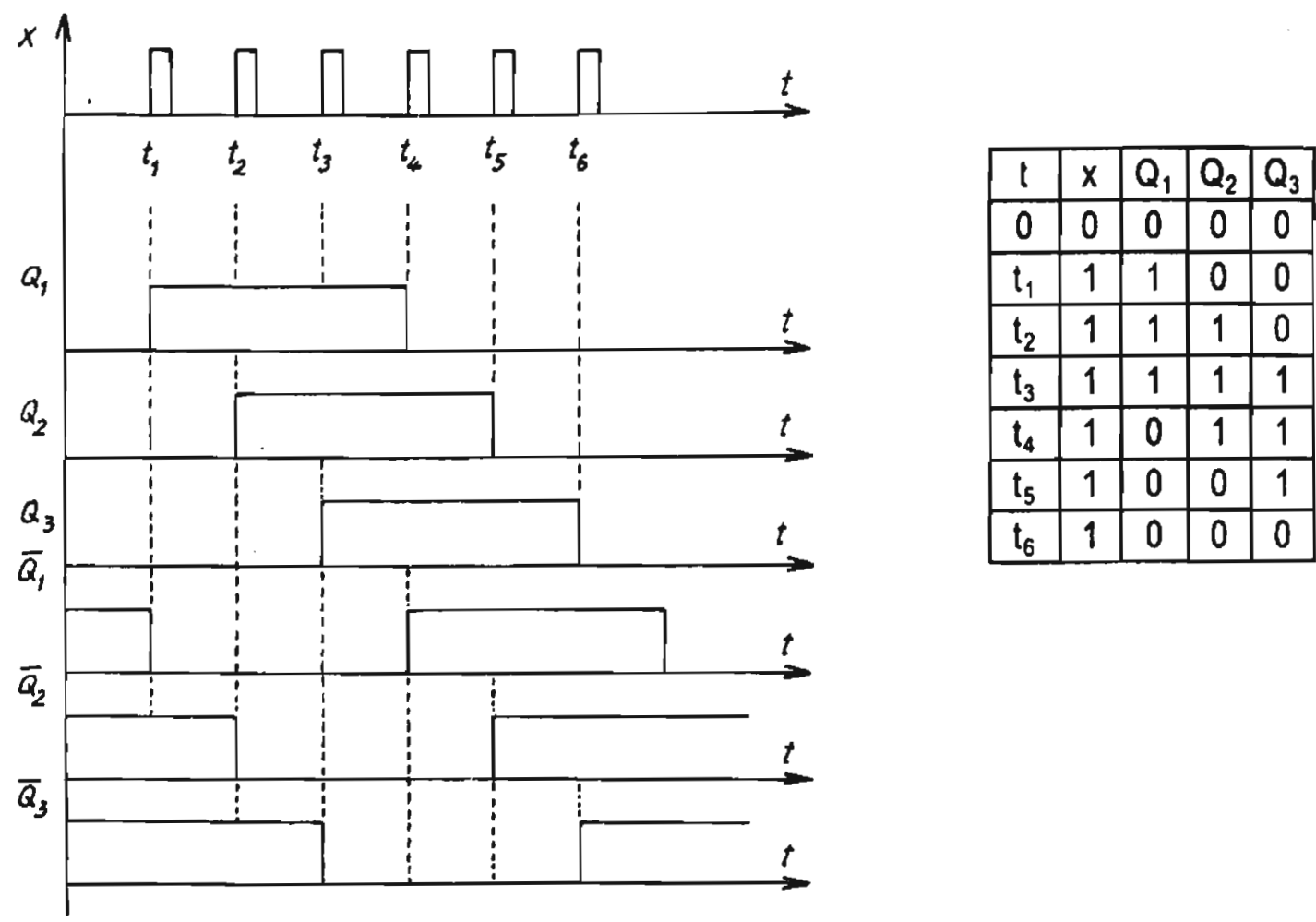
Trigơ sẽ lật trạng thái khi có xung đồng bộ x và tín hiệu đầu vào J–K theo bảng trạng thái và biểu đồ xung (hình 6.46).



Hình 6.47. Bộ chia 6 dùng trigơ J – K

Để tạo ra bộ đếm, mạch vòng với hệ số $K = 6$ (hình 6.47), ta cần ghép ba trigơ J – K theo thứ tự đầu ra Q_1 của T_1 nối vào đầu J của T_2 , đầu ra $\overline{Q_1}$ nối vào đầu vào K của T_2 ; T_2 nối tương tự với T_3 nhưng đầu ra Q_3 lại được nối vào K của T_1 và $\overline{Q_3}$ nối với J, do đó ta khử được hai trạng thái ($2^3 = 8$ trạng thái) và bộ đếm chỉ còn lại 6 trạng thái. Mỗi khi có tín hiệu đồng bộ ($x = 1$), bộ đếm lại lật trạng thái và như vậy ta lại khử đi 2 trạng thái 101 và 010. Theo biểu đồ xung ta dễ dàng nhận thấy chu kỳ T đã được chia làm 6 khoảng đều nhau ($2\pi/6$), các

trạng thái $Q_1, Q_2, Q_3, \overline{Q_1}, \overline{Q_2}, \overline{Q_3}$ lần lượt tạo ra các xung có thời điểm lệch nhau 60° (hình 6.48).



Hình 6.48. Đồ thị xung và bảng trạng thái

6.7. MỘT SỐ MẠCH ĐIỀU KHIỂN NGHỊCH LƯU ĐƠN GIẢN

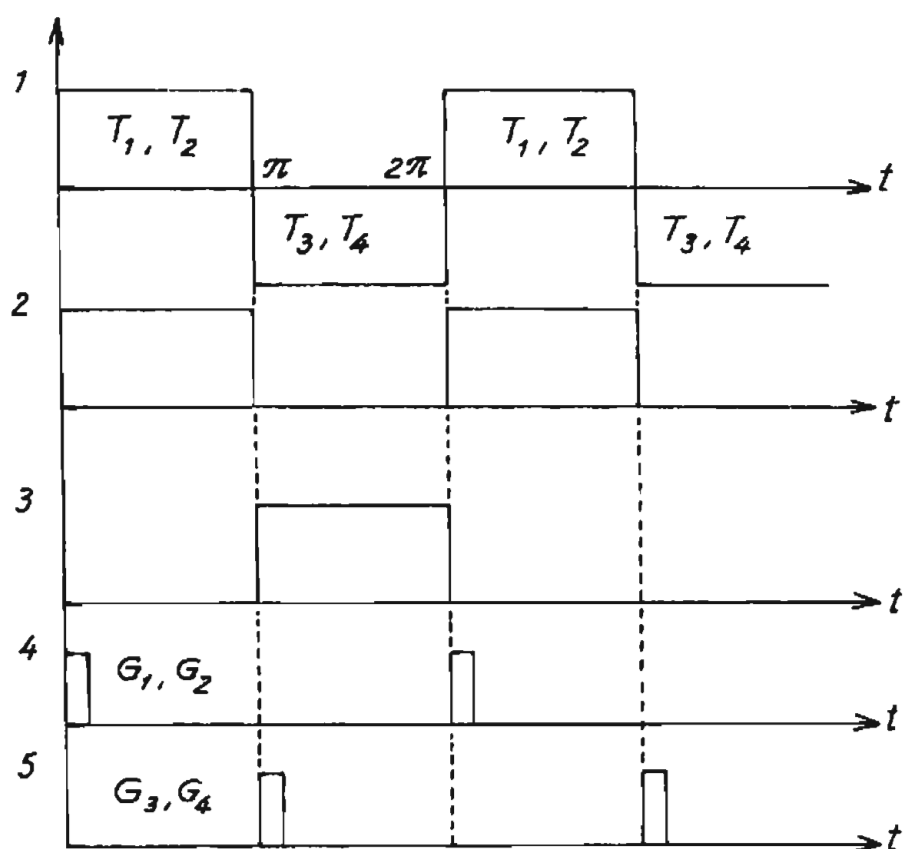
6.7.1. Mạch điều khiển nghịch lưu dòng và nghịch lưu cộng hưởng một pha

Đối với nghịch lưu dòng và nghịch lưu cộng hưởng, người ta chỉ quan tâm đến thời điểm mở của các tiristo, còn quá trình khoá các tiristo sẽ được thực hiện bằng cách mở các tiristo khác trong cùng nhóm. Theo nguyên lý hoạt động của các sơ đồ cầu một pha, ta có thể đề ra nguyên tắc phát xung điều khiển lên các cực điều khiển (G_1, G_2, G_3, G_4) theo biểu đồ xung 4 và 5 (hình 6.49).

Xung điều khiển đưa vào cặp tiristo T_1, T_2 lệch nhau 180° so với xung điều khiển đưa vào cặp T_3, T_4 .

Nguyên lý điều khiển nghịch lưu cầu một pha (hình 6.49) như sau:

Máy phát xung (1) sẽ tạo ra xung với tần số bằng tần số ra của nghịch lưu. Sau khi qua bộ đảo, xung sẽ được phân thành hai kênh lệch nhau 180° (2 và 3).



Hình 6.49. Biểu đồ xung điều khiển sơ đồ cầu một pha

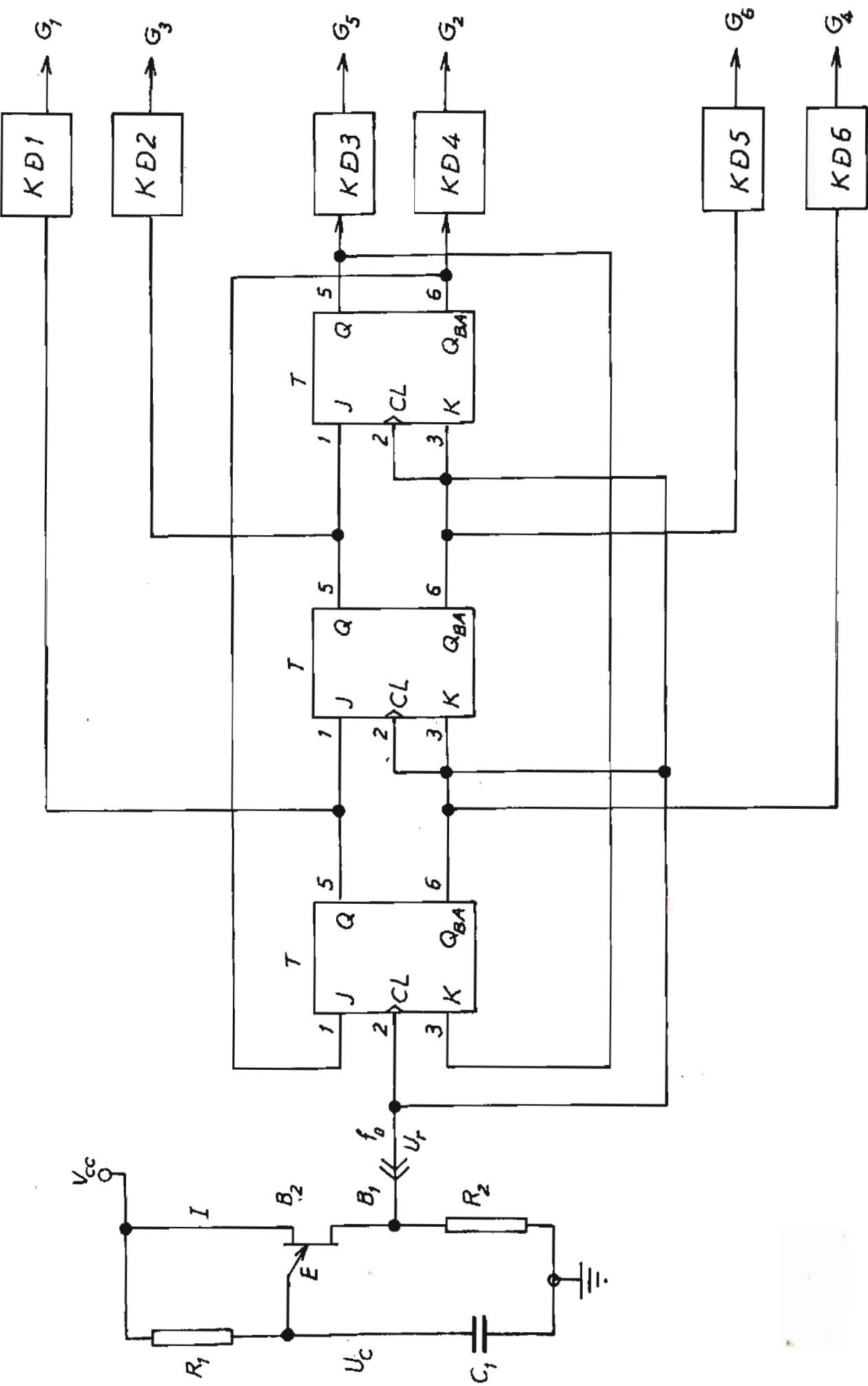
Xung từ các kênh này được vi phân để lấy thông tin về thời điểm mở các cặp tiristo (hình 6.49): 4 và 5). Các xung này đưa vào các bộ khuếch đại xung để tạo ra các xung điều khiển có độ dài bằng công suất đủ để mở các tiristo động lực. Các bộ khuếch đại đầu ra đã được trình bày trong phần chỉnh lưu.

Để điều chỉnh tần số thì máy phát xung phải có khả năng thay đổi tần số theo quy luật mong muốn $U_{dkh} = f(f)$ (tín hiệu điều khiển là hàm của tần số và máy phát xung lúc này trở thành bộ biến đổi điện áp tần số).

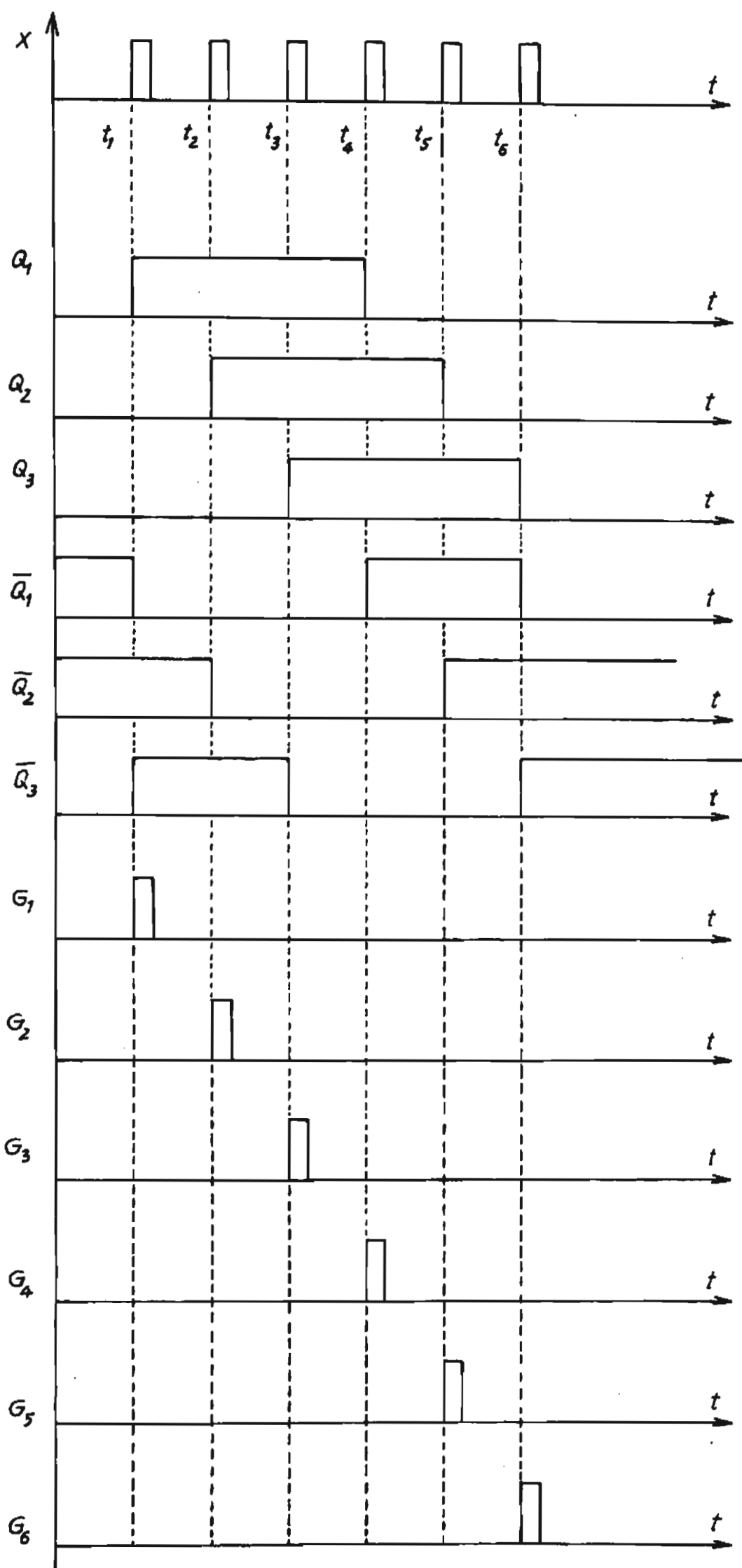
Để ổn định tần số đối với phụ tải hay biến thiên như nghịch lưu cộng hưởng, người ta hay dùng các bộ phản hồi dòng và áp của phụ tải. Mạch phát xung chỉ đóng vai trò kích thích mở lúc ban đầu, sau khi mạch dao động thì mạch phát xung sẽ được cắt ra.

6.7.2. Mạch điều khiển nghịch lưu dòng ba pha

Để điều khiển nghịch lưu dòng ba pha dùng tiristo, chỉ cần tạo ra các xung mở tiristo lệch nhau 60° . Khi mở các tiristo ở cùng một nhóm anôt chung hoặc catôt chung thì van đang dẫn trước đó sẽ bị khoá lại. Do đó sơ đồ điều khiển chủ yếu gồm máy phát xung và bộ phân phối xung ra 6 tiristo. Sơ đồ điều khiển được mô tả trên hình 6.50.



Hình 6.50. Sơ đồ điều khiển nghịch lưu ba



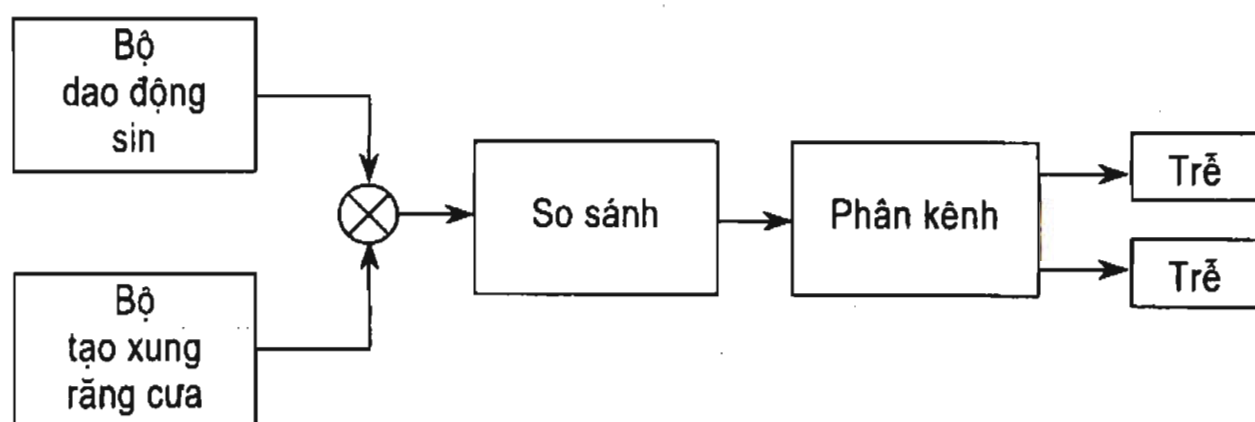
Hình 6.51. Biểu đồ xung của sơ đồ điều khiển nghịch lưu dòng ba pha

Máy phát xung phát ra tần số f_0 lớn gấp 6 lần tần số ra của nghịch lưu. Sau khi đi qua bộ đếm 6, các trạng thái đầu ra của bộ đếm sẽ tạo ra các xung lệch nhau một góc 60° trong một chu kỳ điện áp ra.

Các thời điểm ban đầu của xung ứng với các đầu $Q_1, Q_2, Q_3, \overline{Q_1}, \overline{Q_2}, \overline{Q_3}$ sẽ được đưa vào bộ khuếch đại tạo xung để tạo ra các tín hiệu điều khiển ($G_1, G_2, G_3, G_4, G_5, G_6$) cho các tiristo động lực.

6.7.3. Điều khiển nghịch lưu áp một pha

Nguồn áp là nguồn được sử dụng rộng rãi vì ưu điểm cơ bản của nó là có thể dùng cho các dạng phụ tải khác nhau. Nhờ sự phát triển vượt bậc của kỹ thuật điện tử, các loại van điều khiển hoàn toàn như IGBT và GTO đã làm đơn giản rất nhiều các mạch điều khiển, nên trong lĩnh vực điều khiển nghịch lưu áp người ta chủ yếu thực hiện việc điều khiển theo nguyên tắc điều chế điện áp (PWM) theo quy luật hình sin để tạo ra điện áp có chất lượng cao, chứa ít thành phần sóng điều hoà bậc cao. Sơ đồ cấu trúc điều khiển nghịch lưu áp một pha được mô tả như trên hình 6.52.



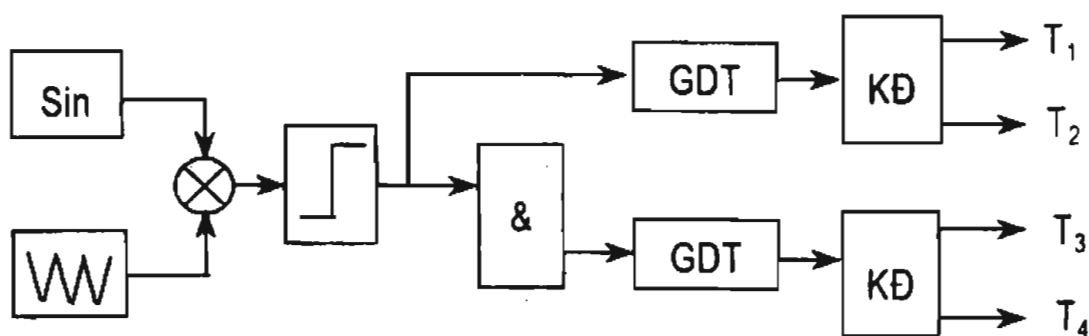
Hình 6.52. Sơ đồ cấu trúc điều khiển nghịch lưu áp một pha

Tín hiệu điện áp hình sin được so sánh với điện áp răng cưa có tần số lớn hơn rất nhiều so với tần số của hình sin thông qua bộ so sánh. Đầu ra của bộ so sánh sẽ cho ra tín hiệu xung có độ rộng thay đổi theo quy luật hình sin:

$$\Delta t = a \sin \theta$$

Δt là thời gian mở các van bán dẫn động lực.

Tín hiệu được đảo pha để chia thành hai kênh điều khiển hai cặp van động lực như trong sơ đồ (hình 6.53).



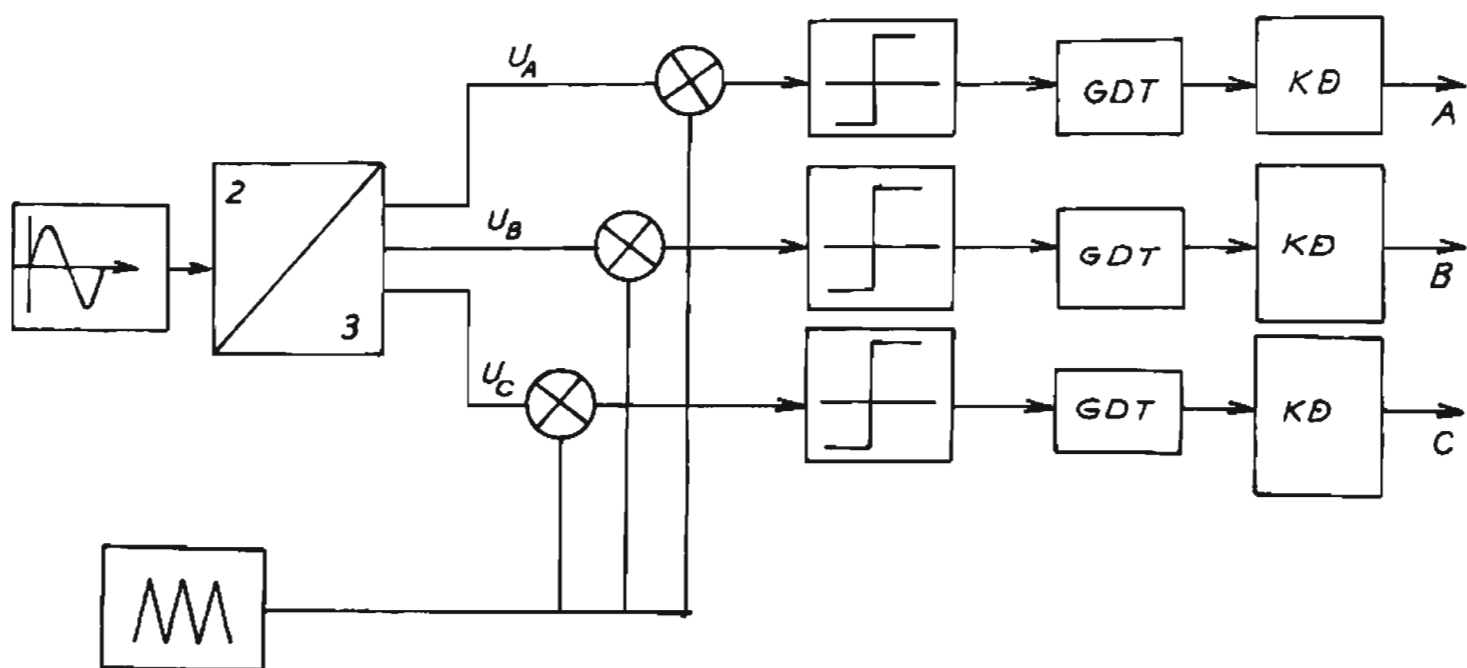
Hình 6.53. Sơ đồ điều khiển nghịch lưu áp một pha

Trong nghịch lưu áp, các van động lực được khoá bởi các tín hiệu điều khiển. Do quán tính van không thể khoá tức thời nên để tránh tình trạng ngắn mạch nguồn (khi một van chưa kịp đóng thì van thứ hai đã mở trong cùng một nhánh cầu), thời điểm mở các van cần làm trễ đi một thời gian ít nhất bằng thời gian phục hồi tính chất điều khiển của van và được thực hiện bằng một bộ trễ (Generator Dead Time: GDT). Sau đó các tín hiệu sẽ được khuếch đại để tạo đủ công suất mở các van động lực.

6.7.4. Điều khiển nghịch lưu áp ba pha

6.7.4.1. Phương pháp điều chế (PMW) kinh điển

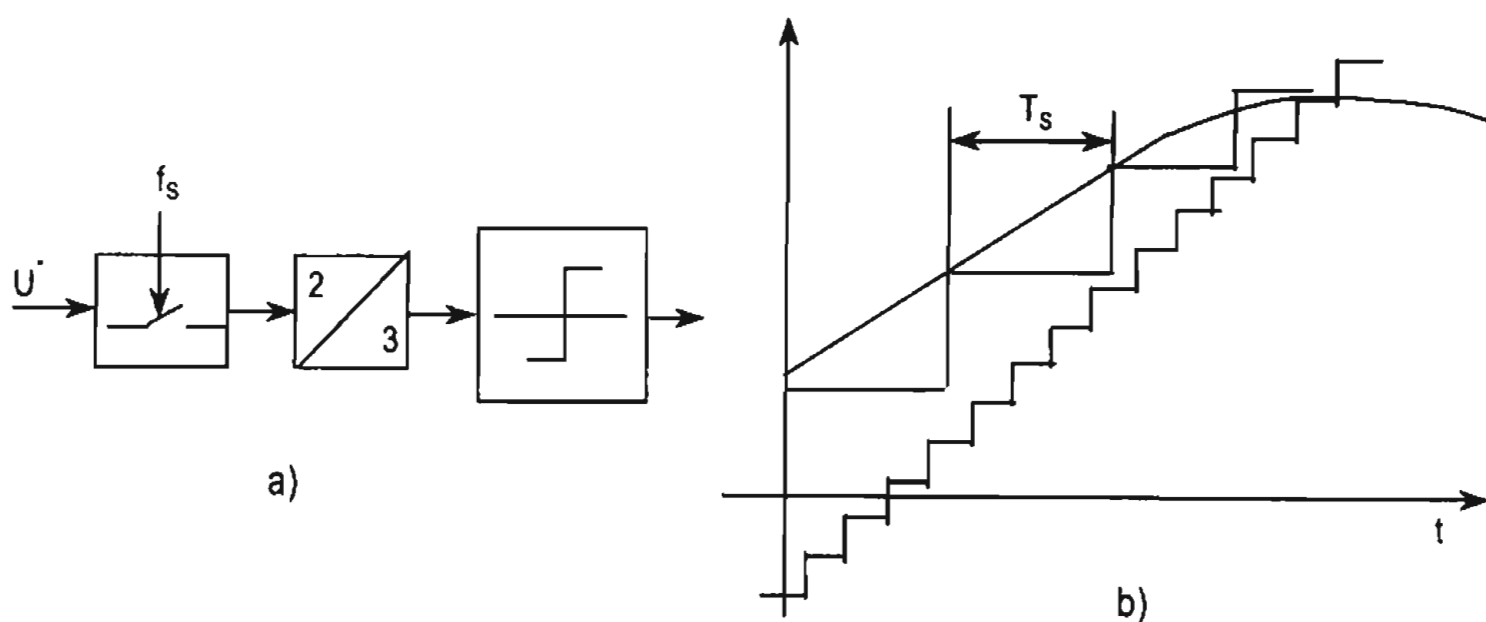
Nội dung của phương pháp kinh điển là cần tạo ra tín hiệu điều khiển ba pha đối xứng từ một tín hiệu điều khiển hình sin (U^*). Thông thường các bộ nghịch lưu áp đều đòi hỏi khả năng điều chỉnh tần số nên bộ biến đổi một pha thành ba pha (U_a, U_b, U_c) phải không phụ thuộc vào tần số. Sau đó các tín hiệu U_a, U_b, U_c lần lượt được so sánh với tín hiệu răng cưa. Như vậy đối với nghịch lưu áp ba pha cần có ba bộ điều chế (PMW) cho ba pha riêng biệt. Đây cũng là nhược điểm cơ bản của phương pháp điều chế kinh điển (hình 6.54).



Hình 6.54. Sơ đồ điều chế PWM kinh điển

6.7.4.2. Phương pháp điều khiển số tựa tương tự

Bản chất của phương pháp này cũng giống như phương pháp điều chế tương tự, tức là so sánh tín hiệu răng cưa với tín hiệu chủ đạo có dạng hình sin. Điểm khác cơ bản là tín hiệu chủ đạo hình sin đã được số hoá. Tín hiệu răng cưa trên không tồn tại một cách thực sự như một tín hiệu mà chỉ là giá trị mô tả trạng thái của bộ đếm (timer count) tương đương như tín hiệu răng cưa trong mạch tương tự (hình 6.55).



Hình 6.55. Sơ đồ điều khiển số tựa tương tự (a) và đồ thị (b)

Tín hiệu chủ đạo sẽ được lấy mẫu với chu kỳ là T_s và kết quả được lưu giữ trong một thanh ghi đặc biệt, kết quả này luôn được so sánh với giá trị của bộ đếm. Trong trường hợp này chức năng tạo hệ thống ba pha sẽ do bộ vi xử lý đảm nhiệm. Từ một tín hiệu lấy mẫu U^* nó sẽ tạo ra các tín hiệu U_a , U_b , U_c bằng cách tính các tín hiệu U_a , U_b , U_c từ hệ phương trình sau:

$$U_a = U_m \sin(\omega.t)$$

$$U_b = U_m \sin(\omega.t + 120^\circ)$$

$$U_c = U_m \sin(\omega.t - 120^\circ)$$

6.7.4.3. Phương pháp điều khiển vector

Như đã phân tích trong phần nghịch lưu, ưu điểm cơ bản của phương pháp điều chế vectơ là chỉ cần một bộ điều chế duy nhất cho cả ba pha thay vì ba bộ điều chế cho từng pha riêng biệt như trong mạch điều khiển riêng biệt.

Bất kỳ một tín hiệu chủ đạo hình sin nào cũng được quy đổi về các vectơ chuyển mạch chuẩn (hình 6.56b). Việc quy đổi các vectơ điện áp mong muốn theo các vectơ chuẩn đảm bảo tạo ra hệ thống điện áp ba pha đối xứng trong nghịch lưu nếu thời gian lấy mẫu bằng $2T_s$.

Ta có phương trình:

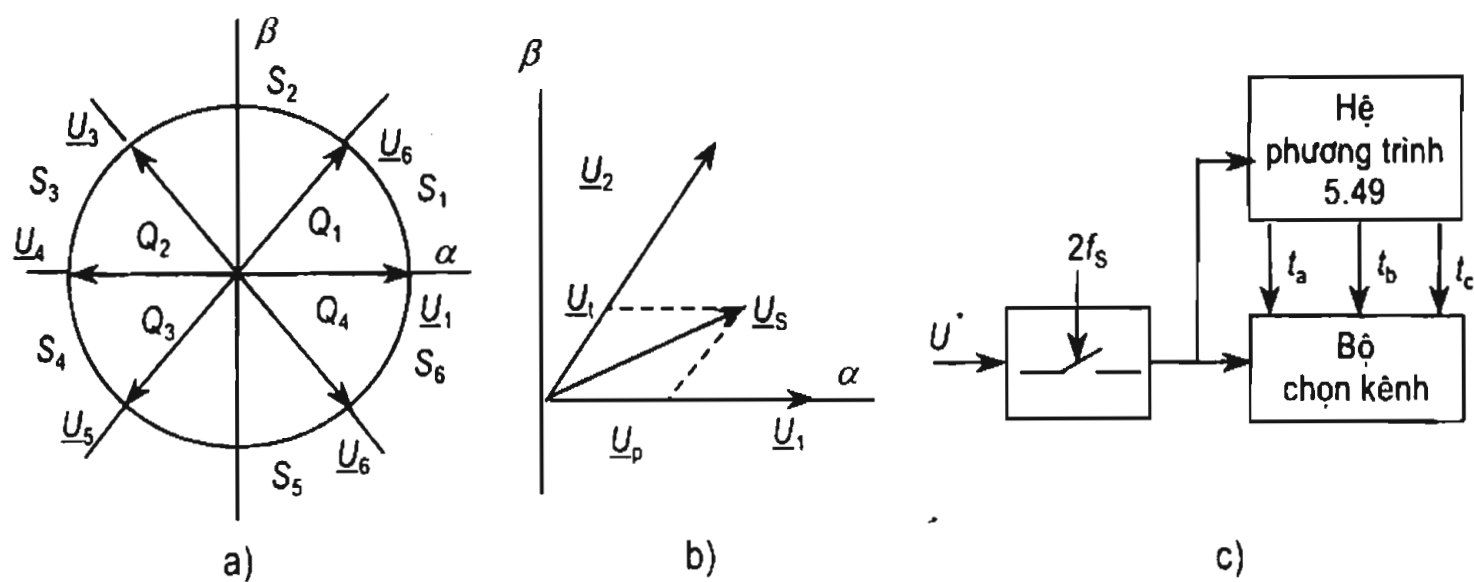
$$2f_s(t_a.U_a + t_b.U_b) = U^*$$

$$t_0 = \frac{1}{2f_s} - t_a - t_b$$

Vectơ U^* được tính theo hai vectơ biên là U_a và U_b .

Góc α là góc tạo thành giữa vectơ U^* và U_a .

Như vậy chức năng của bộ vi xử lý là giải hệ phương trình trên để tìm ra thời gian t_a, t_b, t_c , nó cũng chính là thời gian ứng với các vectơ chuyển mạch đóng cắt trong các khoảng thời gian t_a, t_b, t_0 , chính là thời gian đóng cắt của các van động lực (hình 6.56c).



Hình 6.56. Phương pháp điều khiển vectơ

Bộ chọn kênh xác định vị trí của vectơ chủ đạo U^* trong các góc I, II, III, IV, V, VI tương ứng, và ứng với mỗi góc bộ chọn kênh sẽ tạo ra hai vectơ biên cần thiết tương ứng với góc đó. Chức năng chọn kênh có thể giải quyết bằng phần cứng hoặc phần mềm tùy thuộc vào khả năng tính toán của bộ vi xử lý.

Chương 7

MÔ PHỎNG MẠCH ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

7.1. MÔ HÌNH HOÁ VÀ MÔ PHỎNG

7.1.1. Mô hình hoá

Mô hình hoá là xây dựng một mô hình để thay thế hệ thống gốc cần nghiên cứu, để sau đó toàn bộ các khảo sát đều tiến hành trên mô hình. Điều quan trọng khi xây dựng mô hình là xác định chính xác mục tiêu, tiếp theo là xác định cấu trúc của hệ thống, tức là xác định được các khâu chức năng và mối quan hệ giữa các khâu này.

Nghiên cứu hệ thống bằng mô hình hoá nhằm giải quyết hai nhiệm vụ chính: phân tích và thiết kế. Phân tích nhằm xác định các đặc tính và các tham số của hệ để đánh giá hệ thống theo các chỉ tiêu kinh tế kỹ thuật. Thiết kế là nhằm xây dựng hệ thống thoả mãn các yêu cầu cho trước, trong đó phải tính toán để chọn lựa được các phần tử cũng như các thông số cụ thể của chúng. Vì vậy nếu mô hình được thiết kế còn chưa thoả mãn yêu cầu đặt ra thì cần thay đổi lại cả mô hình, và như vậy đây là một quá trình có tính vòng lặp thiết kế - mô hình - phân tích - thiết kế.

Các điểm đặc trưng của mô hình hoá là:

Độ chính xác, tin cậy: Thể hiện tính tương đương trung thực của mô hình với hệ thống cần nghiên cứu.

Tính mục tiêu: Phụ thuộc vào mục đích cần đạt được mà mô hình có thể có một hay nhiều mục tiêu để nghiên cứu đặc tính của hệ thống thực.

Tính thích nghi: Thể hiện khả năng phản ánh đúng đắn của mô hình dưới các tác động của môi trường, cũng như khả năng tự điều chỉnh của mô hình dưới sự thay đổi của các yếu tố tác động đó.

Tính điều khiển được: Thể hiện khả năng điều khiển được mô hình theo yêu cầu và khả năng giao tiếp dễ dàng giữa người sử dụng mô hình và bản thân mô hình để thu thập số liệu và ra quyết định điều khiển.

Khả năng phát triển mô hình: Thể hiện khả năng thay đổi được cấu trúc mô hình cho thích hợp với sự phát triển của hệ thống thực.

Độ phức tạp: Thể hiện ở cấu trúc của mô hình và các mối liên hệ qua lại giữa các khâu cấu trúc.

7.1.2. Mô phỏng

Mô phỏng là phương pháp mô hình hoá dựa trên cơ sở xây dựng các mô hình toán học. Khi đã có mô hình toán học ta có thể có được một số thông tin về hệ thống trên mô hình này bằng các phương pháp phân tích toán học, phương pháp giải tích. Tuy nhiên, với các hệ phức tạp phi tuyến, nhiều thông số thì việc áp dụng phương pháp giải tích trở nên rất khó khăn, và nhiều khi không thực hiện được. Trong những trường hợp này dùng mô phỏng cho phép giải quyết thành công với mức độ khó khăn được giảm đi nhiều lần. Bản chất của phương pháp mô phỏng là làm sao xây dựng được một mô hình số hệ thống, trong đó hệ thống có thể được chia thành các hệ nhỏ hơn, thậm chí đến các khâu chức năng. Vì vậy không nhất thiết phải xây dựng mô hình tổng thể hệ thống một lúc, mà xây dựng các mô hình nhỏ thể hiện một nhiệm vụ nào đó, từ đó phát triển lên dần thành các mô hình hệ con, rồi sau đó là toàn bộ hệ thống. Sự khác nhau chủ yếu giữa phương pháp giải tích và phương pháp mô phỏng là ở tính tổng quát của nó. Khi đã giải tích được có nghĩa là ta đã có lời giải tổng quát. Trong khi đó phương pháp mô hình số thường đưa ra kết quả theo bước tính, các bước kế tiếp nhau và dựa vào kết quả của các bước tính trước đó. Chính vì vậy vấn đề sai số thường phải được quan tâm thích đáng để tránh sự tích lũy sai lệch theo bước tính.

Phương pháp mô phỏng được ứng dụng trong tất cả các giai đoạn thiết kế, phân tích và thực thi hệ thống với những mục đích, nhiệm vụ khác nhau.

7.1.2.1. Các phương pháp mô phỏng

Với các bài toán kỹ thuật thì hệ thống thường được mô tả bởi một hệ phương trình vi phân bậc cao. Có ba phương pháp mô phỏng để giải hệ phương trình này: tương tự, gián đoạn và mô phỏng theo thời gian thực.

a. Phương pháp mô phỏng tương tự: Phương pháp này dùng máy tính tương tự hoặc các thiết bị kỹ thuật tương tự để giải các phương trình vi phân.

Trước đây khi các máy tính số còn quá cồng kềnh và phức tạp trong việc sử dụng thì phương pháp này khá thông dụng. Phần tử chủ yếu đóng vai trò quyết định là các bộ khuếch đại thuật toán - Operational Amplifier (OA). Dựa trên OA có thể xây dựng được khá nhiều các phần tử thực hiện các phép toán: cộng, trừ, vi phân, lôgarit... Vì thế, bằng cách lắp ráp các phần tử thực hiện các phép toán này theo sơ đồ mô tả được phương trình vi phân (chủ yếu là các bộ tích phân và tổng) để khi chạy mô hình sẽ nhận được ở đầu ra kết quả dưới dạng điện áp. Nhược điểm cơ bản của phương pháp này nằm chính trong sự hạn chế của OA, do đây là phần tử vật lý, thực chất OA cũng được lắp ráp từ các linh kiện điện - điện tử nên nó bị hạn chế bởi phạm vi điện áp mà các linh kiện chịu được, dẫn đến phạm vi giá trị của các biến số bài toán cũng bị hạn chế, do đó độ chính xác không thể đảm bảo nhỏ hơn 0,1% . Ngoài ra phải kể đến hiện tượng “trôi điểm không” do ảnh hưởng của nhiệt độ, sự thay đổi giá trị linh kiện lắp ráp tạo thành OA dưới ảnh hưởng của môi trường và theo thời gian làm ảnh hưởng tới độ chính xác hoặc buộc phải thường xuyên tiến hành hiệu chỉnh mạch.

b. Mô phỏng dùng máy tính số: Hiện nay phương tiện chủ yếu để mô phỏng là máy tính số. Kể từ khi máy tính số trở nên gọn nhẹ, giá thành hạ và cũng rất mạnh (tốc độ ngày càng nhanh, dung lượng bộ nhớ không ngừng nâng cao) và dễ dàng sử dụng cho mọi người thì máy tính số đã gần như hoàn toàn thay thế máy tính tương tự. Sử dụng máy tính số cho phép tránh được tất cả các nhược điểm của máy tính tương tự, độ chính xác được nâng cao hơn. Nhưng trong máy tính số không có các phần tử như OA của máy tính tương tự, vì vậy một số phép tính và nhiều phương pháp tính theo nguyên tắc gần đúng (có sai số nhất định nhưng thực tế là rất nhỏ). Nhược điểm của máy tính số là kết quả không phản ánh được gần tức thời như dùng máy tính tương tự mà bao giờ cũng có thời gian tính (nguyên tắc gián đoạn), do vậy nhìn chung về độ tác động chưa bằng máy tính tương tự.

c. Mô phỏng thời gian thực: Việc mô phỏng thực hiện với hệ thống thực, đối tượng thực. Lúc này máy tính là khâu nhận tín hiệu từ các xenxơ đo lường để xử lý, tính toán rồi cho ra kết quả để quay lại điều khiển đối tượng thông qua các phần tử chấp hành. Khi làm việc với thời gian thực, tốc độ tính của máy tính đóng vai trò quan trọng, nhất là với những đối tượng phản ứng nhanh như các thiết bị điện - điện tử.

7.1.2.2. Ưu nhược điểm của phương pháp mô phỏng

a. Ưu điểm

- Có khả năng nghiên cứu các hệ thống phức tạp, có các yếu tố ngẫu nhiên khi phương pháp giải tích không có hiệu quả.
- Có thể đánh giá các đặc tính của hệ thống ngay cả khi hệ thống còn đang ở giai đoạn khảo sát thiết kế.
- Có thể so sánh, đánh giá các phương án khác nhau của hệ thống.
- Có thể nghiên cứu các giải pháp điều khiển hệ thống.
- Thời gian nghiên cứu trên mô hình ngắn so với nghiên cứu trên hệ thống thực.
- Giá thành nghiên cứu tương đối rẻ so với nghiên cứu trên hệ thống thực, không gây trở ngại cho vận hành hệ thống thực.

b. Nhược điểm

- Sản phẩm của mô phỏng chỉ là các đánh giá mà không cho giá trị chính xác.
- Phương pháp mô phỏng đòi hỏi công cụ mô phỏng đắt tiền (máy tính, phần mềm chuyên dụng).
- Phương pháp mô phỏng thường sản sinh ra khối lượng lớn các dữ liệu có tính thống kê, do đó đòi hỏi phải có các chuyên gia thành thạo về phân tích dữ liệu để xử lý kết quả mô phỏng.

7.2. MÔ PHỎNG DÙNG PHẦN MỀM TRÊN MÁY TÍNH

7.2.1. Các dạng phần mềm mô phỏng

Trong kỹ thuật, để tiến hành nghiên cứu, khảo sát một bài toán kỹ thuật điện - điện tử, sử dụng máy tính thường có hai công cụ hay được dùng là phần mềm mô phỏng mạch (Circuit - Oriented Simulation) và phần mềm giải phương trình (Equation Solver).

7.2.1.1. Phần mềm mô phỏng mạch

Trong các năm gần đây đã có nhiều tiến bộ trong xây dựng và phát triển các phần mềm mô phỏng mạch điện - điện tử. Để sử dụng phần mềm loại này người sử dụng cần biết cách dựng sơ đồ theo mạch thực và đưa vào số liệu của

các phần tử trong mạch. Chương trình mô phỏng sẽ tự lập rồi giải các phương trình được hình thành mà hoàn toàn không thể hiện cho người dùng quá trình này. Phần mềm mô phỏng mạch được phát triển theo hai hướng:

a) Mô phỏng định hướng mạch trên cơ sở xây dựng các mô hình phần tử thông dụng trong kỹ thuật điện - điện tử. Thí dụ như Spice, Saber, Tina, EMTP...

b) Mô phỏng định hướng xây dựng các hàm truyền chức năng chuẩn, thí dụ như Simulink trong phần mềm MATLAB.

7.2.1.2. Phần mềm giải phương trình

Khác với loại trên, loại này mang tính toán học và người sử dụng phải thiết lập các phương trình đại số và vi phân. Như vậy người dùng phải biết tất cả các giai đoạn làm việc của mạch để xây dựng được hệ phương trình cho từng giai đoạn. Sau đó sử dụng phần mềm như bộ giải hệ phương trình vi phân và nhận kết quả từ máy. Thực chất phần mềm loại này chính là các chương trình khá quen thuộc như Pascal, C, Fortran... hay chuyên dụng hơn cho kỹ điện - điện tử là phần mềm Matlab).

7.2.1.3. So sánh hai dạng phần mềm trên

1. Phần mềm mô phỏng mạch

Ưu điểm:

- ◆ Thời gian chuẩn bị ngắn.
- ◆ Dễ thay đổi mạch và dễ điều khiển.
- ◆ Không phải quan tâm đến các giải pháp toán học.
- ◆ Có nhiều mô hình phần tử tiêu biểu để sử dụng xây dựng mạch.
- ◆ Dễ kiểm tra từng khu vực, chạy thử từng mạch nhỏ trước khi chạy toàn bộ chương trình lớn tương ứng mạch phức tạp.

Nhược điểm:

- Ít can thiệp được tới quá trình mô phỏng.
- Thời gian tính toán thường lớn.
- Có thể xuất hiện sự cố làm dừng chương trình do xuất hiện lỗi hay do người dùng không nắm kỹ bản chất quá trình tính toán của chương trình.

- Sai số khó đánh giá.
- Thường một phần mềm chỉ ứng dụng cho một số lĩnh vực hạn chế.

2. Phần mềm giải phương trình

Ưu điểm:

- ◆ Kiểm soát được quá trình tính toán như chọn phương pháp giải phương trình, chọn bước tính...
- ◆ Thời gian tính toán ngắn hơn.
- ◆ Đánh giá được sai số.
- ◆ Ứng dụng được trong nhiều lĩnh vực khác nhau.

Nhược điểm:

- Thời gian chuẩn bị rất lớn (thiết lập hệ phương trình vi phân cho tất cả các giai đoạn làm việc của mạch).
- Người dùng phải am hiểu tốt không những lĩnh vực chuyên môn của mình mà còn phải nắm khá vững các vấn đề toán học.
- Mỗi sự thay đổi dù nhỏ của mạch khảo sát đều dẫn đến phải làm công việc từ đầu mất nhiều công sức, do vậy không thuận lợi trong thiết kế thử nghiệm.

Từ so sánh trên dễ dàng thấy rằng phần mềm được ưa chuộng và phổ biến hơn chính là loại mô phỏng mạch.

7.2.2. Giải phương trình vi phân trong các phần mềm mô phỏng

Một trong những vấn đề chính để giải phương trình vi phân trong máy tính là tạo các bộ tích phân. Với máy tính tương tự, vấn đề này được giải quyết bằng việc sử dụng khuếch đại thuật toán kết hợp với các phần tử RLC... Trong máy tính số phải sử dụng các phương pháp toán học để tính tích phân gần đúng. Có nhiều phương pháp khác nhau, nhưng trong phần mềm phổ dụng Spice, EMTP đều dùng phương pháp hình thang theo toán tử sai phân chậm sau để tính tích phân khi giải phương trình vi phân tuyến tính. Trong đó việc chọn bước tính đóng vai trò quan trọng, bước tính phải đảm bảo nhỏ hơn hằng số thời gian nhỏ nhất của mạch khảo sát. Điều này không phải lúc nào cũng thấy trước được nên có thể xảy ra việc dừng chương trình tính. Do vậy một số phần mềm tiên tiến (như Spice) sử dụng phương pháp tự động xác định bước tính phù hợp. Với

phương trình vi phân phi tuyến, xuất hiện do tính chất phi tuyến của các phần tử tham gia trong mạch, các phần mềm phải sử dụng thêm phương pháp nội suy, và mỗi một điểm tính phải sau một vài lần nội suy mới nhận được kết quả. Spice dùng phương pháp nội suy Newton - Raphson.

7.2.2.1. Phương trình sai phân tuyến tính

Phương trình sai phân của một hệ tuyến tính thường viết dưới dạng:

$$y(k) + a_{n-1} \cdot y(k-1) + \dots + a_0 \cdot y(0) = b_m \cdot x(k) + b_{m-1} \cdot x(k-1) + \dots + b_0 \cdot x(0)$$

Các hệ số $a_{n-1} \dots a_0$ và $b_m \dots b_0$ đặc trưng đặc tính động của hệ thống. Nếu các hệ số là không đổi thì phương trình sai phân là mô tả một hệ thống tuyến tính dừng. Ở đây luôn phải có $m < n$, vì thực chất phương trình trên là biến đổi của hàm $y = x.B/A$, do đó m chỉ bậc của tử số, còn n chỉ bậc của mẫu số. Từ phương trình này có thể suy ra:

$$y(k) = -a_{n-1} \cdot y(k-1) - \dots - a_0 \cdot y(0) + b_m \cdot x(k) + b_{m-1} \cdot x(k-1) + \dots + b_0 \cdot x(0)$$

Như vậy nếu xuất phát từ các điều kiện đầu $x(0), y(0)$ ta sẽ tính được bước thứ nhất $y(k = 1)$, sau đó dựa vào các số liệu đã có tính bước $k = 2$. Tóm lại bằng cách tính kiểu cuốn chiếu có thể tính được $y(k)$ ở thời điểm tiếp theo bất kỳ.

Phương trình sai phân có thể viết dễ dàng nhờ phép biến đổi Z: Từ phương trình vi phân tính hàm truyền dưới dạng biến đổi Laplace, làm phép chuyển sang hàm Z, sau đó rút ra phương trình sai phân.

7.2.2.2. Phương pháp toán tử

Toán tử tích phân số là phần tử quan trọng trong phép biến đổi từ hệ liên tục sang hệ gián đoạn. Hàm truyền toán tử tích phân ở dạng biến đổi Laplace được viết như sau:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{1}{p}$$

Một số phương pháp để tìm toán tử tích phân số $I(z)$: toán tử tích phân số vượt trước, toán tử tích phân số chậm sau và toán tử Tustin.

a. Toán tử tích phân số vượt trước (forward rectangle)

Tín hiệu vào $U(k)$ được lấy từ hai thời điểm: thời điểm $k.T$ và $(k+1)T$ (vì vậy mà có tên gọi vượt trước). Lúc này ta có được đạo hàm của tín hiệu ra dy/dt và coi như bằng tín hiệu ra. Như vậy ở hệ gián đoạn ta có:

$$U(k) = \frac{y(k+1) - y(k)}{T}$$

Biến đổi z cả hai vế được:

$$TU(z) = zY(z) - Y(z)$$

Từ đó hàm truyền của toán tử tích phân số vượt trước có dạng sau:

$$I_{VT(z)} = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{T}{z-1}$$

So sánh biểu thức này với biểu thức đầu tiên ta được:

$$\frac{1}{p} = \frac{T}{z-1} \text{ hoặc } p = \frac{z-1}{T}$$

b. Toán tử tích phân số chậm sau (backward rectangle)

Trong trường hợp tín hiệu vào $U(k)$ được lấy từ hai thời điểm: thời điểm $k.T$ và $(k-1)T$ (vì vậy mà có tên gọi chậm sau). Làm tương tự như trường hợp trên, ta có:

$$U(k) = \frac{y(k) - y(k-1)}{T}$$

Biến đổi z cả hai vế được:

$$TU(z) = Y(z) - z^{-1}.Y(z)$$

Hàm truyền của hai toán tử tích phân số chậm sau nhận được là :

$$I_{CS}(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{T}{1-z^{-1}} = \frac{T_z}{z-1}$$

Vậy ta có phép biến đổi tương đương:

$$\frac{1}{p} = \frac{T_z}{z-1} \text{ hay } p = \frac{z-1}{T_z}$$

c. Toán tử tích phân số song song (bilinear)

Tín hiệu vào được lấy điểm gốc tại k , nhưng lấy tiếp hai giá trị ở cả $(k-1)$ và $(k+1)$. Hàm truyền của toán tử tích phân số được tính:

$$I_{CS} = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{z-1} + \frac{1}{2} \cdot \frac{T_z}{z-1} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}$$

Lúc này ta có phép biến đổi tương đương giữa biến đổi Laplace và biến đổi Z :

$$\frac{1}{p} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \text{ hoặc } p = \frac{T}{2} \cdot \frac{z-1}{z+1}$$

Phép biến đổi này là toán tử phân số tính theo phương pháp Tustin.

7.2.2.3. Các bước xây dựng phương trình sai phân

Có thể xây dựng phương trình sai phân của hệ thống theo các bước sau:

1. Viết hàm truyền của hệ thống dưới dạng toán tử Laplace:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)}$$

2. Đổi biến số từ toán tử p sang toán tử z , sử dụng một trong các toán tử tích phân vừa trình bày ở trên ta được hàm truyền dưới dạng toán tử z :

$$W(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

3. Từ $W(z)$ viết được phương trình sai phân.

Trên đây đã trình bày các thuật toán cơ sở cho việc dùng máy tính số nhằm mục đích phục vụ cho mô phỏng. Sử dụng các thuật toán này người ta xây dựng các phần mềm tính toán chuyên dụng cho những lĩnh vực khác nhau.

7.2.3. Mô hình van bán dẫn trong mô phỏng mạch điện tử công suất

Van là phần tử bán dẫn hình thành nên các mạch điện tử công suất, vì vậy xây dựng mô hình cho các van này là một vấn đề trọng tâm được đề cập và nghiên cứu trong nhiều năm qua. Trong mô phỏng, thường van được xây dựng thành mô hình theo 4 dạng sau:

- ◆ Dạng khoá lý tưởng.
- ◆ Dạng điện trở hai trạng thái.
- ◆ Dạng mạch con.
- ◆ Dạng phương trình.

1. Mô hình van – khoá lý tưởng

Coi van như một khoá lý tưởng với hai trạng thái: khi van dẫn tương tự như công tắc đóng với điện trở tiếp xúc bằng 0; khi van khoá tương tự như công tắc mở, hở mạch với điện trở vô hạn. Dùng giả thiết này để phân tích mạch đối với con người là dễ dàng nhất, song với các quá trình tính toán trên máy tính khi mô phỏng lại thường gây dừng chương trình bởi dễ rơi vào các trường hợp như ngắn mạch nguồn, ngắn mạch tụ điện hoặc ngắt mạch đột ngột không cho phép với đoạn mạch có điện cảm.

Tuy nhiên có thể khắc phục điều này bằng thủ thuật đưa thêm các phần tử phụ chống ngắn mạch khi thiết lập mạch mô phỏng.

Tất nhiên, coi van là lý tưởng thì kết quả mô phỏng sẽ thiếu chính xác khi cần khảo sát ảnh hưởng thực tế của van trong mạch khảo sát.

2. Mô hình van - điện trở hai trạng thái

Ở đây hai trạng thái của van được đặc trưng bằng điện trở với hai giá trị khác nhau:

- Khi van dẫn – tương ứng giá trị điện trở nhỏ.
- Khi van khoá – tương ứng giá trị điện trở lớn.

Mô hình này loại trừ được các vấn đề nảy sinh khi coi van là khoá lý tưởng nếu giá trị điện trở không quá nhỏ hoặc quá lớn. Tuy nhiên, phần tử bán dẫn là phi tuyến, trong khi điện trở là tuyến tính, do đó cũng ảnh hưởng tới độ chính xác của mô phỏng.

3. Mô hình van – mạch điện con (subcircuit)

Ở đây van được thay thế bằng một mạch điện với nhiều phần tử sao cho thể hiện được các quá trình xảy ra trong van. Vì vậy mô hình này cho phép nhận được các đặc tính và các tham số sát thực với phần tử bán dẫn nhất. Hơn nữa mô hình loại này không gặp các vấn đề mà hai mô hình trên mắc phải khi tiến hành mô phỏng.

4. Mô hình van bằng các phương trình

Trong mô hình dạng này, van được thể hiện bằng một số phương trình phi tuyến, và được viết bằng chính ngôn ngữ mà phần mềm mô phỏng được xây dựng nên. Độ chính xác của mô hình và kết quả mô phỏng phụ thuộc vào các phương trình biểu diễn van.

Sử dụng hai mô hình cuối thường đòi hỏi thời gian tính toán lớn hơn nhiều so với khi dùng hai mô hình đầu. Lý do là khi tính toán trong giai đoạn chuyển trạng thái của van, bước tính sẽ buộc phải tự động giảm rất nhỏ, nhiều khi còn không tìm được điểm hội tụ và làm dừng chương trình tính.

Nhìn chung không có một mô hình nào là tốt nhất cho mọi mô phỏng. Tùy thuộc vào yêu cầu của từng bài toán khảo sát đặt ra mà lựa chọn mô hình cho phù hợp.

7.3. MỘT SỐ PHẦN MỀM MÔ PHỎNG MẠCH ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Những năm gần đây, với sự phát triển mạnh mẽ của kỹ thuật vi tính và các tiện ích của máy tính cá nhân, mô hình hoá trở thành phương pháp rất hiệu quả trong nghiên cứu khoa học, trong thực tế sản xuất cũng như trong phục vụ giảng dạy và học tập. Các phần mềm trợ giúp thiết kế và phân tích cho nhiều ngành khoa học kỹ thuật ngày càng được chú ý nhiều hơn. Lĩnh vực điện tử công suất cũng không nằm ngoài quy luật này, vì vậy đến nay trên thế giới đã xuất hiện khá nhiều các phần mềm như: PSPICE, SABER, PSIM, TINA, EMTP, KREAN, SIMSEN, SUCCES... Phần lớn các phần mềm do các trường đại học viết ra vì mục đích nghiên cứu khoa học, sau đó được thương mại hoá. Mỗi phần mềm thường có những đặc điểm riêng, chủ yếu do mục đích ban đầu đề ra cho các nhà lập trình. Vì vậy tùy theo mức độ bài toán kỹ thuật đặt ra mà lựa chọn dùng phần mềm nào cho phù hợp. Ở đây sẽ đề cập đến ba phần mềm đang được sử dụng khá rộng rãi, đó là MATLAB, TINA và PSPICE.

7.3.1. MATLAB / SIMULINK

Đây là phần mềm được phổ cập ở mức độ toàn cầu. Ở nước ta hiện nay MATLAB cũng đã khá quen thuộc trong lĩnh vực điều khiển và tự động hoá. Tuy nhiên chỉ từ phiên bản 5.3 của MATLAB mới cho phép thâm nhập vào lĩnh vực điện tử công suất (power electronics). Đây là phần mới bổ sung của mục “Power System Blockset” nằm trong phần SIMULINK. Trong đó đưa ra mô hình các phần tử bán dẫn là: Tiristo, diôt, GTO, MOSFET và ideal switch. Tất cả các phần tử này đều được mô phỏng như một mạch gồm điện trở mắc nối tiếp điện cảm khi ở trạng thái dẫn dòng điện, còn khi không dẫn dòng thì tương ứng đứt mạch (tổng trở bằng vô hạn), ngoài ra luôn có mạch RC đấu song song. Bằng cách ghép từng mô hình theo một sơ đồ cụ thể nào đó, có thể thiết lập một thư viện các mạch điện tử công suất theo ý muốn (thí dụ mạch chỉnh lưu cầu, hoặc mạch băm xung...). Ngoài ra còn có các phần tử mạch điện cần thiết và thông dụng khác để trong các thư mục Elements, Electrical Sources, 3-phase Library ... Ghép nó với các mạch khác đã quen biết trước đó, như các bộ điều chỉnh PID... ta có thể tiến hành nghiên cứu các thiết bị theo quan điểm hệ thống hoàn chỉnh.

Nhìn chung, phần mềm này rất thuận tiện khi nghiên cứu hệ thống tự động dưới dạng các khối chức năng (hàm truyền đạt). Nhưng không tiện lợi khi cần nghiên cứu sâu chỉ ở khía cạnh phân tích mạch điện tử công suất, đặc biệt khi cần đưa vào mạch điều khiển dưới dạng mô phỏng mạch điều khiển thực chứ không phải dạng hàm truyền. Tốc độ tính toán khi có các phần tử điện tử công suất thường chậm hơn nhiều so với bình thường, đôi khi bị mất thông tin khi thời gian khảo sát lớn.

7.3.2. Phần mềm TINA (Toolkit for Interactive Network Analysis)

Đây là phần mềm chuyên dụng cho phân tích mạch điện, mạch điện tử dạng tương tự và xung, số do hãng DesignSoft đưa ra thị trường. Mạch điện ở đây được xây dựng trên các mô hình phần tử (model) giống như ta lắp mạch điện thực. Do tính chuyên dụng của phần mềm này nên TINA chỉ ứng dụng trong một lĩnh vực hẹp hơn nhiều so với MATLAB. Tuy nhiên cũng nhờ chuyên dụng nên TINA chỉ chiếm khoảng 6 MB bộ nhớ cứng, trong khi MATLAB chiếm dung lượng không dưới vài trăm MB (nếu đầy đủ là trên 1000 MB). TINA cài đặt và chạy trên môi trường Windows nên sử dụng khá thuận tiện, đó là nhờ các thanh công cụ chính luôn được hiển thị phía trên màn hình và thao tác nhanh chóng nhờ sử dụng chuột. Ngoài một thanh công cụ tương tự cho Windows như: mở - đóng file, cất file, lựa chọn chế độ đưa phần tử vào mạch hay nối các phần tử với nhau... TINA có thanh công cụ đặc trưng là các phần tử mô phỏng mạch, được chia thành 8 nhóm chức năng: nhóm nguồn, các phần tử cơ bản, đo lường, linh kiện bán dẫn, mạch lật flip-flop, mạch logic, mạch cổng (sources, basic components, meters, semiconductors, flip-flop, logic IC, gates). Ký hiệu quy ước có thể chọn theo hai chuẩn: Mỹ (USA) hay Châu Âu (EU). Đối với phân tích mạch điện tử công suất (ĐTCS) thì hay dùng nhất là 4 nhóm đầu, trong đó đặc trưng chính thể hiện ở nhóm nguồn và nhóm các phần tử bán dẫn. Nhóm nguồn có sẵn các nguồn dòng hay nguồn áp các kiểu khác nhau: một chiều, xoay chiều hình sin, tam giác, chữ nhật... và ta cũng có thể tự thiết lập nguồn theo hình dạng mong muốn. Đặc biệt còn có các nguồn phụ thuộc rất cần thiết khi mô phỏng các phần tử bán dẫn: nguồn điện áp phụ thuộc vào dòng điện $U(I)$, nguồn điện áp phụ thuộc vào điện áp $U(U)$; tương tự là nguồn dòng phụ thuộc $I(U)$, $I(I)$. Nhóm quan trọng hơn cả là mô hình các linh kiện bán dẫn:

điôt, transitors (lưỡng cực và các loại bóng trường), tiristo, triac, diac.

Điểm khác biệt của các mô hình trong TINA so với mô hình cùng loại trong phần mềm MATLAB/SIMULINK là ở đây chúng được xây dựng theo bản chất hoạt động vật lý bán dẫn thể hiện bằng các phương trình với nhiều tham số đặc trưng, do đó mô hình mô phỏng rất sát đặc tính vôn - ampe thực của chúng loại đó. Vì vậy để đưa vào mạch một bóng bán dẫn cụ thể cần phải biết khá nhiều tham số của nó, điều này không phải lúc nào-cũng biết được. Để dễ dàng hơn cho người sử dụng, thư viện của TINA có sẵn hàng trăm loại bóng thông dụng trên thị trường với các tham số chuẩn do nhà chế tạo cung cấp, ví dụ tiristo có hơn 200 loại, BT có hơn 300 loại v.v. Tuy nhiên trong thực tế, khi chỉ dừng lại ở mức độ phân tích nguyên lý các mạch điện tử công suất mới gặp, hoặc thiết kế mạch riêng thì chỉ cần thay đổi vài thông số cơ bản là đủ tiến hành mô phỏng, không nhất thiết phải máy móc đưa vào tất cả các tham số của linh kiện được chọn.

TINA có thể tiến hành phân tích mạch theo nhiều kiểu khác nhau. Với mạch tương tự thường phân tích ở chế độ một chiều hay xoay chiều cho phép tính toán điện áp các điểm nút, xác định các đặc tính hàm truyền mạng hai cửa (đặc tính biên độ, pha, trễ...), tính toán hệ số dãy Fourier, hệ số méo (tín hiệu tuần hoàn) hay phổ Fourier (tín hiệu phi chu kỳ)... Với mạch xung - số, chương trình sẽ giải phương trình trạng thái và hiển thị kết quả, đặc biệt còn cho phép kiểm tra mạch theo từng bước tác động logic.

Với lĩnh vực điện tử công suất, thường phải sử dụng kiểu phân tích chế độ động (transient analysis) mà kết quả thể hiện bằng các đồ thị theo thời gian của các đại lượng điện cơ bản $u(t)$, $i(t)$, $p(t)$ của mạch. Do đặc điểm của mạch điện tử công suất, ngoài mạch lực với dòng điện lớn, còn có phần điều khiển với tín hiệu rất nhỏ, nên việc đặt các tham số cho chương trình tính toán có ảnh hưởng khá lớn đến độ hội tụ của phép nội suy, cũng như đến thời gian tính. Với các mạch điều khiển phức tạp, thí dụ như điều khiển chỉnh lưu ba pha sơ đồ cầu, thời gian chạy chương trình rất lâu, vì vậy nên sử dụng một số thủ thuật để đơn giản bớt mạch, không nên máy móc lập mạch điều khiển hoàn toàn như mạch nguyên lý. Cũng có thể tách riêng hai phần điều khiển và mạch lực nếu cần phân tích chi tiết từng phần một, khi cần ghép vào với nhau nên chuyển sang

dùng sơ đồ điều khiển tương đương. Như vậy, khi cần phân tích mạch điện tử công suất ở khía cạnh hệ thống, nhất là khi hệ có nhiều mạch vòng thì TINA không mạnh và cũng không thuận tiện bằng MATLAB / SIMULINK, tốc độ tính toán cũng thua kém nhiều.

7.3.3. Phần mềm chuyên dụng PSPICE (Power Simulation Program with Intergrated Circuit Emphases)

PSPICE là phần mềm mô phỏng mạch điện - điện tử chạy trên các máy PC của trường Đại học Tổng hợp California ở Berkeley sáng tạo ra, và được thương mại hoá nhờ công ty MicroSim. Hiện nay PSPICE được xem là một trong những phần mềm mô phỏng mạch điện - điện tử mạnh và phổ biến trên thế giới. Có thể nói rằng trong lĩnh vực mô phỏng mạch điện tử, PSPICE cũng thông dụng như MATLAB trong mô phỏng hệ thống tự động. Phần mềm này cho phép người dùng tự thiết lập mô hình phân tử của mình theo định hướng nghiên cứu riêng, mở ra khả năng rộng lớn cho các chuyên gia trong lĩnh vực điện tử công suất.

Phiên bản gốc của PSPICE chạy trên môi trường DOS, tuy nhiên để thuận tiện cho người sử dụng và thích ứng với các PC sử dụng hệ điều hành Windows, MicroSim cho ra phiên bản PSPICE mới MicroSim Release 8. Đây là sản phẩm mới nhất, nhằm tổng hợp các giai đoạn cơ bản trong thiết kế chế tạo mạch điện tử: xây dựng mạch nguyên lý, mô phỏng, chuyển mạch nguyên lý sang mạch in, đổ sang máy để làm mạch in ... Đương nhiên các file soạn thảo PSPICE trong DOS vẫn chạy bình thường trong Windows vì chương trình gốc mô phỏng vẫn là DOS.

Thư viện của PSPICE rất lớn, lên đến hàng chục nghìn linh kiện điện tử, bóng bán dẫn, vi mạch IC của rất nhiều hãng trên thế giới, vì vậy rất thuận lợi khi thiết kế hay khảo sát mạch sử dụng các linh kiện đã có trong thư viện. Tuy nhiên, không phải tất cả các phần tử đều có sẵn, nhất là các phần tử bán dẫn công suất lớn hay các phần tử kiểu mới. Vì vậy khi cần phải tự xây dựng các mô hình riêng và thiết lập thư viện riêng cho mục đích của mình.

Chương trình mô phỏng trong PSPICE được thiết lập trong một file có tên phần mở rộng là *.cir (viết tắt của circuit) . Tương tự như các ngôn ngữ lập trình khác, file này phải tuân theo một số thủ tục nhất định như: dòng đầu tiên là tên

chương trình, kết thúc chương trình phải là “END.”, phải có các lệnh về phân tích mạch v.v. Trước khi chương trình được chạy, file *.cir này sẽ được kiểm tra lỗi và đưa ra thông báo ở file *.out. Cấu trúc chương trình sẽ sáng sủa hơn nếu mô hình phần tử mới được thiết lập dưới dạng các mạch con (subcircuit) và cất sẵn trong thư viện, bấy giờ chương trình chỉ cần gọi tên các subcircuit là đủ, điều này rất thuận tiện khi trong một mạch khảo sát chứa nhiều phần tử có mô hình như nhau. Giống như TINA, trong PSPICE có sẵn rất nhiều loại nguồn điện để người khảo sát sử dụng (nguồn điện áp, dòng điện một chiều; nguồn hình sin, dạng sóng theo hàm mũ; nguồn xung; nguồn điện áp nhiều đoạn tuyến tính; nguồn tín hiệu điều chế tần số) và 4 nguồn phụ thuộc cơ bản. Ngoài ra còn có công tắc điện tử được điều khiển bằng điện áp hoặc bằng dòng điện. Các phân tích chính là đặc tính truyền đạt, đặc tính tần số, điểm làm việc một chiều (thiên áp), đặc tính động (thời gian). Trong mô phỏng mạch điện tử công suất thì quan trọng nhất là phân tích động (transient analysis). Chế độ phân tích này thường tốn thời gian tính của PC vì chương trình sẽ phải tính điện áp tất cả các nút của mạch khảo sát trong từng bước tính và lưu giữ số liệu này vào một file riêng (có phần mở rộng là .dat). Khi mạch phức tạp, hoặc thời gian khảo sát lớn, dung lượng của file dữ liệu này có thể lên tới hàng trăm MB. Chính vì vậy, để tránh mất thời gian, khi chương trình đang chạy ta có thể tạm dừng chương trình để theo dõi và kiểm tra sơ bộ kết quả nếu thấy không đạt thì ngắt hẳn chương trình để sửa đổi.

7.3.4. Các bước tiến hành mô phỏng thiết bị điện tử công suất

Để lập khảo sát một mạch điện tử công suất, cần tiến hành các bước sau đây.

1. Xác định mô hình các phần tử bán dẫn cần có để thiết lập mạch cần khảo sát, nhất là các van bán dẫn công suất, thường chúng nằm trong thư viện của phần mềm với phần mở rộng .lib. Nếu không có các mô hình này, phải dựng mô hình các phần tử bán dẫn điện tử công suất (như tiristo, GTO, MCT...) nằm trong mạch lực của thiết bị. Đây là khâu quan trọng, đòi hỏi sự am hiểu sâu về lĩnh vực điện tử công suất, vì mô hình phải phản ánh đúng đặc điểm và đặc tính vật lý của các phần tử. Mặt khác độ phức tạp của mô hình chỉ cần đáp ứng đúng yêu cầu nghiên cứu để tránh các va vấp khó xử lý khi chạy chương trình.

2. Thiết lập sơ đồ nguyên lý của mạch cần nghiên cứu. Thông thường có hai phần: phần sơ đồ mạch lực chứa các mô hình đã xây dựng ở mục 1, và phần sơ đồ mạch điều khiển.

3. Chuyển đổi từ sơ đồ nguyên lý sang chương trình mô hình hoá theo ngôn ngữ chuyên dụng của phần mềm.

4. Vào các tham số sơ đồ và số liệu khảo sát.

5. Tiến hành khảo sát, thường chia thành 2 bước:

a) Chạy thử chương trình với chế độ quen thuộc mà kết quả đã biết trước để kiểm tra độ chính xác của mô hình (về cả mô hình điều khiển và mạch lực).

b) Khi mô hình đạt độ tin cậy, tiến hành nghiên cứu với các chế độ cần khảo sát theo yêu cầu đặt ra.

Trong các phần tiếp theo dưới đây sẽ đề cập chủ yếu tới mô phỏng mạch điện tử công suất sử dụng phần mềm PSPICE, ở đó mô hình các van bán dẫn được mô phỏng sát thực nhất. Tuy nhiên để thấy sự khác biệt trong ứng dụng các phần mềm, ở cuối chương đưa ra một số thí dụ dùng MATLAB/SIMULINK để khảo sát thiết bị điện tử công suất trong hệ thống tự động.

7.4. MÔ PHỎNG MẠCH ĐIỆN TỬ BẰNG PSPICE

7.4.1. Chương trình mô phỏng

7.4.1.1. File vào

Một chương trình mô phỏng trong PSPICE là một file có phần mở rộng là .CIR; gồm 4 phần sau:

1. Tiêu đề của chương trình mô phỏng: Thông thường đây là tên của mạch điện cần khảo sát do người soạn thảo đặt ra. Tiêu đề không bắt buộc phải có, vì PSPICE khi chạy sẽ chỉ bắt đầu từ dòng của phần thứ hai, do đó phần tiêu đề có thể không cần.

2. Phần mô tả mạch điện và tham số các linh kiện có trong mạch. Ở phần này ta đưa các phần tử theo sơ đồ nguyên lý của mạch cần khảo sát, tương tự như ta hàn chúng với nhau trong mạch thực. Mỗi dòng của chương trình dành cho một phần tử và phải tuân theo thủ tục khai báo, đúng cú pháp của PSPICE, gồm có 3 phần:

a) Tên và nhãn của phân tử. Bảng 7.1 dưới đây là quy định ký hiệu tên của các phân tử.

Sau các chữ cái này là chỉ số linh kiện (có thể là chữ hay số), tối đa 7 ký tự. Các chữ cái có thể viết hoa hay thường và giữa các khai báo phải có dấu cách.

b) Các điểm nối của phân tử, được gọi là nút (node) để nối mạch, và giá trị của phân tử đó. Các nút được đánh bằng các số nguyên dương, trong đó bắt buộc phải có nút số 0 luôn được hiểu là điểm đất (GROUND). Điểm 0 này rất quan trọng, vì khi chạy chương trình máy sẽ tính toán điện áp giữa mỗi nút trong mạch điện với điểm đất này trong từng bước tính.

c) Giá trị phân tử: Có thể là số, là một tham số hay một hàm phụ thuộc (biểu thức). Nếu dòng lệnh dài hơn một dòng soạn thảo thì đầu dòng kế tiếp phải dùng dấu “+” để thông báo.

Bảng 7.1.

B	GsAs MOSFET	J	JFET
C	Tụ điện	L	Điện cảm
D	Điôt	M	MOSFET
E	Nguồn áp điều khiển bằng điện áp	Q	Tranzito BT
F	Nguồn dòng điều khiển bằng dòng điện	R	Điện trở
G	Nguồn dòng điều khiển bằng điện áp	S	Khoá điều khiển bằng áp
H	Nguồn áp điều khiển bằng dòng điện	V	Nguồn điện áp độc lập
I	Nguồn dòng độc lập	X	Mạch con
K	Hỗ cảm	W	Khoá điều khiển bằng dòng

3. Các lệnh để chương trình tiến hành khảo sát theo yêu cầu. Đây cũng là phần đương nhiên phải có, vì nó là mục đích của mô phỏng. Không thể dựng mô hình mạch mà không tiến hành một khảo sát nào cả. Các lệnh điều khiển dùng để chỉ ra loại phân tích (phân tích một chiều, phân tích xoay chiều, phân tích động, đáp ứng tần số...).

4. Các lệnh cho đầu ra như vẽ đồ thị, lập bảng các sóng điều hoà theo khai triển Fourier, tính số điểm nút của mạch...

5. Lệnh kết thúc chương trình (.END): Một chương trình bắt buộc phải kết thúc bằng lệnh này.

Trong khi viết chương trình có thể đưa thêm vào các chú thích để dễ theo dõi. Theo quy tắc của PSPICE:

- Nếu chú thích trong cùng một dòng lệnh thì dùng dấu “;”, gặp dấu này chương trình sẽ bỏ qua để xuống dòng lệnh tiếp theo.

- Nếu cả dòng là chú thích thì đầu dòng dùng dấu “*” để đánh dấu. Có thể có nhiều dòng chú thích kế nhau.

7.4.1.2. File ra

Khi chạy mô phỏng PSPICE trước tiên sẽ duyệt file vào và tạo ra một file ra có cùng tên với file .CIR, nhưng có phần mở rộng .OUT. Nếu file vào không có lỗi thì chương trình mô phỏng được thực hiện ngay và kết quả tính toán được đưa vào file cùng tên với phần mở rộng .DAT. Ngược lại, nếu mắc lỗi thì chúng sẽ được thông báo cụ thể ở file ra này. Trong file ra còn có một số thống kê khác như tổng công suất trên toàn mạch, thời gian cần thiết để mô phỏng, tính bằng giây.

7.4.2. Mô hình các phần tử bán dẫn công suất trong PSPICE

Trong thư viện của PSPICE có sẵn một số phần tử bán dẫn cơ bản: điốt, tranzito lưỡng cực (Bipolar Transistor), tranzisto trường (JFET, MOSFET). Khi sử dụng loại đã có sẵn mô hình này, lúc lập chương trình mô phỏng chỉ cần khai báo phần tử và model điốt với các tham số đặc trưng. Riêng những phần tử chưa có trong thư viện của chương trình thì cần tự xây dựng các mô hình dưới dạng mạch con (subcircuit) và cất vào thư viện tự lập: “USERLIB”, để khi khai báo trong mạch chỉ cần gọi tên mạch con (và vào tham số riêng nếu cần). Sau đây điểm qua về mô hình các phần tử thông dụng.

7.4.2.1. Mô hình điốt

Khai báo trong mạch:

D <ký hiệu trong mạch> <điểm nối anôt> <điểm nối catôt> <tên model điốt>

.Model <tên điốt> D (tham số)

Model điốt có tổng số 14 tham số [28], trong số đó có 6 tham số thường dùng như ở bảng sau.

Bảng 6 tham số thường dùng

Ký hiệu	Tham số	Đơn vị	Giá trị mặc định	Trị số thông dụng
IS	Dòng điện bão hoà	A	1E-14	1E-14
RS	Điện trở ký sinh	Ω	0	10
CJO	Điện dung miền p-n	F	0	1 pF
BV	Điện áp đánh thủng	V	∞	500
IBV	Dòng điện ngược	A	1E-10	–
TT	Thời gian khóa	s	0	0,1 ns

Đặc tính vôn - ampe của model điôt trong PSPICE tuân theo quy luật:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_D}{nU_R}} - 1 \right)$$

trong đó: n - hệ số phát xạ;
 I_S - dòng điện bão hoà.

$$U_R = k.T/q$$

với k - hằng số Boltzmann;
 T - nhiệt độ điôt (độ Kenvin);
 q - điện tích nạp.

Thí dụ:

D12 7 1 D222

.Model D222 D(IS=1E-12 CJO=2p TT=12ns BV=300 IBV=10E-3 RS=0.01)

Đặc tính vôn - ampe của điôt này trong mô phỏng của PSPICE thể hiện ở hình 7.1, qua đó thấy rằng đặc tính của mô hình đã thể hiện sự phi tuyến khá chính xác của điôt thực.

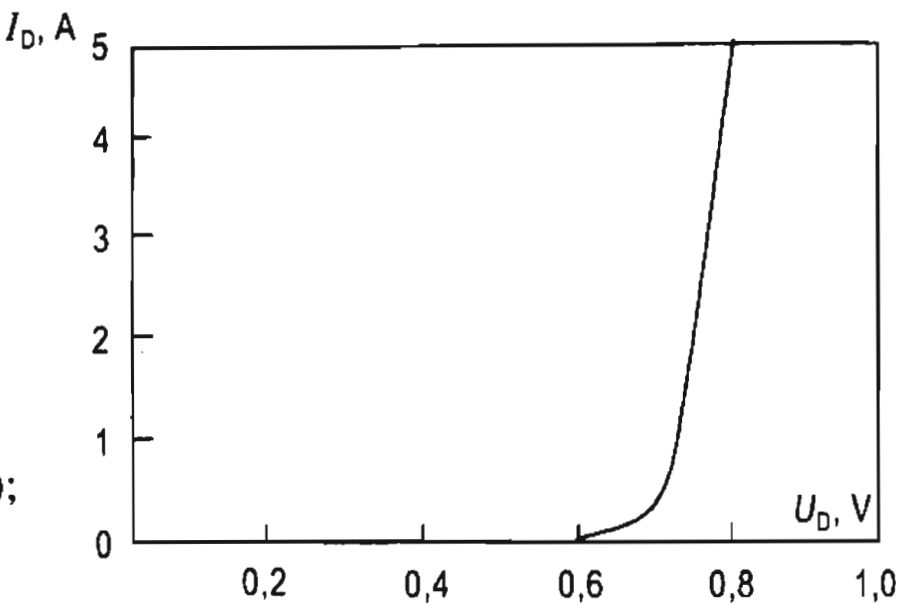
Để xác định các tham số cần thiết của mô hình cho điôt cụ thể, cần dựa vào các đặc tuyến và số liệu trong các sổ tay tra cứu. Tuy nhiên nếu không cần sự chính xác cao có thể sử dụng mô hình điôt với các thông số mặc định.

7.4.2.2. Mô hình Bipolar Transistor (BT) trong PSPICE

1) Khai báo BJT

Q<ký hiệu> <cực C> <cực B> <cực E> + <tên tranzito>

.MODEL <tên tranzito> <tham số>



Hình 7.1. Đặc tính vôn - ampe của điôt D222

Thí dụ:

Q1 5 4 3 NPN2N6571

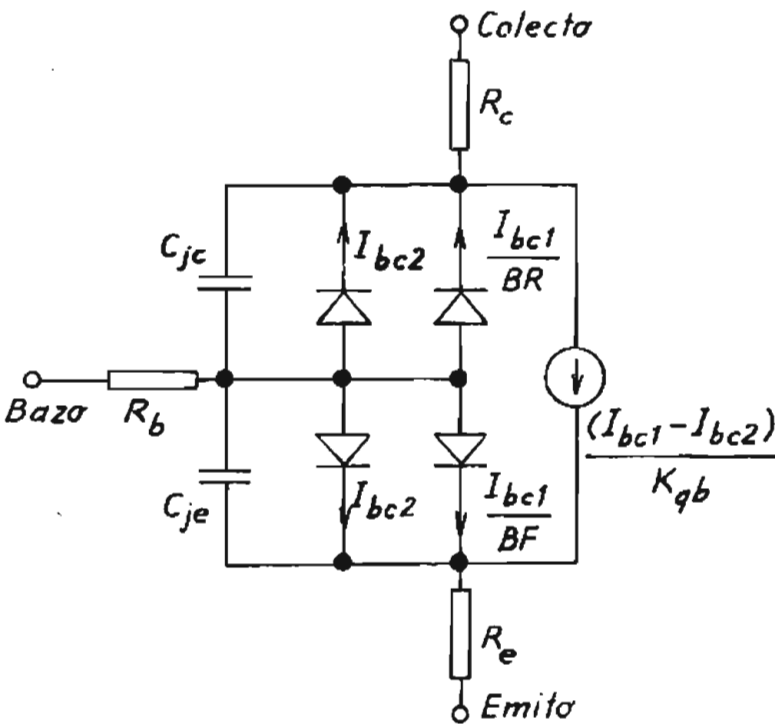
.MODEL NPN2N6571 NPN (IS=6,83F-14 BF=15 CJE=1pF+CJC=607.3pF TF=26.5ns)

Tổng số tham số của BJT là 40, nhưng thường chỉ khai báo tối đa đến 7, còn lại các tham số khác dùng trị số mặc định (default values). 7 tham số thường dùng như ở bảng sau.

Bảng 7 tham số thường dùng

Ký hiệu	Tên tham số	Đơn vị	Trị số mặc định	Trị số thông dụng
IS	Dòng rò bão hoà	A	1E-16	1E-16
BF	Hệ số khuếch đại		100	100
RB	Điện trở miền bazơ	Ω	0	100
RE	Điện trở miền êmitơ	Ω	0	1
RC	Điện trở phần colectơ	Ω	0	10
CJE	Điện dung miền p-n giữa bazơ-êmitơ	F	0	2 pF
CJC	Điện dung miền p-n giữa bazơ-colectơ	F	0	1 pF

Sơ đồ model BT trong PSPICE xem trên hình 7.2.



Hình 7.2. Mô hình BT trong PSPICE

7.4.2.3. Mô hình tranzito trường

Hình 7.3 là model của bóng bán dẫn trường kiểu MOSFET loại kênh và kiểu JFET.

a) Khai báo:

M<tên> <cực D> <cực G> <cực S> <cực B> + <tên tranzito>

J<tên> <cực D> <cực G> <cực S> + <tên tranzito>

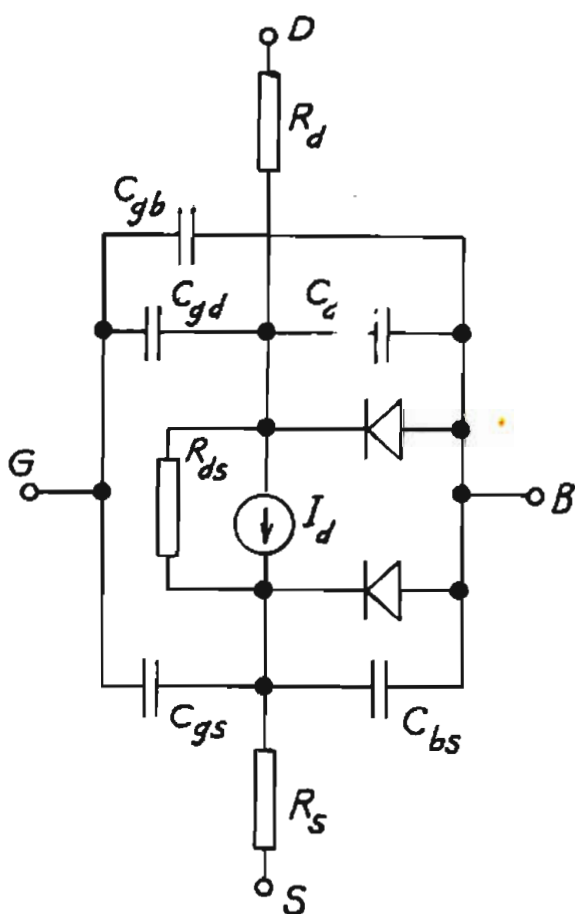
b) Khai báo tham số model:

Model <tên tranzito> NMOS(tham số)

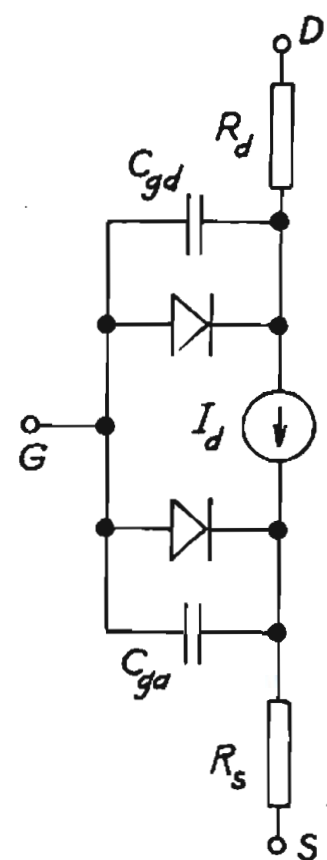
Model <tên tranzito> PMOS (tham số)

Model <tên tranzito> NJF(tham số)

Model <tên tranzito> PJF(tham số)



Hình 7.3a. Model bóng MOSFET



Hình 7.3b. Model bóng JFET

MOSFET có 48 tham số (parameters), nhưng thường chỉ có tối đa 10 tham số có thể phải tính toán cho từng loại bóng; L và W là độ dài và rộng của kênh (length, width of the channel).

Thí dụ về model chi tiết của IRFISO trong thư viện:

.MODEL n IRF150 NMOS (TOX=100N PHI=.6 KP=20.53V L=2V W=.3 +VTD=2.831
RD=1.031M RDS=444.4K RG=13.89 IS=194 E-18 N=1+TT=288N)

7.4.2.4. Mô hình IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

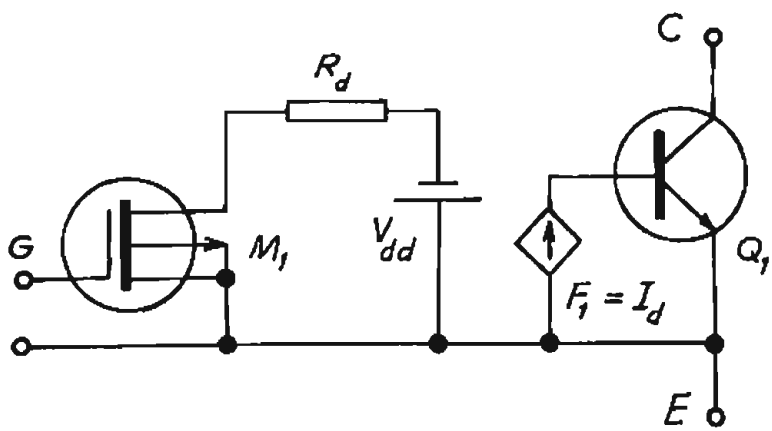
IGBT là van điều khiển mở và khoá bằng điện áp. IGBT mở khi $U_{GE} > 0$ và mở bão hoà nếu điện áp này vượt một trị số điện áp ngưỡng $U_{GE} > U_{GEnghưỡng}$. Đặc tính vào và khi ở trạng thái dẫn của IGBT tương tự MOSFET. Để khoá IGBT cần có một điện trở nhỏ tối đa cho phép nối giữa G và E nhằm tạo đường phóng cho tụ đầu vào. IGBT có đặc điểm dòng I_C bị phụ thuộc vào tốc độ điện áp điều khiển du_{GE}/dt , tốc độ này càng cao thì dòng không chế được càng thấp. Hệ số nhiệt của IGBT phụ thuộc vào dòng I_C và có thể dương, âm hay bằng không, như vậy IGBT thể hiện xu hướng chuyển dần từ tương tự MOSFET sang BT. IGBT ứng dụng ở dải công suất trung bình và tần số trung bình. Về lý thuyết IGBT chịu được điện áp ngược, song thực tế để có đặc tính tần tốt và sụt áp nhỏ phải hy sinh khả năng này. Do đó IGBT bị chọc thủng ở điện áp ngược nhỏ và vì vậy phải có điôt mắc song song ngược với CE của van (đôi khi đã được chế tạo kèm sẵn trong IGBT). Có thể dùng IGBT ở những nơi dùng BT với sự ưu việt hơn về tần số. Nhiệt độ làm việc tối đa cỡ 150°C.

Có thể rút ra được rằng, đặc tính ra của bóng bán dẫn IGBT và BT chỉ khác nhau ở thông số điều khiển: IGBT là tranzito điều khiển bằng điện áp, trong khi đó BT là tranzito điều khiển bằng dòng điện.

Các đặc tính truyền đạt (vào) của IGBT giống như của MOSFET. Nó gần tuyến tính trong một khoảng rộng và chỉ bắt đầu phi tuyến mạnh khi điện áp colector thấp, lúc đó điện áp GE gần với ngưỡng mức.

Có thể nhận được toàn bộ các tham số cho Model PSPICE khi có cảm nang đầy đủ của IGBT.

Mô hình IGBT sơ đẳng nhất là sự lắp ghép đơn giản các bóng MOSFET và BT với nhau. Ở đây ta cũng thấy dòng qua IGBT (dòng I_C) sẽ chỉ phụ



Hình 7.4. Mô hình IGBT

thuộc vào điện áp U_{GE} . Do vậy tất cả các quan hệ tồn tại với bóng MOSFET đều áp dụng được (các vùng khoá, tuyến tính và bão hoà).

```
.SUBCKT IGBT 1 2 3 ; G C E
      M1 5 1 2 2 NMOD
.MODEL NMOD PMOD (TOX=100N PHJ=.6 KP=20.63U
      +W= .3 L=2V VTO=2.83 RD=1-03M RDS=444.4K
      +CDB=3.229N PB=-8 MJ=.5 CGSO=9.027N
      +CGDO=1.697 RG=13.89 IS=194E-18 N=1 TT=288N)
      F1 7 2 VDD 0.2
      Q1 3 7 2 QMOD
.MODEL QMOD NPN (BF=50 CJF=1PF)
      VDD 2 5 DC 10V
      RD 5 6 10
.ENDS
```

Tuy nhiên thực tế đặc tính của IGBT không giống hoàn toàn với đặc tính ngoài của MOSFET. Do vậy để chính xác hoá cần đưa thêm vào các phần tử thể hiện một số quan hệ hiệu chỉnh.

Khai báo khi đã lưu giữ mô hình trong thư viện:

```
X1 5 7 8 IGBT
```

Nếu mô hình chưa được lưu phải đưa toàn bộ phần Subcircuit mô phỏng ở trên tiếp vào trong chương trình của file vào.

7.4.2.5. Mô hình tiristo

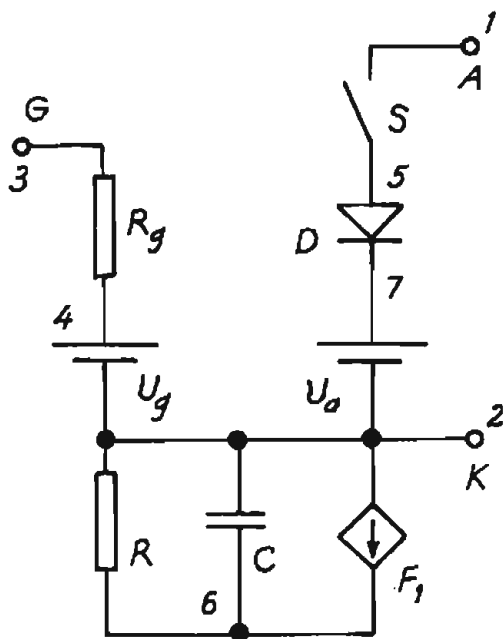
Tiristo là van được sử dụng rất phổ biến trong công nghiệp, đặc biệt trong thiết bị chỉnh lưu và điều chỉnh điện áp xoay chiều. Dựa trên đặc điểm làm việc của tiristo như một van là:

1. Van đang khoá thì có khả năng giữ trạng thái này theo cả hai chiều điện áp âm và dương đặt trên nó.
2. Van sẽ dẫn (mở ra) nếu đồng thời thoả mãn hai điều kiện: điện áp trên van là dương ($U_{AK} > 0$) và có dòng điều khiển I_G đủ nạnh, và lúc này nó

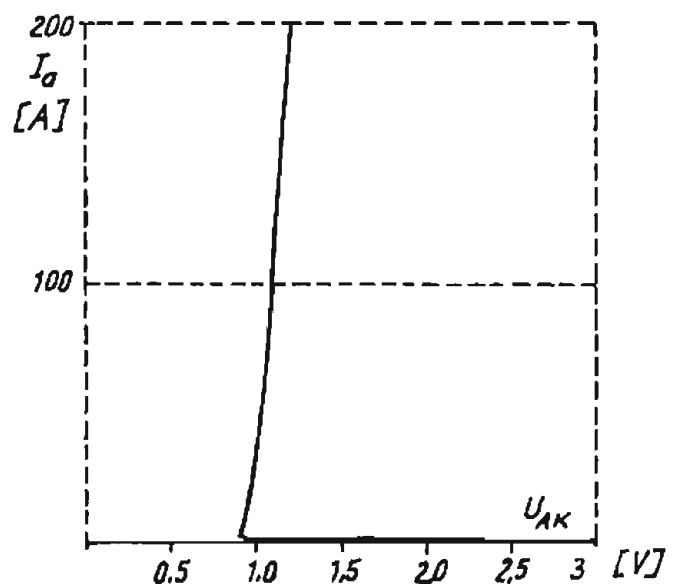
có khả năng duy trì sự dẫn ngay cả khi đã ngắt xung điều khiển. Khi dẫn đặc tính vôn - ampe của tiristo tương tự như điôt.

3. Tiristo sẽ khoá lại (không dẫn dòng) khi dòng qua van giảm về qua không. Van không dẫn khi điện áp đặt lên van âm.

Có thể xây dựng được mô hình tiristo đơn giản như trên hình 7.5. Trong mô hình này các quá trình mở và khoá van được thể hiện thông qua nguồn dòng phụ thuộc $F_1(I_g, I_a)$ và công tắc S điều khiển bằng điện áp (thực chất là điện trở biến thiên đột biến theo điện áp điều khiển).



Hình 7.5a. Mô hình tiristo



Hình 7.5b. Đặc tính vôn - ampe của mô hình tiristo khu vực dẫn

Mô tả quá trình mở van ở mô hình: Khi có điện áp điều khiển U_g sẽ làm xuất hiện dòng I_g , do đó nguồn dòng F_1 sẽ có trị số khác không. Nếu trị số này đủ lớn sẽ gây nên điện áp trên điện trở R vượt quá ngưỡng mở của công tắc S và công tắc này đóng lại, tương đương van bắt đầu dẫn. Khi van đã dẫn, nó sẽ tự duy trì trạng thái cũng nhờ F_1 vì nguồn này phụ thuộc cả vào dòng qua van I_g (hiệu ứng tương đương như với I_g , do đó nếu $I_g = 0$ van vẫn dẫn). Đặc tính vôn - ampe khi van dẫn thể hiện bằng điôt D. Tụ C có ý nghĩa mô phỏng thời gian trễ khi mở của van. Quan hệ $F_1(I_a)$ còn để mô tả hiện tượng mở van khi điện áp thuận trên nó vượt quá trị số cho phép, bằng cách chọn điện trở khi khóa (R_{off}) của công tắc S một cách thích hợp.

Quá trình khoá van: Khi dòng điện qua van I_a về bằng 0 thì nguồn dòng F_1 cũng có trị số 0 (dòng điều khiển đã được ngắt từ trước), do đó điện áp trên R cũng sẽ bằng 0, điều này sẽ làm công tắc S ngắt ra, tương đương van đã khoá.

Phương pháp tính toán thông số của công tắc S, các hệ số quan hệ F_1 với dòng I_g , I_a và các trị số trong sơ đồ có thể dựa theo phương pháp trong [28] và các trị số cảm nang.

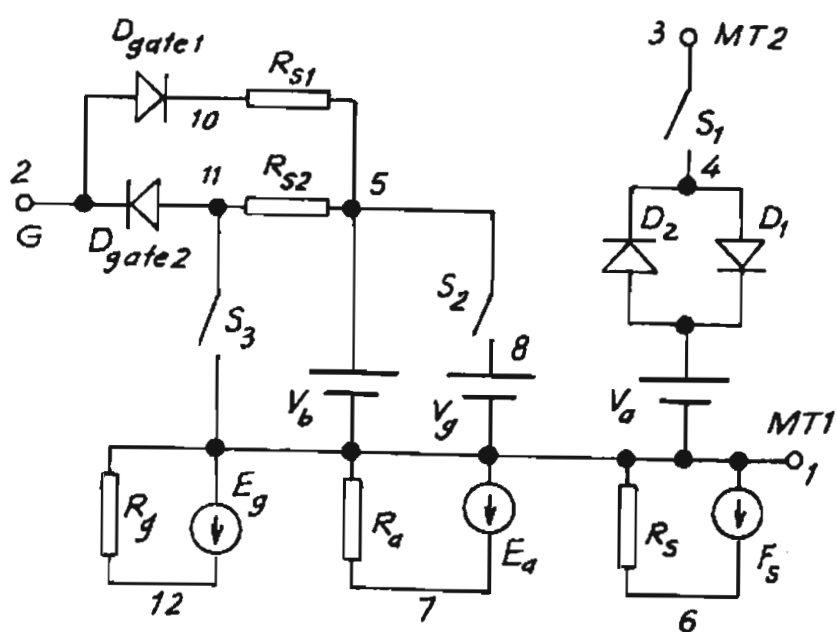
Mạch con thể hiện mô hình tiristo là:

```
.SUBCKT TXC 1 2 3 ; 1 - anôt , 2 - catôt, 3 - cực điều khiển
S 1 5 6 2 Smodel
D 5 7 Dmodel
Va 7 2 DC 0
Rg 3 4 10
Vg 4 2 DC 0
R 6 2 1
C 6 2 10u
F1 2 6 POLY(2) Vg Va 0 50 10
.Model Smodel VSwitch(Ron=.01 Roff=1E+6 Von=1 Voff=0)
.Model Dmodel D(IS=2.2E-15 BV=1200 TT=0 CJO=0)
.ENDS
```

7.4.2.6. Mô hình triac

Mô hình cho triac cần thoả mãn những đặc điểm riêng của van này như sau:

1. Đặc tính khoá - dẫn van ở cả 4 góc toạ độ quan hệ giữa điện áp trên van và điện áp điều khiển.
2. Độ nhạy mở ở mạch chính +/- khác mạch cổng (+/-)
3. Không phản ứng với trường hợp (-) mạch chính (+) điều khiển (góc phần tư thứ 4).



Hình 7.6. Mô hình triac trong PSPICE

4. Có đặc tính giống điôt khi dẫn.
5. Cửa điều khiển cũng có đặc tính giống điôt.
6. Xung điều khiển chỉ cần dạng xung ngắn (van có khả năng tự duy trì dẫn).
7. Tồn tại thời gian mở t_{on} và thời gian khoá t_{off} .
8. Tốc độ tăng điện áp thuận dv/dt là giới hạn.

Mạch con thể hiện mô hình triac như sau:

```
.SUBCKT      TRIAC      3 2 1
* 3 - cực MT2; 2- Cực Gate ; 1- cực MT1
    Dgate1    2 10 Dmodel+
    Rs1       10 5  .113
    Dgate2    11 2  Dmodel-
    Rs2       11 5  1.07
.Model Dmodel+ D (IS=7.635E-4. RS=0 N=7.321)
.Model Dmodel- D (IS=9.294E-4 RS=0 N=3.779 )
    Vb       5 1 0V
    S1       2 4 6 1  Striac
    D1       4 9  Dmod
    D2       9 4  Dmod
.MODEL Dmod D (IS=2.104E-27 RS=0 N=.917)
    Va       9 1 0V
.MODEL Striac VSWITCH (Ron=.001908 Roff=70MEG.Von=1V Voff=0)
    Fs       1 6  POLY(2) Vgs  Vas-1 0 0 1180 0 1125
    Rs       6 1 1
    Ea       7 1  POLY(1) 3 1 0 0 .001428
    Ra       7 1 1
    Vg       8 1 1V
    S2       8 5 7 1  Sbr
.MODEL Sbr VSWITCH (Ron=0.001 Roff=1MEG Von=700 Voff=690)
    Eg       12 1  POLY(2) 2 1 3 1 0 0 0 0 -1
    Rg       12 1 1
    S3       11 1 12 1  Sg
.MODEL Sg VSWITCH (Ron=.001 Roff=10 Von=1 Voff=0)
.ENDS
```

7.4.2.7. Mô hình GTO

GTO là tiristo điều khiển mở và khoá bằng xung điều khiển. Có thể sử dụng mô hình tiristo vừa có trên, với một vài thay đổi trong các hệ số liên hệ của nguồn F_1 để thể hiện được đặc điểm mở van bằng xung điều khiển dương và khoá van bằng xung điều khiển âm. Tuy nhiên, nếu điều này không thật quan trọng, ta có thể dùng mô hình đơn giản ở hình 7.7 mà ở đây chỉ thể hiện đặc điểm mở/khoá van bằng điều khiển.

.SUBCKT GTO 1 2 3

* 1 - anode , 3 - gate , 2 - cathode

ST 1 5 4 3 Smodel

DT 5 2 Dmodel

Rg 4 3 100

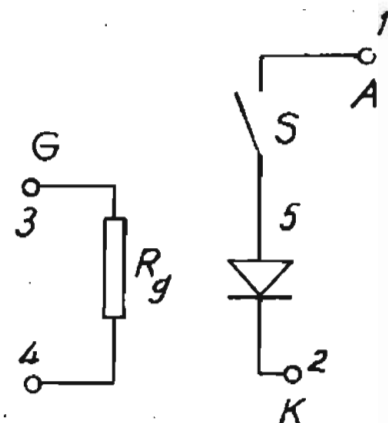
.Model Smodel VSWITCH (Ron= 0.01

+ Roff=10E+6 Von=7V Voff=1V)

. Model Dmodel D (IS=2.2E-15

+BV=1200V CJO=0 TT=0)

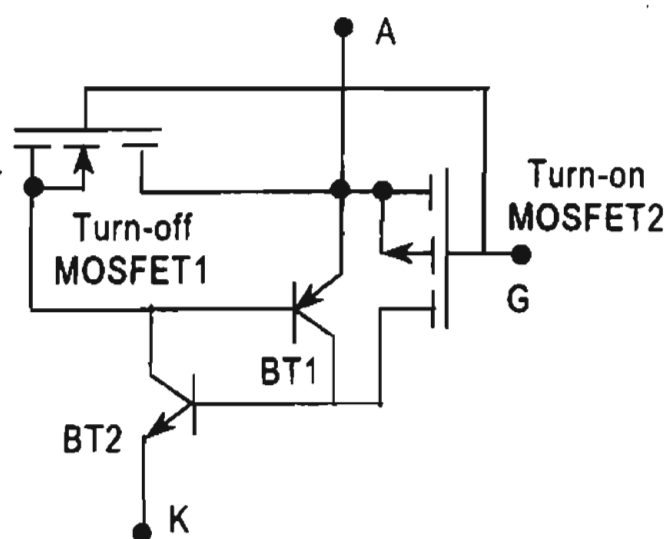
.ENDS



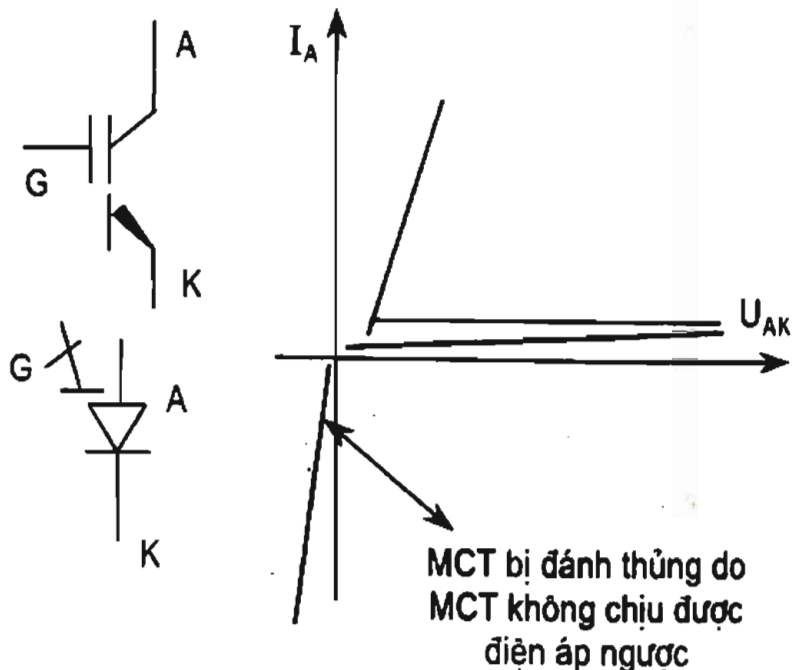
Hình 7.7. Mô hình tối giản cho GTO

7.4.2.8. Mô hình MCT (Mos-controlled Tiristor)

Hình 7.8 trình bày mô hình MCT.



$U_{GA} < 0$ van dẫn; $U_{GA} > 0$ van khoá



Hình 7.8.

a) Mô hình 4 tranzito cho MCT; b) Ký hiệu MCT; c) Đặc tính vôn - ampe của MCT

Nguyên lý hoạt động

Theo cấu trúc có thể dùng sơ đồ thay thế gồm 4 bóng bán dẫn để thể hiện MCT. Khi MCT đang khoá và $U_{AK} > 0$, để mở MCT cho $U_{GA} < 0$, sẽ làm MOSFET1 khoá lại, còn MOSFET2 mở ra. Kênh p thông sẽ dẫn dòng từ anốt đến bóng BT2 làm xuất hiện dòng I_c của BT2 và dòng bazơ của BT1 và BT1 mở, bắt đầu quá trình phản hồi dương của hai bóng, dẫn đến MCT tự duy trì được trạng thái dẫn của nó, lúc đó không cần U_G âm nữa mà MCT (phần tiristo) vẫn dẫn. MCT mở rất nhanh nên cần có một điện cảm nào đó (của nguồn, của dây hay cuộn cảm đệm bảo vệ) để gánh chịu độ chênh áp giữa nguồn E_n và U_{AK} trong quá trình MCT mở ra. Khi MCT đang mở, để khoá van, cho $U_{GA} > 0$, dẫn đến MOSFET2 khoá và MOSFET1 mở. Khi dẫn, bóng MOSFET1 làm ngắn mạch quá độ J_1 của tiristo, điều này sẽ ngắt quá trình phản hồi dương của hai bóng BT1 và BT2, kết cục tiristo khoá, cũng là MCT khoá.

Tổn thất khi khoá có thể lớn gấp 4 lần tổn thất khi mở. MCT cần có các mạch bảo vệ tương tự như cho tiristo và MOSFET. Phải tránh điện áp quá mức cho phép đặt thuận lên van ($U_{AK} > 0$). Mặt khác MCT không chịu được điện áp ngược $U_{AK} < 0$, nên phải mắc nối tiếp với MCT một điốt để nó gánh điện áp ngược này, đồng thời mắc song song với MCT một điốt nữa để dẫn điện áp ngược đến điốt nối tiếp. Điện áp điều khiển cần hạn chế ở mức ± 20 V. MCT có khả năng chịu tốc độ tăng áp và nhiệt độ rất cao: $du/dt \sim 20.000$ V/ μ s và nhiệt độ làm việc: $-198 \div +300^\circ\text{C}$, tuy nhiên MCT chế tạo trên thị trường vẫn giữ tham số $T_{max} = 150^\circ\text{C}$. MCT ứng dụng trực tiếp trong mạch biến đổi một chiều, ở mạch xoay chiều chưa sử dụng được do nó không có khả năng chịu điện áp ngược. Vì vậy hiện nay các công trình nghiên cứu đang tiến hành theo hướng đạt sự đối xứng về khoá cho MCT. Lúc đó nó cạnh tranh mạnh với tất cả các phần tử khác, ngoại trừ MOSFET.

Mạch con mô phỏng MCT như sau :

SUBCKT MCT 14 2 1

* 14 - Anod; 2 - Gate ; 1 - Cathode

Rgp 3 4 5

Rgn 5 15 5

Cp 14 3 {CPMOS}

Dp 4 2 DPN
 Cn 5 14 {CNMOS}
 Dn 2 15 DPN G
 Rdp 14 4 10K
 Rdn 14 15 10K

MODEL DPN D

Sp 10 11 13 11 Sswitch

Gp 11 13 POLY(2) (14.3)

+(14.5) 0 {P1}{P2}

Fp 11 13 VK {P3}

Fthy 9 10 POLY(2) VA VK

+0 1.0 0.95

Rp 11 13 10

Cp 11 13 {CP}

.MODEL Sswitch VSWITCH (Pou={RON})

+Ron={ROFF} Von={VON} Voff =+{VOFF})

*Model for pnpn structure

Rx 14 7 {RX}

Da 7 8 DPNNP1

Dc 10 9 DPNNP2

Dk 11 12 DPNNP3

.MODEL DPNNP1 D (BV={BVA})

.MODEL DPNNP2 D (BV={BVC})

.MODEL DPNNP3 D (BV={BVK})

Va 8 9 -0

Vk 12 1 0

Ca 7 9 {CA}

Cc 10 9 {CC}

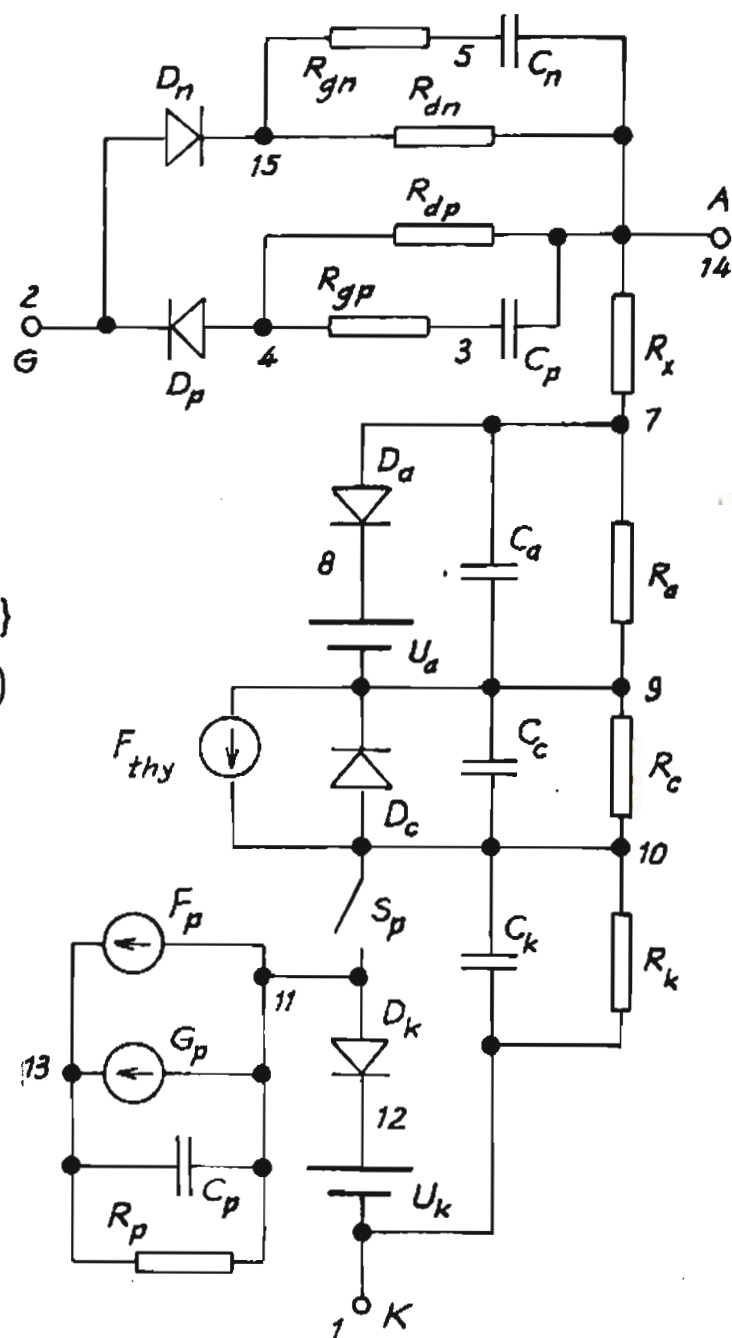
Ck 10 1 {CK}

Ra 7 9 {RA}

Rc 10 9 {RC}

Rk 10 1 {RK}

.ENDS

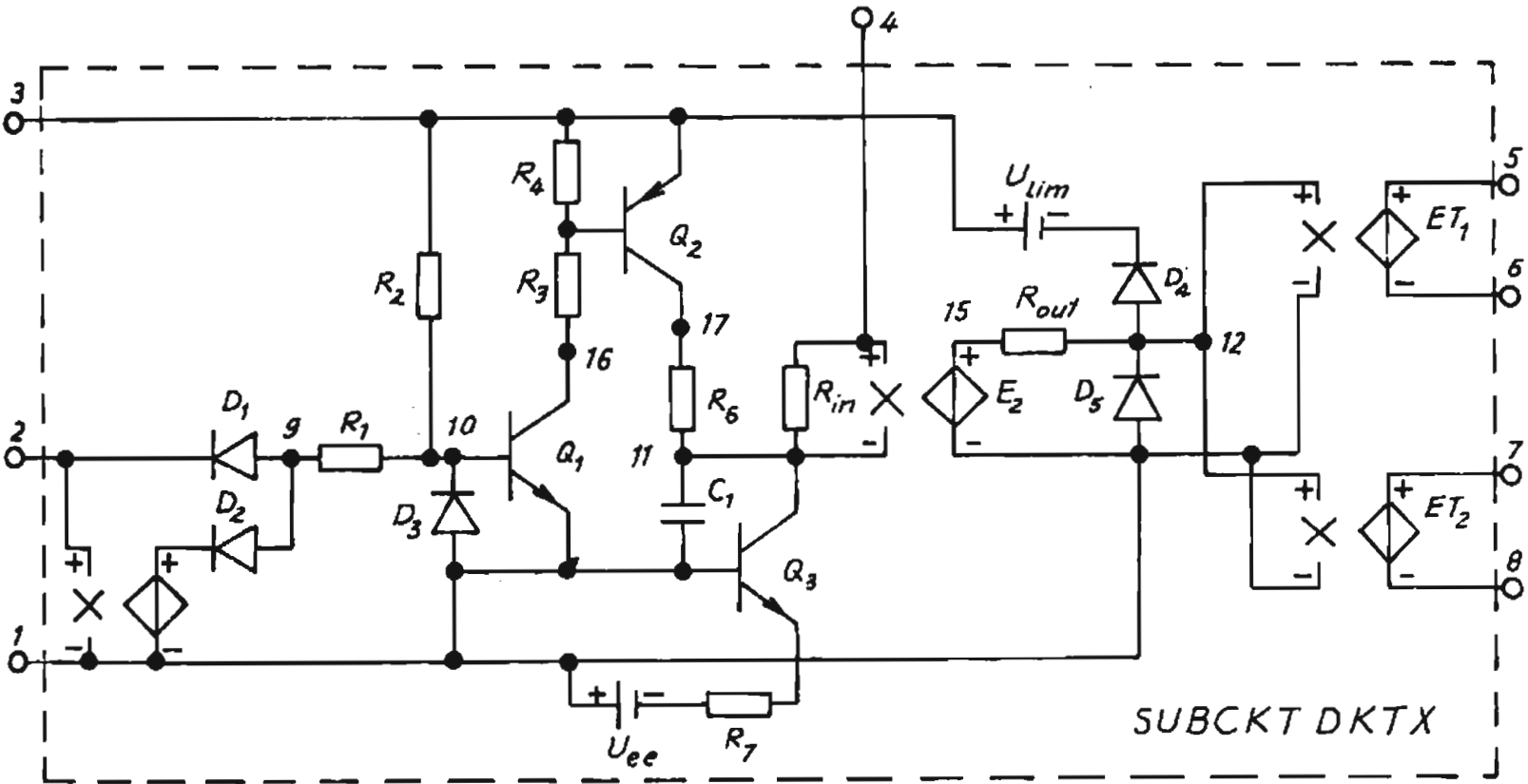


Hình 7.9. Mô hình MCT trong PSPICE

7.4.3. Mô hình mạch điều khiển

Mạch điều khiển thường được xây dựng trên cơ sở ứng dụng kỹ thuật điện tử mà chủ yếu vẫn là các phần tử bán dẫn thông dụng, các IC tương tự hoặc IC logic, số. Vì vậy ta dễ dàng thực hiện mô phỏng phần điều khiển trong thiết bị điện tử công suất bằng cách thực hiện như mạch thật. Dưới đây là một thí dụ về mô phỏng mạch phát xung điều khiển cho hai tiristo cùng một pha theo nguyên tắc điều khiển thẳng đứng (xem Chương 6). Vì một kiểu mạch điều khiển có thể dùng cho một số chủng loại thiết bị điện tử công suất khác nhau, nên có thể xây dựng chúng thành mạch chuẩn dưới dạng mạch con (subcircuit) và để sẵn trong thư viện, khi cần chỉ cần gọi ra để dùng.

7.4.3.1. Sơ đồ nguyên lý (phần mạch con) của mạch điều khiển pha-xung



Hình 7.10.

7.4.3.2. Chương trình mô phỏng

```
MACH DIEU KHIEN PHA - XUNG MOT PHA
Vdongpha 2 0 sin(0 50 15);
Rdp 2 0 10k
XFx 0 2 3 4 G1 K1 G2 K2 11 DKTX
Rg1 G1 K1 100 ; dien tro GK
```


Rg2 G2 K2 100 ; dien tro GK

Vdk 4 0 DC 5 ; dien ap dieu khien

Vcc 3 0 DC 12 ; dien ap nguon cung cap +12V

.SUBCKT DKTX 1 2 3 4 5 6 7 8 11 ; mach con dieu khien pha xung

* Ov:1 ; dp:2 ; Ecc:3 ; Udk:4 ; G1:5, K1 :6; G2:7 K2:8; Urc :11

* Dong bo

D1 9 2 DMOD

D2 9 14 DMOD

E1 14 1 2 1 -1

R1 10 9 1K

R2 3 10 10K

Dbv 1 10 DMOD

Q1 16 10 1 QMOD

R3 3 17 5.1k

R3b 17 16 10k

* tao rang cua

Q2 18 17 3 QMODP

R6 1 8 11 100 ; dien tro nap hoi phuc cho tu

C1 11 1 .47U Ic=8V

D3 1 11 DMODZ

Q3 11 1 19 QMOD

R7 19 20 22k ; dien tro tao rang cua lam viec

Vee 1 20 DC 12V

* Khau so sanh

Rin 11 4 2meg

E2 15 1 4 11 2E+5

Rout 15 12 75

c2 12 1 10P

D5 1 12 DMOD

D4 12 13 DMOD

Vlim 3 13 2.5

* Truyen xung ra van

ET1 5 6 12 1 0.5 ; phat xung T1

ET2 7 8 12 1 0.5 ; phat xung T2

R4 6 1 100MEG

R5 8 1 100MEG

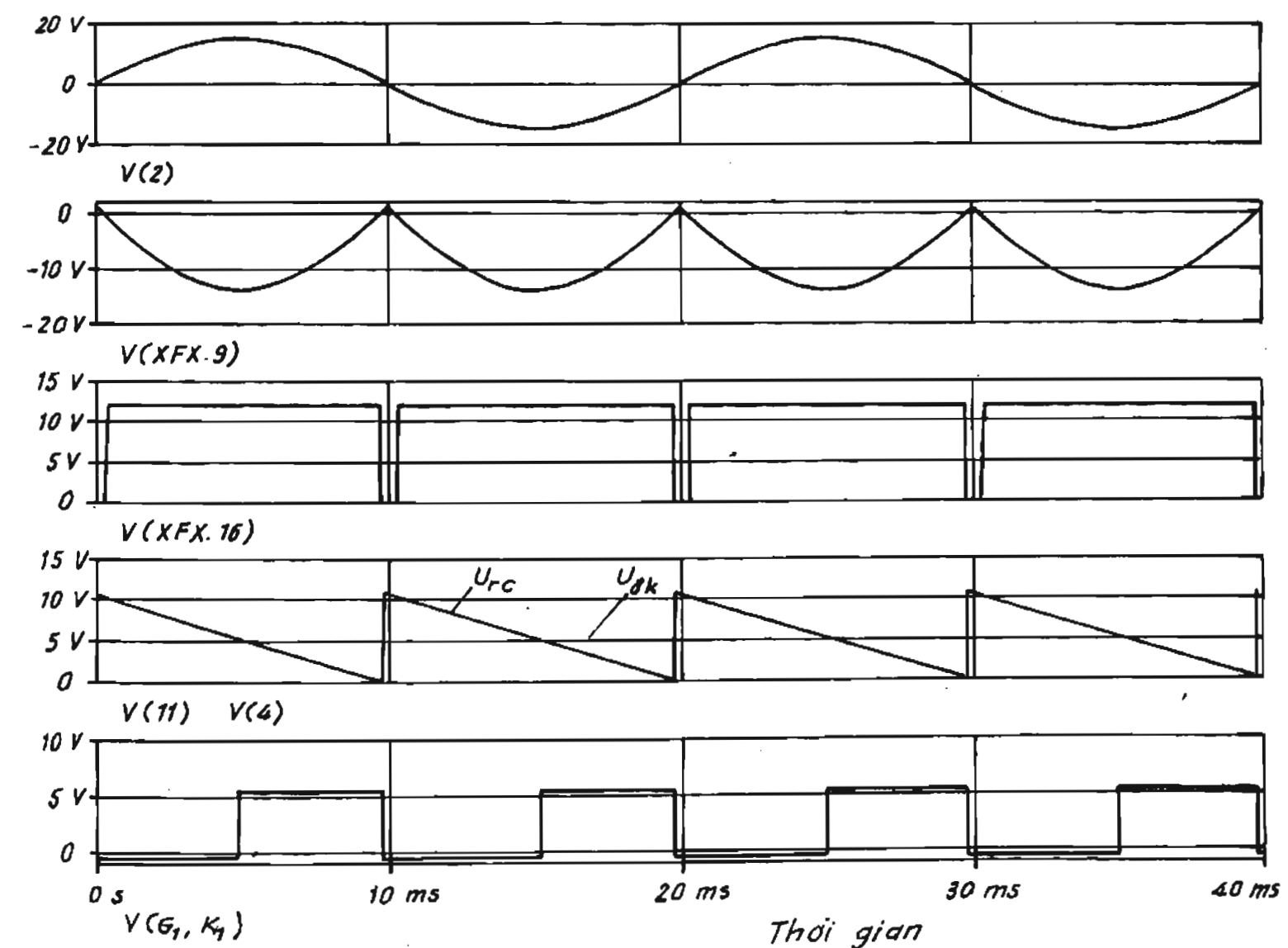
```

.MODEL DMOD D(IS=2E-17 BV=50 Cjo=0 TT=0)
.MODEL DMODZ D(IS=0.5U RS=10 BV=10 IBV=0.5U)
.MODEL QMOD NPN(IS=15f BF=200)
.MODEL QMODP PNP(IS=20F BF=180)
.ENDS
.LIB C:\Msim_8\USERLIB\nom1.LIB
.TRAN 50u 40m 0 40m UIC
.PROBE
.END

```

7.4.3.3. Kết quả mô phỏng mạch điều khiển

Hình 7.11 là điện áp các điểm làm việc đặc trưng của mạch, nó cho thấy khả năng mô phỏng phần điều khiển hoàn toàn có thể thực hiện tương tự mạch thật.



Hình 7.11.

Tuy nhiên khi khảo sát thiết bị điện tử công suất, nhất là loại nhiều pha và phức tạp, việc xây dựng mạch điều khiển tương tự mạch nguyên lý thường làm tăng thời gian tính toán và thậm chí có thể gây ra các hiện tượng không mong muốn trong quá trình tính toán. Trong trường hợp này ta nên xây dựng mạch điều khiển tuân theo sơ đồ cấu trúc, trong đó sử dụng các khâu có sẵn trong phần mềm như các khâu phát xung, tạo dao động răng cưa, tam giác..., làm như vậy mạch điều khiển sẽ đơn giản đi nhiều và thời gian tính cũng giảm đáng kể.

7.5. MÔ PHỎNG MỘT SỐ MẠCH ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT BẰNG PSPICE

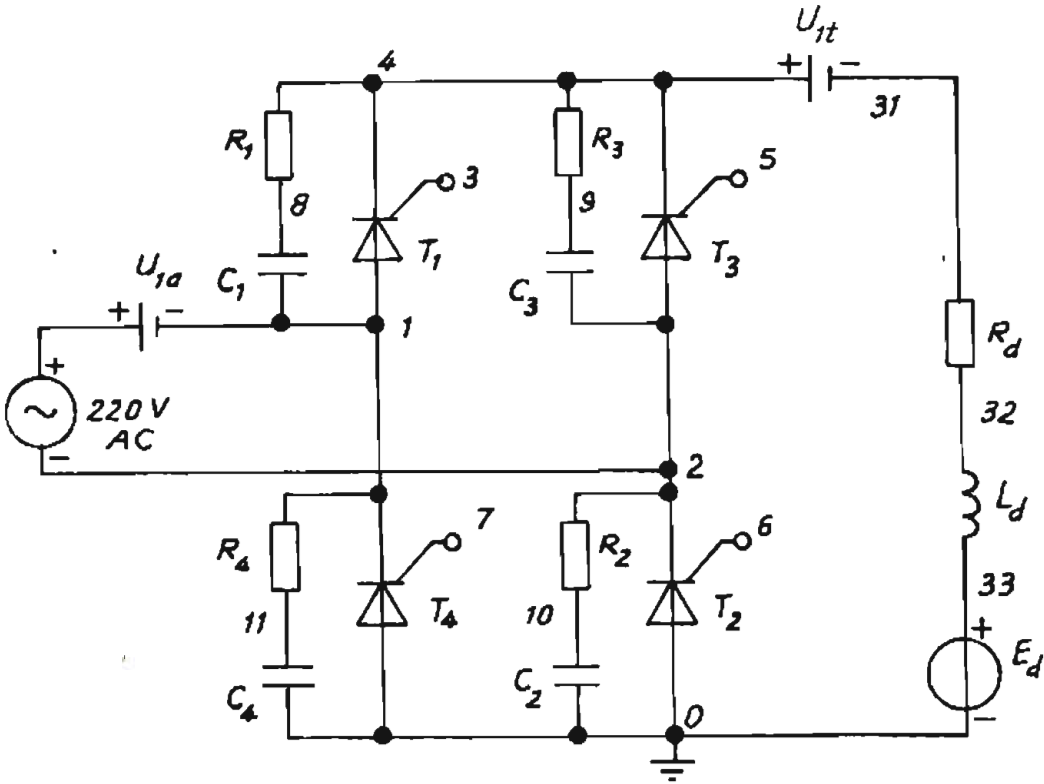
Trong mục này cho các thí dụ mô phỏng của một số mạch đặc trưng cho thiết bị điện tử công suất, trong đó phần điều khiển chủ yếu được xây dựng theo các khối chức năng nhưng vẫn đảm bảo độ chính xác của mô phỏng. Mỗi mô phỏng được sắp xếp theo trình tự: sơ đồ nguyên lý, chương trình mô phỏng trong PSPICE, kết quả mô phỏng dưới dạng đồ thị. Các đồ thị này được chọn sao cho có thể so sánh với phân lý thuyết được đề cập kỹ ở các chương trước.

7.5.1. Chỉnh lưu điều khiển

7.5.1.1. Chỉnh lưu cầu một pha

a. Sơ đồ nguyên lý

Hình 7.12 là sơ đồ chỉnh lưu điều khiển cầu một pha với tải thường gặp là RLEd.



Hình 7.12.

b. Chương trình mô phỏng

Dưới đây là chương trình mô phỏng viết theo các điểm nút được đánh dấu trên sơ đồ. Các tiristo được mô phỏng theo dạng mạch con kiểu TXC, còn mạch điều khiển xây dựng dưới dạng mạch cầu kiểu pha-xung đã nói đến ở mục trên.

KHAO SAT CHINH LUU DIEU KHIEN CAU MOT PHA (tan so 50 Hz)

Vdk 30 0 PWL(0,-0.01 21m,-0.01 21.2m, 7 22m, 7 10,8) ; điện áp điều khiển

XFxa 0 30 44 3 4 6 2 7 1 5 4 FX1 pha ; mạch phát xung cho pha A

VA 1 2 SLN(0 311 50) ; điện áp nguồn 220 V-AC 50 Hz

* 4 TIRISTOR

XTI 1 3 4 TXC ; van T1 pha A mô hình dạng TXC

XT4 0 7 1 TXC ; van T4 pha A mô hình dạng TXC

XT3 2 5 4 TXC ; van T3 pha B mô hình dạng TXC

XT2 0 6 2 TXC ; van T6 pha C mô hình dạng TXC

* Mạch bảo vệ RC

C1 1 8 0.2U IC=0

R1 8 4 60

C4 0 11 0.2U IC=0

R4 11 1 60

C3 2 9 0.2U IC=0

R3 9 4 60

C2 0 10 0.2U IC=0

R2 1 0 2 60

* Tải một chiều RLEd

VId 4 31 DC 0 ; đo dòng điện một chiều Id

Rd 31 32 2 ; điện trở tải 2 ôm

Ld 32 0 100m ; điện cảm tải 100 mH

Vd 33 0 DC 20 ; sức điện động tải 20 V

.LIB C:\MSIM_8\USERLIB\nom2.LIB ; gọi thư viện các phần tử lực

.LIB C:\MSIM_8\USERLIB\nom1.LIB ; gọi thư viện mạch điều khiển

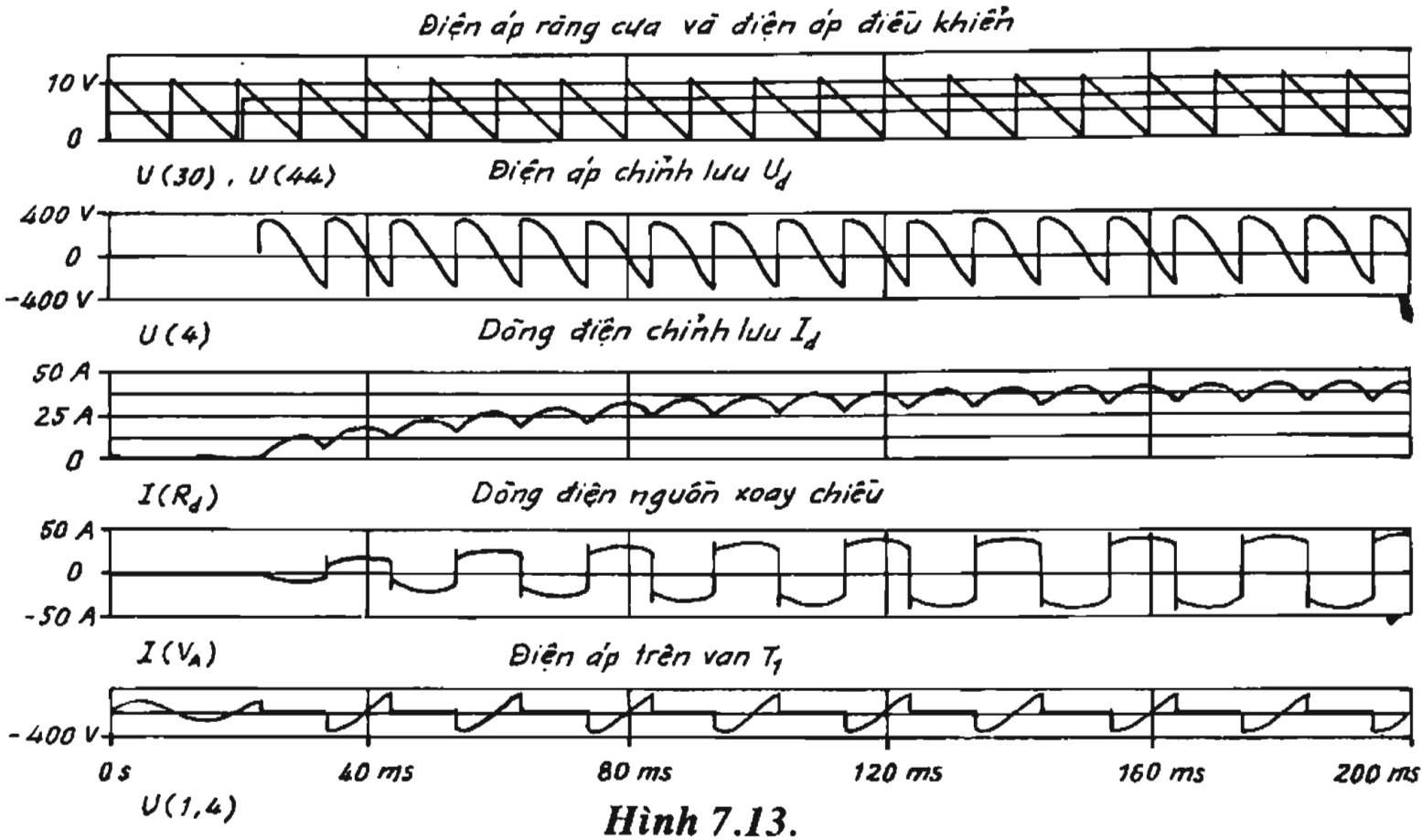
.TRAN 20u 0.4 0 50u UIC ; lệnh khảo sát chế độ động

.PROBE ; lệnh cho kết quả đồ thị

.OPTLONS ABSTOL=100U VNTOL=0.1 RELTOL=0.01 LTL5=0 LIMPTS=100000 NODE

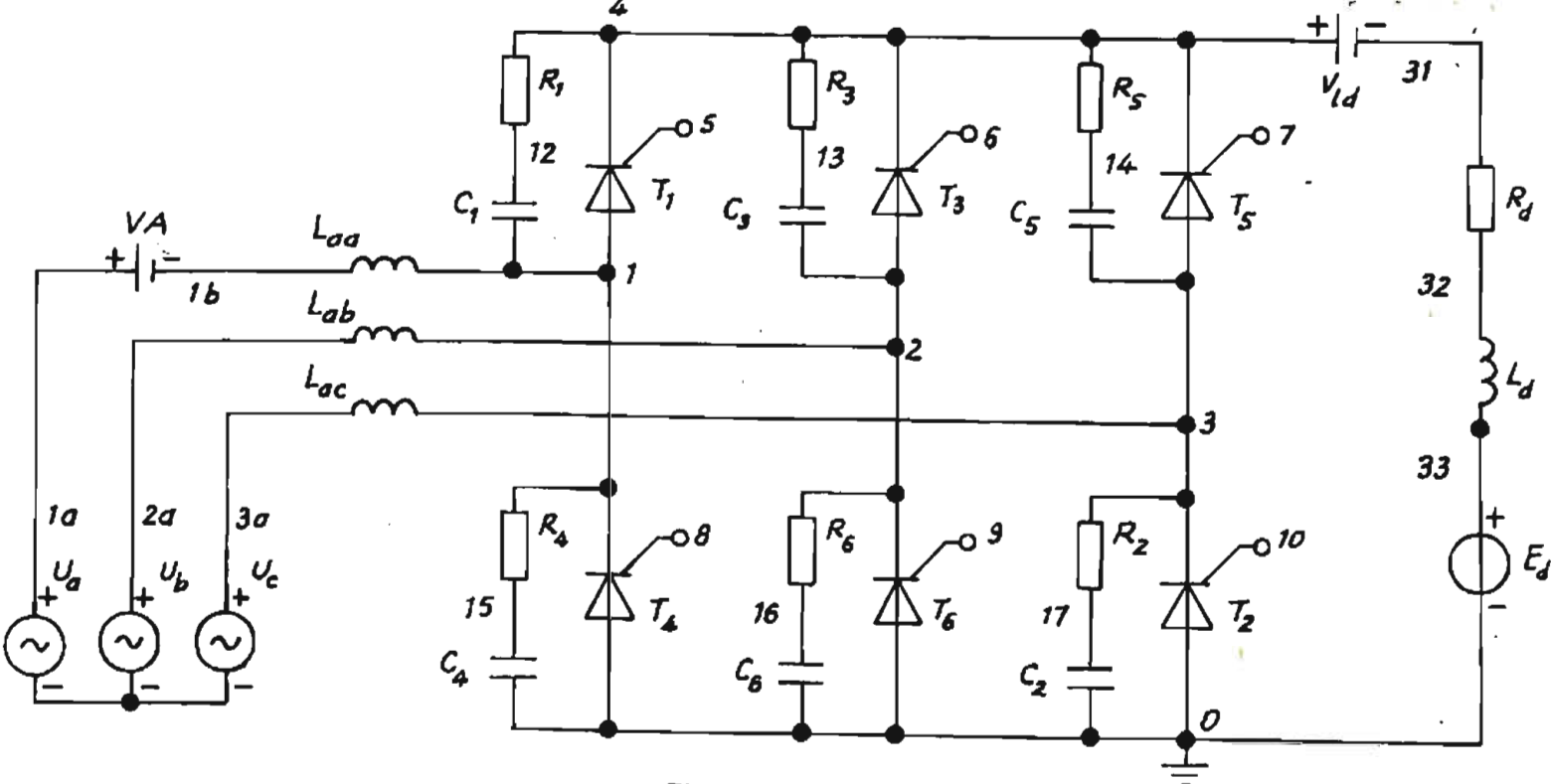
.END

Kết quả mô phỏng thể hiện ở hình 7.13. Mạch khảo sát với tác động nhảy cấp của điện áp điều khiển U_{dk} , trên đồ thị là điện áp $V(30)$ và được so sánh với điện áp răng cưa $V(44)$. Các đồ thị tiếp theo lần lượt là điện áp chỉnh lưu $V(4)$, dòng điện chỉnh lưu $I(R_d)$, dòng điện nguồn xoay chiều $I(VA)$ và điện áp ngược trên tiristo $T_1 : V(1,4)$. Đồ thị cho thấy cả giai đoạn quá độ và khi mạch đạt tới chế độ xác lập.



7.5.1.2. Chỉnh lưu cầu ba pha

Sơ đồ khảo sát chỉnh lưu cầu ba pha được thể hiện trên hình 7.14.



Hình 7.14.

Chương trình mô phỏng

KHAO SAT CHINH LUU DIEU KHIEN CAU 3 PHA, Tai RL

Vdk 30 0 PWL(0,-.2 21m,-.2 21.2m,3 22m,4 40m,4 0.1,8 10,8) ; điện áp điều khiển tăng dần

XFxa 0 30 60 5 4 8 1 FXa ; phát xung cho pha A

XFxb 0 30 61 6 4 9 2 FXb ; phát xung cho pha B

XFxc 0 30 62 7 4 10 3 FXc ; phát xung cho pha C

VA 1 11 SIN(0 311 50) ; điện áp pha A

VB 2 11 SIN(0 311 50 0 0 -120) ; điện áp pha B

VC 3 11 SIN(0 311 50 0 0 120) ; điện áp pha C

* 6 Tiristor cau 3 pha

XT1 1 5 4 TXC ; van T1 pha A

XT4 0 8 1 TXC ; van T4 pha A

XT3 2 6 4 TXC ; van T3 pha B

XT6 0 9 2 TXC ; van T6 pha B

XT5 3 7 4 TXC ; van T5 pha C

XT2 0 10 3 TXC ; van T6 pha C

* Mach bao ve RC

C1 1 12 0.1U IC=0

R1 12 4 40

C4 1 15 0.1U IC=0

R4 15 0 40

C3 2 13 0.1U IC=0

R3 13 4 40

C6 16 2 0.1 U IC=0

R6 0 16 40

C2 17 3 0.1U IC=0

R2 0 17 40

C5 3 14 0.1U IC=0

R5 14 4 40

* Tai mot chieu

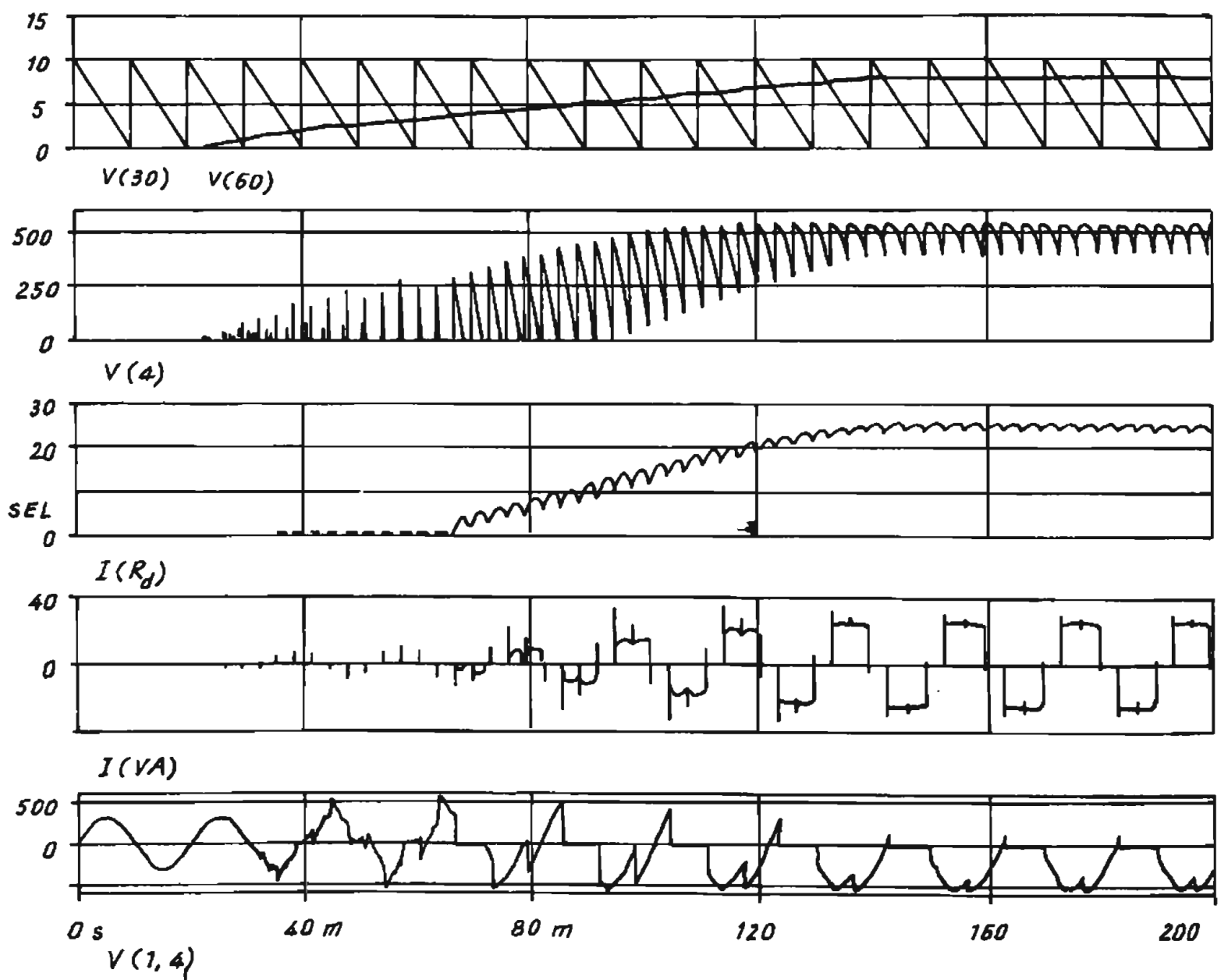
VId 4 31 DC 0 ; đo dòng điện một chiều

```

Ld 31 32 50m           ; điện cảm tải 50mH
Rd 32 0 20             ; điện trở tải 20 ôm
.LIB C:\MSIM 8\USERLIB\nom2.LIB      ; gọi thư viện các phần tử lực
.LIB C:\MSIM-8\USERLIB\nom1.LIB      ; gọi thư viện mạch điều khiển
.TRAN 20u 0.4 0 50u UIC              ; lệnh khảo sát chế độ động
.PROBE                            ; lệnh cho kết quả đồ thị
.OPTIONS ABSTOL=100U VNTOL=0.1 RELTOL=0.01 ITL5=0 LIMPTS=100000 NODE
.END

```

Kết quả mô phỏng trên đồ thị hình 7.15.

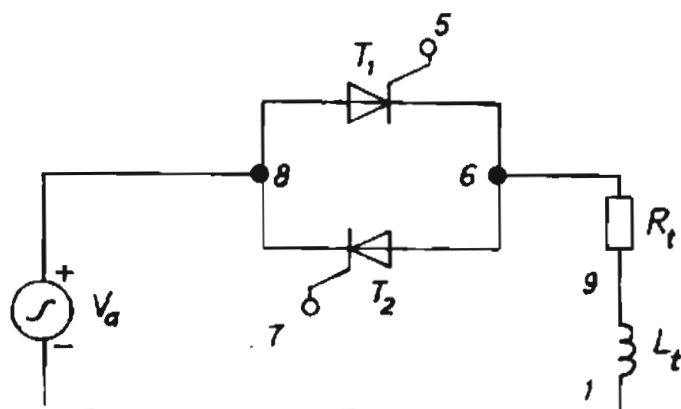


Hình 7.15.

7.5.2. Điều áp xoay chiều

7.5.2.1. Điều áp xoay chiều một pha

a. Sơ đồ trên hình 7.16



Hình 7.16.

b. Chương trình mô phỏng

DIEU AP MOT PHA XOAY CHIEU 2 THYRISTOR // NGUOC, tai RL

Vcc 3 0 DC 12 ; E=12V điện áp cấp cho mạch điều khiển

Edp 2 0 8 10 0.03 ; điện áp đồng pha

VDK 4 0 DC 5 ; điện áp điều khiển

Rc 11 0 1meg 7 8 1 1 DKTX

Xdk 0 2 3 4 5 6 7 8 1 1 DKTX ; mạch phát xung điều khiển cho hai Tiristo T1 ,T2

* mach luc

Va 8 10 SIN(0 311 50) ; nguồn xoay chiều 220VAC 50Hz

XT1 8 5 6 Ttri ; Tiristo T1

XT2 6 7 8 Ttri ; Tiristo T2

* tai

RT 6 9 4 ; điện trở tải 4 ôm

LT 9 1 10m ; điện cảm tải 10 mH

Vlt 1 10 DC 0 ; đo dòng điện tải

Rgh 10 0 100meg

.LIB C:\MSim_8\USERLIB\NOM2.LIB

.LIB C:\MSim_8\USERLIB\NOM1.LIB

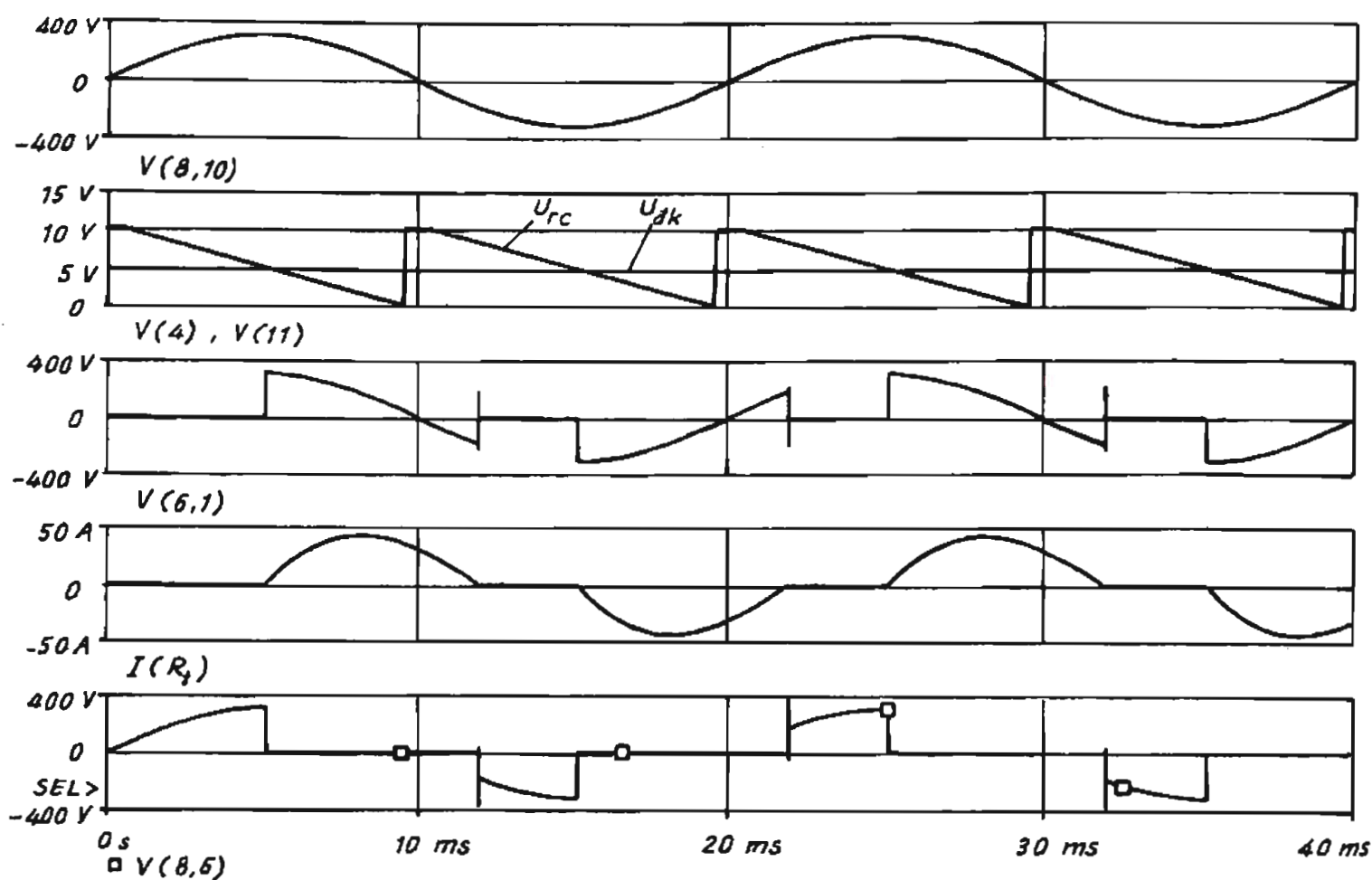
TRAN 1U 40M 10U 10u UIC

.PROBE S ABSTOL=1U VNTOL=0.1 RELTOL=0.01 ITL5=20000

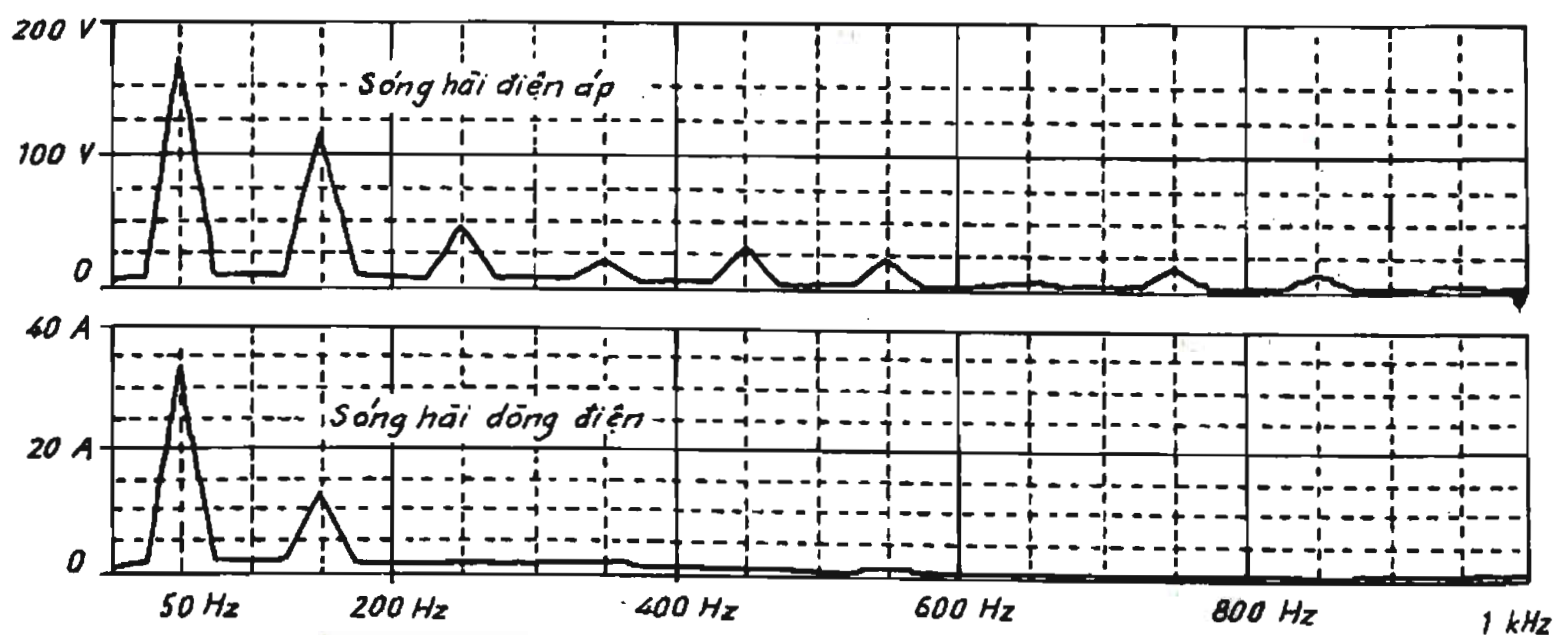
.END

c. Kết quả mô phỏng

Hình 7.17 là đồ thị điện áp và dòng điện trong mạch, hình 7.18 là sóng hài của điện áp và dòng điện tải theo khai triển Fourier.



Hình 7.17.



Hình 7.18. Sóng hài điện áp và dòng điện với góc điều khiển 90°

ELb 8b N POLY(2) (2b,0) (2,0) 0 0 0 0 1

ELc 8c N POLY(2) (2c,0) (2,0) 0 0 0 0 1

* Mach luc : 6 TIRISTOR

XT1 8a 5a 6a TXC ; Tiristor T1 pha A

XT4 6a 7a 8a TXC ; Tiristor T4 pha A

XT3 8b 5b 6b TXC ; Tiristor T3 pha B

XT6 6b 7b 8b TXC ; Tiristor T6 pha B

XT5 8c 5c 6c TXC ; Tiristor T5 pha C

XT2 6c 7c 8c TXC ; Tiristor T6 pha C

* Tai ba pha doi xung

Rta 6a 1 a 5

Lta 1 a 12a 10M IC=0

Rtb 6b 1 b 5

Ltb 1b Nt 10M IC=0

Rtc 6c 1c 5

* Ltc 1c Nt 10M IC=0

Vld 12a Nt DC 0V ; do dong dien pha A

Rghep N 0 100MEG

.LIB C:\MSIM_8\USERLIB\nom1.LIB

.LIB C:\MSIM_8\USERLIB\nom2.LIB

.TRAN 10u 0.2 0 0.1m UIC

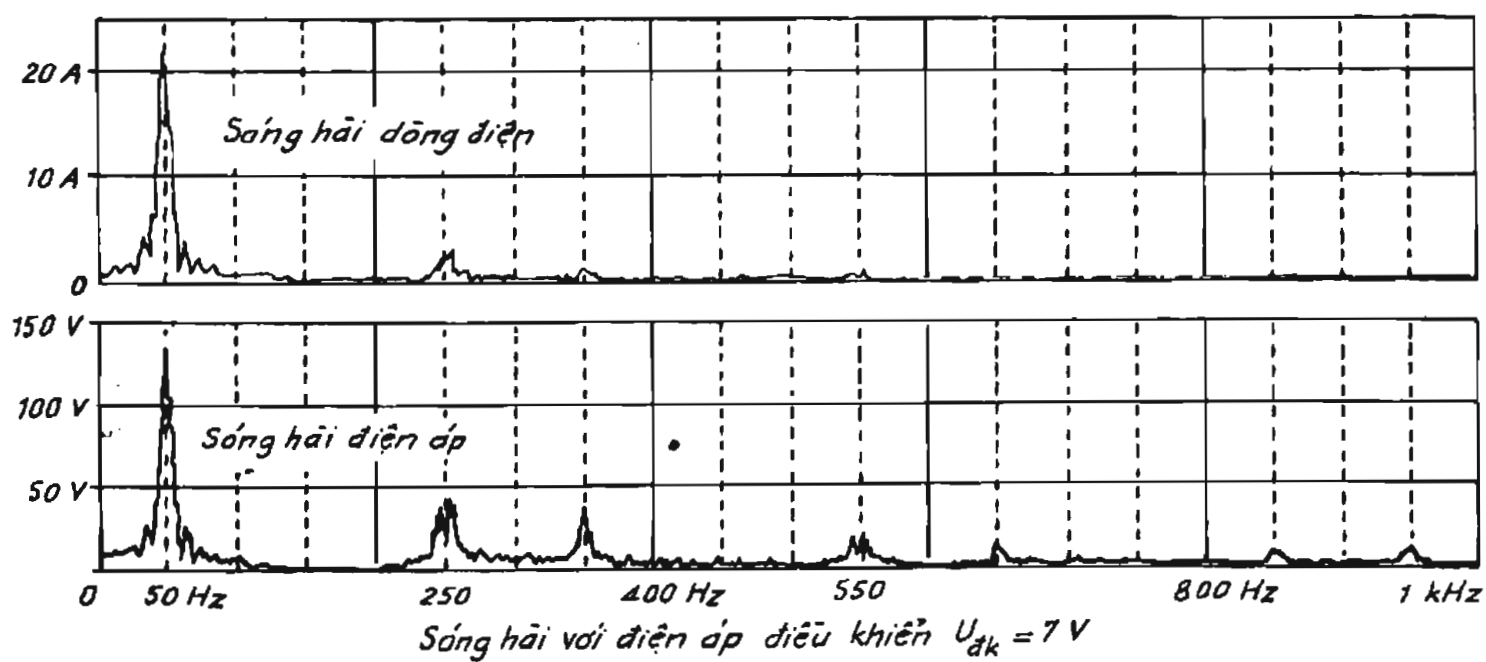
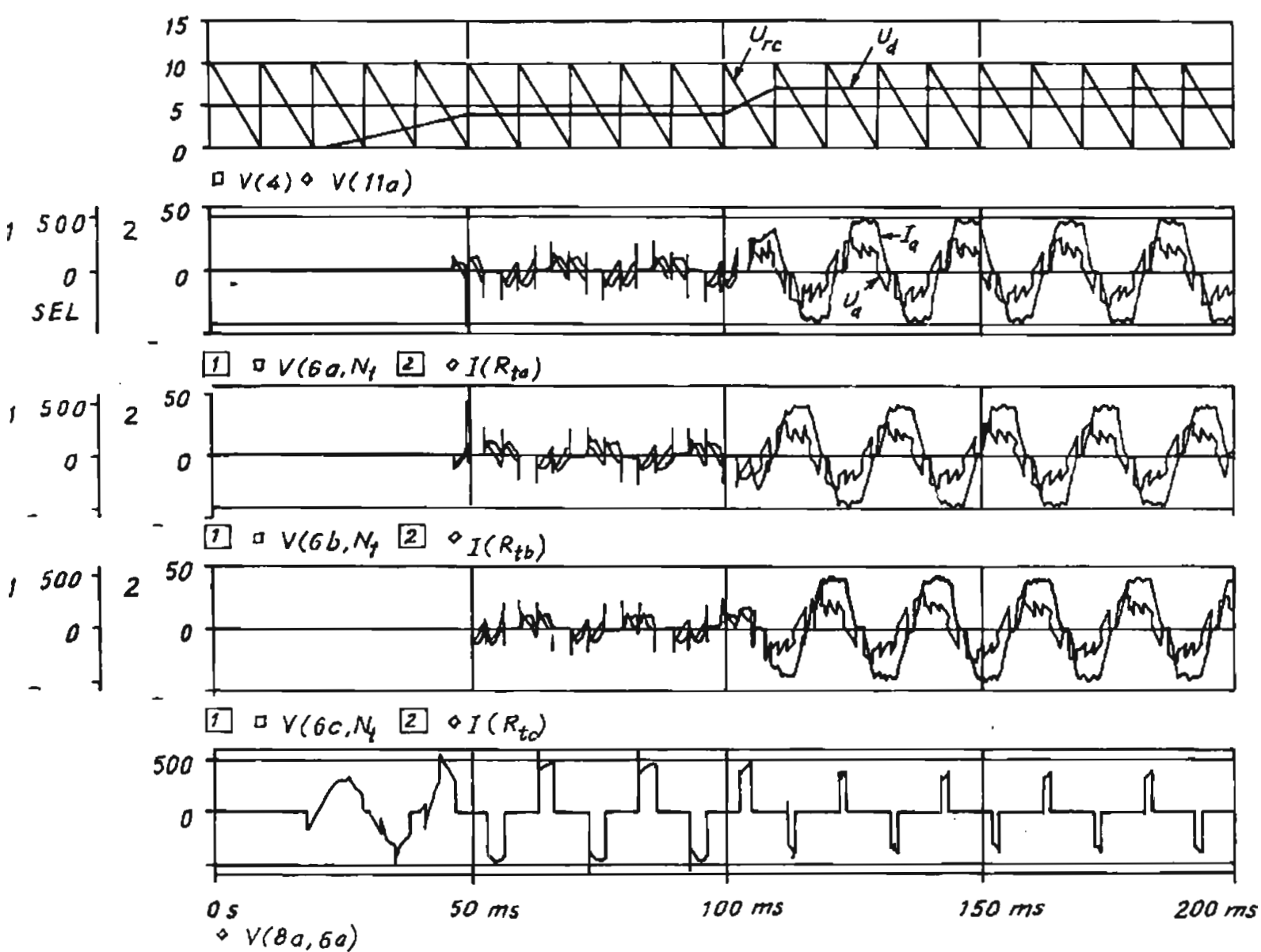
.PROBE

.OPTIONS ABSTOL=10U VNTOL=0.1 RELTOL=0.01 ITL5=1000000

.END

c. Kết quả mô phỏng

Xem ở hình 7.20.

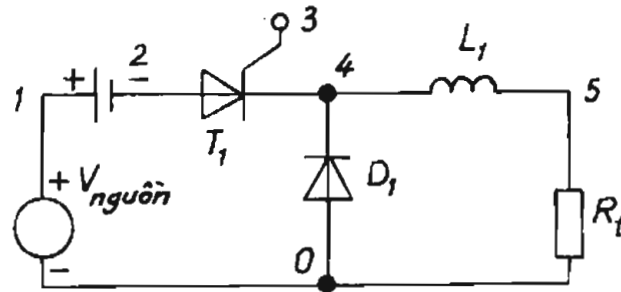


Hình 7.20

7.5.3. Mô phỏng mạch băm xung một chiều

7.5.3.1. Băm xung một chiều có van và điện cảm mắc nối tiếp tải

a. Sơ đồ trên hình 7.21.



Hình 7.21

b. Chương trình mô phỏng

BAM XUNG MOT CHIEU DUNG (van va dien cam mac noi tiep tai)

Vnguồn 1 0 DC 220

VTMC 1 2 DC 0 ; đo dòng điện chỉnh

XT 2 3 4 TMC ; van T1

Vg 1 3 4 PULSE(0 10 0.4m 1u 1u 0.6m 1m) ; xung điều khiển T1

D1 0 4 DMOD

.Model Dmod D(IS=2E-15 CJO=0 TT=0)

Rt 4 5 10

L1 5 0 4m

.LIB C:\MSIM_8\USERLIB\nom1.LIB

.TRAN 5u 8m 0 6m

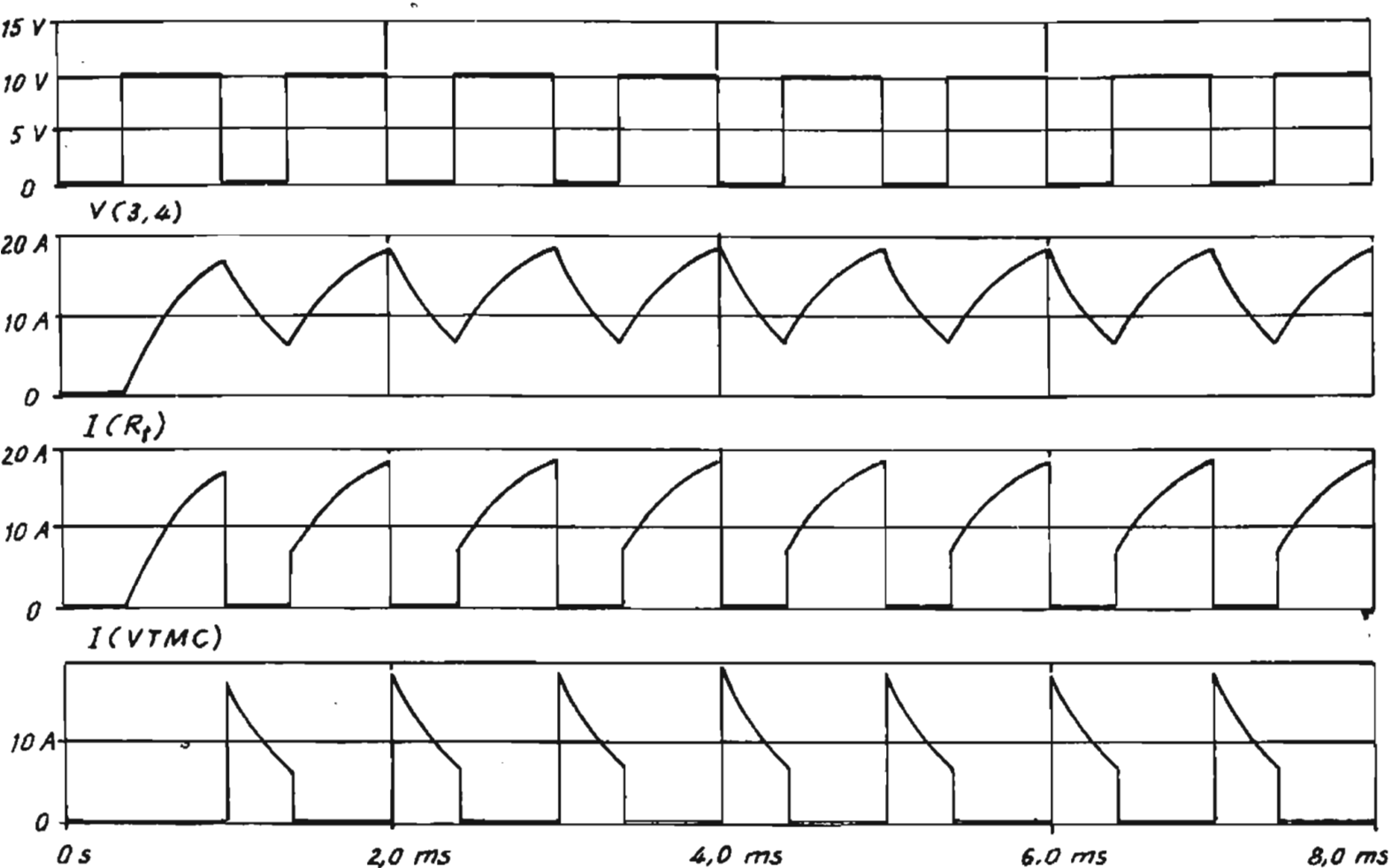
.PROBE

.OPTION ABSTOL=1n RELTOL=.01 VNTOL=0.1 ITL5=40000

END

c. Kết quả mô phỏng

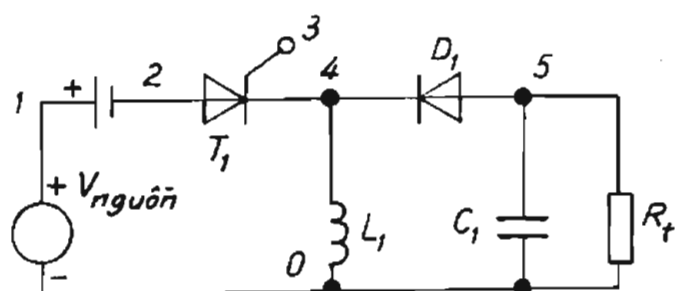
Xem ở hình 7.22.



Hình 7.22.

7.5.3.2. Băm xung một chiều có van mắc nối tiếp, điện cảm mắc song song tải

a. Sơ đồ trên hình 7.23.



Hình 7.23.

b. Chương trình mô phỏng

BAM XUNG MOT CHIEU DUNG BT (van noi tiep, dien cam mac song song tải)

Vnguồn 1 0 DC 220

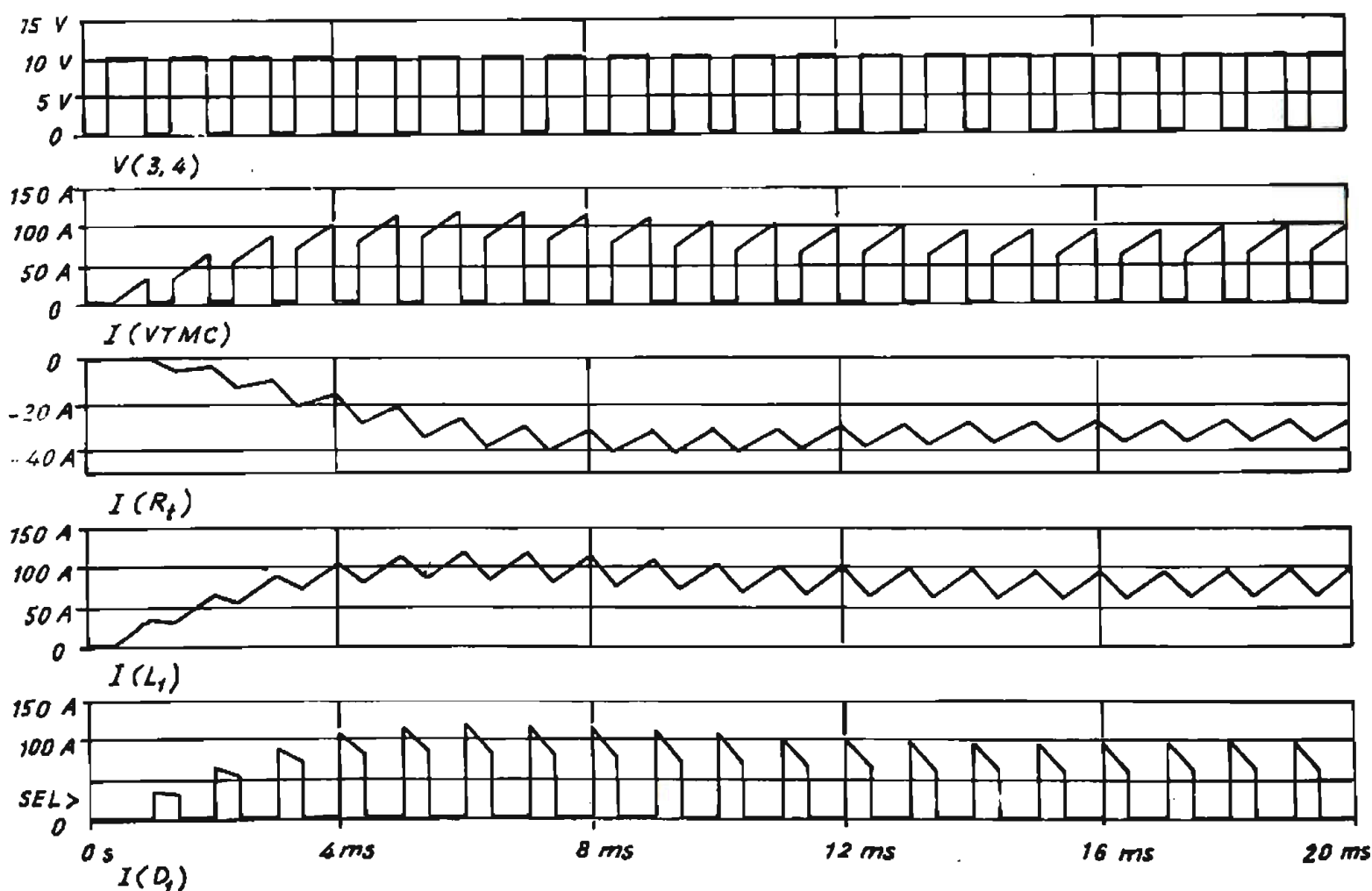

```

VTMC 1 2 DC 0 ; do dòng điện chỉnh
XT 2 3 4 TMC
Vg 1 3 4 PULSE (0 10 0.5m 1u 1u 0.7m 1.2m) ; xung điều khiển T1
D1 5 4 DMOD
.Model Dmod D(IS=2E-15 CJO=0 TT=0)
L1 4 0 4m
Rt 5 0 10
C1 5 0 220u IC=0
.LIB C:\MSIM_8\USERLIB\nom1.LIB
.TRAN 5u 20m 0 6m UIC
.PROBE
.OPTION ABSTOL=1n RELTOL=.01 VNTOL=0.1 ITL5=40000
.END

```

c. Kết quả mô phỏng

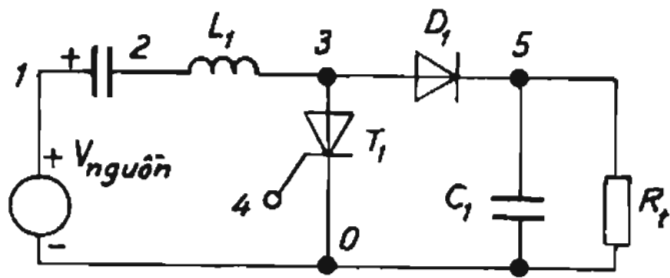
Xem ở hình 7.24.



Hình 7.24.

7.5.3.3. Băm xung một chiều có điện cảm nối tiếp, van mắc song song tải

a. Sơ đồ mô phỏng ở hình 7.25.



Hình 7.25.

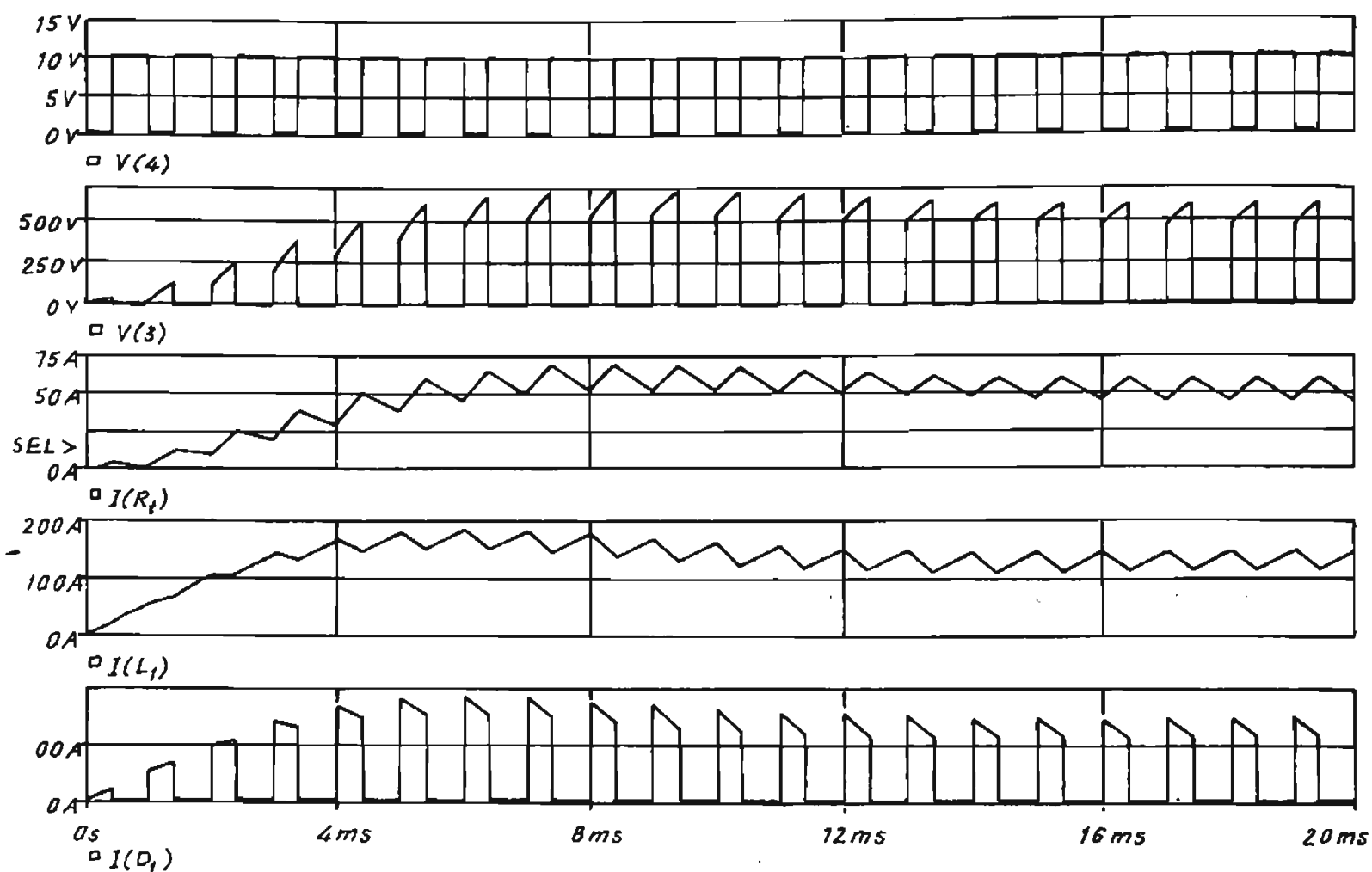
b. Chương trình mô phỏng

BAM XUNG MOT CHIEU DUNG BT (dien cam noi tiep, van mac song song tai)

```
Vnguồn 1 0 DC 220
L1      1 2 4m
VTMC    2 3 DC 0 ; do dong dien chinh
XT      3 4 0 TMC
Vg1     4 0 PULSE(0 10 0.4m 1 u 1 u 0.6m 1m) ; xung dieu khien T1
D1      3 5 DMOD
.Model Dmod D(IS=2E-15 CJO=0 TT=0)
Rt      5 0 10
C1      3 5 0 220u IC=0
.LIB C:\MSIM_8\USERLIB\nom1.LIB
.TRAN 5u 20m 0 6m UIC
.PROBE
.OPTION ABSTOL=1n RELTOL=.01 VNTOL=0.1 ITL5=40000
.END
```

c. Kết quả mô phỏng

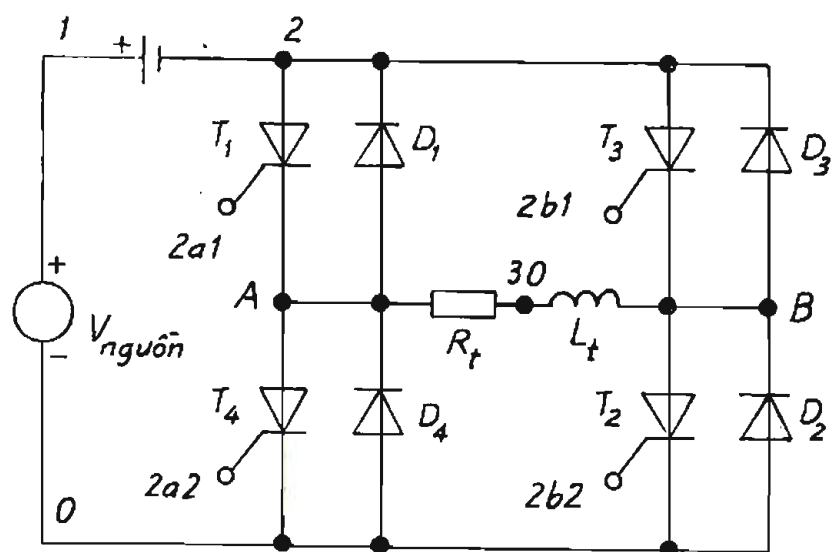
Xem trên hình 7.26.



Hình 7.26.

7.5.3.4. Băm xung một chiều đảo chiều

a. Sơ đồ ở hình 7.27.



Hình 7.27.

b. Chương trình mô phỏng

Điện áp điều khiển được thay đổi cả hai đầu để có thể theo dõi được quá trình đảo chiều dòng tải.

BAM XUNG MOT CHIEU DAO CHIEU ; DIEU KHIEN DOI XUNG

Vnguồn 1 0 DC 220

V1 1 2 DC 0 ; do dong dien chinh

XT1 2 2a 1 A TMC ; van T1

D1 A 2 DMOD

XT4 A 2a2 0 TMC ; van T2

D4 0 A DMOD

XT3 2 2bi B TMC ; van T3

D3 B 2 DMOD

XT2 B 2b2 0 TMC ; van T2

D2 0 B DMOD

.Model Dmod D(IS=2E-15 CJO=0 TT:0)

* -----tải -----

Rt A 30 10

Lt 30 B 30m LC=0

* qui luật điện áp điều khiển

Vdk 4 0 PWL(0,-1 40m,6 70m,6 90m,-6 0.1,-6)

XFx 0 4 2a1 A 2b1 B 11 BXMCDL

* ----- mạch điều khiển băm xung một chiều có đảo chiều -----

.SUBCKT BXMCDL 1 4 5 6 7 8 1 1 ;

* Ov:1 ; Udk:4 ; G1 :5, K1 :6; G3:7; K3:8; Urc: 11

Vrc 11 1 PULSE(-10 10 0 2m 2m 1n 4m) ; điện áp răng cưa

* So sanh 1

Rin1 4 11 2MEG

E1 9 1 4 11 2E+6

Rout1 9 10 75

Cout1 10 1 10n

D11 10 3 DMOD

D21 1 10 DMOD

* Phát xung điều khiển cho T1

ET1 5 6 10 1 1

V3 3 1 DC 5

* So sanh 2

Rin2 4 11 2MEG

E2 9b 1 11 4 2E+6

Rout2 9b 10b 75

Cout2 10b 1 10n

D12 10b 3b DMOD

D22 1 10b DMOD

* Phát xung điều khiển cho T2

ET3 7 8 10b 1 1

V3b 3b 1 DC 5

.MODEL DMOD D(IS=2E-18 BV=1000 CJO=0 TT=0)

.ENDS

ET2 2b2 0 2a1 A 1 ; phát xung điều khiển cho T2

ET4 2a2 0 2b1 B 1 ; phát xung điều khiển cho T4

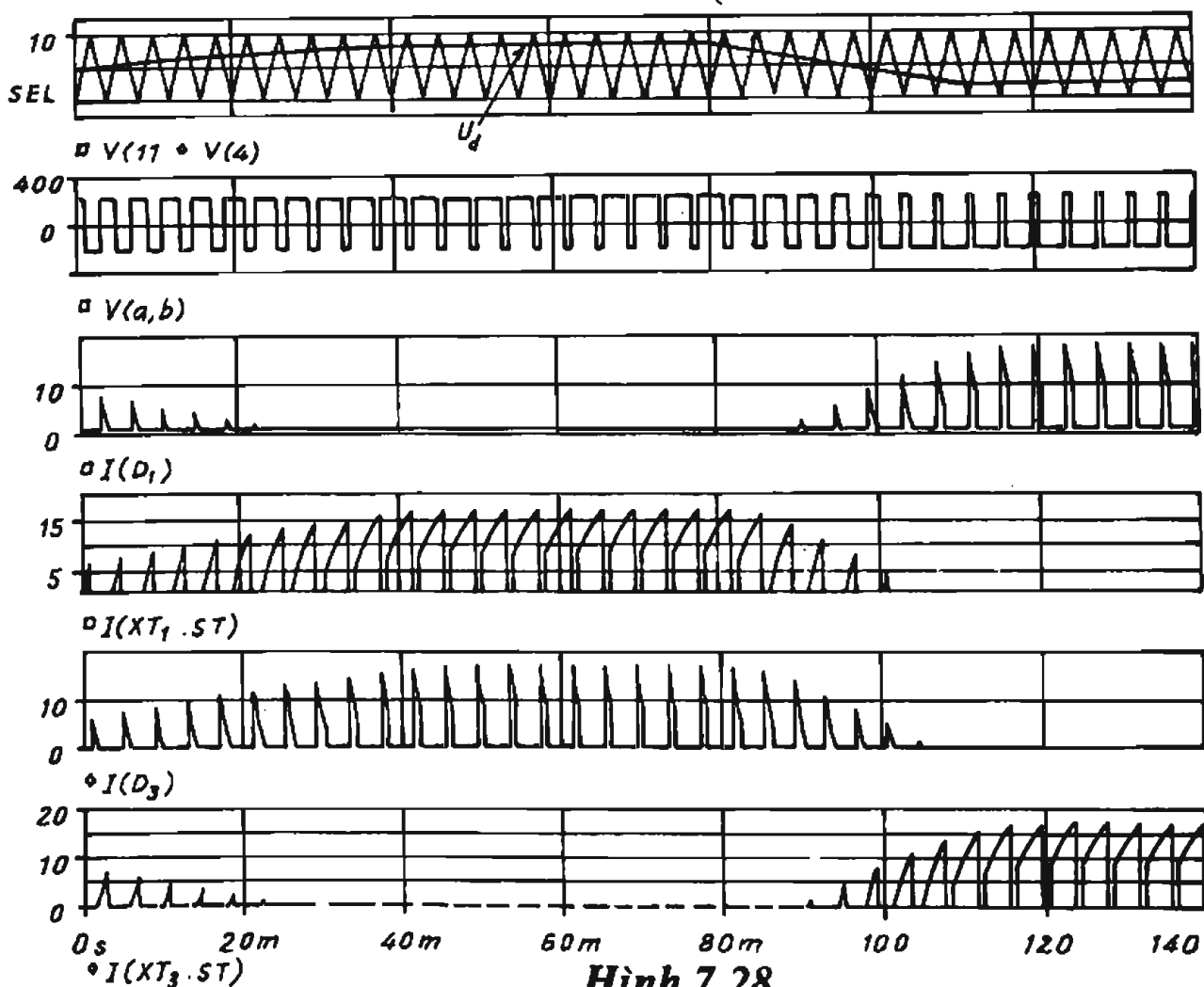
.LIB C:\MSIM_8\USERLIB\nom1.LIB

.TRAN 50u 100m 0 100m UIC

.PROBE

.END

c. Kết quả mô phỏng: Xem ở hình 7.28.

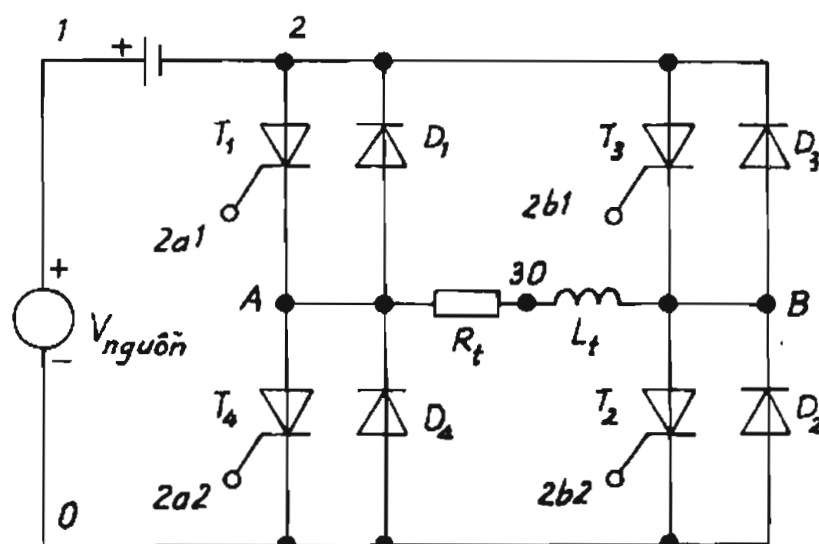


Hình 7.28.

7.5.4. Mô phỏng nghịch lưu độc lập điện áp

7.5.4.1. Mạch nghịch lưu độc lập một pha

Sơ đồ mô phỏng trên hình 7.29, và kết quả trên hình 7.30. Ta thấy rằng sơ đồ mạch van lực hoàn toàn tương tự như sơ đồ băm xung một chiều có đảo chiều. Sự khác biệt là ở phương pháp điều khiển, ở đây các cặp van T_1 , T_2 và T_3 , T_4 luôn được điều khiển lệch pha nhau đúng 180° điện.



Hình 7.29.

Chương trình mô phỏng dưới đây sử dụng phương pháp điều chế độ rộng xung PWM. Để thấy ảnh hưởng của tần số này đến dạng dòng điện ra, mạch được khảo sát với hai tần số điều chế khác nhau.

NGHICH LƯU DOC LAP 1 PHA - PWM

Vnguồn 1 0 DC 220

V1 1 2 DC 0 ; do dòng điện chỉnh

* các van lực

XT1 2 2a1 A TMC

D1 A 2 DMOD

XT4 A 2a2 0 TMC

D4 0 A DMOD

XT3 2 2b1 B TMC

D3 B 2 DMOD

XT2 B 2b2 0 TMC

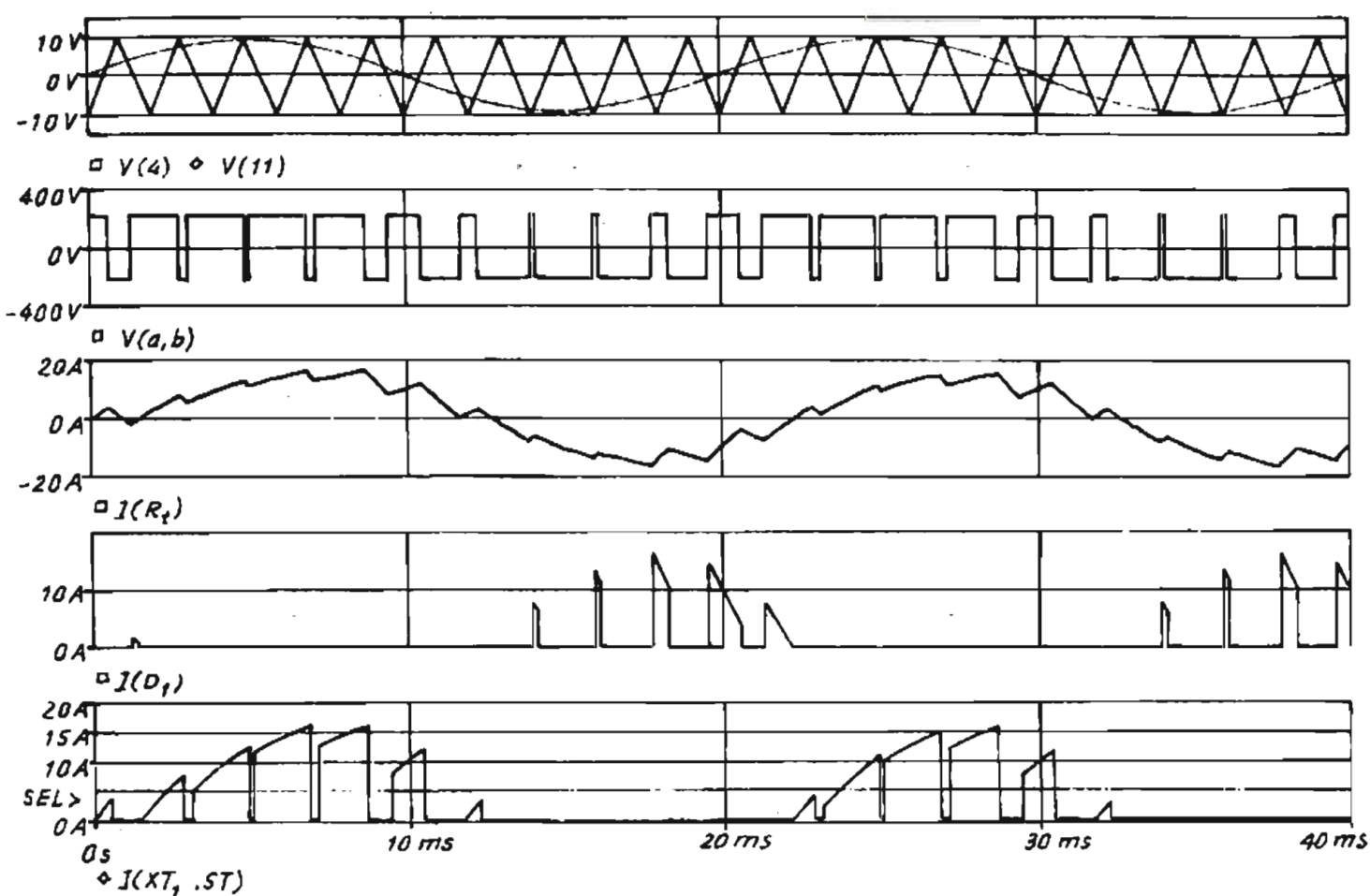
D2 0 B DMOD

.Model Dmod D(IS=2E-15 CJO=0 TT=0)

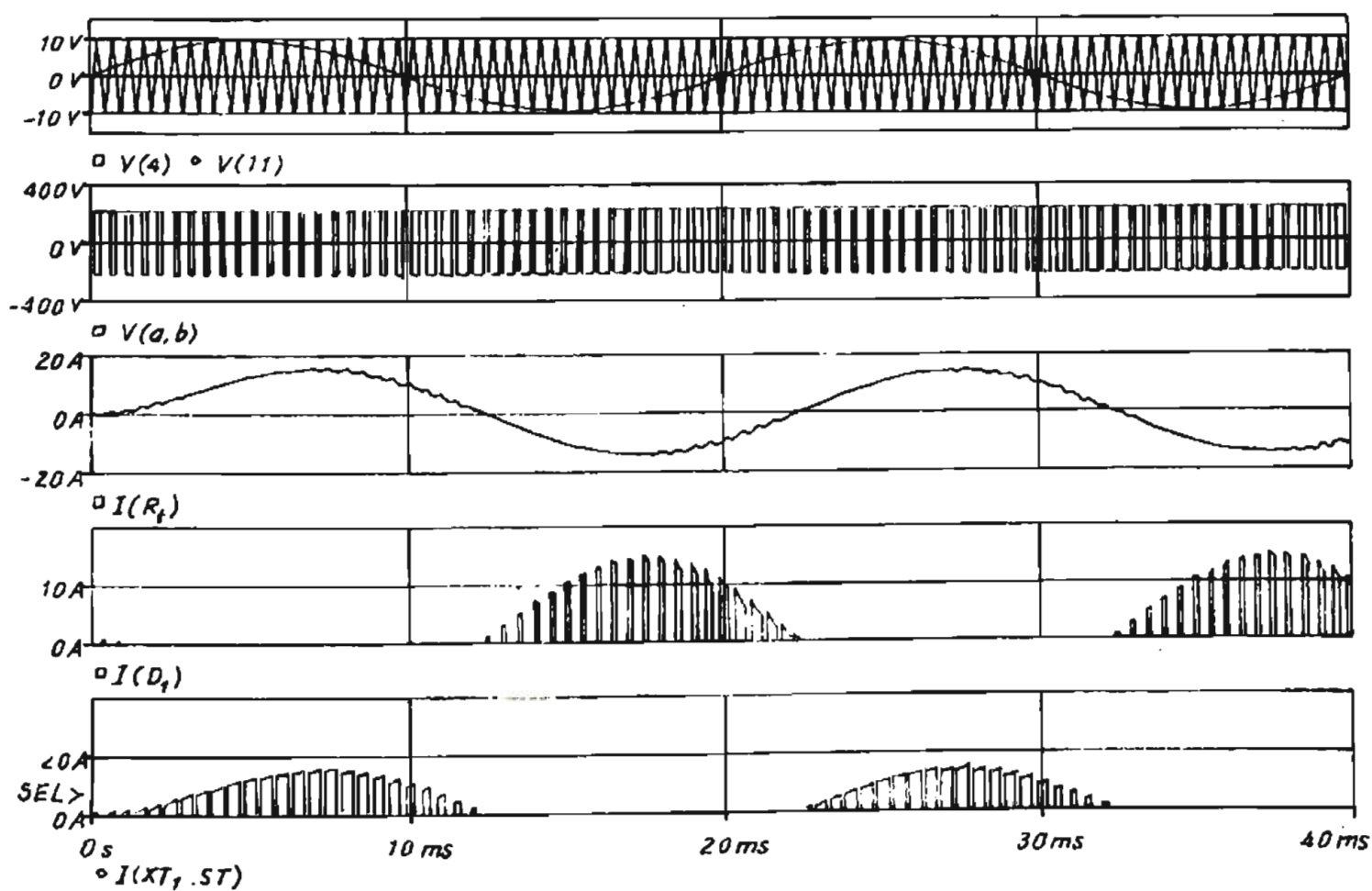
```

* ----- tai -----
Rt A 30 10
Lt 30 B 30m IC=0
Vdk 4 0 SIN(0 9 50)
XFx 0 4 2a1 A 2b1 B 11 NLPWM
* ----- mach dieu khien : dang mach con Subcircuit NLPWM ---
.SUBCKT NLPWM 1 4 5 6 7 8 1 1 ;
* Ov:1 ; Udk:4 ; G1:5, K1:6; G3:7; K3:8; Urc: 11
Vrc 11 1 PU LSE(-10 10 0 1 m 1 m 1 n 2m)
* So sanh 1
Rin1 4 1 1 2MEG
E1 9 1 4 11 2E+6
Rout1 9 10 75
Cout1 10 11 0n
D11 10 3 DMOD
D21 1 10 DMOD
* Phat xung dieu khien
ET1 5 6 10 1 1 ; phat xung cho T1
V3 3 1 DC 5
* So sanh 2
Rin2 4 1 1 2MEG
E2 9b 1 1 1 4 2E+6
Rout2 9b 10b 75
Cout2 10b 1 10n
D12 10b 3b DMOD
D22 1 10b DMOD
* Phat xung dieu khien
ET3 7 8 10b 1 1 ; phat xung cho T3
V3b 3b 1 DC 5
.MODEL DMOD D(IS=2E-18 BV=1000 CJO=0 TT=0)
.ENDS
ET2 2b2 0 2a1 A 1 ; phat xung cho T2
ET4 2a2 0 2b1 B 1 ; phat xung cho T4
.LIB D:\PQHai\SIMUN\nom1.LIB -
.TRAN 50u 40m 0 100m UIC
.PROBE
.END

```

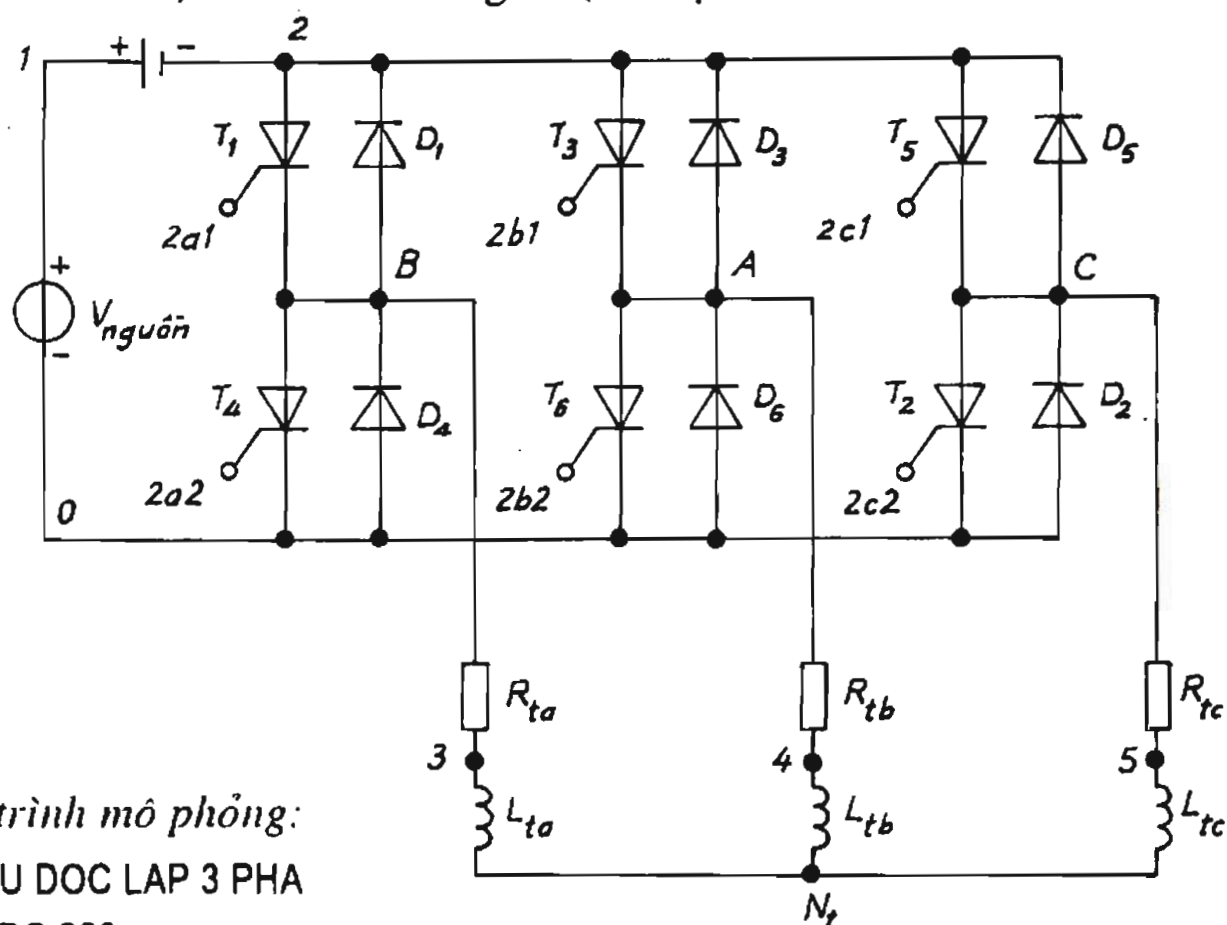
Hình 7.30a. Đồ thị với tần số điều chế 500 Hz



Hình 7.30b. Đồ thị với tần số điều chế 2 kHz

7.5.4.2. Nghịch lưu điện áp ba pha

Sơ đồ trên hình 7.31. Mạch mô phỏng cho trường hợp điều khiển với góc dẫn của van là 180° điện. Khảo sát với tải RL cho hai trường hợp: tải đấu sao (đồ thị trên hình 7.32a) và tải đấu tam giác (đồ thị trên hình 7.32b).



Hình 7.31.

Chương trình mô phỏng:

NGHICH LUU DOC LAP 3 PHA

Vnguồn 1 0 DC 220

V1 1 2 DC 0 ; do dòng điện chỉnh

* các van lúc

XT1 2 2a1 A TMC

D1 A 2 DMOD

XT4 A 2a2 0 TMC

D4 0 A DMOD

XT3 2 2b1 B TMC

D3 B 2 DMOD

XT6 B 2b2 0 TMC

D6 0 B DMOD

XT5 2 2c1 C TMC

D5 C 2 DMOD

XT2 C 2c2 0 TMC

D2 0 C DMOD

.Model Dmod D(IS=2E-15 CJO=0 TT=0)

* ----- tại -----

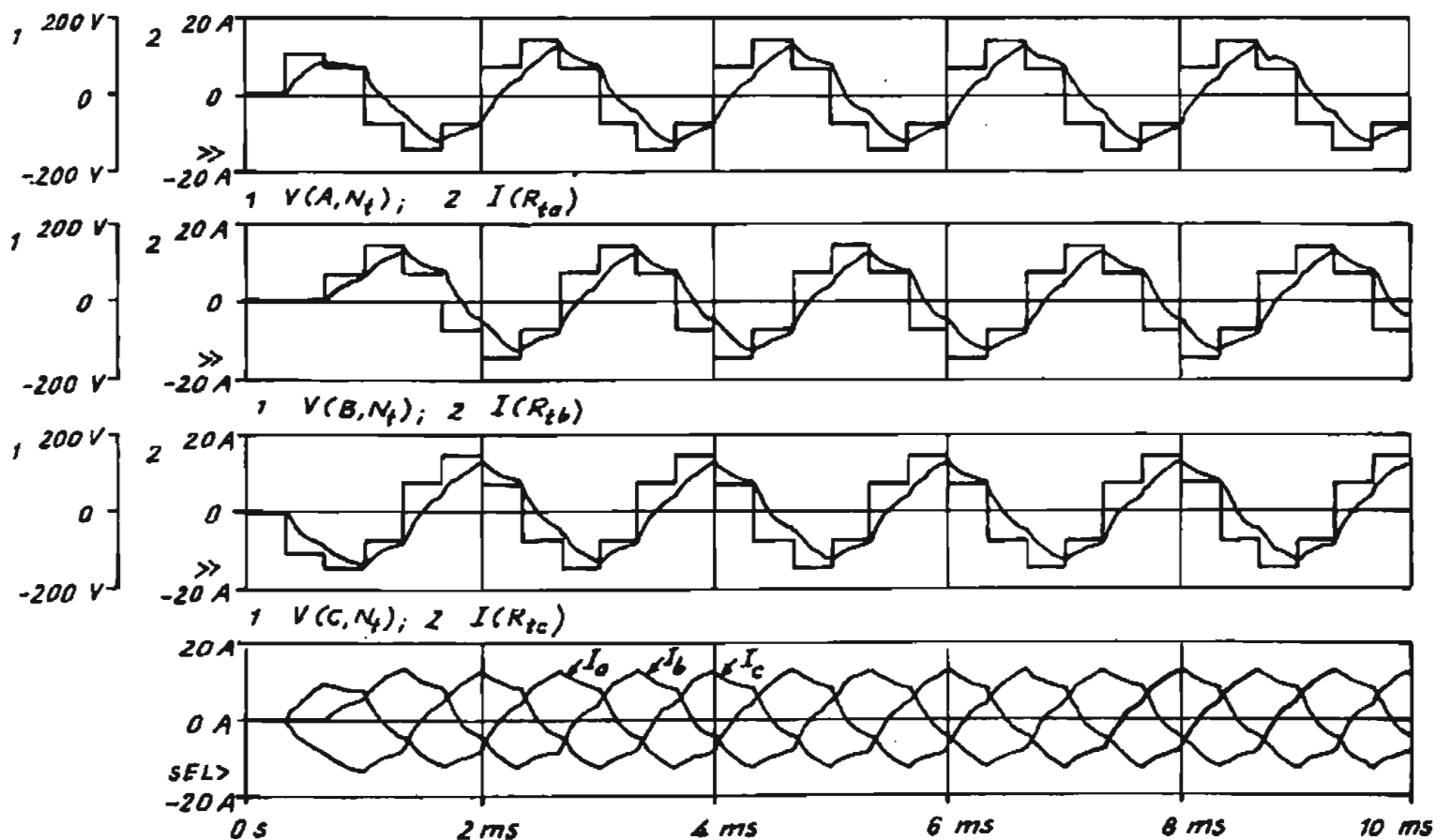
Rta A 3 10

Lta 3 Nt 3m
 Rtb B 4 10
 Ltb 4 Nt 3m
 Rtc C 5 1 0
 Ltc 5 Nt 3m

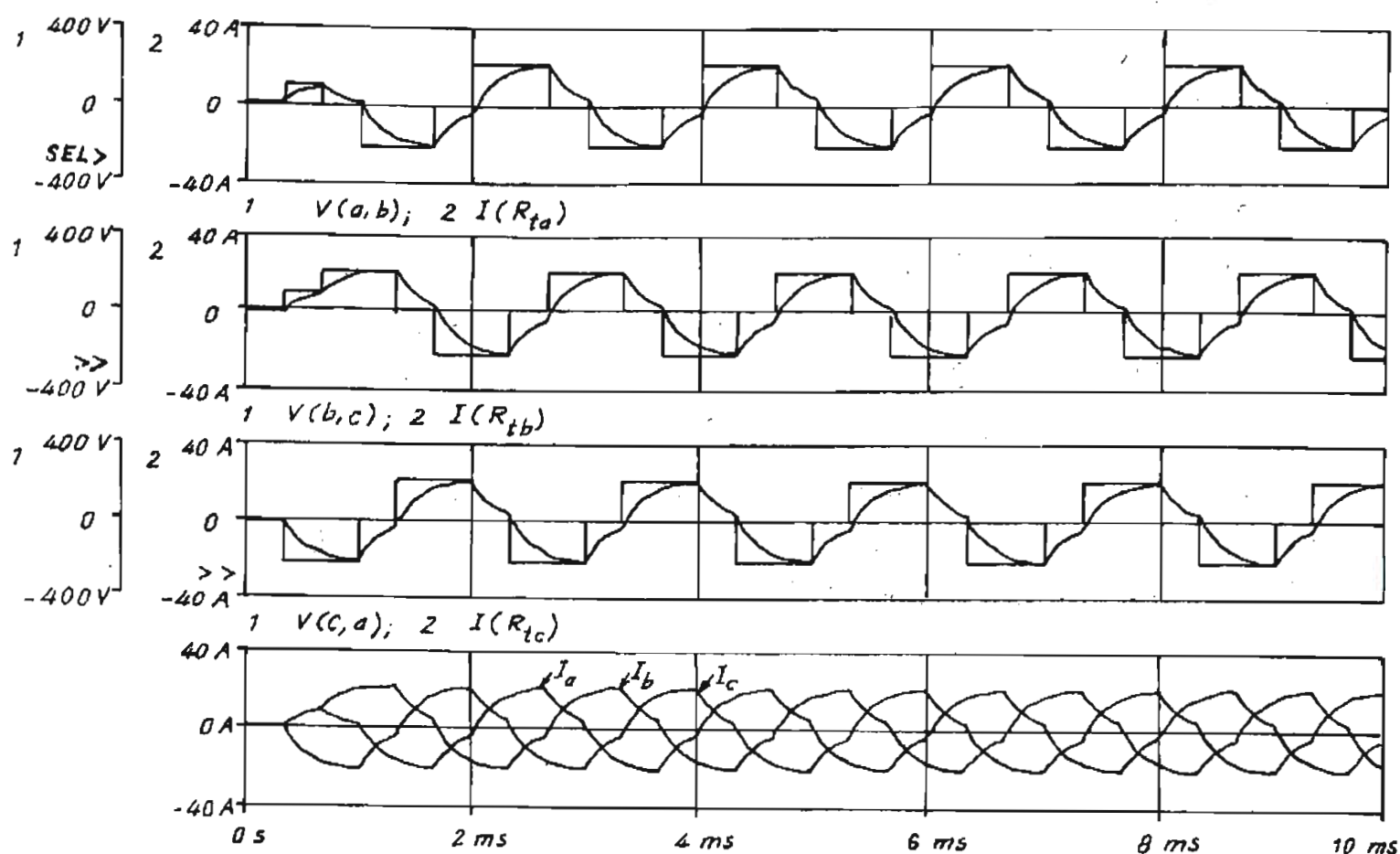
* ---- dieu khien ----

Vg1 2a1 A PULSE(0 10 0 1u 1u 1m 2m) ; xung dieu khien T1
 Vg2 2c2 0 PULSE(0 10 0.333m 1u 1u 1m 2m) ; xung dieu khien T2
 Vg3 2b1 B PULSE(0 10 0.667m 1u 1u 1m 2m) ; xung dieu khien T3
 Vg4 2a2 0 PULSE(0 1 0 1 m 1 u 1 u 1 m 2m) ; xung dieu khien T4
 Vg5 2c1 C PULSE(0 10 1.333m 1u 1u 1m 2m) ; xung dieu khien T5
 Vg6 2bz 0 PULSE(0 10 1.667m 1 u 1 u 1 m 2m) ; xung dieu khien T6
 .LIB C:\MSIM 8\USERLIB\nom1.LIB
 .TRAN 5u 10m 0 6m UIC
 .PROBE
 .OPTION ABSTOL=1N RELTOL=.01 VNTOL:0.1 ITL5:40000
 .END

Đồ thị điện áp và dòng trên tải (hình 7.32a và 7.32b).



Hình 7.32a. Tải dấu sao



Hình 7.32b. Tải đấu tam giác

7.6. MÔ PHỎNG MẠCH ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT BẰNG MATLAB / SIMULINK

Trong mục 7.3 đã giới thiệu chung về đặc điểm mô phỏng bằng Simulink, và như đã nói, phần mềm này rất thuận lợi khi cần phân tích và khảo sát ở khía cạnh hệ thống, nhất là với hệ thống kín, ở đó mạch điện tử công suất chỉ là một khối của hệ thống. Trong Simulink, các van được mô phỏng hoặc như một khoá lý tưởng, hoặc như một điện trở hai trạng thái. Như vậy, phần tử bán dẫn mô phỏng không phản ánh được chính xác đặc tính vôn-ampe của chúng nữa, song điều đó không ảnh hưởng tới bản chất của hệ thống được nghiên cứu, mặt khác lại giảm được đáng kể thời gian tính của máy.

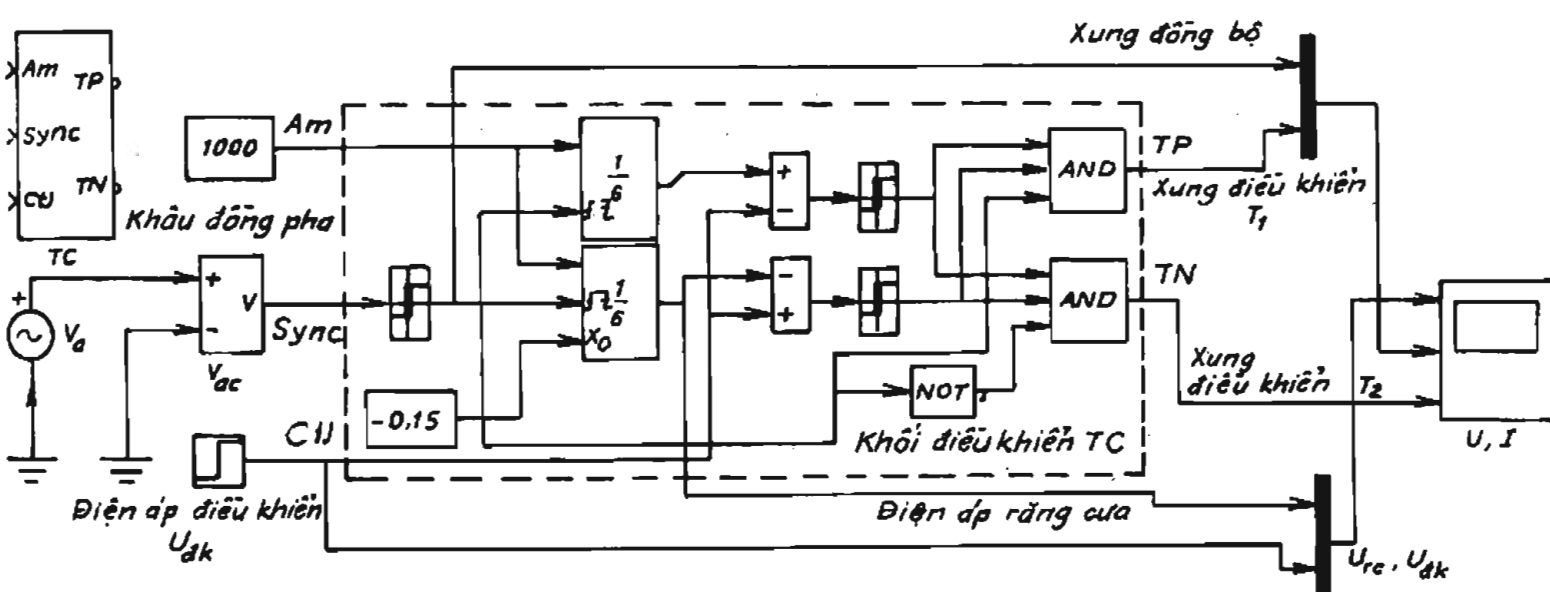
Lưu ý rằng trong Simulink, các xung điều khiển cho các van là tín hiệu mức logic 0/1, không phải là điện áp điều khiển hay dòng điều khiển cho van. Mặt khác ở đây cũng không cần chú ý về phương diện cách ly giữa lực và điều khiển. Đây là điểm khác biệt cơ bản so với PSPICE mà ở đó, vì mô phỏng sát thực, nên phải đảm bảo các điều kiện làm việc tương tự mạch thật, nếu không mạch sẽ báo lỗi.

Dưới đây chỉ đưa ra vài thí dụ để có khái niệm về mô phỏng theo Simulink, vì nhìn chung để nghiên cứu thuần túy và chính xác về khía cạnh điện tử công suất thì phần mềm chính yếu là PSPICE.

7.6.1. Mạch chỉnh lưu một pha

1. Mạch điều khiển xung - pha một kênh

Trong phần điện tử công suất của Simulink cũng có sẵn một số khâu điều khiển được xây dựng theo cấu trúc thông thường. Hình 7.33 là triển khai một khối điều khiển pha xung một pha TC với ba đầu vào, hai đầu ra và một số đường nối ra thiết bị đo lường để theo dõi được các tín hiệu bên trong mạch TC.

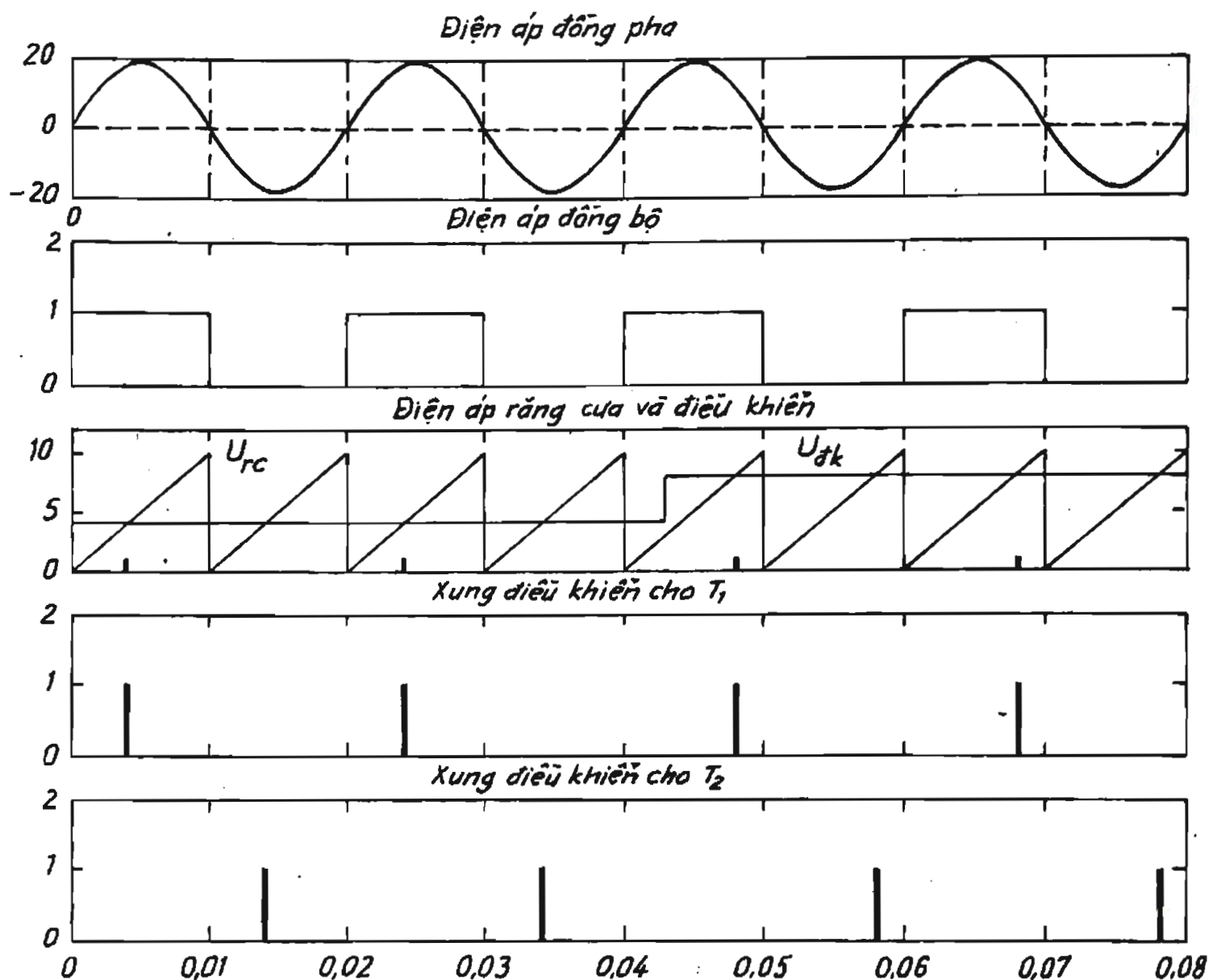


Hình 7.33.

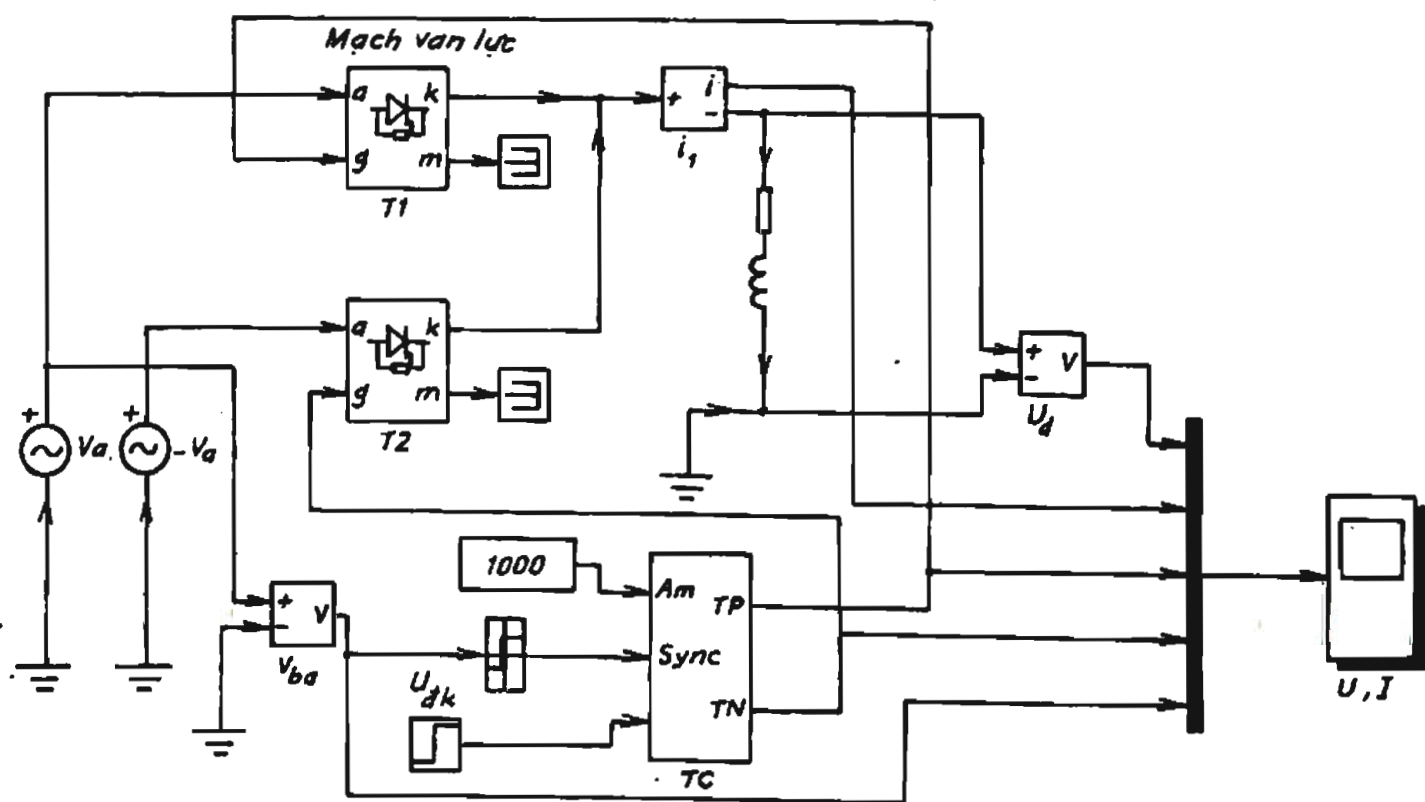
Trên hình 7.34 là đồ thị các điểm cơ bản là điện áp răng cưa U_{RC} , điện áp điều khiển U_{dk} , xung điều khiển cho T_1 và T_2 của cùng một pha mạch lực.

2. Khảo sát chỉnh lưu hình tia một pha tải RL

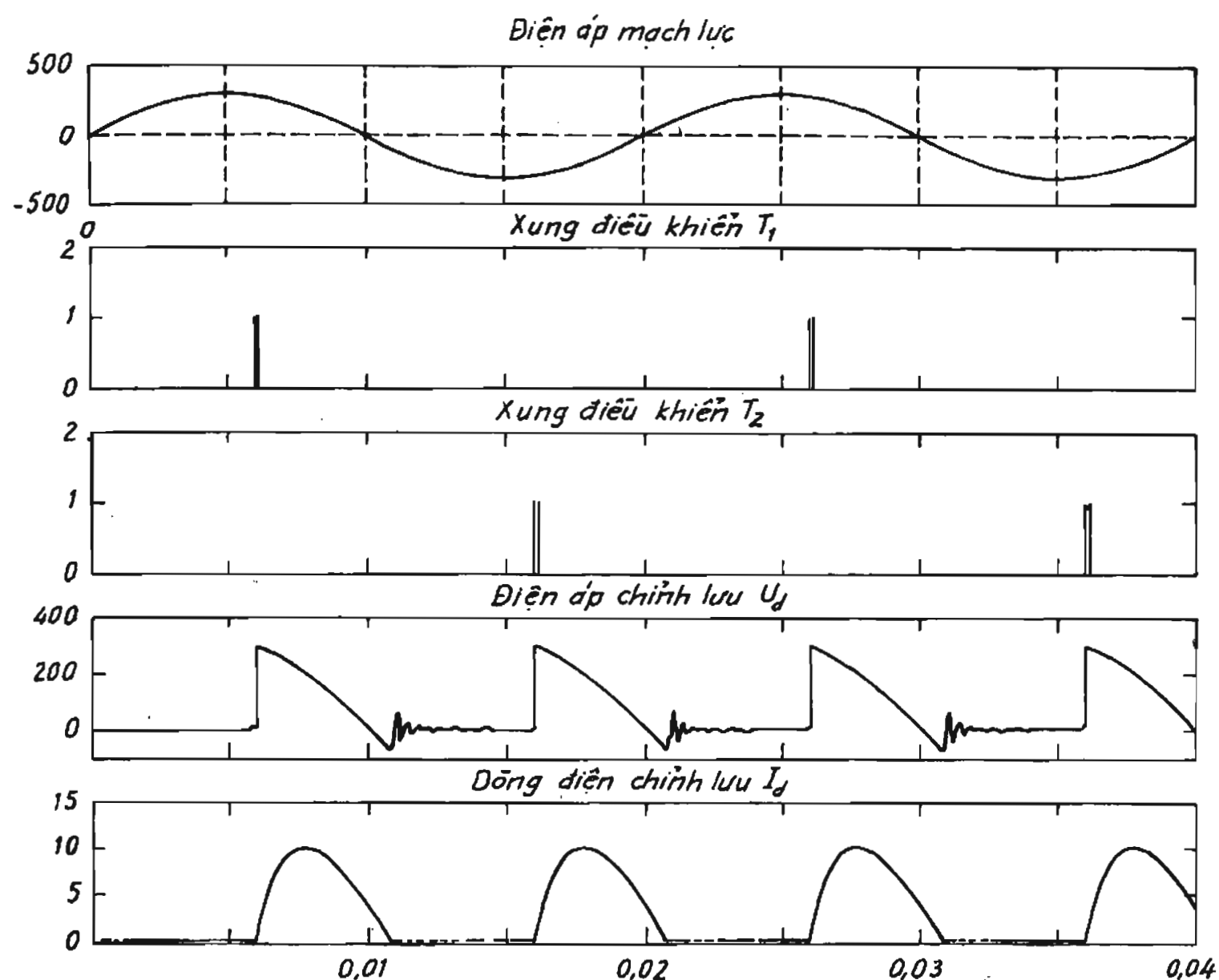
Sơ đồ ở hình 7.35 và đồ thị ở hình 7.36.



Hình 7.34.



Hình 7.35.

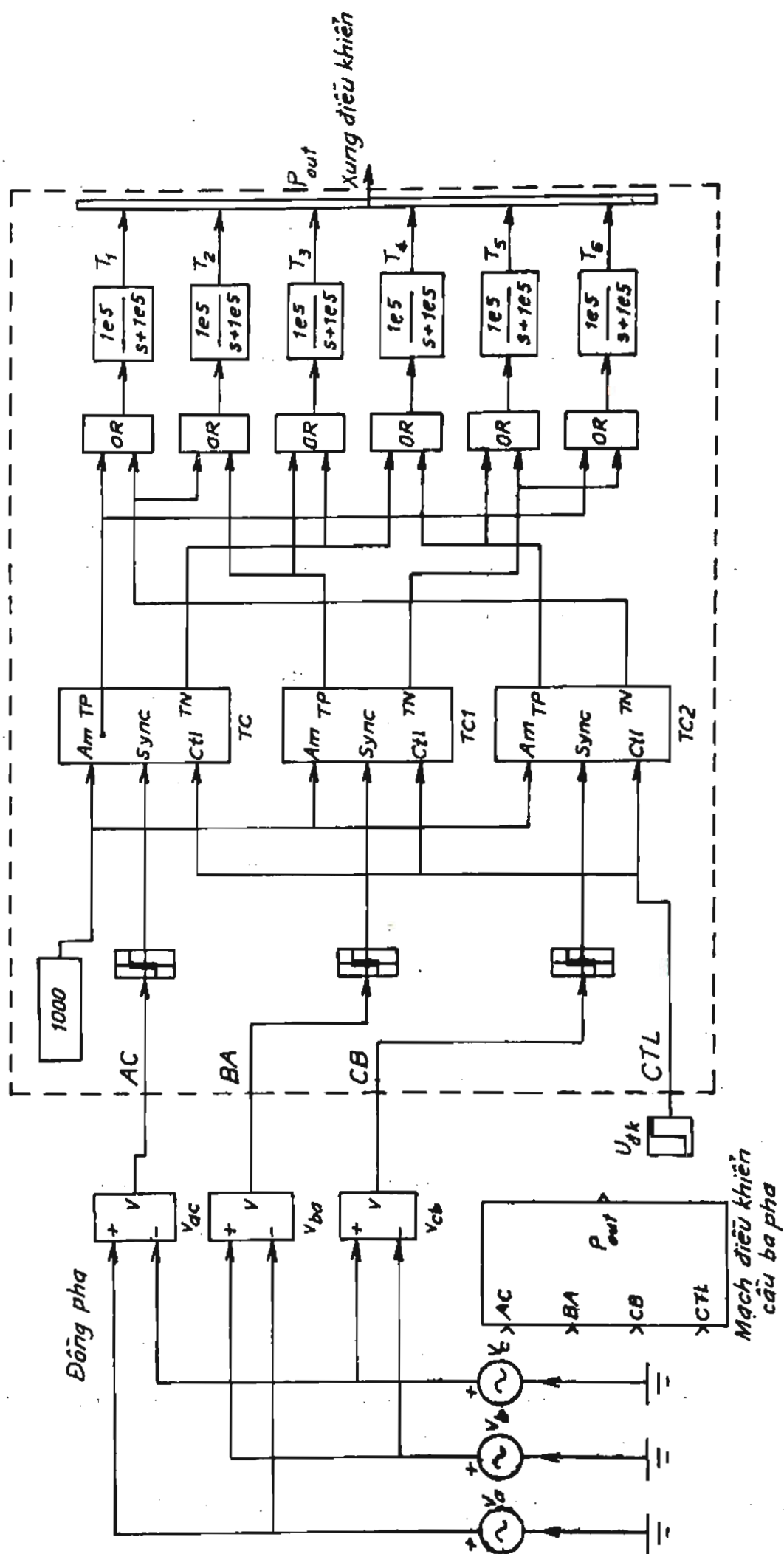


Hình 7.36.

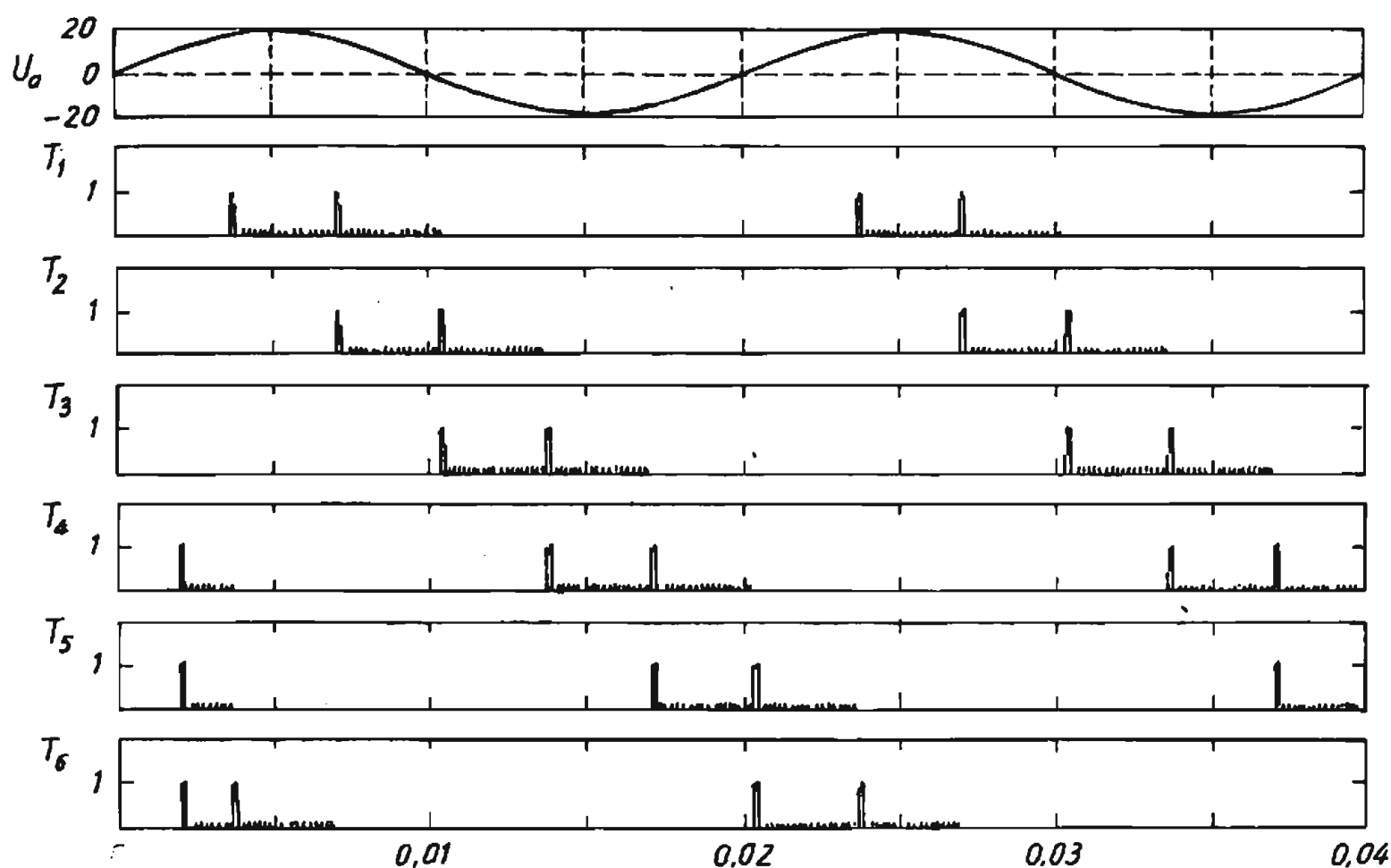
7.6.2. Mạch chỉnh lưu ba pha

Mạch điều khiển cho mạch chỉnh lưu cầu ba pha đã có sẵn trong thư viện của Simulink (hình 7.37), thực chất xây dựng theo kiểu nhiều kênh, gồm ba khối TC vừa xem xét chi tiết ở mục trên. Tuy nhiên trong mạch còn có khối logic tạo xung kép và khối cộng xung, vì vậy đầu ra chỉ có một cửa duy nhất. Đồ thị phát xung thể hiện ở hình 7.38.

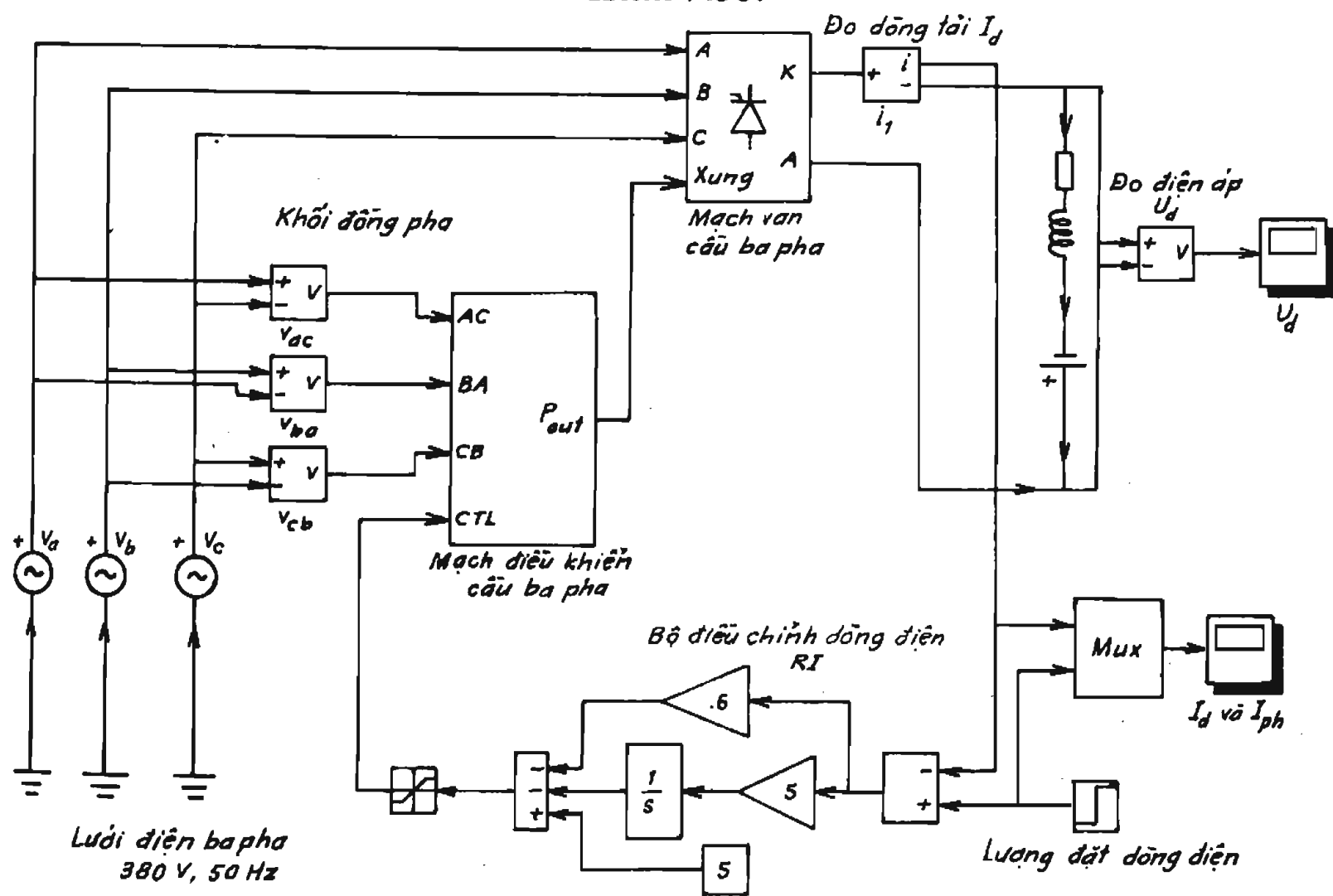
Mạch lực cũng được dựng sẵn, trong đó cũng chỉ có một cổng dành cho tín hiệu điều khiển, vì vậy bên trong khối này có chứa khâu phân phối xung để phân chính xác cho 6 tiristo mạch lực. Mạch được thực hiện theo hệ kín với một mạch vòng dòng điện, nhằm đảm bảo dòng tải phản ứng theo đúng yêu cầu của lượng đặt dòng điện. Toàn bộ sơ đồ khảo sát trên hình 7.39, còn đồ thị kết quả mô phỏng ở hình 7.40.



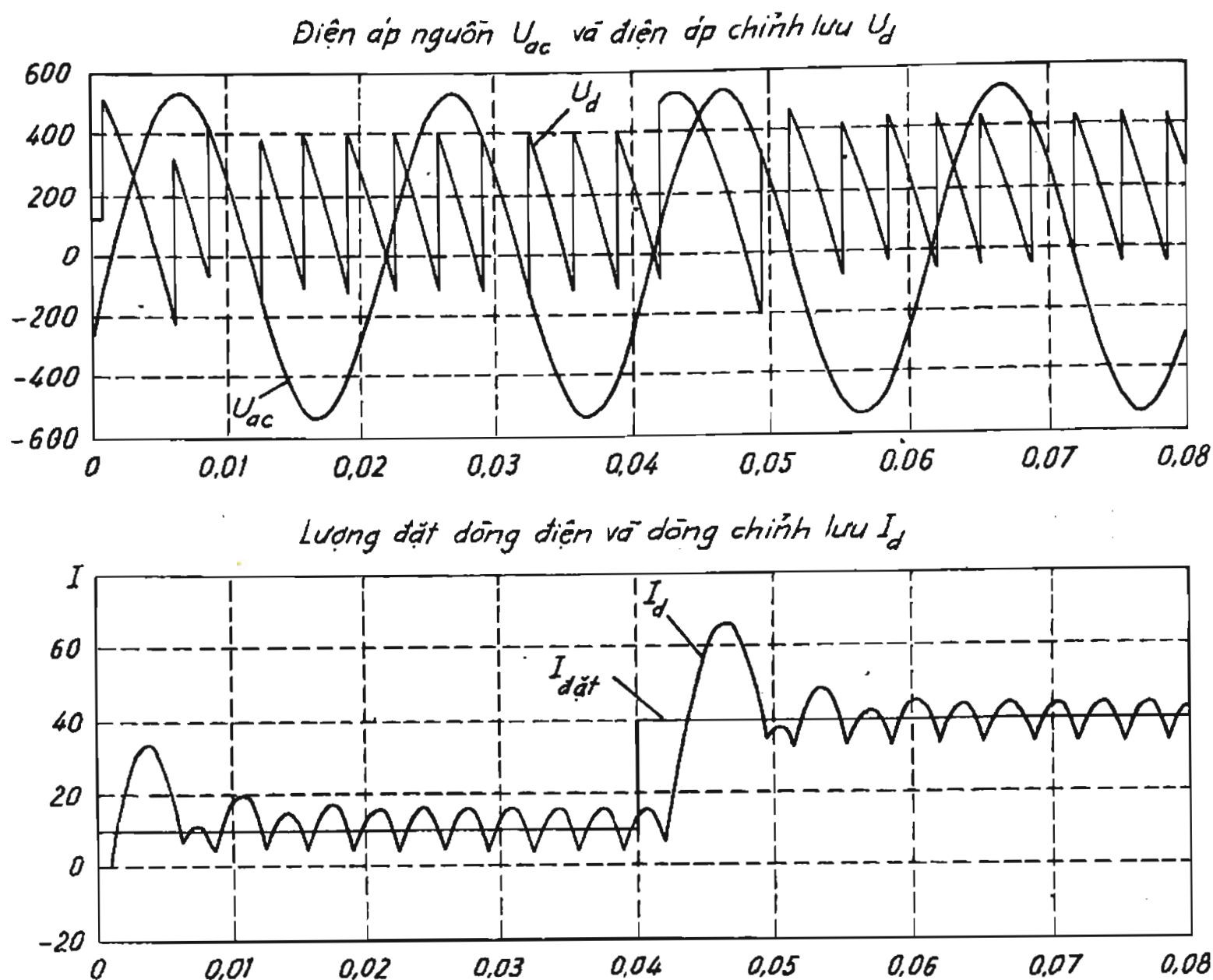
Hình 7.37.



Hình 7.38.



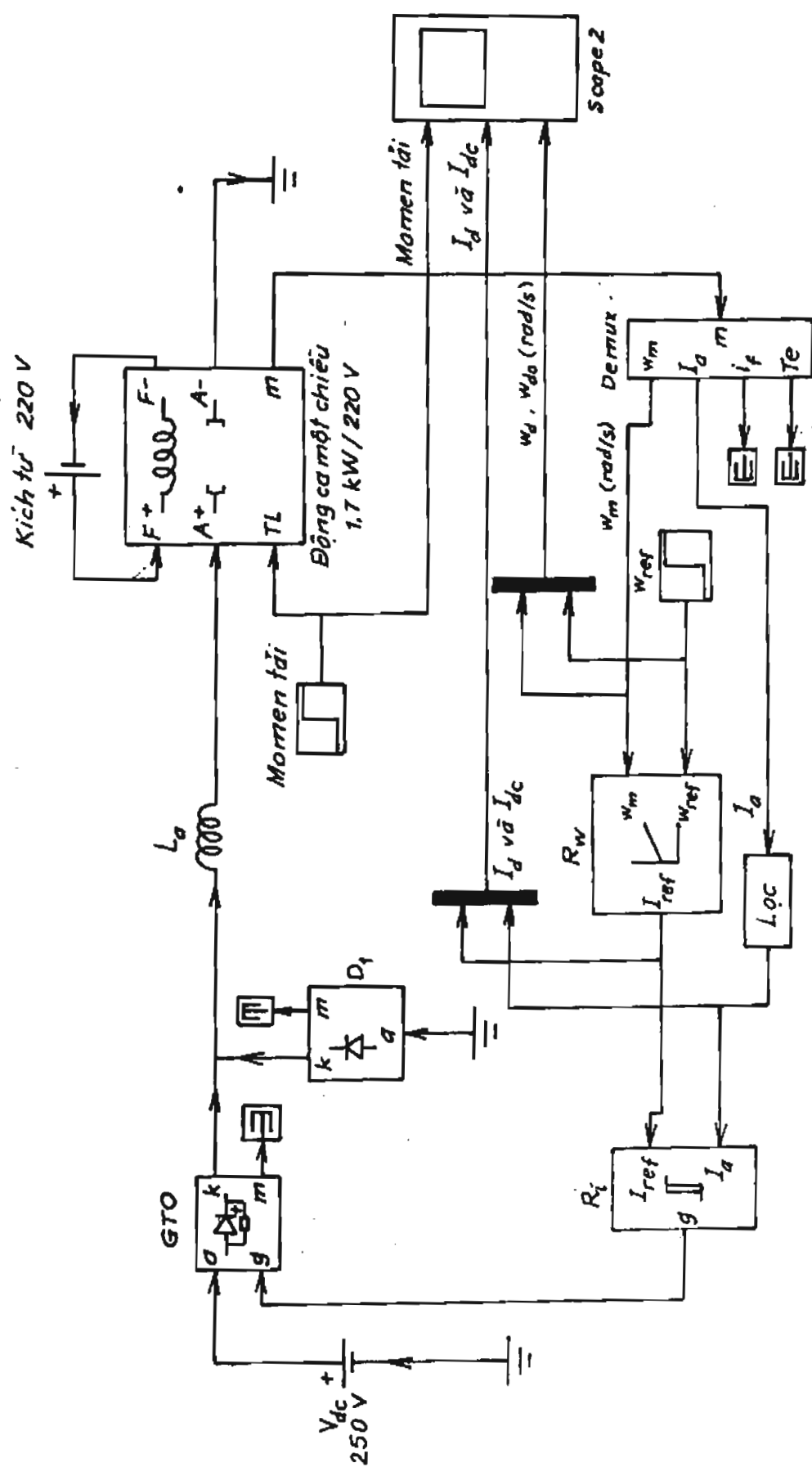
Hình 7.39.



Hình 7.40.

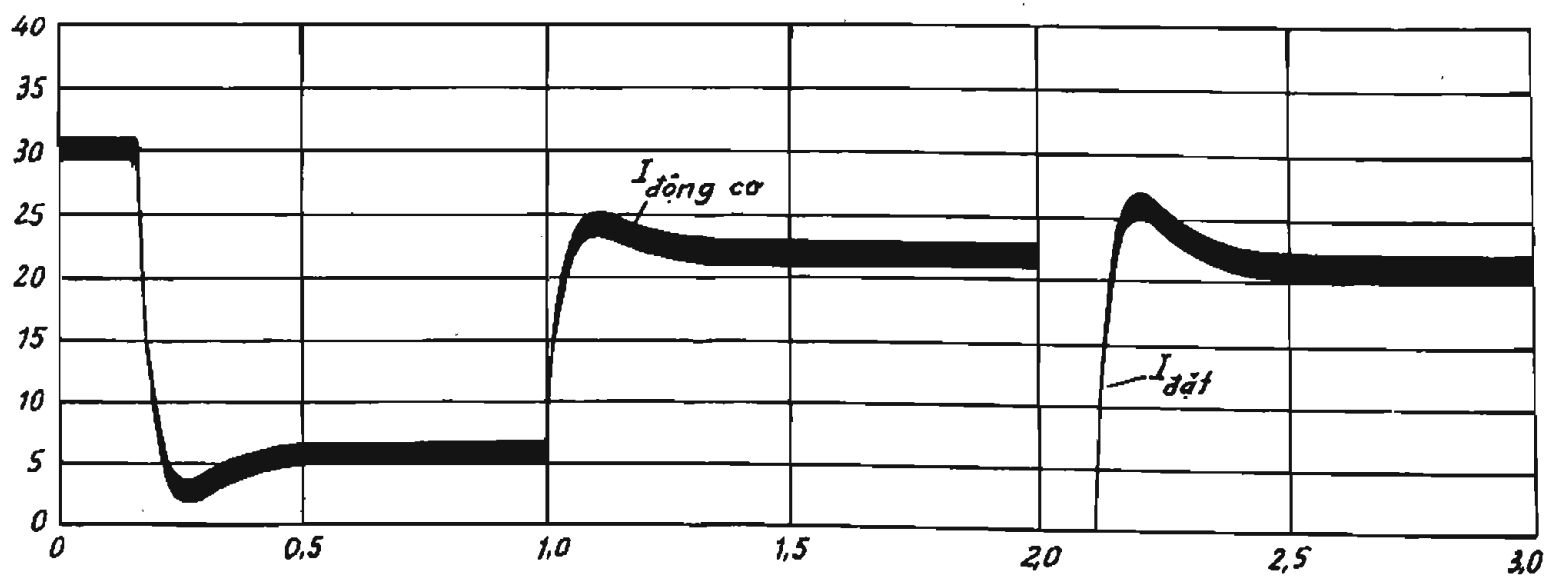
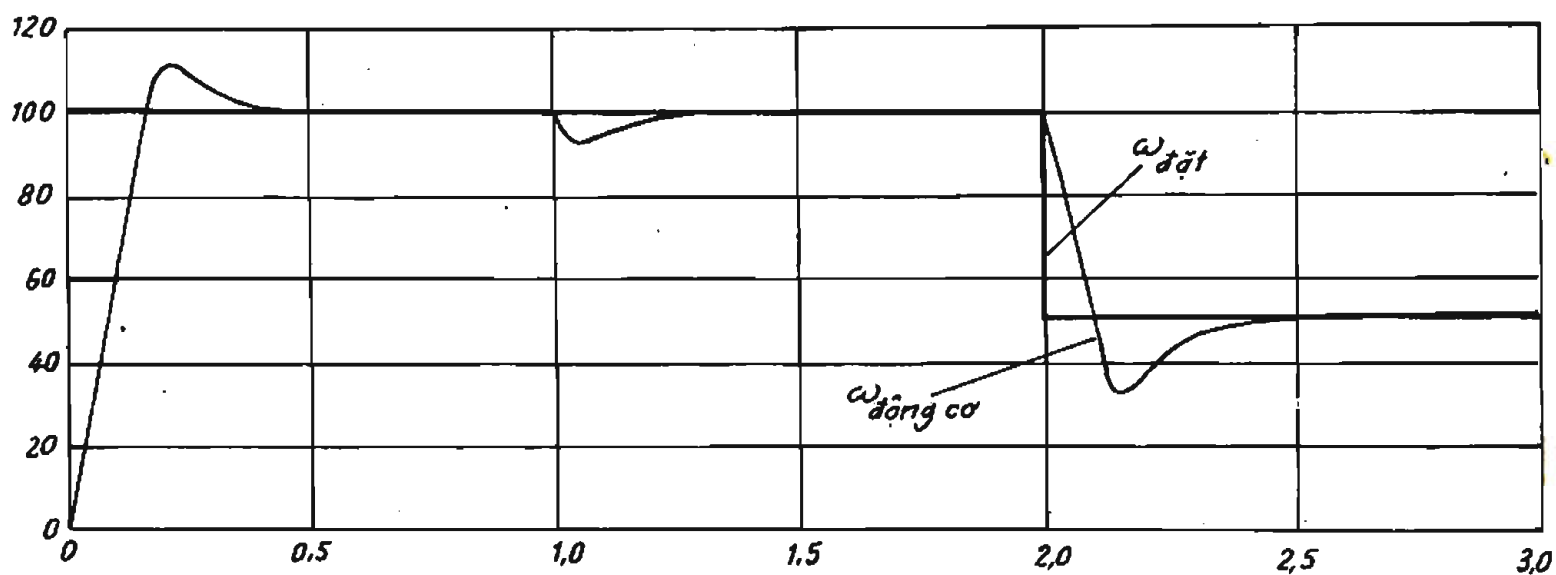
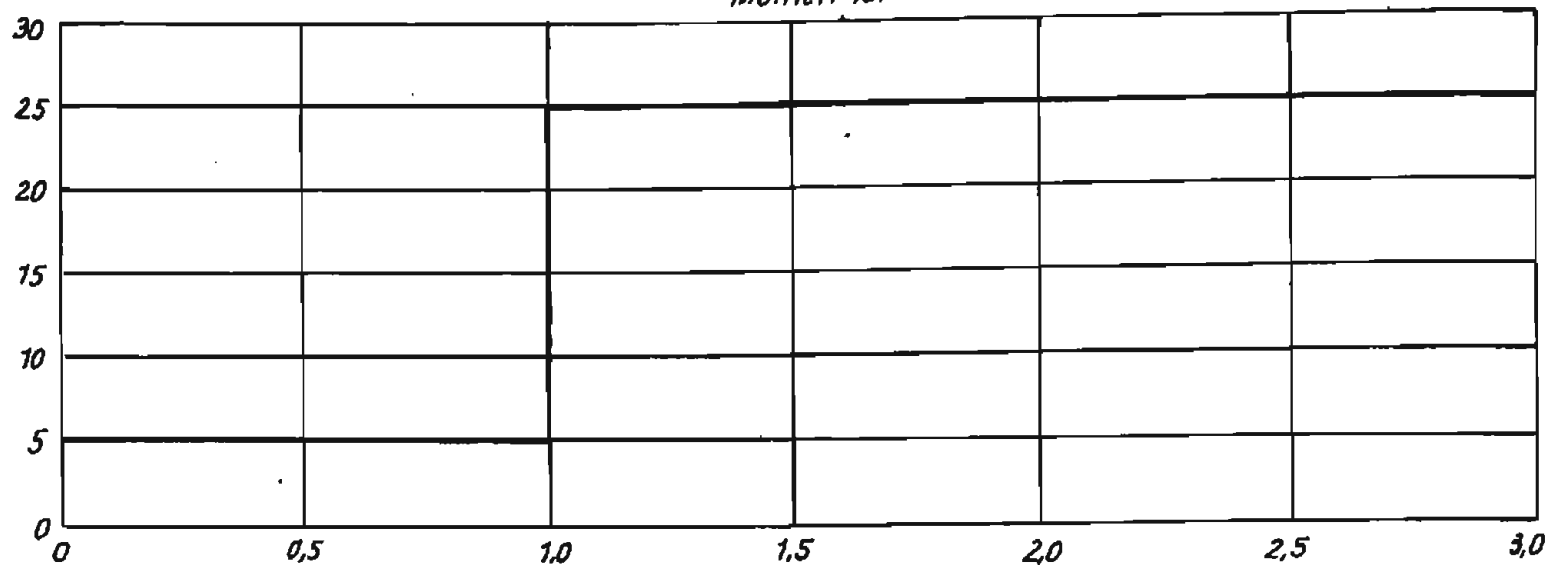
7.6.3. Mạch băm xung một chiều cấp điện cho động cơ điện

Sơ đồ khảo sát trên hình 7.41. Mạch băm xung một chiều dùng GTO mắc theo sơ đồ van và điện cảm đấu nối tiếp với tải. Tải ở đây là động cơ điện một chiều kích từ độc lập. Hệ thống gồm hai mạch vòng: mạch vòng tốc độ và mạch vòng dòng điện. Mạch được khảo sát ở chế độ khởi động tải nhỏ (5 Nm), sau 1 s thì động cơ mang tải 25 Nm, và sau 2 s thì lượng đặt tốc độ còn một nửa so với ban đầu. Đồ thị kết quả khảo sát ở hình 7.42.



Hình 7.41.

Mômen tải



Hình 7.42.

PHỤ LỤC

PHỤ LỤC 1

CÁC KÝ HIỆU

Chương 2:

L_a	điện cảm phía xoay chiều
L_d	điện cảm phía một chiều
m	số pha của nguồn xoay chiều cấp cho mạch van chỉnh lưu
m_{dm}	số đập mạch của điện áp chỉnh lưu trong một chu kỳ điện áp nguồn xoay chiều
Q	tỷ số giữa điện kháng và điện trở tải một chiều $Q = X_d/R_d$
k_{dm}	hệ số đập mạch của điện áp chỉnh lưu, tính bằng tỷ số giữa biên độ thành phần sóng hài bậc một và thành phần không đổi theo khai triển Fourier của điện áp chỉnh lưu u_d . $k_{dm} = U_{1m}/U_0$
k_{sb}	hệ số san bằng dùng để đánh giá hiệu quả của bộ lọc một chiều, là tỷ số giữa hệ số đập mạch đầu vào và hệ số đập mạch đầu ra của bộ lọc $k_{sb} = k_{dm \text{ vào}} / k_{dm \text{ ra}}$
k_γ	hệ số phụ thuộc vào sơ đồ chỉnh lưu trong quan hệ giữa sụt áp do chuyển mạch trùng dẫn và tích số $X_a \cdot I_d$
U_γ	sụt áp do hiện tượng chuyển mạch trùng dẫn
U_d	giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu nhận được sau mạch van
E_d	sức điện động phía một chiều của mạch chỉnh lưu
I_d	giá trị trung bình của dòng điện chỉnh lưu
α	góc điều khiển mở tiristo
α^*	góc điều khiển quy đổi theo điện áp nguồn có liên hệ với góc điều khiển theo quan hệ : $\alpha^* = \alpha + (\pi/2 - \pi/m_{dm})$
α_{gh}	góc điều khiển giới hạn giữa hai chế độ dòng điện liên tục và gián đoạn
β	góc điều khiển đặc trưng cho chế độ nghịch lưu phụ thuộc có liên hệ với góc điều khiển theo quan hệ $\beta = (\pi - \alpha)$

φ	góc lệch pha giữa điện áp và dòng điện
δ	góc khoá cho tiristo: góc tương ứng giai đoạn điện áp trên tiristo không dương ($u_T < 0$)
λ	góc tương ứng thời gian dẫn dòng điện của van
λ_d	góc tương ứng thời gian có dòng i_1 trong chế độ dòng điện gián đoạn
γ	góc chuyển mạch trùng dẫn
θ	ký hiệu viết tắt của trục $\omega.t$

Chương 3:

λ	độ dẫn điện của van điện tử
γ	hệ số điều chỉnh điện áp
$\tau = L/R$	hằng số thời gian
α	góc mở của bộ biến đổi xung áp
I_T	dòng qua van điện tử
I_D	dòng qua diôt
I_L	dòng qua điện cảm

Chương 4:

i_d	dòng đầu vào của nghịch lưu
I_N	dòng nghịch lưu
I_Z	dòng tải
L_d	cuộn kháng đầu vào
β	góc khoá của nghịch lưu
B	hệ số phụ tải
φ	góc lệch pha giữa dòng điện tải và điện áp trên tải
$\theta = \omega.t$	
λ	độ dẫn điện của van điện tử
ω_0	tần số dao động riêng của mạch cộng hưởng
m_1	số pha của điện áp lưới
n	số pha tồn tại trong nửa chu kỳ điện áp ra của bộ biến đổi xung áp
f_k	tần số điều khiển van điện tử
k	hệ số sóng điều hoà

Chương 5:

T_s	chu kỳ tần số mang
Δt_1	thời gian dẫn dòng của van nhóm anôt chung
Δt_2	thời gian dẫn dòng của van nhóm catôt chung
γ'	hệ số điều biến
Ω	tần số ra của nghịch lưu
ω	tần số mang
μ	hệ số điều chế
t_{off}	thời gian khoá của van
u_A, u_B, u_C	giá trị tức thời của điện áp nghịch lưu
$u_{A(1)}, u_{B(1)}, u_{C(1)}$	dạng sóng điều hoà cơ bản trong ba pha
$i_{ANL}, i_{BNL}, i_{CNL}$	dòng nghịch lưu trong ba pha
$i_{Adj}, i_{Bdf}, i_{Cdf}$	dòng trung bình tính theo tần số mang mà nghịch lưu tiêu thụ đối với từng pha
i_{df}	dòng tiêu thụ trung bình của nghịch lưu tính theo tần số mang
I_m	biên độ của dòng điện
U_m	biên độ của điện áp
I_S	dòng stato (vectơ không gian tổng quát)
i_{SA}, i_{SB}, i_{SC}	dòng trong các cuộn dây stato
ψ_S	từ thông trong stato
i_R	dòng rôto
u_S	điện áp stato (vectơ tổng quát)
$U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$	vectơ chuyển mạch
U^*	vectơ điện áp bất kỳ trong nghịch lưu
t_1	thời gian dẫn dòng của nhóm van anôt chung
t_2	thời gian dẫn dòng của nhóm van catôt chung
t_0	thời gian mà điện áp ra của nghịch lưu bằng không

PHỤ LỤC 2

BẢNG TRA CỨU CÁC PHẦN TỬ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

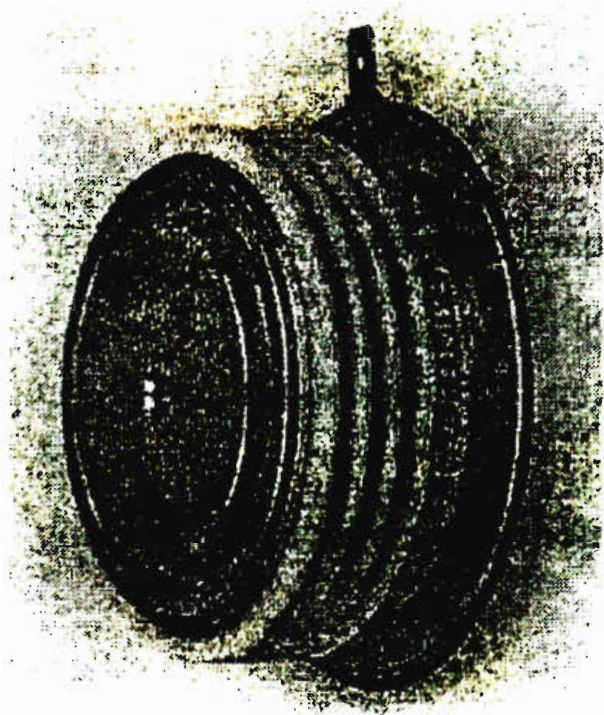
A1. Một số dạng vỏ van bán dẫn công suất

Tiristo dạng đĩa

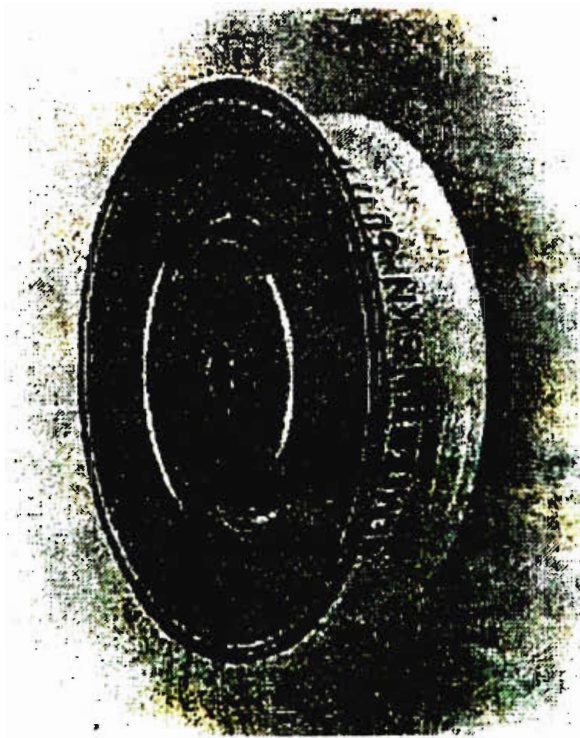
Westcode Semiconductors

Tiristo N330CH của Westcode

Đặc tính kỹ thuật



U_{RRM} điện áp cho phép	2000 V 2200 V 2400 V
I_{TAV} dòng trung bình dạng nửa sin $T_{v\phi} = 55^{\circ}C$	870 A
Dòng xung đỉnh (không lặp lại) trong 10 ms	9200 A
U_{GT} điện áp điều khiển	3 V
I_{GT} dòng điều khiển	300 mA
R_{thic} trở kháng nhiệt	0,0342 K/W
Nhiệt độ lớn nhất của tiếp giáp bán dẫn	125°C
Lực ép cho phép	1000 - 2000 kgf
Trọng lượng	340 g

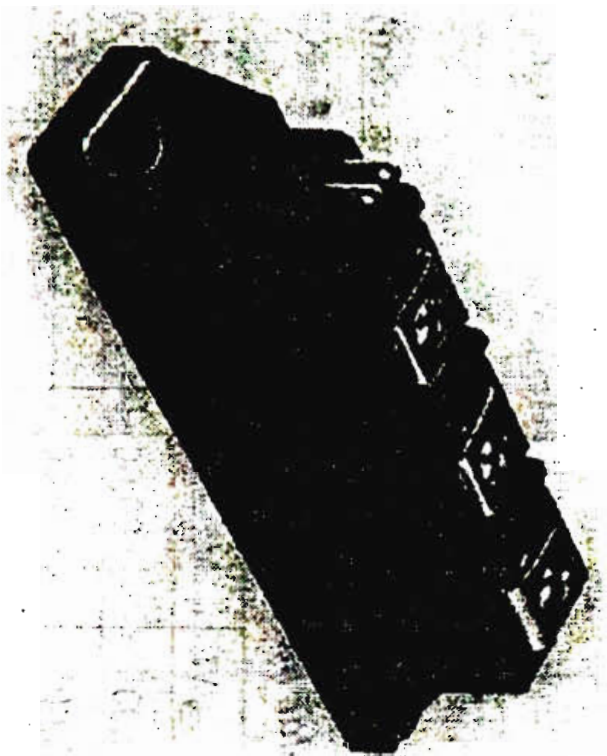


Tiristo N330CH của Semikron SKN 50

Đặc tính kỹ thuật

U_{RRM}	1200 V
I_{TAV} tại $T_{v\phi} = 125^{\circ}C$	500 A
Dòng xung đỉnh (không lặp lại) trong 10 ms	6000 A
Điện áp thuận tại $I_F = 1500 A$	1,65 V
R_{thic} trở kháng nhiệt	0,075 °C/W
Lực gá	4 đến 5 kN

Tiristo dạng hộp nén, cách ly với vỏ



Đặc tính kỹ thuật

U_{RRM}	400 V
I_{TAV} dòng trung bình tại $T_{vỏ} = 85^{\circ}C$	280 A
Dòng xung đỉnh (không lặp lại) trong 10 ms	6900 A
U_{GT} điện áp điều khiển	3 V (max)
I_{GT} dòng điện điều khiển	150 mA (max)
R_{thic} trở kháng nhiệt	0,04 K/W
Nhiệt độ lớn nhất của tiếp giáp bán dẫn	125°C
Trọng lượng	535 g

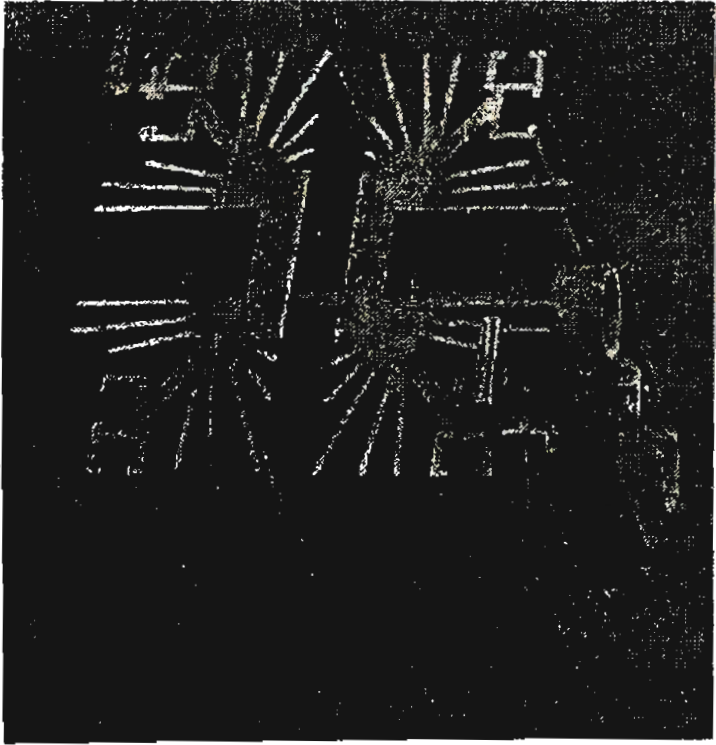
Tiristo dạng có ren vận



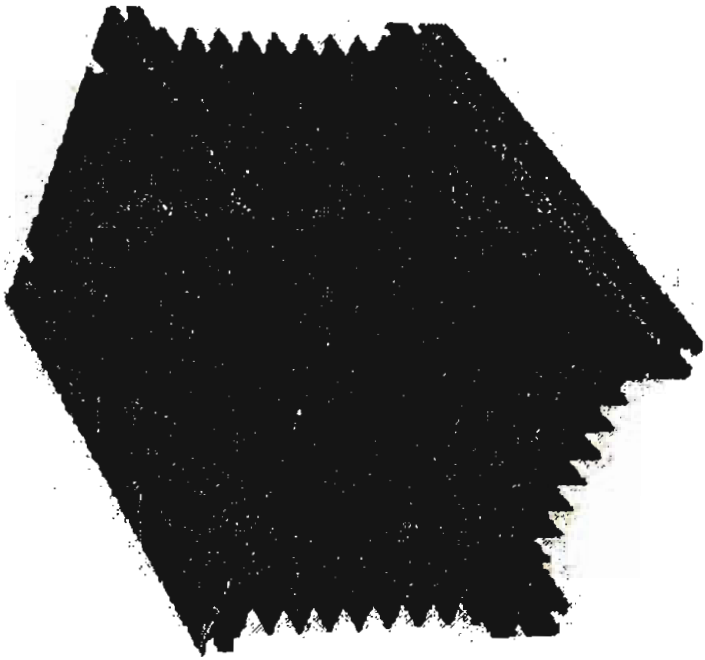
Đặc tính kỹ thuật

$I_{F(AV)}$ @ $T_{vỏ} = 100^{\circ}C$	165 A
I_{FSM}	4000 A
U_{RRM} ($I_{FM} = \pi \times I_{F(AV)}$)	1600 V (IRKD166-16)
U_{FM} ($I_{FM} = \pi \times I_{F(AV)}$)	1,43 V

A2. Một số dạng tản nhiệt dùng cho van bán dẫn công suất



Dạng tản nhiệt hai mặt, dùng cho van đĩa



Tản nhiệt dạng mặt phẳng một bên, dùng cho van vỏ cách ly hoặc van bắt bằng ren

B. Một số phần tử bán dẫn công suất

(Đặc tính kỹ thuật chi tiết có thể tìm được trên trang web www.rs-components.com)

Bảng B1.1. Tranzito Bipolar mắc Darlington

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	$I_{c1\max}/A$	$P_d\max/W$	$V_{ce0\max}$	$h_{fe}@$	I_c/mA	V_{ce}
BD677	STM	TO126 (I)	4,00	40,00	60,00	1 min	1500,00	3,00
BD681	STM	TO126 (I)	4,00	40,00	100,00	1 min	1500,00	3,00
MJE802	ON	TO225 ()	4,00	50,00	80,00	750 min	15000,00	3,00

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	$I_{c, \max}/A$	$P_{d, \max} W$	$V_{ce \max}$	hfe @	I_c/mA	V_{ce}
TIP110	POIN	TO220 (E)	4,00	50,00	60,00	500 min	2000,00	4,00
TIP121	POIN	TO220 (E)	5,00	65,00	80,00	1000 min	3000,00	3,00
TIP122	STM	TO220 (A)	5,00	65,00	100,00	1000 min	500,00	3,00
TIP120	STM	TO220 (A)	5,00	65,00	60,00	1000 min	500,00	3,00
BDW23B	POIN	TO220 (E)	6,00	50,00	80,00	750 - 20000	2000,00	3,00
BD679	STM	TO126 (I)	6,00	40,00	80,00	2200 typ	500,00	3,00
BDX53A	POIN	TO220 (E)	8,00	60,00	60,00	750 min	3000,00	3,00
BDX53	POIN	TO220 (E)	8,00	60,00	45,00	750 min	3000,00	3,00
BU806	STM	TO220 (E)	8,00	60,00	200,00	375 min	3000,00	3,00
TIP132	POIN	TO220 (E)	8,00	70,00	100,00	1000 - 15000	4000,00	4,00
BDX53C	POIN	TO220 (E)	8,00	60,00	100,00	750 min	3000,00	3,00
BD649	POIN	TO220 (E)	8,00	62,50	100,00	750 typ	3000,00	3,00
BDX33C	STM	TO220 (E)	10,00	70,00	100,00	750 min	3000,00	3,00
MJ3001	STM	TO3 (B)	10,00	150,00	80,00	1000 min	5000,00	3,00
BDW93C	POIN	SOT93 (E)	12,00	80,00	100,00	750 - 20000	5000,00	3,00
BDV65B	POIN	TO218 (E)	12,00	125,00	100,00	1000 min	5000,00	4,00
BDV65C	POIN	TO218 (E)	12,00	125,00	120,00	1000 min	5000,00	4,00
BU931P	STM	TO218 (A)	20,00	175,00	350,00	50 - 600	5000,00	5,00
MJ11016	STM	TO3 (B)	30,00	200,00	120,00	1000 min	20000,00	5,00
BUT34	ON	TO3 (B)	50,00	250,00	500,00	15 min	32000,00	5,00

Bảng B1.2. Tranzito Bipolar trong vỏ cách ly

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	Cực	$I_{c\max}/A$	$P_{d\max}/W$	$V_{ce\max}$	$h_{fe}@$	I_c/mA	V_{ce}	f_T typ/ MHz
2SC3953	TOSH	ISO216 (I)	NPN	0,20	8,00	120,00	40 - 320	10,00	10,00	400
BUT11AF	PS	SOT186 (A)	NPN	5,00	32,00	450,00	13058	5,00	5,00	1
BUT18AF	PS	SOT186 (A)	NPN	6,00	33,00	450,00	13058	10,00	5,00	-
BU2508AF	PS	SOT199 (A)	NPN	8,00	45,00	700,00	46174	100,00	5,00	-
BU2508DF	PS	SOT199 (A)	NPN	8,00	45,00	700,00	37441	4500,00	1,00	-
BU508DF	PS	SOT199 (A)	NPN	8,00	34,00	700,00	-	-	-	7
BU508AF	PS	SOT199 (A)	NPN	8,00	34,00	700,00	11110	100,00	5,00	7 min
BUH515	SMT	ISO218 (A)	NPN	8,00	60,00	700,00	6 min	5000,00	5,00	-
BU508AFI	SMT	ISO218 (A)	NPN	8,00	60,00	700,00	20 min	10000,00	3,00	0,55
BUH515D	SMT	ISO218 (A)	NPN	8,00	60,00	700,00	5 min	5000,00	5,00	-
S2000AF	TOSH	ISO218 (A)	NPN	8,00	50,00	700,00	2,25 min	4,50	5,00	3
BU2520AF	PS	SOT199 (A)	NPN	10,00	45,00	800,00	46174	100,00	5,00	-
BUH715	STM	ISO218 (A)	NPN	10,00	65,00	700,00	8 min	7000,00	5,00	-
BU2527AF	PS	SOT199 (A)	NPN	12,00	45,00	800,00	44348	1000,00	5,00	-
BU2727AF	PS	SOT199 (A)	NPN	12,00	45,00	825,00	13119	100,00	5,00	-
BU2525AF	PS	SOT199 (A)	NPN	12,00	45,00	800,00	46174	100,00	5,00	-
2SC3527	TOSH	ISO247 (A)	NPN	15,00	100,00	400,00	15 min	2,00	5,00	15
ESM4045DV	STM	ISOTOP (F)	NPN	42,00	150,00	450,00	220 typ	35000,00	5,00	-
BUT30V	STM	ISOTOP (C)	NPN	100,00	250,00	125,00	2,7 typ	100000,00	5,00	-

Bảng B2.1. IGBT 20 đến 40A

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	$I_{c\max}/A$	V_{ces}	$P_{d\max}/W$	$V_{ce\ (sat)}$	$I_{ces}/\mu A$	Internal Diode
IRG4PH30K	IR	TO247 (A)	20,00	1200,00	100,00	4,00	250,00	No
IRG4PH30KD	IR	TO247 (A)	20,00	1200,00	100,00	4,00	250,00	Yes
SGP20N60	INF	TO220 (A)	20,00	600,00	178,00	2,40	2500,00	No
IRG4BC10UD	IR	TO220	8,50	600,00	38	2,60	4,2	Yes
BUK856-400IZ	PS	TO220 (A)	20,00	410	100,00	2,20	10	Yes
HGTP20N60B3	ISIL	TO220 (A)	20,00	600,00	165,00	1,80	250,00	Yes
IRG4BC30W	IR	TO220 (A)	23,00	600,00	100,00	2,45	250,00	No
IRG4PC30W	IR	TO247 (A)	23,00	600,00	100,00	2,45	250,00	No
IRG4BC30W-S	IR	D2PAK (F)	23,00	600,00	100,00	2,70	250,00	No
IRG4RC20F	IR	DPak	22,00	600,00	66	2,10	2	No
IRG4PC30U	IR	TO247 (B)	23,00	600,00	100,00	2,50	250,00	No
IRG4BC30UD	IR	TO220 (A)	23,00	600,00	100,00	2,10	250,00	Yes
IRG4BC30U	IR	TO220 (A)	23,00	600,00	100,00	2,10	250,00	No
IRG4PC30UD	IR	TO247 (B)	23,00	600,00	100,00	2,10	250,00	Yes
IRG4BC40K	IR	TO220 (E)	42,00	600,00	160,00	2,60	250,00	No
IRG4PC40K	IR	TO247 (E)	42,00	600,00	160,00	2,60	250,00	No
IRG4PC40F	IR	TO247 (E)	49,00	600,00	160,00	1,70	250,00	No
BUK856-800A	PS	TO220 (A)	24,00	800,00	85,00	3,50	1000,00	No
HGTG12N60C3D	ISIL	TO247 (B)	24,00	600,00	104,00	2,00	250,00	No
GT25J101	TOSH	TO3 (B)	25,00	600,00	150,00	4,00	1000,00	No

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	$I_{c\max}/A$	V_{ces}	$P_{d\max}/W$	$V_{ce} (sat)$	$I_{ces}/\mu A$	Internal Diode
HGTG12N60B3D	ISIL	TO247 (B)	27,00	600,00	104,00	2,00	250,00	Yes
HGTP12N60B3D	ISIL	TO220 (A)	27,00	600,00	104,00	2,00	250,00	Yes
IRG4BC30KD	IR	TO220 (A)	28,00	600,00	100,00	2,70	250,00	Yes
IRG4BC30KD-S	IR	D2PAK (F)	28,00	600,00	100,00	2,70	250,00	Yes
IRG4PC30KD	IR	TO247 (A)	28,00	600,00	100,00	2,70	250,00	Yes
IRG4PH40U	IR	TO247 (B)	30,00	1200,00	160,00	3,00	250,00	No
IRG4PH40KD	IR	TO247 (B)	30,00	1200,00	160,00	3,40	250,00	Yes
SKW30N60	INF	TO247 (A)	30,00	600,00	-	-	-	No
IRG4PH40UD	IR	TO247	30,00	1200,00	160,00	3,5	250,00	Yes
IRG4BC30FD	IR	TO220 (A)	31,00	600,00	100,00	1,59	250,00	Yes
IRG4BC30F	IR	TO220 (A)	31,00	600,00	100,00	1,80	250,00	No
IRG4PC30F	IR	TO247 (B)	31,00	600,00	100,00	1,80	250,00	No
IRG4PC30FD	IR	TO247 (B)	31,00	600,00	100,00	1,80	250,00	Yes
IRG4PC30S	IR	TO247	34,00	600,00	100,00	1,6	2	No
BUP307	INF	TO218 (A)	35,00	1200,00	310,00	4,30	1000,00	No
IRG4BC40W	IR	•TO220 (A)	40,00	600,00	160,00	2,36	250,00	No
IRG4PC40W	IR	TO247 (A)	40,00	600,00	160,00	2,36	250,00	No
SGL40N150DTU	FAIR	TO264 (B)	40,00	1500,00	200,00	5,00	250,00	Yes
IRG4PC40UD	IR	TO247 (B)	40,00	600,00	160,00	2,40	250,00	Yes
IRG4PC40U	IR	TO247 (B)	40,00	600,00	160,00	2,40	250,00	No

Bảng B2.2. IGBT 42 đến 200 A

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	$I_{c\ max}/A$	V_{ces}	$P_{d\ max}/W$	$V_{ce\ (sat)}$	$I_{ces}/\mu A$	Internal Diode
BUP314D	INF	TO218 (A)	42,00	1200,00	300,00	3,40	800,00	No
IRG4PC40KD	IR	TO247 (B)	42,00	600,00	160,00	2,60	250,00	Yes
IRG4PH50KD	IR	TO247 (B)	45,00	1200,00	200,00	3,50	250,00	Yes
IRG4PH50U	IR	TO247 (B)	45,00	1200,00	200,00	3,70	250,00	No
IRG4PH50UD	IR	TO247 (B)	45,00	1200,00	200,00	3,70	250,00	Yes
IRG4PH50K	IR	TO247 (B)	45,00	1200,00	200,00	3,00	250,00	No
IRG4PC40FD	IR	TO247 (A)	49,00	600,00	160,00	1,50	250,00	Yes
IRG4BC40F	IR	TO220 (B)	49,00	600,00	160,00	1,85	250,00	No
GT50J101	TOSH	TO3 (B)	50,00	600,00	200,00	4,00	1000,00	No
IRG4PF50WD	IR	TO247 (A)	51,00	900,00	200,00	2,74	500,00	Yes
IRG4PF50W	IR	TO247 (A)	51,00	900,00	200,00	2,74	500,00	No
IRG4PC50KD	IR	TO247 (B)	52,00	600,00	104,00	2,20	250,00	Yes
IRG4PC50K	IR	TO247 (B)	52,00	600,00	200,00	2,00	250,00	No
BUP314	INF	TO218 (A)	52,00	1200,00	300,00	3,40	250,00	No
IRG4PC50U	IR	TO247 (B)	55,00	600,00	200,00	2,20	250,00	No
IRG4PC50UD	IR	TO247 (B)	55,00	600,00	200,00	2,20	250,00	Yes
IRG4PC50W	IR	TO247 (A)	55,00	600,00	200,00	2,25	250,00	No
IRG4PH50S	IR	TO247 (A)	57,00	1200,00	200,00	1,75	250,00	No

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	$I_{c\ max}/A$	V_{ces}	$P_{d\ max}/W$	$V_{ce}\ (sat)$	$I_{ces}/\mu A$	Internal Diode
SGL60N90DTU	FAIR	TO264 (B)	60,00	900,00	200,00	4,00	1000,00	Yes
IRG4PC40S	IR	TO247 (B)	60,00	600,00	160,00	1,50	250,00	No
HGTG30N60C3D	ISIL	TO247 (B)	63,00	600,00	208,00	1,80	250,00	Yes
IRG4PC50FD	IR	TO247 (A)	70,00	600,00	200,00	1,45	250,00	Yes
IRG4PC50F	IR	TO247 (A)	70,00	600,00	200,00	1,60	250,00	No
IRG4PC50S	IR	TO247 (A)	70,00	600,00	200,00	136	250,00	No
HGTG40N60B3	ISIL	TO247 (B)	70,00	600,00	290,00	2,00	100,00	No
IXSH40N60	IXYS	TO3 (B)	75,00	600,00	300,00	2,50	50,00	No
IP54PSC71UD	IR	Super247 (B)	85,00	600,00	350,00	2,00	500,00	Yes
IRG4PSH71K	IR	Super247	78,00	1200,00	350,00	3,90	2	No
GA200SA60U	IR	SOT227 ()	200,00	600,00	500,00	1,90	1000,00	No
GA200SA60S	IR	SOT227 ()	200,00	600,00	630,00	1,30	1000,00	No

Bảng B2.3. Module IGBT

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	$I_{c\max}/A$	V_{ces}	$P_{d\max}/W$	$V_{ce} (sat)$	$I_{ces}/\mu A$	Internal Diode
IRG4BC10KD	IR	Module (A)	9,00	600,00	38,00	2,62	2500,00	1
CPV363M4K	IR	IMS2	11,00	600,00	36,00	2,1	250,00	Yes
IRG4IBC20UD	IR	Module (A)	11,40	600,00	34,00	1,85	250,00	1
IRG4BC10SD	IR	Module ()	14,00	600,00	38,00	2,62	250,00	1
IRG4IBC30UD	IR	Module (A)	17,00	600,00	45,00	1,95	250,00	1
CPV364M4K	IR	IMS2	24,00	600,00	63,00	2,3	250,00	Yes
SKM75GB123	SEMI	Module ()	75,00	1200,00	460,00	2,50	1000,00	1
GA100TS60U	IR	Module (S)	100,00	600,00	320,00	2,10	1000,00	Yes
GA100TS120U	IR	Module (S)	100,00	1200,00	520,00	2,90	1000,00	Yes
GA125TS120U	IR	Module (S)	125,00	1200,00	625,00	3,00	1000,00	Yes
MG300Q1US51	TOSH	Module (R)	400,00	1200,00	2500,00	3,60	4000,00	Yes
MP6750	TOSH	Module (H)	600,00	15,00	55,00	4,00	1000,00	1
MG100J2YS50	TOSH	Module (J)	600,00	100,00	450,00	2,70	1000,00	Yes
SKM50GB063D	SEMI	Module (T)	600,00	70,00	250,00	2,00	1500,00	1
MG50J2YS50	TOSH	Module (J)	600,00	50,00	280,00	2,70	1000,00	1

Tiếp theo bảng B2.3.

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	$I_{c\max}/A$	V_{ces}	$P_{d\max}/W$	$V_{ce} (sat)$	$I_{ces}/\mu A$	Internal Diode
GA75TS120U	IR	Module (S)	1200,00	75,00	390,00	3,00	1000,00	1
SKM75GB123D	SEMI	Module (D)	1200,00	78,00	400,00	3,70	1,00	Yes
SKM40GD123D	SEMI	Module (C)	1200,00	40,00	200,00	3,70	1,00	1
MG150Q2YS51	TOSH	Module (N)	1200,00	200,00	1250,00	3,60	2000,00	Yes
SKM22GD123D	SEMI	Module (C)	1200,00	25,00	145,00	3,00	0,30	Yes
SKM75GB124D	SEMI	Module (T)	1200,00	100,00	450,00	3,00	1000,00	1
MG100Q2YS51	TOSH	Module (N)	1200,00	100,00	660,00	3,60	2000,00	Yes
MG50Q2YS50	TOSH	Module (J)	1200,00	78,00	400,00	3,60	1000,00	Yes
MG75J2YS50	TOSH	Module (J)	1200,00	78,00	400,00	3,60	1000,00	Yes
MG75Q2YS50	TOSH	Module (J)	1200,00	100,00	600,00	3,60	1000,00	1

Bảng B3.1. Tiristo 25 A đến 100 A

Loại	Nhà sản xuất	Package	I_t (rms) / A	I_{gt} / mA	V_{gt} / V	V_{drm} / V	T_c / °C	$I_{l, av}$ / A	dV/dt (V/ μ s)
2N6507	ON	TO220	25,00	400,00	1,50	350,00	40,00	40,00	40,00
2N6509	ON	TO220	25,00	800,00	1,50	350,00	40,00	40,00	40,00
25TTS08	IR	TO220	25,00	45,00	2,00	800,00	90,00	16,00	500,00
25TTS12	IR	TO220	25,00	45,00	2,00	1200,00	90,00	16,00	500,00
10RIA120	IR	TO-48 (1/4)	25,00	60,00	2,00	1200,00	85,00	10,00	300,00
BTW68-800	STM	TOP3	30,00	50,00	1,50	800,00	70,00	19,00	500,00
30TPS08	IR	TO247	30,00	60,00	2,50	800,00	95,00	20,00	500,00
30TPS12	IR	TO247	30,00	60,00	2,50	1200,00	95,00	20,00	500,00
30TPS16	IR	TO247	30,00	60,00	2,50	1600,00	95,00	20,00	500,00
SKT10/12D	SEMI	STUD M5	30,00	100,00	3,00	1200,00	95,00	19,00	1000,00
SKT10/06D	SEMI	STUD M5	30,00	100,00	3,00	600,00	95,00	19,00	500,00
16RIA120	IR	TO208	35,00	60,00	2,00	1200,00	85,00	16,00	300,00
22RIA80	IR	TO288	35,00	60,00	2,00	800,00	85,00	22,00	300,00
22RIA60	IR	TO288	35,00	60,00	2,00	600,00	85,00	22,00	300,00
16RIA80	IR	TO208	35,00	60,00	2,00	800,00	85,00	16,00	300,00
16RIA60	IR	TO208	35,00	60,00	2,00	600,00	85,00	16,00	300,00
22RIA120	IR	TO288	35,00	60,00	2,00	1200,00	85,00	22,00	300,00
NO18RH08	WEST	Stud 1/4 20	40,00	100,00	3,00	800,00	85,00	21,00	200,00
NO18RH12	WEST	Stud 1/4 20	40,00	100,00	3,00	1200,00	85,00	21,00	200,00

Tiếp theo bảng B3.1.

Loại	Nhà sản xuất	Package	I_t (rms) / A	I_{gt} / mA	V_{gt} / V	V_{drm} / V	T_c / °C	I_{av} / A	dV/dt (V/ μ s)
NO18RH05	WEST	Stud 1/4 20	40,00	100,00	3,00	500,00	85,00	21,00	200,00
25RIA120	IR	Stud 1/4 28	40,00	1200,00	85,00	25,00	90,00	2,00	100,00
NO29RH05	WEST	Stud 1/4 20	48,00	100,00	3,00	500,00	96,00	30,00	200,00
NO29RH12	WEST	Stud 1/4 20	48,00	100,00	3,00	1200,00	96,00	30,00	200,00
NO29RH08	WEST	Stud 1/4 20	48,00	100,00	3,00	800,00	96,00	30,00	200,00
BTW69-800	STM	TOP3	50,00	80,00	1,50	800,00	70,00	32,00	500,00
SKT24/12T	SEMI	STUD M6	50,00	100,00	3,00	600,00	94,00	24,00	1000,00
SKT24/12D	SEMI	STUD M6	50,00	100,00	3,00	1200,00	94,00	24,00	500,00
40TPS08	IR	TO247	55,00	150,00	2,50	800,00	79,00	35,00	500,00
40TPS12	IR	TO247	55,00	150,00	2,50	1200,00	79,00	35,00	500,00
5ORIA60	IR	Stud 1/4 28	80,00	100,00	2,50	600,00	94,00	50,00	500,00
5ORIA120	IR	Stud 1/4 28	80,00	100,00	2,50	1200,00	94,00	50,00	500,00
5ORIA120	IR	TO-65 (1/4)	80,00	100,00	2,50	1200,00	94,00	50,00	500,00
5ORIA80	IR	Stud 1/4 28	80,00	100,00	2,50	800,00	94,00	50,00	500,00
NO44RH08	WEST	Stud 1/4 28	100,00	100,00	3,00	800,00	85,00	45,00	200,00
NO60RH08	WEST	Stud 1/4 20	100,00	100,00	3,00	800,00	85,00	63,00	200,00
NO44RH12	WEST	Stud 1/4 20	100,00	100,00	3,00	1200,00	85,00	45,00	200,00
NO60RH06	WEST	Stud 1/4 20	100,00	100,00	3,00	600,00	85,00	63,00	200,00
NO44RH05	WEST	Stud 1/4 20	100,00	100,00	3,00	500,00	85,00	45,00	200,00
NO60RH12	WEST	Stud 1/4 20	100,00	100,00	3,00	1200,00	85,00	63,00	200,00

Bảng B3.2. Tiristo từ 110 A đến 3000 A của hãng International Rectifier

Tên	Loại vỏ	$U_{ng,max}$, V	$I_{(RMS)}$, A	I_T (tb), A	T , °C	I_T (dính) 50 Hz, A	I_T (dính) 60 Hz, A	U_{ak} , V	I_{ak} , A	U_i (tại I_i)	I_i (ứng với U_i), A	dU/dt V/ μ s	R_{th} (JC), °C/W
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ST110S08P0V	TO-209AC (TO-94)	800	175	110	90	2270	2380	3	150	1,52	350	500	0,195
ST110S12P0V	TO-209AC (TO-94)	1200	175	110	90	2270	2380	3	150	1,52	350	500	0,195
ST110S16P0	TO-209AC (TO-94C)	1600	175	110	90	2270	2380	3	150	1,52	350	500	0,195
ST180S04P0V	TO-209AB (TO-93)	400	314	200	85	4200	4400	3	150	1,75	570	500	0,105
ST180S08P0V	TO-209AB (TO-93)	800	314	200	85	4200	4400	3	150	1,75	570	500	0,105
ST180S12P0V	TO-209AB (TO-93)	1200	314	200	85	4200	4400	3	150	1,75	570	500	0,105
ST180S16P0	TO-209AB (TO-93C)	1600	314	200	85	4200	4400	3	150	1,75	570	500	0,105
ST180S20P0	TO-209AB (TO-93C)	2000	314	200	85	4200	4400	3	150	1,75	570	500	0,105
ST230S04P0V	TO-209AB (TO-93)	400	361	230	85	4800	5000	3	150	1,55	720	500	0,1
ST230S08P0V	TO-209AB (TO-93)	800	361	230	85	4800	5000	3	150	1,55	720	500	0,1
ST230S12P0V	TO-209AB (TO-93)	1200	361	230	85	4800	5000	3	150	1,55	720	500	0,1
ST230S16P0	TO-209AB (TO-93C)	1600	361	230	85	4800	5000	3	150	1,55	720	500	0,1
ST280S04P0V	TO-209AB (TO-93)	400	440	280	85	6600	6900	3	150	1,28	880	500	0,105
ST280S06P0V	TO-209AB (TO-93)	600	440	280	85	6600	6900	3	150	1,28	880	500	0
ST1 80C04C0	TO-200AA (A-Puk)	400	660	350	55	4200	4400	3	150	1,96	750	500	0,08
ST180C08C0	TO-200AA (A-Puk)	800	660	350	55	4200	4400	3	150	1,96	750	500	0,08
ST180C12C0	TO-200AA (A-Puk)	1200	660	350	55	4200	4400	3	150	1,96	750	500	0,08
ST1BOC16C0	TO-200AA (A-Puk)	1600	660	350	55	4200	4400	3	150	1,96	750	500	0,08

Tiếp theo bảng B3.2.

Tên	Loại vỏ	$U_{ng,max}$, V	$I_{(RMS)}$, A	I_T (tb), A	T_J , °C	I_T (đỉnh) 50 Hz, A	I_T (đỉnh) 60 Hz, A	U_{ak} , V	I_{ak} , A	U_i (tại I_i)	I_i (ứng với U_i), A	dU/dt V/μs	$R_{th}(JC)$, °C/W
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ST180C18C0	TO-200AA (A-Puk)	1800	660	350	55	4200	4400	3	150	1,96	750	500	0,08
ST180C20C0	TO-200AA (A-Puk)	2000	660	350	55	4200	4400	3	150	1,96	750	500	0,08
ST230C04C0	TO-200AA (A-Puk)	400	780	410	55	4800	5000	3	150	1,69	880	500	0,08
ST230C08C0	TO-200AA (A-Puk)	800	780	410	55	4800	5000	3	150	1,69	880	500	0,08
ST230C1200	TO-200AA (A-Puk)	1200	780	410	55	4800	5000	3	150	1,69	880	500	0,08
ST230C14C0	TO-200AA (A-Puk)	1400	780	410	55	4800	5000	3	150	1,69	880	500	0,08
ST230C16C0	TO-200AA (A-Puk)	1600	780	410	55	4800	5000	3	150	1,69	880	500	0,08
ST280C04C0	TO-200AA (A-Puk)	400	960	500	55	6600	6900	3	150	1,36	1050	500	0,08
ST280006C0	TO-200AA (A-Puk)	600	960	500	55	6600	6900	3	150	1,36	1050	500	0,08
ST280CH04C0	TO-200AA (A-Puk)	400	1130	500	80	6000	6300	3	150	1,35	1000	500	0,08
ST280CH06C0	TO-200AA (A-Puk)	600	1130	500	80	6000	6300	3	150	1,35	1000	500	0,08
ST330C12L0	TO-200AC (B-Puk)	1200	1230	650	55	7570	7925	3	200	1,9	1730	500	0,05
ST330C14L0	TO-200AC (B-Puk)	1400	1230	650	55	7570	7925	3	200	1,9	1730	500	0,05
ST330C16L0	TO-200AC (B-Puk)	1600	1230	650	55	7570	7925	3	200	1,9	1730	500	0,05
ST730C08L0	TO-200AC (B-Puk)	800	2000	990	55	15000	15700	3	200	1,62	2000	500	0,031
ST730C12L0	TO-200AC (B-Puk)	1200	2000	990	55	15000	15700	3	200	1,62	2000	500	0,031
ST730C14L0	TO-200AC (B-Puk)	1400	2000	990	55	15000	15700	3	200	1,62	2000	500	0,031
ST730C16L0	TO-200AC (B-Puk)	1600	2000	990	55	15000	15700	3	200	1,62	2000	500	0,031

Tên	Loại vỏ	$U_{ng,max}$, V	$I_{(RMS)}$, A	I_T (tb), A	T , °C	I_T (đỉnh) 50 Hz, A	I_T (đỉnh) 60 Hz, A	U_{ak} , V	I_{ak} , A	U_i (tại I_i)	I_i (ứng với U_i), A	dU/dt V/ μ s	R_{th} (JC), °C/W
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ST730C18L0	TO-200AC (B-Puk)	1800	2000	990	55	15000	15700	3	200	1,62	2000	500	0,031
ST1000C12K0	A-24 (K-Puk)	1200	2800	1470	55	17800	18100	3	200	1,8	3000	500	0,021
ST1000C16K0	A-24 (K-Puk)	1600	2800	1470	55	17800	18100	3	200	1,8	3000	500	0,021
ST1000C20K0	A-24 (K-Puk)	2000	2800	1470	55	17800	18100	3	200	1,8	3000	500	0,021
ST1000C22K0	A-24 (K-Puk)	2200	2800	1470	55	17800	18100	3	200	1,8	3000	500	0,021
ST1000C24K0	A-24 (K-Puk)	2400	2800	1470	55	17800	18100	3	200	1,8	3000	500	0,021
ST1200C12K0	A-24 (K-Puk)	1200	3080	1650	55	25700	26900	3	200	1,73	4000	500	0,021
ST1200C14K0	A-24 (K-Puk)	1400	3080	1650	55	25700	26900	3	200	1,73	4000	500	0,021
ST1200C16K0	A-24 (K-Puk)	1600	3080	1650	55	25700	26900	3	200	1,73	4000	500	0,021
ST1200C18K0	A-24 (K-Puk)	1800	3080	1650	55	25700	26900	3	200	1,73	4000	500	0,021
ST1200C20K0	A-24 (K-Puk)	2000	3080	1650	55	25700	26900	3	200	1,73	4000	500	0,021
ST1900C45R0	A-36 (R-Puk)	4500	3500	1625	80	22000	23500	4	400	2,1	2900	500	0,115
ST2100C30R0	A-36 (R-Puk)	3000	3850	1770	80	29000	30350	4	400	1,88	2900	500	0,115
ST2100C32R0	A-36 (R-Puk)	3200	3850	1770	80	29000	30350	4	400	1,88	2900	500	0,115
ST2100C34R0	A-36 (R-Puk)	3400	3850	1770	80	29000	30350	4	400	1,88	2900	500	0,115
ST2100C36R0	A-36 (R-Puk)	3600	3850	1770	80	29000	30350	4	400	1,88	2900	500	0,115
ST2100C38R0	A-36 (R-Puk)	3800	3850	1770	80	29000	30350	4	400	1,88	2900	500	0,115
ST2100C40R0	A-36 (R-Puk)	4000	3850	1770	80	29000	30350	4	400	1,88	2900	500	0,115

Tên	Loại vỏ	$U_{ng,max}$ V	$I_{(RMS)}$ A	I_T (tb) A	T, °C	I_T (đỉnh) 50 Hz, A	I_T (đỉnh) 60 Hz, A	U_{ck+} V	I_{ck+} A	U_i (tại I_i)	I_i (ứng với U_i), A	dU/dt V/ μ s	R_{th} (JC), °C/W
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ST2600C20R0	A-36 (R-Puk)	2000	4800	2220	80	36800	38500	4	400	1,45	2900	500	0,0115
ST2600C24R0	A-36 (R-Puk)	2400	4800	2220	80	36800	38500	4	400	1,45	2900	500	0,0115
ST2600C26R0	A-36 (R-Puk)	2600	4800	2220	80	36800	38500	4	400	1,45	2900	500	0,0115
S12600C30R0	A-36 (R-Puk)	3000	4800	2220	80	36800	38500	4	400	1,45	2900	500	0,0115
ST3230C12R0	A-36 (R-Puk)	1200	5950	2785	80	49000	51300	4	400	1,3	2900	500	0,0115
ST3230C14R0	A-36 (R-Puk)	1400	5950	2785	80	49000	51300	4	400	1,3	2900	500	0,0115
ST3230C16R0	A-36 (R-Puk)	1600	5950	2785	80	49000	51300	4	400	1,3	2900	500	0,0115
ST3230C18R0	A-36 (R-Puk)	1800	5950	2785	80	49000	51300	4	400	1,3	2900	500	0,0115

Bảng B4. Triac vỏ cách ly (lưu ý các giá trị dòng điều khiển khác nhau ở các góc phân tư I, II, III, IV)

Loại	Nhà sản xuất	Package	I_i (rms) / A	V_{drm} / V	V_{gi} / V	I_{ism} / A	IGT I+ (1)/mA	IGT I- (2)/mA	IGT III- (3)/mA	GT III+ (4)/mA
BT136X-600D	PS	SOT186	4,00	600,00	1,50	25,00	50,00	50,00	50,00	10,00
BT137X-600D	PS	SOT186	8,00	600,00	1,50	65,00	50,00	50,00	50,00	10,00
BT138F-600	PS	SOT186	12,00	600,00	1,50	90,00	35,00	35,00	35,00	70,00
BT139F-600	PS	SOT186	16,00	600,00	1,50	140,00	35,00	35,00	35,00	70,00
BT139X-600E	PS	SOT186	16,00	600,00	1,50	140,00	50,00	50,00	50,00	10,00

Bảng B5.1. MOSFET điện áp thấp từ 20 đến 50 A

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	Pol	$I_{d\ max}/A$	$R_{DS\ max}/\Omega$	$P_{d\ max}/W$	$V_{ds\ max}/V$	gfs min/S
IRFP240	IR	TO247 (G)	N	20,00	0,18	150,00	200,00	6,90
BUZ21	STM	TO220 (G)	N	21,00	0,10	105,00	100,00	-
BUZ30A	INF	TO220 (G)	N	21,00	0,13	125,00	200,00	6,00
BUZ21L	INF	TO220 (G)	N	21,00	0,08	75,00	100,00	8,00
IRF3315	IR	TO220 (G)	N	21,00	0,082	94,00	150,00	
IRFP254	IR	T03P (G)	N	23,00	0,14	190,00	250,00	
IRLR2703	IR	Dpak	N	23	0,045	45	30,00	6,4
IRL2703	IR	TO220 (G)	N	24,00	0,04	45,00	30,00	6,40
IRFZ34N	IR	TO220 (G)	N	26,00	0,04	56,00	55,00	6,50
IRF540N	IR	TO220 (G)	N	27,00	0,05	94,00	100,00	11,00
IRFZ34E	IR	TO220 (G)	N	28,00	0,04	68,00	60,00	8,00
IRF140	-	TO3 (B)	N	28,00	0,07	125,00	100,00	9,10
IRC540	IR	TO220 (P)	N	28,00	0,77	150,00	100,00	5,80
IRF250	-	TO3 (B)	N	30,00	0,08	150,00	200,00	9,00
IRFP250	IR	TO247 (G)	N	30,00	0,08	190,00	200,00	12,00
IRFP250N	IR	TO3P (G)	N	30,00	0,075	214,00	200,00	
IRL540N	IR	TO220 (G)	N	30,00	0,04	94,00	100,00	14,00

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	Pol	$I_{d\max}/A$	$R_{DS\max}/\Omega$	$P_{d\max}/W$	$V_{ds\max}/V$	gfs min/S
IRLZ34N	IR	TO220 (G)	N	30,00	0,03	68,00	55,00	11,00
IRFB31N20D	IR	TO220	N	31,00	0,082	200	200	17
MTW32N20E	ON	TO247 (G)	N	32,00	0,07	180,00	200,00	12,00
MTW32N25E	ON	TO247 (G)	N	32,00	0,08	250,00	250,00	-
IRFU3303	IR	TO251 (G)	N	33,00	0,03	57,00	30,00	9,00
IRFP140N	IR	TO247 (G)	N	33,00	0,05	140,00	100,00	11,00
IRFR3303	IR	Dpak	N	33,00	0,031	57	30	9,3
BUZ341	INF	TO218 (G)	N	33,00	0,07	170,00	200,00	15,00
IRFP250	FAIR	TO247 (G)	N	33,00	0,18	180,00	200,00	8,00
BUK456-100A	PS	TO220 (G)	N	32,00	0,05	150,00	100,00	12,00
IRL3303	IR	TO220 (G)	N	34,00	0,026	56,00	30,00	
BUZ22	INF	TO220 (G)	N	34,00	0,05	125,00	100,00	10,00
IRLR3303	IR	Dpak	N	35,00	0,031	68	30	12,00

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	Pol	$I_{d\max}/A$	$R_{DS\max}/\Omega$	$P_{d\max}/W$	$V_{ds\max}/V$	gfs min/S
IRF1310N	IR	TO220 (G)	N	36,00	0,04	120,00	100,00	14,00
IRF150	-	TO3 (B)	N	38,00	0,05	150,00	100,00	9,00
IRFP264	IR	TO3P (G)	N	38,00	0,075	280,00	250,00	-
IRFP150N	IR	TO247 (G)	N	39,00	0,03	140,00	100,00	14
IXTH40N30	IXYS	TO247 (G)	N	40,00	0,08	300,00	300,00	22
IRFZ44N	IR	TO220 (G)	N	41,00	0,02	83,00	55,00	17,00
IRF1310NL	IR	TO262 (G)	N	42,00	0,036	160,00	100,00	14,00
IRF3415	IR	TO220 (G)	N	43,00	0,042	200,00	150,00	
IRFP150	IR	TO247	N	42,00	0,036	230	100	13,00
IRF044	-	TO3 (B)	N	44,00	0,02	125,00	60,00	17,00
IRLR8503	IR	DPak	N	44,00	0,018	62	30,00	
IRLU3103	IR	IPak	N	46,00	0,019	107	30,00	
RFP45N06	ISIL	TO220 (G)	N	45,00	0,02	131,00	60,00	-

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	Pol	$I_{d\max}/A$	$R_{DS\max}/\Omega$	$P_{d\max}/W$	$V_{ds\max}/V$	gfs min/S
RFP40N10	ISIL	TO220 (G)	N	45,00	0,04	160,00	100,00	-
BUK9524-55	PS	TO220 (G)	N	45,00	0,02	103,00	55,00	15,00
IRLZ44N	IR	TO220 (G)	N	47,00	0,02	110,00	55,00	21,00
IRFZ44E	IR	TO220 (G)	N	48,00	0,02	110,00	60,00	15,00
IRL3202	IR	TO220 (G)	N	48,00	0,01	69,00	20,00	28,00
IRFZ44NL	IR	TO262 (G)	N	49,00	0,022	110,00	55,00	
IRFP260N	IR	TO3P (G)	N	49,00	0,04	300,00	200,00	-
IRFP9140	IR	TO247 (G)	P	21,00	0,02	180,00	100,00	6,20
IRFP9140N	IR	TO3 (G)	P	21,00	0,117	120,00	100,00	
IRF9640	IR	TO220 (G)	P	23,00	0,11	140,00	200,00	5,30
IRF9540N	IR	TO220 (G)	P	23,00	0,11	140,00	100,00	5,30
IRFU5305	IR	TO251 (G)	P	28,00	0,065	89,00	55,00	
RFP30P05	ISIL	TO220 (A)	P	30,00	0,65	120,00	50,00	-
RF1S30P06	ISIL	TO262 (G)	P	30,00	0,06	120,00	60,00	-
IRF5305	IR	TO220 (G)	P	31,00	0,06	110,00	55,00	8,00
IRF5210	IR	TO220 (G)	P	40,00	0,06	200,00	100,00	10,00

Bảng B5.2. MOSFET điện áp cao

Loại	Nhà sản xuất	Package/Pinout	Pol	$I_{d\max}/A$	$R_{DS\max}/\Omega$	$P_{d\max}/W$	$V_{ds\max}/V$	gfs min/S
IRFBC40LC	IR	TO220 (G)	N	6,20	1,20	125,00	600,00	4,70
IRF840	IR	TO220 (G)	N	8,00	0,85	125,00	500,00	4,90
IRF740	IR	TO220 (G)	N	10,00	0,55	125,00	400,00	5,80
IRFPC50LC	IR	TO247 (G)	N	11,00	0,60	190,00	600,00	7,00
IRFP450	IR	TO247 (G)	N	14,00	0,40	190,00	500,00	9,30
IRFP350	IR	TO247 (G)	N	16,00	0,30	190,00	400,00	10,00
IRFP450LC	IR	TO247 (G)	N	16,00	0,40	190,00	500,00	8,70
IRFPC60LC	IR	TO247 (G)	N	16,00	0,40	280,00	600,00	11,00
IRFP350LC	IR	TO247 (G)	N	18,00	0,30	190,00	400,00	8,10
IRFP460	IR	TO247 (G)	N	20,00	0,27	280,00	500,00	13,00
IRFP460LC	IR	TO247 (G)	N	20,00	0,27	280,00	500,00	12,00
IRFP360LC	IR	TO247 (G)	N	23,00	0,20	280,00	400,00	13,00
IRF3710	IR	TO220 (G)	N	46,00	28,00	150,00	-	20,00
IRF4905	IR	TO220 (G)	N	64,00	20,00	150,00	-	21,00

Bảng B6. MOSFET/IGBT - Drivers

Loại	Nhà sản xuất	Package	V_{ss}/V	$I_{(in) \max}/mA$	$I_{(out) \max}/mA$	tr/ns	tf/ns
HIP4080AIP	ISIL	DIL20	80	-	2,50	-	-
HIP4081AIP	ISIL	DIL20	-0,3 - 16	-	-	10,00	10,00
HIP4082IP	TEX	DIL16	-	-	-	-	-
HIP4086AP	ISIL	DIL24	86	-	4,00	10,00	10,00
ICL7667CPA	ISIL	DIL8	15	-	-	20,00	20,00
IR2101	IR	DIL8	-	210	100,00	130,00	90,00
IR2103	IR	DIP8	600	10	270	170	190
IR2132J	IR	PLCC44	600	0,65	500	125	55
IR2102	IR	DIL8	625	-	360,00	100,00	50,00
IR2104	IR	DIL14	-	40,00	0,00	600,00	90,00
IR2105	IR	DIL8	625	-	210,00	170,00	90,00
IR2106	IR	DIL8	625	40,00	350,00	220,00	80,00
IR21064	IR	DIL14	625	40,00	350,00	220,00	80,00
IR2107	IR	DIL8	600	-	350,00	220,00	80,00
IR2108	IR	DIL8	625	-	350,00	220,00	80,00
IR21084	IR	DIL14	625	-	350,00	220,00	80,00
IR2109	IR	DIL8	625	-	350,00	900,00	250,00
IR21094	IR	DIL14	625	-	350,00	220,00	80,00
IR2110	IR	DIL14	500	-	2000,00	120,00	94,00

Loại	Nhà sản xuất	Package	V_{ss}/V	$I_{(in) \max}/mA$	$I_{(out) \max}/mA$	tr/ns	tf/ns
IR2111	IR	DIL8	600	0,04	200,00	130,00	65,00
IR2112	IR	DIL14	-	-	-	125,00	105,00
IR2113	IR	DIL14	-	-	-	120,00	94,00
IR2118	IR	DIL8	600	-	200,00	125,00	105,00
IR2121	IR	DIL8	600	-	1000,00	150,00	150,00
IR2122	IR	DIL8	625	-	130,00	250,00	250,00
IR2128	IR	DIL8	625	-	500,00	130,00	65,00
IR2127	IR	DIL8	600	-	200,00	150,00	100,00
IR2130	IR	DIL28	-	-	-	675,00	425,00
IR2181	IR	DIL8	625	-	2300,00	60,00	35,00
IR2183	IR	DIL8	625	-	2300,00	60,00	35,00
IR2184	IR	DIL8	625	-	2300,00	60,00	35,00
IR2133	IR	DIL28	625	-	500,00	75,00	35,00
IR2151	IR	DIL8	600	25,00	210	80	40
IR2152	IR	DIL8	600	-	100,00	-	-
IR2153	IR	DIL8	600	25,00	-	80	40
IR21531	IR	DIL8	625	-	-	150,00	100,00
IR21531D	IR	DIL8	625	-	-	150,00	100,00
IR2153D	IR	DIL8	625	-	-	150,00	100,00
IR2155	IR	DIL8	600	-	250,00	120,00	70,00

Loại	Nhà sản xuất	Package	V_{ss}/V	$I_{(in) \max}/mA$	$I_{(out) \max}/mA$	tr/ns	tf/ns
IR2213	IR	DIL14	12325	-	2500,00	25,00	17,00
IR21571	IR	DIP16L	600	5	500	150	100
IR2233S	IR	SOIC28	1200	0,35	500	150	70
IR2233	IR	DIL28	1225	-	500,00	150,00	70,00
IR4426	IR	DIL8	6-20	-	3300,00	35,00	25,00
IR4427	IR	DIL8	6-20	-	3300,00	35,00	25,00
IR4428	IR	DIL8	6-20	-	3300,00	35,00	25,00
IR51HD420	IR	SIL9	500	25,00	700	-	-
MAX621CPN	MAX	DIL18	17	-	25,00	1700,00	2500,00
MC34151P	ON	DIL8	20	0,50	1500,00	14,00	16,00
MC34152P	ON	DIL8	6×1×8	15,00	-	14,00	15,00
PWR-INT200	PI	DIL8	16	3,00	25,00	80,00	50,00
PWR-INT201PF11	PI	DIL8	16	3,00	300,00	80,00	50,00
SI9910DJ	VSIL	DIL8	-0,3-1	20,00	1000,00	50,00	35,00
SKHI22A	SEMI	Module	1200	-	40,00	1,15	1,15
TC4421CPA	MICR	DIL8	4×1×8	0,20	9,00	60,00	60,00
TC4426CPA	MICR	DIL8	22	4,50	1,50	19,00	19,00
TC4427CPA	MICR	DIL8	22	4,50	1,50	19,00	19,00
TC4428CPA	MICR	DIL8	4×1×8	4,50	1,50	19,00	19,00
TC4429CPA	MICR	DIL8	22	1,50	6,00	25,00	25,00

ТÀI LIỆU THAM KHẢO

1. В. С. Руденко, В. И. Сенко, И. Б. Чиженко. Преобразовательная техника. Киев, 1978.
2. А. Л. Писарев, Л. П. Деткин. Управление тиристорными преобразователями. Москва, 1975.
3. А. С. Сандлер, Ю. М. Гусяцкий. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией. Москва, 1978.
4. Преобразователи частоты в современном электроприводе микроконтроллеры фирмы моторола в электроприводе. Москва, 1977.
5. Г. Н. Горбачев, Е. Е. Чаплыгин. Промышленная электроника. Москва, 1982.
6. Л. Б. Бирзниекус. Импульсные преобразователи постоянного тока. Москва, 1975.
7. Ю. С. Забродин. Импульсные преобразователи для электропривода постоянного тока. Москва, 1999.
8. А. Г. Поликарпов. Импульсные регуляторы преобразователи постоянного напряжения. Москва, 1998.
9. Ю. Крозанов... Расчёт систем управления силовых прерывателей и регуляторов. Москва, 1993.
10. Л. М. Гольденберг. Импульсные и цифровые устройства.
В. А. Малев... Расчёт и проектирование импульсных устройств. Москва, 1978.
11. Б. Б. Калашников, И. И. Эпштейн. Электроустановки повышенной частоты. Москва, 1975.
12. О. Г. Булатов, А. И. Пономаренко, Е. Е. Чаплыгин. Системы управления ведомыми ветильными преобразователями. Москва, 1982.
13. Г. А. Ривкин. Преобразовательные устройства. Москва, 1970.

14. *B. A. Кабанов*. Микропроцессорные системы автоматизации. Москва, 1993.
15. *А. А. Дерюгин, И. С. Потемкин*. Основы микропроцессорной техники. Москва, 1986.
16. *Vo Minh Chinh*. “Разработка цифровых и микропроцессорных устройств управления вентиляемыми преобразователями при питании от сети ограниченной мощности”. Luận án Phó Tiến sĩ. Matcova, 1990.
17. *Bimal K. Bose*. Power electronics and variable frequency drives; 1996.
18. *Mohan, Underland, Robbins*. Power Electronics, 1995.
19. Thyristor and Triac Power Control Using 61- Series Modules. N. V. Philip. Publications Department Eindhoven, 1973.
20. Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters. (Operation, Control and Performance). B. R. Pelly. Wiley-Interscience. John Wiley & Sons, Inc. New York, 1971.
21. Power Engineering Using Thyristors. Volum 1. Techniques of Thyristor Power Control. Mullard House, London, 1970.
22. Worked Examples in Electrical Machines and Drives. John Hindmarsh. Oxford, England, 1982.
23. Fundamentals of Power Electronics. Robert W. Erickson. Chapman & Hall. New York, USA, 1997.
24. Power Electronics and AC Drives. B. K. Bose. Prentice-Hall. New Jersey, USA, 1986.
25. *Dewan S. B.* Power Semiconductor Circuits. John Wiley & Son, 1975.
26. *Cyril Lander*. Power Electronic. 3E Edition. Mc Graw-Hill International Edition, 1993.
27. *Rashid M. H.* Power Electronics: Circuits, Devices and Applications. Prentice Hall. New Jersey. 2nd Edition, 1993.
28. *Rashid M. H.* PSPICE For Power Electronics and Electric Power. Prentice Hall. New Jersey, 1993.
29. *Bernard Davst*. Power Semiconductor Converters. Nancy. France, 2001.
30. *Guy Segurier*. L'Electronique de Puissance. Dunod, 1985.

31. PSPICE. Microsim Corporation, Irvine. CA, 1995.
32. Schematic Capture With Microsim PSPICE. 3rd Edition. Prentice Hall. New Jersey, USA, 1998.
33. MATLAB. User's Guide. Prentice Hall, 1995.
34. *Trần Trọng Minh*. Bài giảng Điện tử công suất. Nhà xuất bản Giáo dục, 2002.
35. *Abhijit D. Pathak*. MOSFET/IGBT Drivers Theory and Applications. Ixys Application Note AN-0002, 2001.
36. *G. Ledwich*. IGBT's Basics, Copyright © 1998, Power Designers, LLC, 1998.
37. *K. S. Oh*. IGBT Basics, Fairchild Semiconductor Application Note 9016, February, 2001.
38. *Toshio Takahashi*. IGBT Protection in AC or BLDC Motor Drives. www.irf.com, International Rectifier Technical Papers.
39. *Rudy Severns*. Design of Snubbers for Power Circuits.
40. *Phạm Quốc Hải, Dương Văn Nghi*. Phân tích và giải mạch điện tử công suất. Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội, 1997.

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT
VÕ MINH CHÍNH (Chủ biên)
PHẠM QUỐC HẢI – TRẦN TRỌNG MINH

<i>Chịu trách nhiệm xuất bản:</i>	PGS. TS. TÔ ĐĂNG HẢI
<i>Biên tập:</i>	NGỌC KHUÊ
<i>Sửa bài:</i>	PHẠM VĂN
<i>Vẽ bìa:</i>	TRẦN THẮNG

NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
70 Trần Hưng Đạo – Hà Nội

In tại: Xưởng in NXB Văn hoá Dân tộc
Số lượng: 1.000 cuốn, khuôn khổ 16 x 24cm
Giấy phép xuất bản số: 6-359XB-QLXB ngày 12/8/2004
In xong và nộp lưu chiểu Quý III năm 2004.

204195



Giá: 45.000đ