

LỜI GIỚI THIỆU

Để đáp ứng yêu cầu giảng dạy chương trình đào tạo nghề Tự động hóa công nghiệp cũng như việc cung cấp tài liệu giúp cho sinh viên học tập, khoa Cơ Điện tử chúng tôi đã tiến hành biên soạn giáo trình “Điện tử công suất” .

Giáo trình này giúp các bạn có thêm kỹ năng:

- Kiểm tra được chất lượng các linh kiện điện tử công suất
- Lắp được các mạch điện tử công suất ứng dụng trong công nghiệp
- Kiểm tra sửa chữa đạt yêu cầu về thời gian với độ chính xác.
- Thay thế các linh kiện, mạch điện tử công suất hư hỏng.

Đây là công trình được viết bởi đội ngũ giáo viên đã và đang công tác tại trường TCN KTCN Hùng Vương cùng với sự góp ý và phản biện của các doanh nghiệp trong lĩnh vực liên quan, tuy vậy, cuốn sách chắc chắn vẫn không tránh khỏi những khiếm khuyết. Chúng tôi mong nhận được ý kiến đóng góp của bạn đọc để cuốn sách được hoàn thiện hơn trong lần tái bản.

Xin trân trọng giới thiệu cùng bạn đọc!

Quận 5, ngày tháng năm 2018

Tham gia biên soạn

MỤC LỤC

| ĐỀ MỤC | TRANG |
|---|--------------|
| GIỚI THIỆU MÔ ĐUN..... | 1 |
| BÀI 1: TỔNG QUAN VỀ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT..... | 3 |
| 1. Quá trình biến đổi công suất..... | 3 |
| 2. Nguyên tắc hệ biến đổi tĩnh..... | 4 |
| 2.1. Sơ đồ khối | 4 |
| 2.2. Các loại tải | 6 |
| 2.3. Các van biến đổi | 6 |
| 3. Cơ bản về kỹ thuật điều khiển mạch hở | 7 |
| 3.1. Khái niệm cơ bản | 7 |
| 3.2. Các phương pháp điều khiển | 10 |
| 3.3. Phần tử chấp hành..... | 15 |
| 4. Kỹ thuật điều chỉnh (Điều khiển mạch kín) | 15 |
| 4.1. Khái niệm..... | 15 |
| 4.2. Hoạt động của vòng điều chỉnh | 18 |
| 4.3. Đặc tính các khâu điều chỉnh cơ bản | 22 |
| 4.4. Khâu điều chỉnh dùng op-amp | 28 |
| BÀI 2: CÔNG TÁC ĐIỆN TỬ (Van bán dẫn công suất)..... | 38 |
| 1.Linh kiện và module | 38 |
| 1.1. Tổng quan | 38 |
| 1.2. Diode công suất..... | 38 |
| 1.3. Thyristor..... | 42 |
| 1.4. Triac | 44 |
| 1.5. Đặc tính động của van bán dẫn | 45 |
| 1.6. Ghép diode và thyristor..... | 48 |
| 1.7. Module bán dẫn công suất | 50 |
| 1.8. Diode selen..... | 51 |
| 1.9. Transistor công suất | 51 |
| 2. Phương pháp bảo vệ Diode Silic | 54 |
| 2.1. Bảo vệ quá áp..... | 54 |
| 2.2. Bảo vệ quá dòng và ngắn mạch | 59 |
| 2.3. Bảo vệ quá nhiệt..... | 61 |

| | |
|---|-----------|
| 3. Công tắc xoay chiều và 3 pha..... | 65 |
| 3.1. Đại cương..... | 65 |
| 3.2. Công tắc xoay chiều..... | 66 |
| 3.3. Công tắc 3 pha..... | 71 |
| 3.4. Ứng dụng..... | 74 |
| 3.5. Hướng dẫn thiết kế..... | 80 |
| 4. Công tắc một chiều..... | 83 |
| 4.1. Đại cương..... | 83 |
| 4.2. Rò le bán dẫn..... | 83 |
| 4.3. Công tắc DC dùng transistor..... | 83 |
| 4.4. Công tắc DC dùng GTO thyristor..... | 86 |
| 4.5. Công tắc DC dùng thyristor..... | 86 |
| BÀI 3: CHỈNH LƯU CÔNG SUẤT KHÔNG ĐIỀU KHIỂN..... | 93 |
| 1. Khái niệm cơ bản..... | 93 |
| 1.1. Ví dụ: Điện áp và dòng điện dạng xung..... | 93 |
| 1.2. Công suất..... | 94 |
| 1.3. Xác định điện áp gợn sóng..... | 95 |
| 2. Mạch chỉnh lưu bán kỳ (M1)..... | 95 |
| 2.1 Đại cương..... | 95 |
| 2.2 Khảo sát điện áp..... | 95 |
| 2.3 Sóng xung và hệ số gợn sóng..... | 97 |
| 2.4 Khảo sát dòng điện..... | 97 |
| 2.5 Khảo sát công suất..... | 99 |
| 3. Chỉnh lưu toàn kỳ (M2)..... | 100 |
| 3.1 Đại cương..... | 100 |
| 3.2 Chỉnh lưu toàn kỳ dùng biến áp có điểm giữa (M2)..... | 100 |
| 3.3 Chỉnh lưu toàn kỳ dùng cầu diode (B2)..... | 101 |
| 3.4 Chỉnh lưu toàn kỳ tải điện cảm..... | 104 |
| 4. Chỉnh lưu 3 pha..... | 105 |
| 4.1 Đại cương..... | 105 |
| 4.2 Mạch chỉnh lưu 3 pha bán kỳ(M3)..... | 105 |
| 5. Chỉnh lưu 6 pha..... | 110 |
| 5.1 Đại cương..... | 110 |

| | |
|---|------------|
| 5.2 Khảo sát điện áp..... | 111 |
| 5.3 Khảo sát dòng điện | 113 |
| 5.4 Khảo sát công suất | 114 |
| 6. Tóm tắt..... | 115 |
| 6.1 Thông số các mạch chỉnh lưu quan trọng..... | 115 |
| 6.2 Thiết kế một mạch chỉnh lưu..... | 115 |
| 6.3 Kết luận..... | 116 |
| BÀI 4: CHỈNH LƯU CÔNG SUẤT CÓ ĐIỀU KHIỂN..... | 117 |
| 1. Đại cương | 117 |
| 2. Biến đổi công suất bán phần..... | 117 |
| 2.1 Đại cương..... | 117 |
| 2.2 Biến đổi bán phần tải thuần trở..... | 117 |
| 2.3 Biến đổi công suất điều khiển bán phần tải điện cảm | 120 |
| 2.4 Biến đổi công suất bán phần tải trở kháng | 121 |
| 3. Biến đổi công suất toàn phần | 121 |
| 3.1 Đại cương..... | 121 |
| 3.2 Mạch biến đổi cầu điều khiển toàn phần (B2)..... | 122 |
| 3.3 Mạch chỉnh lưu 3 pha bán kỳ có điều khiển M3 | 126 |
| 3.4 Mạch cầu 3 pha điều khiển toàn phần (B6) | 132 |
| 3.5 Đặc tính tải..... | 140 |
| 4. Biến đổi cầu điều khiển bán phần | 141 |
| 4.1 Đại cương..... | 141 |
| 4.2 Mạch biến đổi cầu điều khiển bán phần | 142 |
| 4.3 Mạch cầu 6 xung điều khiển bán phần | 147 |
| 5. Khảo sát công suất..... | 149 |
| 5.1 Đại cương..... | 149 |
| 5.2 Công suất trong kỹ thuật biến đổi công suất | 150 |
| 5.3 Các mạch lưu trữ công suất phản kháng..... | 152 |
| 5.4 Ảnh hưởng công suất phản kháng lên hệ thống | 154 |
| Bài 5: ĐIỀU CHỈNH ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU | 156 |
| 1. Điều chỉnh điện áp 1 pha | 156 |
| 2. Điều chỉnh điện áp xoay chiều 3 pha | 158 |
| Luật điều khiển | 159 |

| | |
|---|------------|
| 3. Bộ biến đổi xung áp xoay chiều chuyển mạch cưỡng bức | 162 |
| Bài 6: NGHỊCH LƯU | 164 |
| 1. Giới thiệu chung | 164 |
| 2. Bộ nghịch lưu áp 1 pha | 164 |
| 2.1. Cấu tạo | 165 |
| 2.2. Nguyên lý làm việc | 165 |
| 2.3. Các phương pháp chọn van cho sơ đồ | 166 |
| 3. Bộ nghịch lưu áp 3 pha | 171 |
| 3.1. Cấu tạo và hoạt động..... | 171 |
| 3.2. Tính chọn van và điôt | 174 |
| CÂU HỎI ÔN TẬP | 178 |
| TÀI LIỆU THAM KHẢO | 182 |

GIỚI THIỆU MÔ ĐUN

Vị trí, tính chất của mô đun

* Vị trí của mô đun: Mô đun được bố trí dạy sau khi học xong các môn học cơ bản chuyên môn như linh kiện điện tử, đo lường điện tử, kỹ thuật xung - số... và học trước khi học các mô đun chuyên sâu như PLC...

* Tính chất của mô đun: Là mô đun bắt buộc.

Mục tiêu của mô đun

Sau khi học xong môđun này người học có năng lực:

* Về kiến thức:

- Hiểu được cấu tạo và nguyên lý hoạt động của các linh kiện điện tử công suất
- Biết được các thông số kỹ thuật của linh kiện
- Phân tích được nguyên lý làm việc của mạch điện tử công suất

* Về kỹ năng:

- Kiểm tra được chất lượng các linh kiện điện tử công suất
- Lắp được các mạch điện tử công suất ứng dụng trong công nghiệp
- Kiểm tra sửa chữa đạt yêu cầu về thời gian với độ chính xác.
- Thay thế các linh kiện, mạch điện tử công suất hư hỏng.

* Về thái độ:

- Rèn luyện tính tỷ mỉ, chính xác và an toàn vệ sinh công nghiệp

Nội dung mô đun

1. Tổng quan về điện tử công suất
2. Công tắc điện tử (van bán dẫn công suất)
3. Chỉnh lưu công suất không điều khiển
4. Chỉnh lưu công suất có điều khiển
5. Điều chỉnh điện áp xoay chiều
6. Nghịch lưu

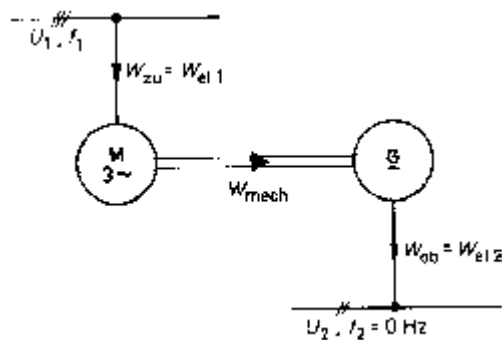
BÀI 1: TỔNG QUAN VỀ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

1. Quá trình biến đổi công suất

Điện tử công suất có thể được xếp vào phạm vi các môn thuộc về kỹ thuật năng lượng của ngành kỹ thuật điện nói chung. Tuy nhiên việc nghiên cứu không chỉ dừng lại ở phần công suất mà còn được ứng dụng trong các lĩnh vực điều khiển khác

Kể từ khi hiệu ứng chỉnh lưu của miền tiếp xúc PN được công bố bởi Shockley vào năm 1949 thì ứng dụng của chất bán dẫn càng ngày càng đi sâu vào các lĩnh vực chuyên môn của ngành kỹ thuật điện và từ đó phát triển thành ngành *điện tử công suất* chuyên nghiên cứu về khả năng ứng dụng của chất bán dẫn trong lĩnh vực năng lượng

Với sự thành công trong việc truyền tải dòng điện 3 pha vào năm 1891, dòng điện một chiều được thay thế bởi dòng điện xoay chiều trong việc sản xuất điện năng, do đó để cung cấp cho các tải một chiều cần thiết phải biến đổi từ dòng điện xoay chiều thành một chiều, yêu cầu này có thể được thực hiện bằng hệ thống máy phát - động cơ như vẽ ở hình 1.1. Hiện nay phương pháp này chỉ còn áp dụng trong kỹ thuật hàn điện



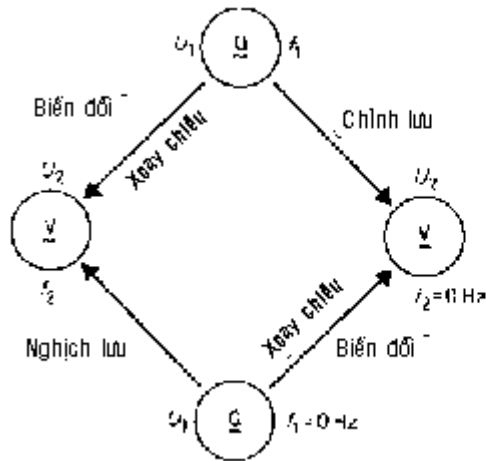
Hình 1.1 Nguyên lý hệ biến đổi quay

Thay thế cho hệ thống máy điện quay nói trên là việc ứng dụng đèn hơi thủy ngân để chỉnh lưu kéo dài trong vòng 50 năm và sau đó chấm dứt bởi sự ra đời của thyristor.

Điện tử công suất nghiên cứu về các phương pháp biến đổi dòng điện và cả các yêu cầu đóng/ngắt và điều khiển, trong đó chủ yếu là kỹ thuật đóng/ngắt trong mạch điện một chiều và xoay chiều, điều khiển dòng một chiều, xoay chiều, các hệ thống chỉnh lưu, nghịch lưu nhằm biến đổi điện áp và tần số của nguồn năng lượng ban đầu sang các giá trị khác theo yêu cầu (hình 1.2)

Ưu điểm của các mạch biến đổi điện tử so với các phương pháp biến đổi khác được liệt kê ra như sau:

- Hiệu suất làm việc cao



Hình 1.2 Dòng năng lượng trong hệ biến đổi tĩnh. Q: Nguồn; V: Tải

- Kích thước nhỏ gọn
- Có tính kinh tế cao
- Vận hành và bảo trì dễ dàng
- Không bị ảnh hưởng bởi khí hậu, độ ẩm nhờ các linh kiện đều được bọc trong vỏ kín
- Làm việc ổn định với các biến động của điện áp nguồn cung cấp
- Dễ dự phòng, thay thế
- Tuổi thọ cao
- Không có phần tử chuyển động trong điều kiện tỏa nhiệt tự nhiên, có thể làm mát bằng quạt gió để kéo dài tuổi thọ
- Đáp ứng được các giá trị điện áp và dòng điện theo yêu cầu bằng cách ráp song song và nối tiếp các thyristor lại với nhau.
- Chịu được chấn động cao, thích hợp cho các thiết bị lưu động
- Phạm vi nhiệt độ làm việc rộng, thông số ít thay đổi theo nhiệt độ
- Đặc tính điều khiển có nhiều ưu điểm

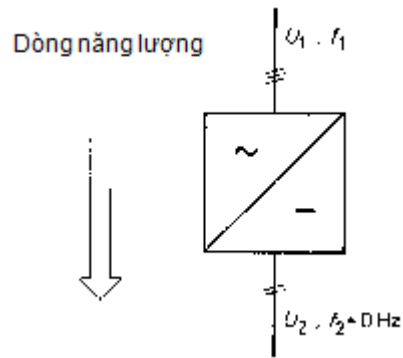
2. Nguyên tắc hệ biến đổi tĩnh

2.1. Sơ đồ khối

Trong lĩnh vực điện tử công suất, để biểu diễn các khối chức năng người ta dùng các ký hiệu sơ đồ khối, điện năng truyền từ nguồn (có chỉ số 1) đến tải (có chỉ số 2)

a. Chỉnh lưu

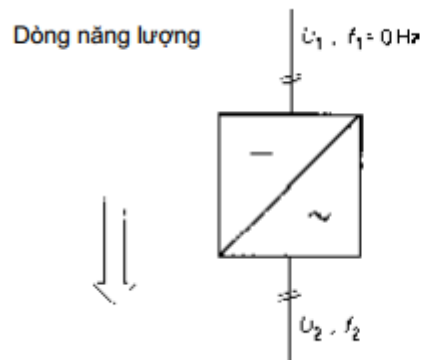
Nhiệm vụ của mạch chỉnh lưu nhằm biến đổi năng lượng nguồn xoay chiều một pha hoặc ba pha sang dạng năng lượng một chiều (hình 1.3)



Hình 1.3 Sơ đồ khối hệ chỉnh lưu

b. Nghịch lưu

Nhiệm vụ mạch nghịch lưu nhằm biến đổi năng lượng dòng một chiều thành năng lượng xoay chiều một pha hoặc ba pha (hình 1.4)

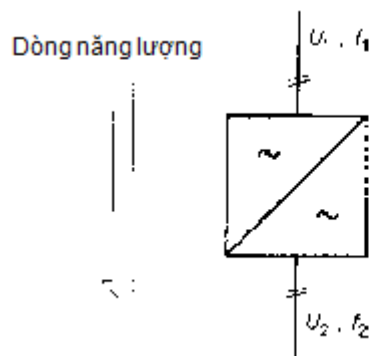


Hình 1.4 Sơ đồ khối hệ nghịch lưu

c. Các hệ biến đổi

Các mạch biến đổi nhằm thay đổi:

- Dòng xoay chiều có điện áp, tần số và số pha xác định sang các giá trị khác (hình 1.5)



Hình 1.5 Sơ đồ khối hệ biến đổi

- Dòng một chiều có điện áp xác định sang dòng một chiều có giá trị điện áp khác (converter DC to DC)

Mạch biến đổi thường là sự kết hợp từ mạch chỉnh lưu và mạch nghịch lưu. Do đó, lại được chia làm hai loại: Biến đổi trực tiếp và biến đổi có khâu trung gian

2.2. Các loại tải

Tính chất của tải có ảnh hưởng rất quan trọng đến chế độ làm việc của các mạch điện, người ta chia tải thành các loại như sau:

a. Tải thụ động

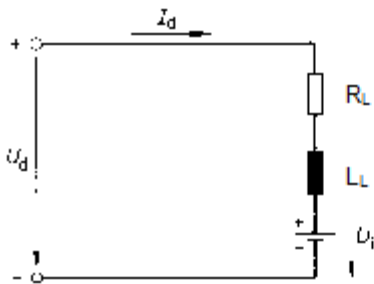
Tải thuần trở chỉ bao gồm các điện trở thuần, đây là loại tải đơn giản nhất, dòng điện qua tải và điện áp rơi trên tải cùng pha với nhau. Loại này được ứng dụng chủ yếu trong lĩnh vực chiếu sáng và trong các lò nung.

Tải cảm kháng có đặc tính lưu trữ năng lượng, tính chất này được thể hiện ở hiện tượng san bằng thành phần gợn sóng có trong điện áp một chiều ở ngõ ra của mạch chỉnh lưu và xung điện áp cao xuất hiện tại thời điểm cắt tải

Các ứng dụng quan trọng của loại tải này là: Các cuộn kích từ trong máy điện (tạo ra từ trường), trong các thiết bị nung cảm ứng và các lò tôi cao tần. Trong các trường hợp này điện cảm thường được mắc song song với điện dung để tạo thành một khung cộng hưởng song song

b. Tải tích cực

Các loại tải này thường có kèm theo một nguồn điện áp (hình 1.6) như các van chỉnh lưu ở chế độ phân cực nghịch. Ví dụ: Quá trình nạp điện bình ắc quy và sức phản điện của động cơ điện



Hình 1.6 Sơ đồ tương đương của một tải trở kháng với sức phản điện

2.3. Các van biến đổi

Các van điện là những phần tử chỉ cho dòng điện chảy qua theo một chiều nhất định. Trong lĩnh vực điện tử công suất đó chính là các diode bán dẫn và thyristor kể cả những transistor công suất

a. Van không điều khiển được (diode)

Một diode lý tưởng chỉ cho dòng điện chạy qua nó khi điện áp anode dương hơn cathode, điện áp ngõ ra của diode chỉ phụ thuộc theo điện áp ngõ vào của diode đó

b. Van điều khiển được (thyristor)

Một chỉnh lưu có điều khiển lý tưởng vẫn không dẫn điện mặc dù giữa anode và cathode được phân cực thuận (anode dương hơn cathode). Điều kiện để các van này dẫn điện là đồng thời với chế độ phân cực thuận phải có thêm xung kích tại cực cổng (U_{AK} dương và U_{GK} dương). Điện áp ngõ ra

không những phụ thuộc theo điện áp vào mà còn phụ thuộc theo thời điểm xuất hiện xung kích (đặc trưng bởi góc kích α)

3. Cơ bản về kỹ thuật điều khiển mạch hở

Vào thế kỷ trước đây, nhờ ứng dụng của cơ khí hóa vào kỹ thuật mà sự phát triển lúc bấy giờ chủ yếu là hướng về khả năng tự động hóa.

Tự động hóa một quá trình có nghĩa là quá trình đó sẽ tự thực hiện theo một chương trình đặt sẵn nào đó nếu hội đủ một số điều kiện cho trước không cần sự tham gia của con người. Ưu điểm của kỹ thuật tự động hóa là độ an toàn, độ chính xác và tính kinh tế rất cao. Kỹ thuật tự động hóa được phân thành hai chuyên ngành: Kỹ thuật điều khiển và kỹ thuật điều chỉnh. Tuy nhiên, trong thực tế cũng thường gặp trường hợp kết hợp cả hai. Ví dụ: Phương pháp điều chỉnh tốc độ động cơ một chiều bằng cầu chỉnh lưu có điều khiển.

3.1. Khái niệm cơ bản

Từ sự mô tả các van chỉnh lưu ở phần trên có sử dụng khái niệm "van có điều khiển". Các thyristor được điều khiển bằng cách dịch chuyển pha của xung kích và dẫn đến là điện áp ra cũng như công suất rơi trên tải cũng thay đổi theo.

Thuật ngữ "điều khiển" cũng đã nói lên một quá trình mà trong đó một hoặc nhiều đại lượng vào của hệ thống có ảnh hưởng đến các đại lượng ra của hệ thống đó.

Khi các đại lượng ra không được hồi tiếp trở lại ngõ vào, người ta gọi là quá trình hở, hướng tác động của quá trình là cố định và được biểu diễn bằng các mũi tên như trong hình 1.7

Trong thực tế, các khái niệm và tên gọi trong kỹ thuật điều khiển được định nghĩa và sử dụng theo tiêu chuẩn DIN 19226 như sau:

Đại lượng ra X_{out} là một đại lượng vật lý của hệ thống, đại lượng này bị ảnh hưởng theo một quy luật điều khiển nhất định

Đối tượng điều khiển là một khâu trong quá trình điều khiển, là nơi xuất phát đại lượng ra, trong hệ thống truyền động điều chỉnh bằng thyristor: Động cơ và thyristor là đối tượng điều khiển, tốc độ và momen quay là các đại lượng ra.

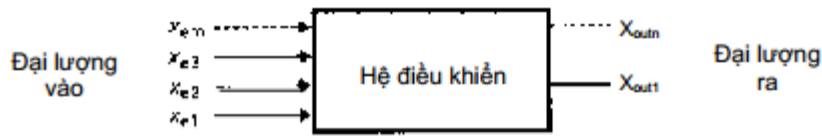
Phần tử chấp hành là một bộ phận của đối tượng điều khiển tác động trực tiếp đến năng lượng hoặc khối lượng cần điều khiển, có loại phần tử tác động gián đoạn như: rơ le, công tắc tơ và cũng có loại tác động liên tục như: Con trượt, van tiết lưu, transistor và mạch chỉnh lưu có điện áp ra thay đổi được

Tín hiệu điều khiển y là tín hiệu tác động vào phần tử chấp hành, đây chính là tín hiệu ra của phần tử điều khiển.

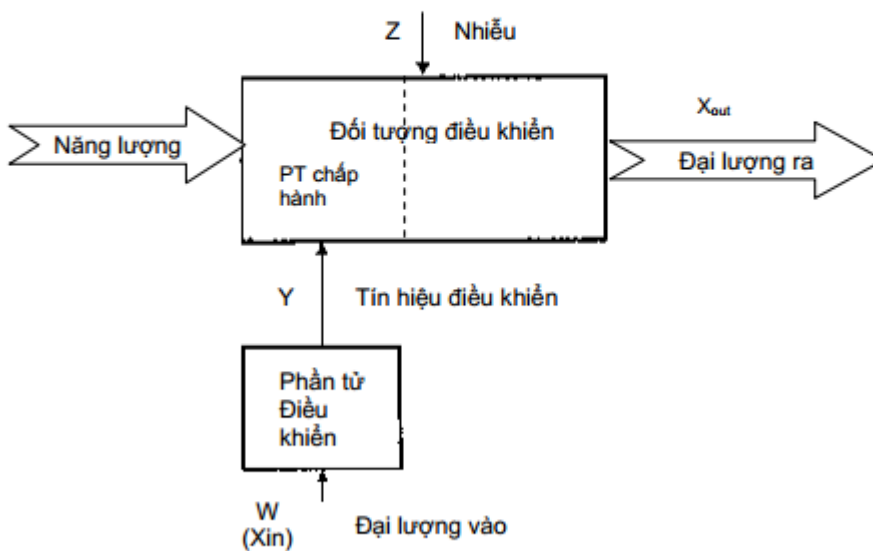
Phần tử điều khiển có nhiệm vụ tạo ra tín hiệu điều khiển, cấu trúc của phần tử điều khiển phụ thuộc theo đại lượng vào.

Đại lượng vào w được đưa từ ngoài vào hệ thống, độc lập với quá trình điều khiển, giữa đại lượng vào với đại lượng ra tồn tại một quan hệ xác định

Nhiều z có nguồn gốc từ nhiều nguyên nhân khác nhau, có thể tạo ra những tác động ngoài ý muốn đến kết quả điều khiển

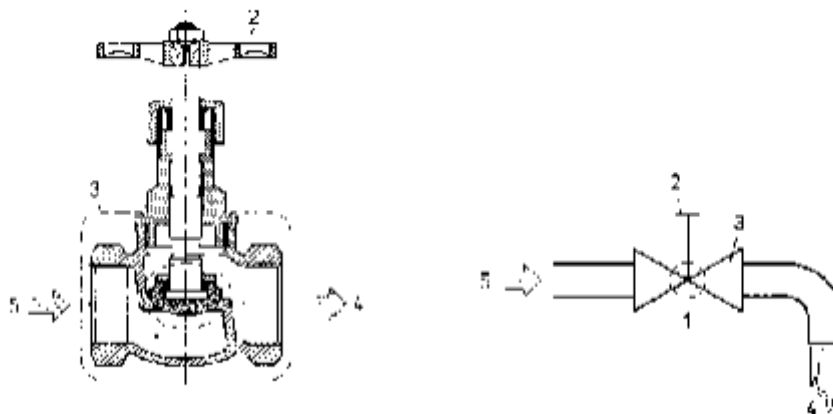


Hình 1.7 Định nghĩa hệ điều khiển hở



Hình 1.8 Sơ đồ khối một hệ điều khiển hở

Ví dụ 1: Hình 1.9 mô tả quá trình điều khiển lưu lượng nước chảy qua một vòi nước

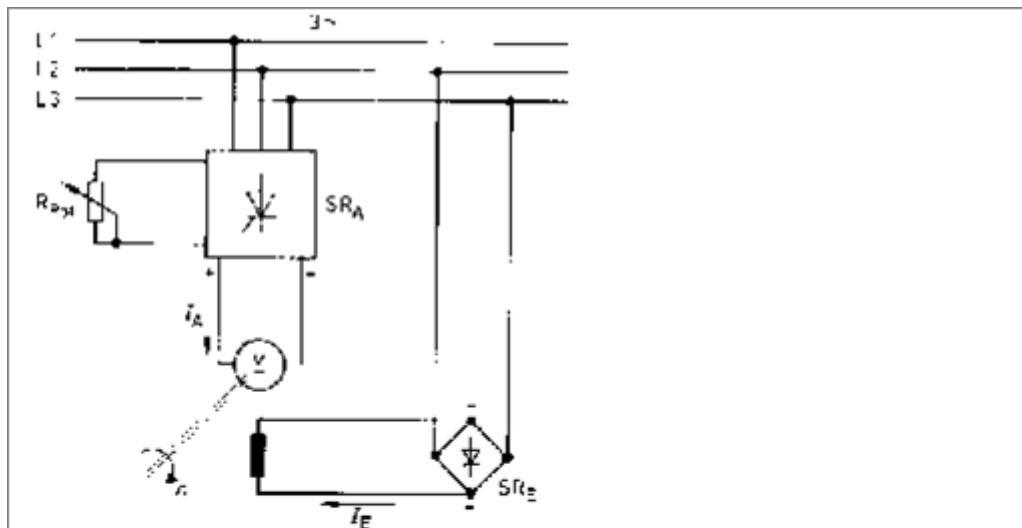


Hình 1.9 Minh họa một hệ điều khiển hở

Kết quả so sánh có thể trình bày như sau:

| | |
|--------------------------|---------------------------|
| Đại lượng ra (4) | - Lưu lượng nước |
| Đối tượng điều khiển (3) | - Ống dẫn của vòi nước |
| Phần tử chấp hành (1) | - Van cao su |
| Tín hiệu điều khiển | - Độ mở của van |
| Phần tử điều khiển (2) | - Tay vặn |
| Đại lượng vào | - Góc xoay của tay vặn |
| Nhiều (5) | - Sự thay đổi áp lực nước |

Ví dụ 2: Một động cơ một chiều được thay đổi tốc độ bởi mạch chỉnh lưu cầu có điều khiển (SRA) (hình 1.10) điện áp vào là 3 pha



Hình 1.10 Điều chỉnh vô cấp tốc độ động cơ một chiều bằng mạch chỉnh lưu 3 pha thay đổi được điện áp ra

| | |
|----------------------|---------------------------------------|
| Đại lượng ra | - Tốc độ động cơ |
| Đối tượng điều khiển | - Mạch chỉnh lưu và động cơ |
| Phần tử chấp hành | - Thyristor |
| Tín hiệu điều khiển | - Góc kích |
| Phần tử điều khiển | - Mạch tạo xung kích |
| Đại lượng vào | - Điện áp |
| Nhiều | - Biến thiên của tải và điện áp nguồn |

Từ hai ví dụ trên cho thấy: Quy luật của nhiễu thường là không biết trước, để loại bỏ những ảnh hưởng không tốt do nhiễu gây ra cho hệ thống, người ta thường sử dụng các điện áp bù đặt ở ngõ vào.

Ví dụ trong hệ thống điều khiển lò sưởi, nhiệt độ bên ngoài là nhiễu sẽ được cộng thêm với đại lượng vào W do đó, sẽ tự triệt tiêu được loại nhiễu này

3.2. Các phương pháp điều khiển

Dựa trên nguyên lý làm việc người ta chia thành hai phương pháp điều khiển.

- Điều khiển vô cấp
- Điều khiển gián đoạn

Dựa trên trình tự thực hiện người ta chia thành: Điều khiển theo chương trình, điều khiển theo thời gian, điều khiển theo tuyến, điều khiển theo quá trình và điều khiển lập trình.

3.2.1. Điều khiển vô cấp

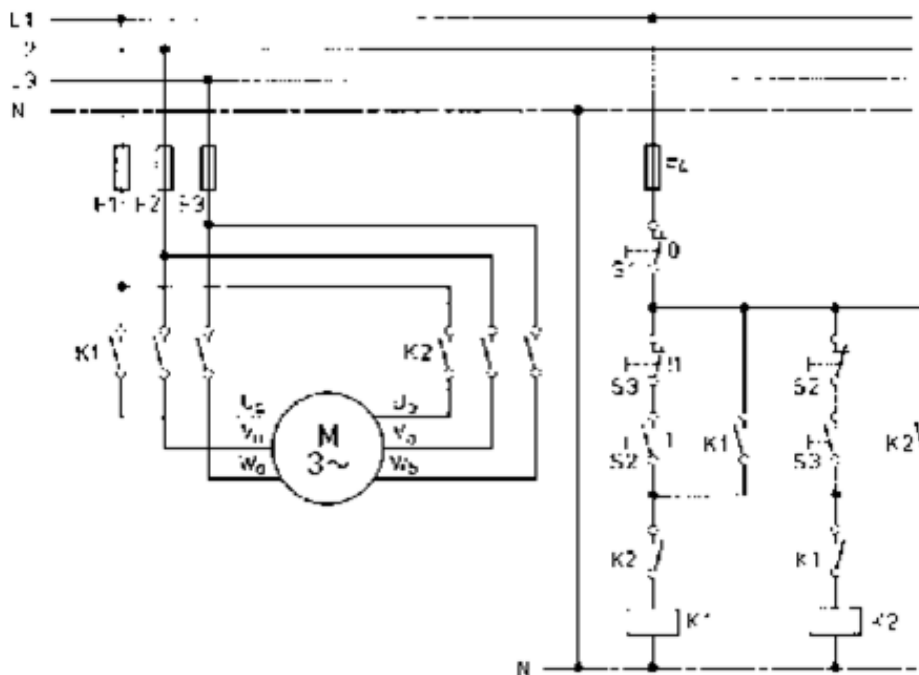
Trong phương pháp này giữa các đại lượng vào và đại lượng ra luôn tồn tại một quan hệ đơn trị ở trạng thái ổn định đến nỗi nhiễu cũng không làm xáo trộn hoạt động của hệ thống. Đại lượng vào w có thể được chỉnh định hoặc thay đổi từ 0 đến W_{max} bởi công nhân vận hành máy. Mạch điều chỉnh vô cấp độ sáng của đèn là một ví dụ

3.2.2. Điều khiển gián đoạn

Hệ thống điều khiển trong trường hợp này làm việc ở chế độ đóng-ngắt. Trước tiên, đại lượng vào có giá trị tương ứng với mức đóng (ON) để tác động phần tử chấp hành. Hệ thống sẽ chuyển sang trạng thái ngắt ví dụ khi nhấn nút STOP hoặc một tiếp điểm hành trình nào đó.

Phương pháp này được dùng rất phổ biến trong các hệ thống có phần tử chấp hành loại điện cơ như: Rơ le, công tắc tơ

Hình 1.11. Cho thấy một ví dụ mạch chuyển tốc độ nhảy cấp động cơ 3 pha không đồng bộ dùng công tắc tơ.



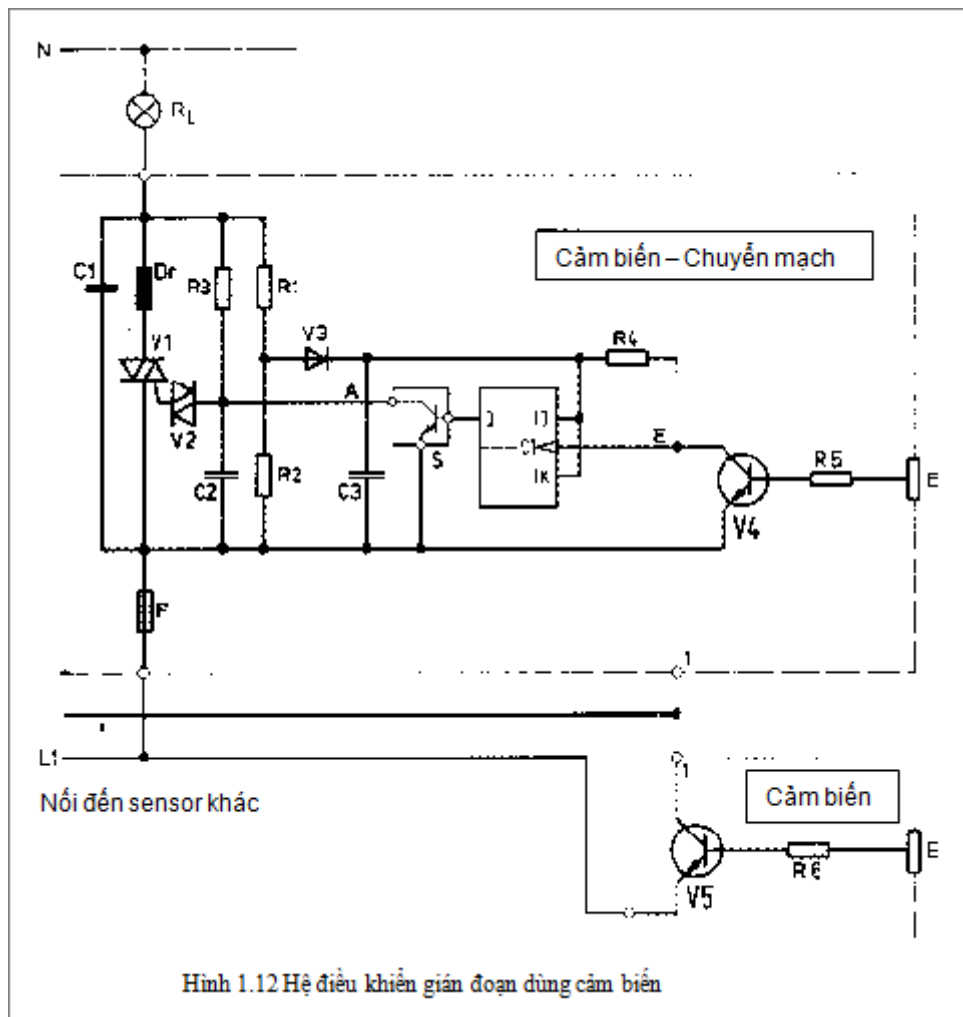
Hình 1.11 Điều khiển tốc độ nhảy cấp động cơ 3 pha hai dây quấn

Nguyên lý hoạt động :

Nút nhấn S2 hoặc S3 tác động đến các cuộn K1 hoặc K2 tùy thuộc vào chế độ làm việc của động cơ ở tốc độ thấp hoặc cao. Mạch chỉ có thể chuyển sang tốc độ khác sau khi tác động S1 (OFF).

Mạch điều khiển đảo chiều cũng tương tự như trên, chiều quay của động cơ 3 pha được điều khiển bằng cách đảo chiều từ trường.

Trong kỹ thuật lắp đặt điện gia dụng, phương pháp điều khiển gián đoạn được thực hiện bởi các rơ le dòng, mạch cảm biến - tiếp điểm và cảm biến - không tiếp điểm (bán dẫn), loại này được trình bày ở hình 1.12



Nguyên lý hoạt động :

Các phần tử R1, R2, V3 và C3 tạo nguồn nuôi cho Flip-Flop và các transistor trong mạch cảm biến và cảm biến, Flip-Flop đóng vai trò một rơ le điện tử. Khi có tín hiệu tại ngõ vào E (do tiếp xúc vào bản cực cảm biến B). Transistor S tắt, triac được kích trong khoảng thời gian từng bán kỳ của điện áp nguồn và lúc này có dòng qua tải. Xung vào tiếp theo làm transistor dẫn, tụ C2 bị ngắn mạch và triac chuyển sang trạng thái tắt, dòng qua tải bằng 0.

Một trường hợp đặc biệt của phương pháp điều khiển gián đoạn là "chế độ tiếp xúc", ở chế độ này trạng thái ON chỉ có hiệu lực khi một nút nhấn hoặc một tiếp điểm nhiều vị trí được duy trì trạng thái đóng, loại này thường gặp ở các cơ cấu nâng, mỗi một chuyển động như: Tới, lui, lên, xuống cần một nút nhấn riêng, trong ứng dụng này vị trí của cần trục là đại lượng ra X_{out}

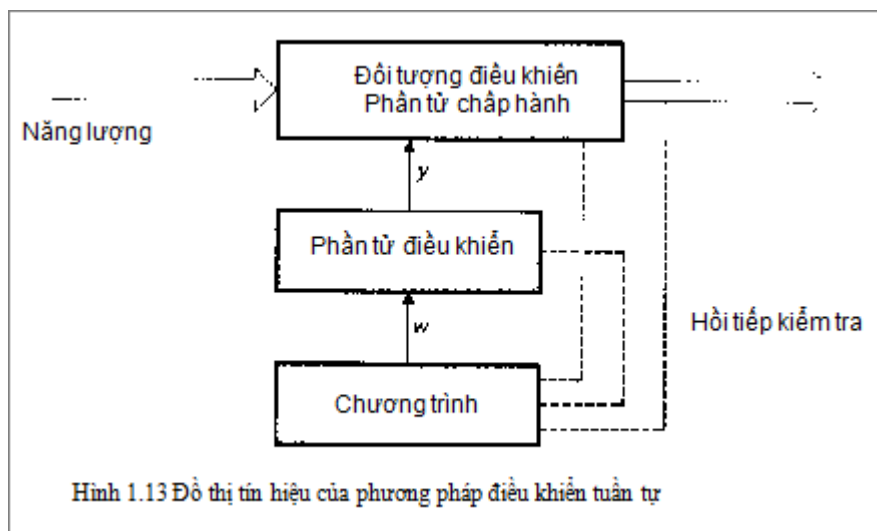
3.2.3. Điều khiển theo chương trình

Điều khiển theo chương trình là sự mở rộng của hai phương pháp điều khiển vô cấp và điều khiển gián đoạn, trong phương pháp này sử dụng các "cảm biến chương trình" và lại được chia làm hai loại: Điều khiển tuần tự theo thời gian và điều khiển theo tuyến.

Một ví dụ điều khiển tuần tự theo thời gian đơn giản nhất là quá trình điều khiển độ sáng bằng thiết bị định thời. Các cảm biến chương trình thường là các đĩa lệch tâm, cam chuyển mạch, băng đục lỗ và các loại băng từ.

Phương pháp điều khiển theo tuyến thường thấy ở các máy tự động gia công kim loại, việc điều khiển tốc độ quay và tốc độ ăn dao phụ thuộc vào vị trí của công cụ. trong lĩnh vực vận tải tốc độ vận chuyển được điều khiển phù hợp theo từng tuyến (tuyến truyền vận, tuyến hãm, vị trí dừng).

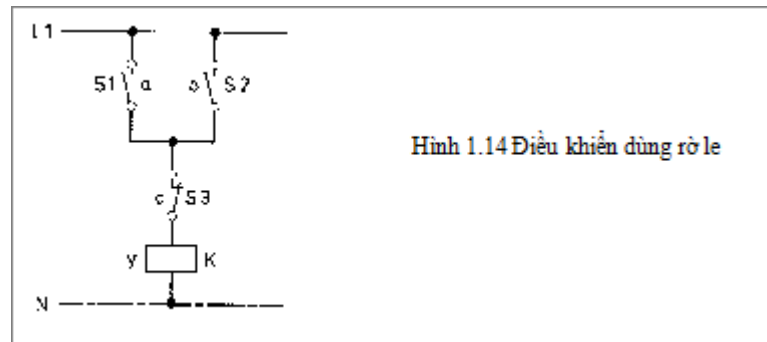
Mức phát triển cao hơn của phương pháp điều khiển theo chương trình là phương pháp điều khiển tuần tự theo quá trình (hình 1.13). Trong đó các thao tác hoặc các tiến trình vật lý được thực hiện theo một thứ tự đã được lập trình tùy thuộc vào các trạng thái đạt được của quá trình điều khiển. Chương trình có thể được cài đặt cố định hoặc được đọc ra từ các bìa đục lỗ, băng đục lỗ, băng từ hoặc một thiết bị lưu trữ khác



Một ví dụ đơn giản cho phương pháp này là mạch tự động đổi nối sao-tam giác, điều kiện để mạch được phép chuyển đổi cách nối là phải đạt được thời gian khởi động tối thiểu hoặc tốc độ tối thiểu của động cơ không đồng bộ 3 pha

3.2.4. Điều khiển lập trình

Việc nâng cao hiệu suất tự động hóa là một yêu cầu cần thiết của kỹ thuật điều khiển. Trong phương pháp điều khiển dùng rơ le và các linh kiện điện tử, quan hệ giữa các ngõ vào với các ngõ ra được mô tả bởi sơ đồ mạch điều khiển, các phần tử trong mạch được hàn nối với nhau theo sơ đồ này. Người ta gọi các hệ thống kể trên làm việc theo một "chương trình cứng", sơ đồ mạch điều khiển có thể được mô tả đầy đủ bằng cách liệt kê ra các quan hệ có trong đó. Ví dụ mô tả mạch điện vẽ ở hình 1.14.



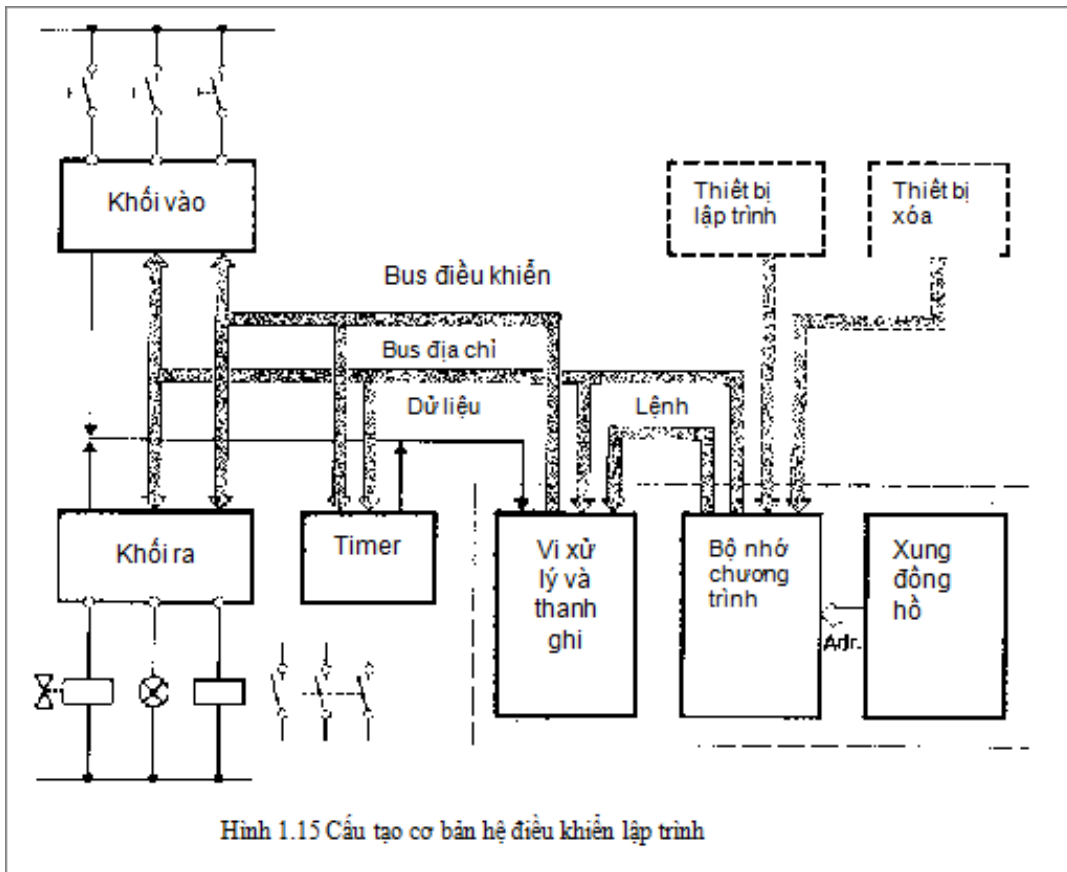
Khi a hoặc b đóng và c đang ở vị trí đóng thì rơ le y sẽ có điện, sự mô tả này được biểu diễn bởi phương trình

$$y = (a+b).c$$

Trong nhiều trường hợp, phương pháp như trên khó thực hiện và không kinh tế. Để khắc phục nhiều nhà sản xuất đã đưa ra phương pháp điều khiển có khả năng lập trình.

Trong phương pháp này yêu cầu điều khiển không phụ thuộc hoàn toàn vào một mạch điện đã được lắp ráp sẵn mà chủ yếu là vào một chương trình (phần mềm) gồm các chỉ thị điều khiển vi xử lý được sắp xếp phù hợp với thuật giải để giải quyết yêu cầu điều khiển đề ra. Ví dụ: Hệ thống điều khiển máy cán, máy công cụ và các máy gia công nhựa

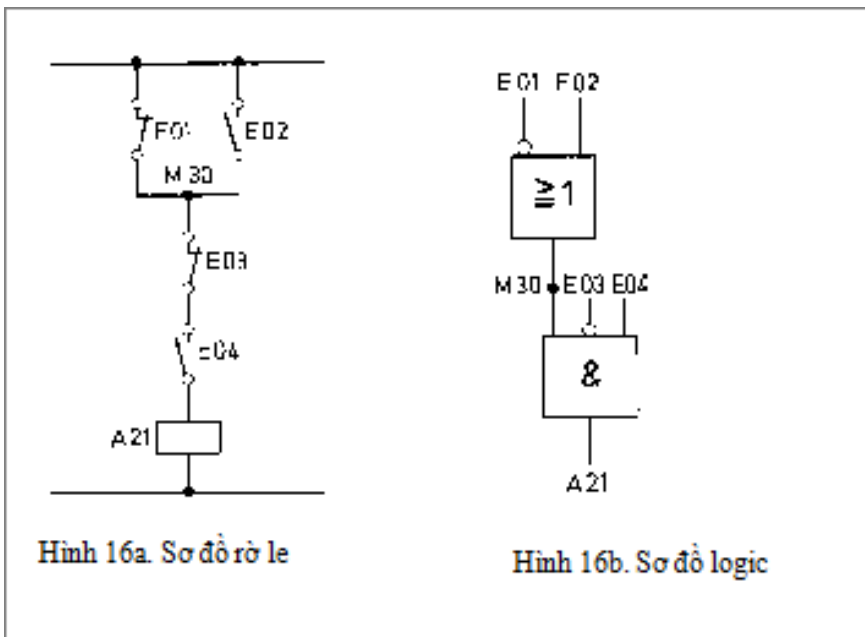
Cấu tạo cơ bản của hệ thống điều khiển lập trình được mô tả trong sơ đồ vẽ ở hình 1.15



Các lệnh thực hiện chương trình được chứa trong bộ nhớ chương trình, vi xử lý sẽ thi hành theo phần mã công tác của lệnh, các lệnh bắt đầu bởi các quan hệ logic và kết thúc bởi các thao tác đóng/ngắt mạch.

Khởi tạo xung đồng hồ liên kết với bộ đếm địa chỉ để đọc mã lệnh, các khởi vào và ra có nhiệm vụ giao tiếp với các thiết bị ngoại vi của hệ thống điều khiển lập trình

Ví dụ: Mạch điều khiển rơ le trong hình 1.16a có thể được mô tả bởi quan hệ logic tương ứng ở hình 1.16b và phương trình logic ở hình 1.16c



Hình 16a. Sơ đồ rơ le

Hình 16b. Sơ đồ logic

Phương trình logic

$$\overline{(\overline{E0.1 + E0.2}) \cdot \overline{E0.3} \cdot E0.4} = A2.1$$

16d) Chương trình điều khiển

UN E0.1
 O E0.2
 = M3.0
 U N3.0
 UN E0.3
 U E0.4
 = A2.1

3.3. Phần tử chấp hành

Các phần tử chấp hành trong một hệ tự động điều khiển không chỉ là các thiết bị điện mà còn bao gồm các van, con trượt và bơm định lượng. Bảng vẽ ở hình 1.17 liệt kê các phần tử chấp hành quan trọng trong kỹ thuật điện

4. Kỹ thuật điều chỉnh (Điều khiển mạch kín)

Một điểm cần lưu ý trong hệ thống điều khiển là ảnh hưởng của nhiễu đến đối tượng điều khiển hoặc phần tử điều khiển làm cho tín hiệu ra thay đổi một cách không kiểm soát được. Để cho tín hiệu ra đáp ứng đúng nhu cầu giá trị mong muốn, cần thiết phải có một khâu điều chỉnh có nhiệm vụ kiểm tra và sửa sai (so sánh giá trị đặt với giá trị thực). Nếu hệ thống không cần xử lý với tốc độ cao thì công việc này có thể được thực hiện bởi công nhân vận hành máy.

Ví dụ: Trường hợp tài xế lái xe, khi xe chạy lệch ra khỏi hướng đã định (giá trị đặt) do tác động của gió... (nhiễu) thì hướng chạy của xe sẽ được sửa lại bằng cách điều chỉnh tay lái bởi tài xế.

Việc ứng dụng kỹ thuật điều chỉnh cũng rất thích hợp trong các lò nung, chất lượng nung được bảo đảm vì nhiệt độ luôn được điều chỉnh đúng giá trị đặt trước.

4.1. Khái niệm

Như mô hình trình bày ở trên. Trong đó con người đóng vai trò khâu điều chỉnh - đã cho thấy tất cả đặc tính của hệ thống điều chỉnh bằng tay

Nói chung, quá trình điều chỉnh là một quá trình tự động, qua đó một đại lượng vật lý ví dụ nhiệt độ của lò nung là đại lượng mẫu luôn được ghi nhận và xử lý liên tục bằng cách so sánh giữa đại lượng mẫu với đại lượng chuẩn w (giá trị đặt) sửa sai biệt nếu có sẽ làm thay đổi tín hiệu điều khiển sao cho sửa sai biệt này giảm đến mức tối thiểu.

Đại lượng mẫu là yếu tố cần thiết cho khâu so sánh của quá trình điều chỉnh khép kín hay còn gọi là "vòng điều chỉnh" (hình 1.18).

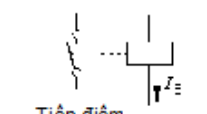
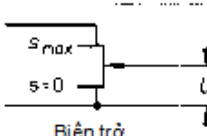
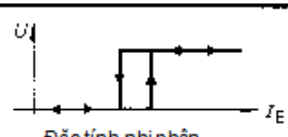
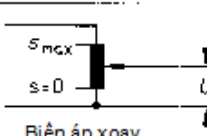
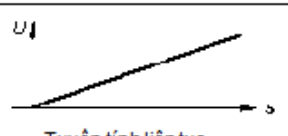
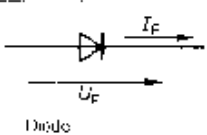
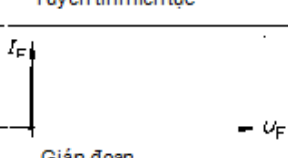
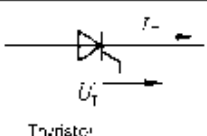
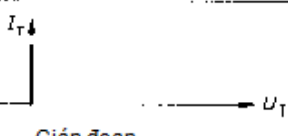
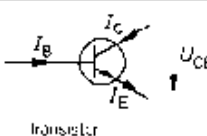
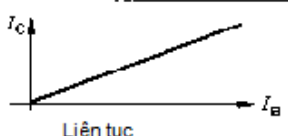
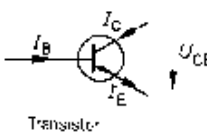
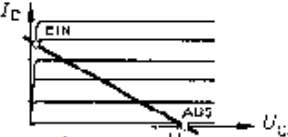
Trong vòng điều chỉnh được phân thành: Đối tượng điều chỉnh và khâu điều chỉnh, khâu điều chỉnh bao gồm cả khâu so sánh có tín hiệu ra phụ thuộc vào

sự sai biệt giữa đại lượng mẫu và đại lượng chuẩn, tín hiệu này sẽ điều chỉnh lại đại lượng ra theo đúng yêu cầu.

Mục đích cuối cùng của việc điều chỉnh là đạt được giá trị đặt chính là đại lượng vào trong kỹ thuật điều khiển, dựa vào đại lượng này người ta chia ra các loại: Điều chỉnh theo giá trị cố định, điều chỉnh tùy động và điều chỉnh theo trình tự thời gian.

Trong phương pháp điều chỉnh theo giá trị cố định, giá trị đặt là một hằng số trong suốt quá trình hoạt động.

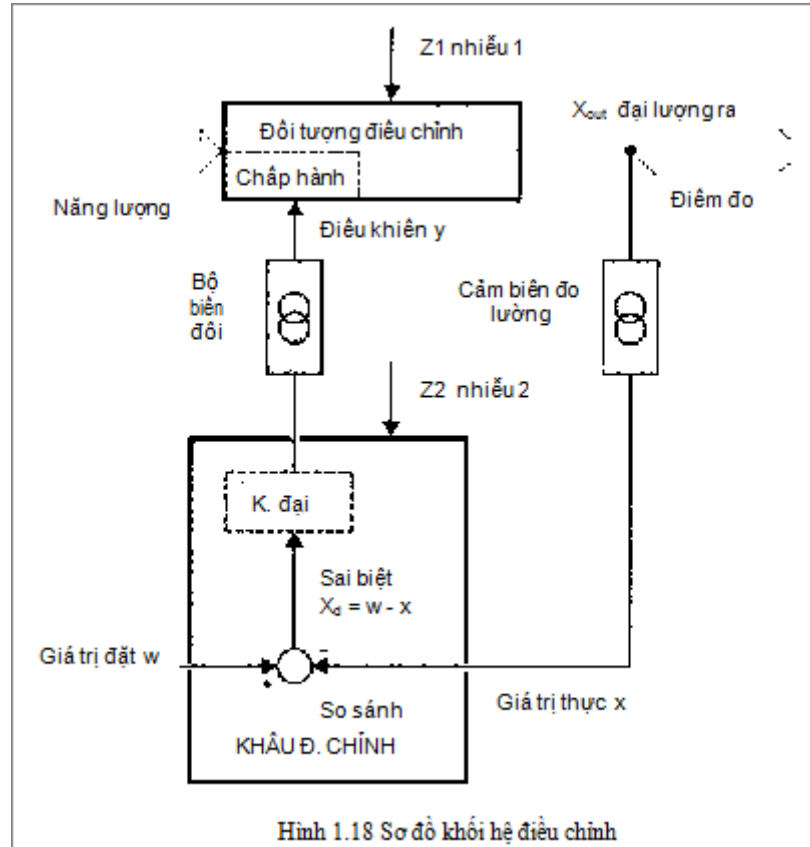
Trong phương pháp điều chỉnh tùy động, giá trị thực phụ thuộc theo giá trị đặt và giá trị này lại được thay đổi trong quá trình hoạt động. Ví dụ: Máy cắt bằng tia lửa điện, vị trí cắt được xác định bằng máy tính, tại mỗi vị trí có một giá trị đặt tương ứng.

| Phần tử chấp hành | Nguồn vào | Đặc tuyến |
|--|---------------------------------|--|
|  Tiếp điểm  Biến trở | Một chiều hoặc Xoay chiều |  Đặc tính nhị phân |
|  Biến áp xoay | |  Tuyến tính liên tục |
|  Diode | Xoay chiều |  Gián đoạn |
|  Thyristor | |  Gián đoạn |
|  Transistor | Điện áp một chiều |  Liên tục |
|  Transistor | |  Gián đoạn |

Hình 1.17 Các phần tử chấp hành quan trọng

Trong phương pháp điều chỉnh theo trình tự thời gian, giá trị đặt phụ thuộc theo một trình tự thời gian cho trước. Ví dụ: Hệ thống điều chỉnh giảm dần nhiệt độ trong phòng sau mỗi giờ đồng hồ.

Khác với trong kỹ thuật điều khiển, tín hiệu điều khiển trong kỹ thuật điều chỉnh không bị ảnh hưởng theo giá trị đặt mà chỉ phụ thuộc vào tín hiệu sai biệt X_d .

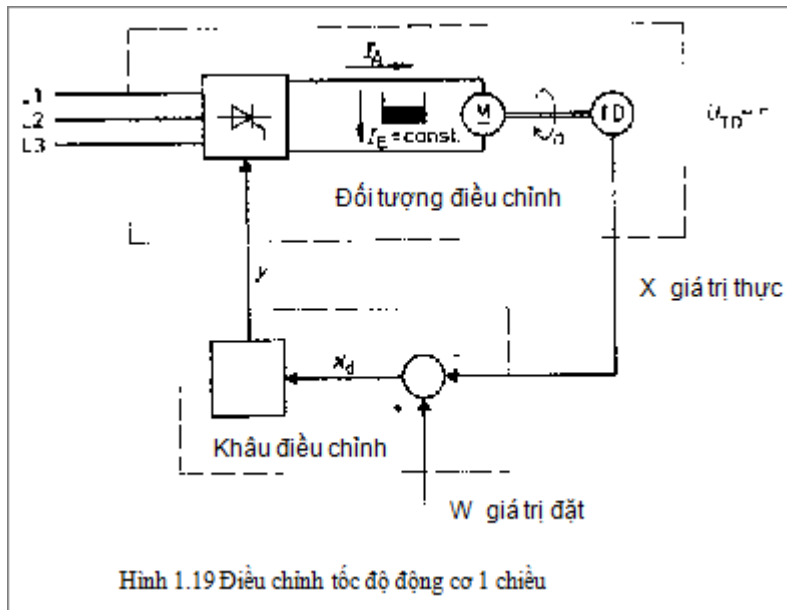


Đây là tín hiệu ra của khâu so sánh với hai tín hiệu vào là giá trị đặt w và giá trị mẫu x , sau đó tín hiệu điều khiển sẽ tiếp tục tác động đến phần tử chấp hành

Các khái niệm thường dùng trong kỹ thuật điều chỉnh là:

| | |
|---------------------------|----------------------|
| <i>Tín hiệu sai biệt</i> | $X_d = w - x$ |
| <i>Độ lệch điều chỉnh</i> | $X_w = x - w = -X_d$ |

Nhiều là những yếu tố gây ra các ảnh hưởng không mong muốn cho đối tượng điều chỉnh và khâu điều chỉnh, nhiễu tạo ra một thay đổi nhất định trong đại lượng mẫu x mặc dù giá trị đặt không đổi và trong đại lượng ra X_{out} mặc dù tín hiệu điều khiển cố định. Hình 1.19 trình bày một vòng điều chỉnh tạo nên từ một hệ điều khiển hở có hồi tiếp



4.2. Hoạt động của vòng điều chỉnh

Hình 1.18.và 1.19 cho thấy cấu tạo của một vòng điều chỉnh, trong đó chủ yếu là đổi tượng điều chỉnh và khâu điều chỉnh

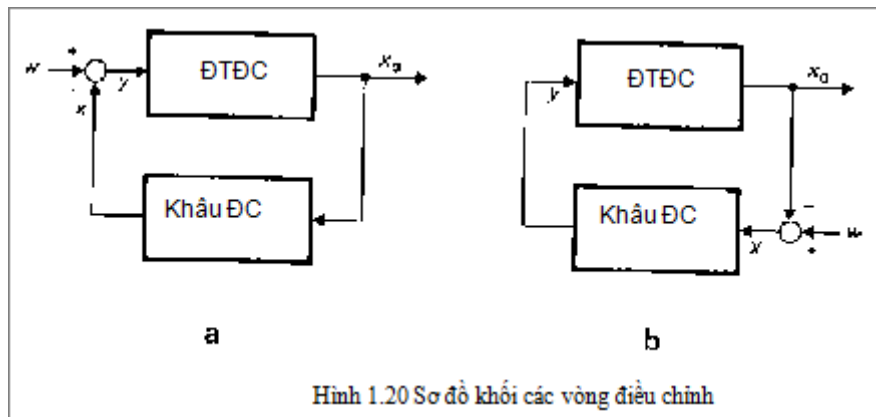
Giống như trong kỹ thuật điều khiển, đại lượng ra được lấy từ đổi tượng điều chỉnh, đặc tính vật lý phụ thuộc vào cấu tạo của chúng. Trong hình 1.19 đổi tượng điều chỉnh gồm một mạch chỉnh lưu có điều khiển dùng làm nguồn cấp điện cho động cơ một chiều. Tốc độ n của động cơ là đại lượng mẫu được một máy phát tốc biến đổi từ tốc độ sang điện áp, khâu này được gọi là khâu biến đổi (cảm biến đo lường) giá trị đo. Trong khâu điều chỉnh gồm một khối so sánh giữa hai giá trị: Mẫu và Đặt, ngõ ra của khối so sánh xuất hiện tín hiệu sai biệt và được dùng để điều chỉnh lại góc kích của mạch chỉnh lưu có điều khiển nhằm làm cho tốc độ động cơ đạt được giá trị mong muốn.

Tốc độ sai biệt luôn tồn tại trong vòng điều chỉnh do tác động của nhiễu hoặc có sự thay đổi của đại lượng đặt. Trong hệ thống vẽ ở hình 1.19 Nhiễu có thể là sự biến thiên của tải hoặc của điện áp nguồn cung cấp. Để loại bỏ ảnh hưởng của nhiễu cần thiết phải thêm vào hệ thống một khâu điều chỉnh có đặc tính được chọn thích hợp. Tuy nhiên, để có thể chọn được khâu điều chỉnh có đặc tính hợp lý nhất thì phải nắm rõ tính chất của đổi tượng điều chỉnh

Điểm khác nhau giữa kỹ thuật điều khiển và kỹ thuật điều chỉnh là việc hồi tiếp tín hiệu ra trở lại ngõ vào của hệ thống. Trên đường hồi tiếp bao gồm một khâu điều chỉnh và một khâu so sánh, trong sơ đồ khối cho thấy tín hiệu mẫu x có thêm dấu trừ có nghĩa là tín hiệu hồi tiếp bị đảo pha (hồi tiếp âm), điều này là cần thiết để hệ thống được ổn định: Khi tín hiệu ra x_{out} tăng lên thì tín hiệu điều chỉnh y sẽ giảm xuống và ngược lại. Hình 1.20 trình bày nguyên tắc của hai vòng điều chỉnh.

Sơ đồ ở hình a tương tự như một mạch khuếch đại đảo trong đó đổi tượng điều chỉnh là một khuếch đại thuật toán và khâu điều chỉnh là các điện

trở hồi tiếp âm, tín hiệu hồi tiếp được đưa vào ngõ vào đảo của Khuếch đại thuật toán nhằm mục đích đảo pha.



Hình 1.20 Sơ đồ khối các vòng điều chỉnh

Thông thường khâu so sánh được đặt trước khâu điều chỉnh (hình 1.20b) và hình 1.19 là một mạch điện hình của loại này.

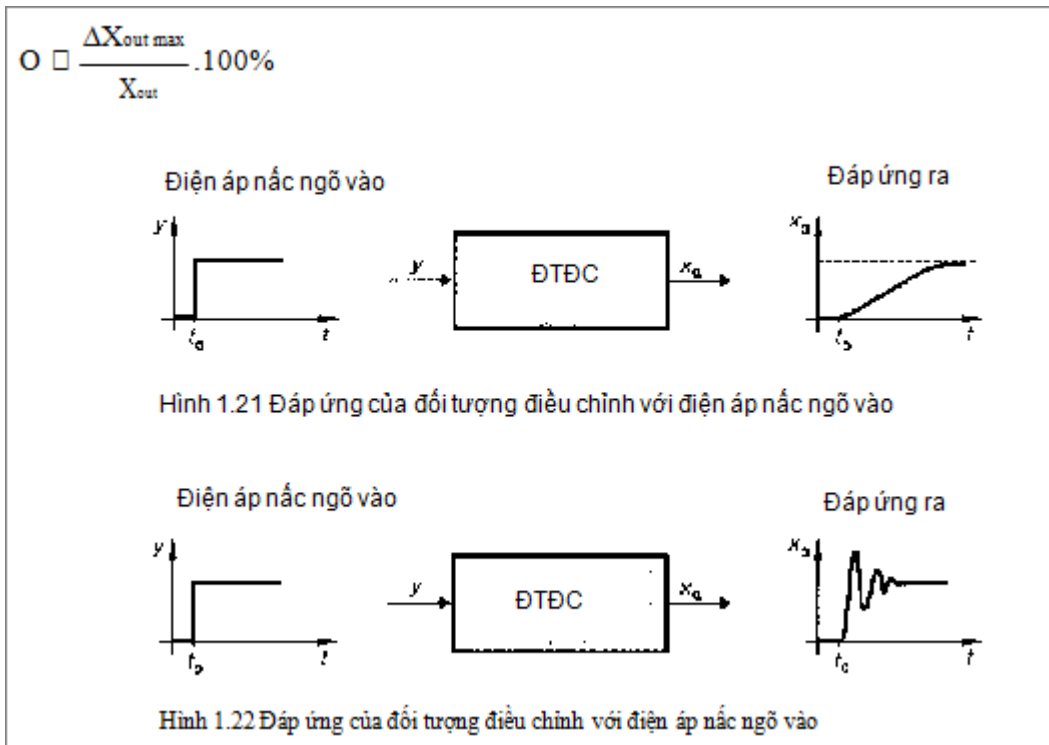
Một vòng điều chỉnh khép kín có một đáp ứng nhất định đối với sự biến thiên của đại lượng chỉnh định và cả của nhiễu. Do đó, các vòng điều chỉnh được chia thành hai loại: Vòng điều chỉnh đáp ứng với nhiễu và vòng điều chỉnh đáp ứng với đại lượng chỉnh định.

Có nhiều phương pháp xác định đặc tính của đối tượng điều chỉnh, của khâu điều chỉnh và của vòng điều chỉnh. Trong phương pháp tần số người ta đặt lên ngõ vào của hệ thống một tín hiệu hình sin có biên độ cố định nhưng tần số thay đổi, sau đó đo biên độ và pha của tín hiệu ra tương ứng với các tần số khác nhau của tín hiệu vào.

Phương pháp thứ hai là phương pháp xung được dùng để khảo sát đáp ứng của hệ thống ứng với một tín hiệu đột biến ở ngõ vào, dạng tín hiệu ra được gọi là đáp ứng xung của hệ thống.

Trong hệ thống ở hình 1.21 khi ngõ vào xuất hiện một đột biến điện áp thì phải sau một khoảng thời gian nhất định điện áp ra mới đạt được giá trị xác lập, tốc độ đáp ứng của hệ thống được xác định dựa trên thời gian chuyển tiếp T_r là khoảng thời gian cần thiết để điện áp ra tăng đến giá trị xác lập X_{out} với một sai số là ΔX_{out} , sai số này phụ thuộc vào yêu cầu của hệ thống. Trong trạng thái chuyển tiếp, tất cả các quá trình điều hòa sẽ giảm đi và tiến đến chế độ xác lập. Nếu đặt cùng một đột biến điện áp như thế vào đối tượng điều chỉnh có đặc tính khác, đáp ứng của hệ có thể giống như ở hình 1.22.

Trong trường hợp này tốc độ đáp ứng của hệ thống nhanh hơn nhưng tín hiệu ra sẽ có hiện tượng vượt lố, do đó phát sinh thêm một tiêu chuẩn để đánh giá hệ thống đó là độ vượt lố O có giá trị được tính theo công thức.



Trong thực tế, cả hai thông số T_{tr} và O càng nhỏ càng tốt, nhưng thường không đạt được cả hai mà phải chọn một biện pháp dung hòa giữa hai yêu cầu trên. Hình 1.23 mô tả hai đặc tính trên của hệ thống điều chỉnh.

Đáp ứng đối với nhiễu và đối với đại lượng đặt của một vòng điều chỉnh được xác

định dựa vào hai phương pháp vừa trình bày ở trên.

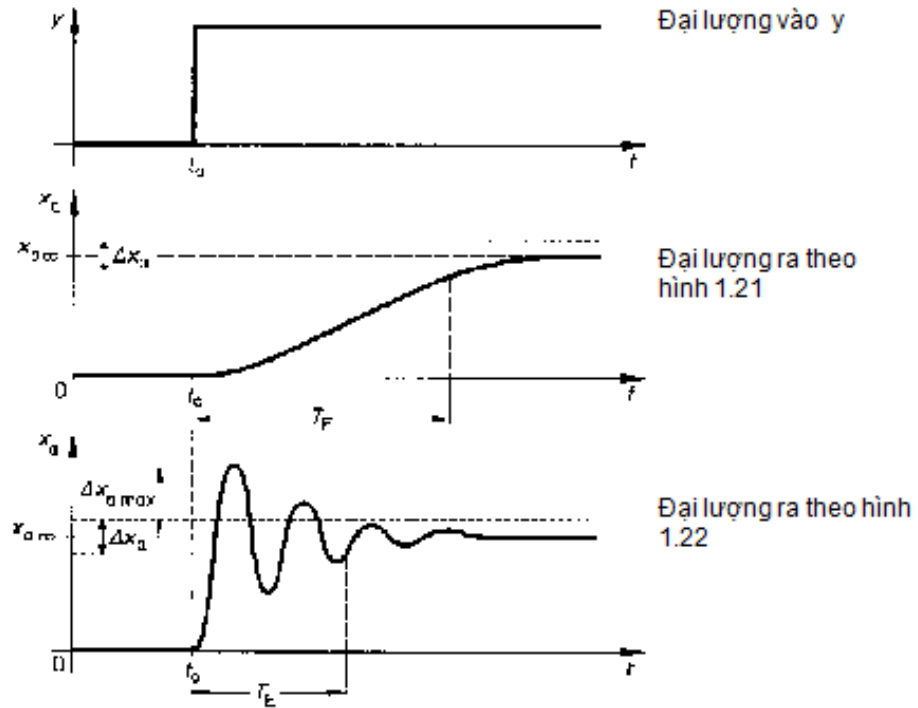
4.2.1. Đáp ứng nhiễu trong phương pháp giá trị cố định

Để khảo sát đáp ứng nhiễu của một vòng điều chỉnh, trước tiên giữ cho đại lượng đặt w không đổi và sau đó khảo sát biến thiên của tín hiệu ra khi có tác động của nhiễu. Hình 1.24 trình bày đồ thị thời gian của các đại lượng này.

Lấy ví dụ ở hình 1.19, nhiễu là sự biến thiên của tải đặt lên động cơ. Đầu tiên đặt lên động cơ tải cố định có trị số z_0 (hình 1.24) và thay đổi đại lượng đặt w_0 tốc độ tương ứng lúc này là $n_0 = x_{out 0}$

Tại thời điểm t_1 , thay đổi tải từ giá trị z_0 lên z_1 (lượng biến thiên là Δz_0) tốc độ động cơ cũng sẽ thay đổi theo nhiễu hay ít là phụ thuộc vào chất lượng của vòng điều chỉnh, khi hệ thống đã ở chế độ xác lập, tốc độ lúc này là $n_1 = x_{out 1}$. Sự sai biệt giữa tốc độ trước và sau tác động của nhiễu còn gọi là độ lệch xác lập là:

$$\Delta X_{out \square \square} = X_{out 0} - X_{out 1} = n_0 - n_1$$



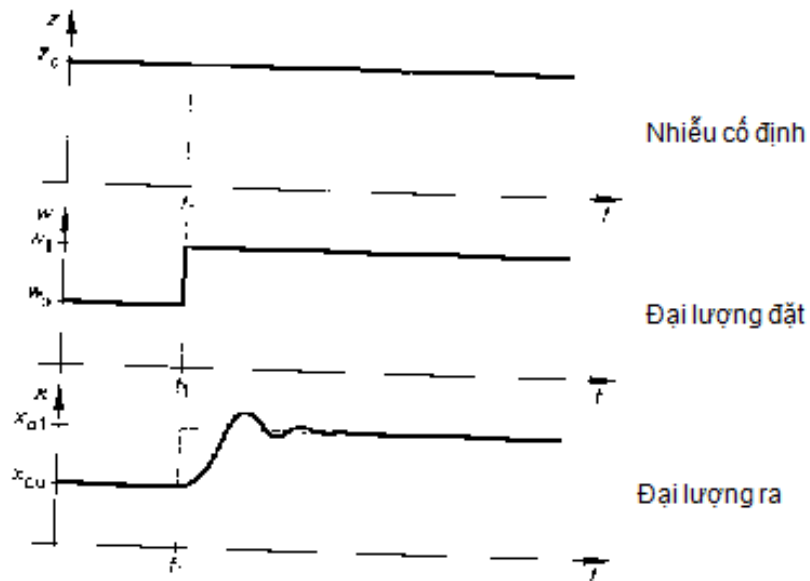
Hình 1.23 Trình bày 2 thông số đặc tính trong phương pháp điện áp nấc

Và được gọi là độ lệch điều chỉnh. Trong đó chỉ số ∞ có nghĩa là trị số xác lập mới chỉ đạt được sau một khoảng thời gian vô cùng lớn.

Một hệ thống điều chỉnh được gọi là tốt khi $\Delta X_{out \infty} = 0$, điều này sẽ được giải thích ở đề mục 4.4.2

4.2.2. Đáp ứng của hệ tùy động với giá trị đặt

Để khảo sát đáp ứng này, giá trị của nhiễu được giữ cố định và khảo sát tín hiệu ra tương ứng với sự thay đổi của đại lượng đặt từ w_0 đến w_1 . Hình 1.25 trình bày đồ thị thời gian của các đại lượng nêu trên



Hình 1.25 Đáp ứng với giá trị đặt

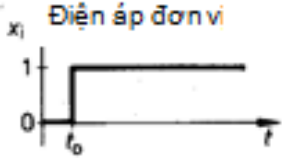
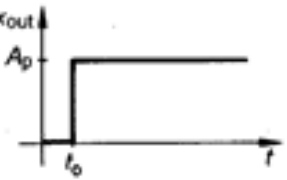
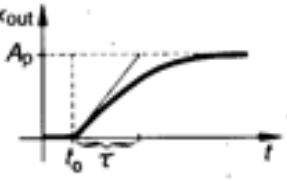
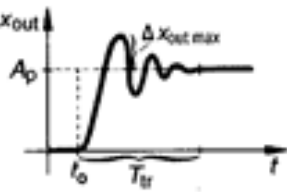
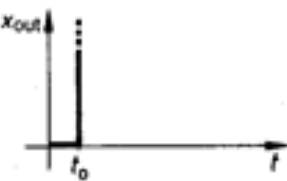
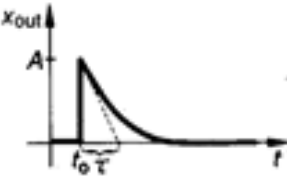
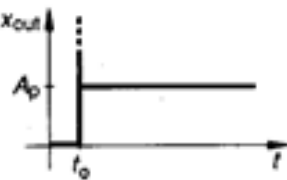
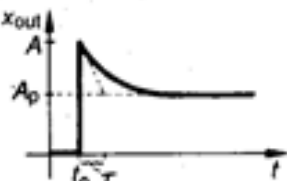
Lấy ví dụ điều khiển động cơ một chiều ở hình 1.19 để dễ minh họa đáp ứng này của hệ thống.

Giả sử tải và điện áp nguồn (nguyên nhân gây nhiễu) được giữ ổn định, thay đổi đại lượng đặt w từ w_0 đến w_1 tốc độ động cơ cũng sẽ thay đổi từ n_0 đến n_1 sau một thời gian trì hoãn do quán tính của hệ thống, một hệ thống điều chỉnh tốt khi giảm được thời gian trì hoãn và độ vượt lố của tín hiệu ra.

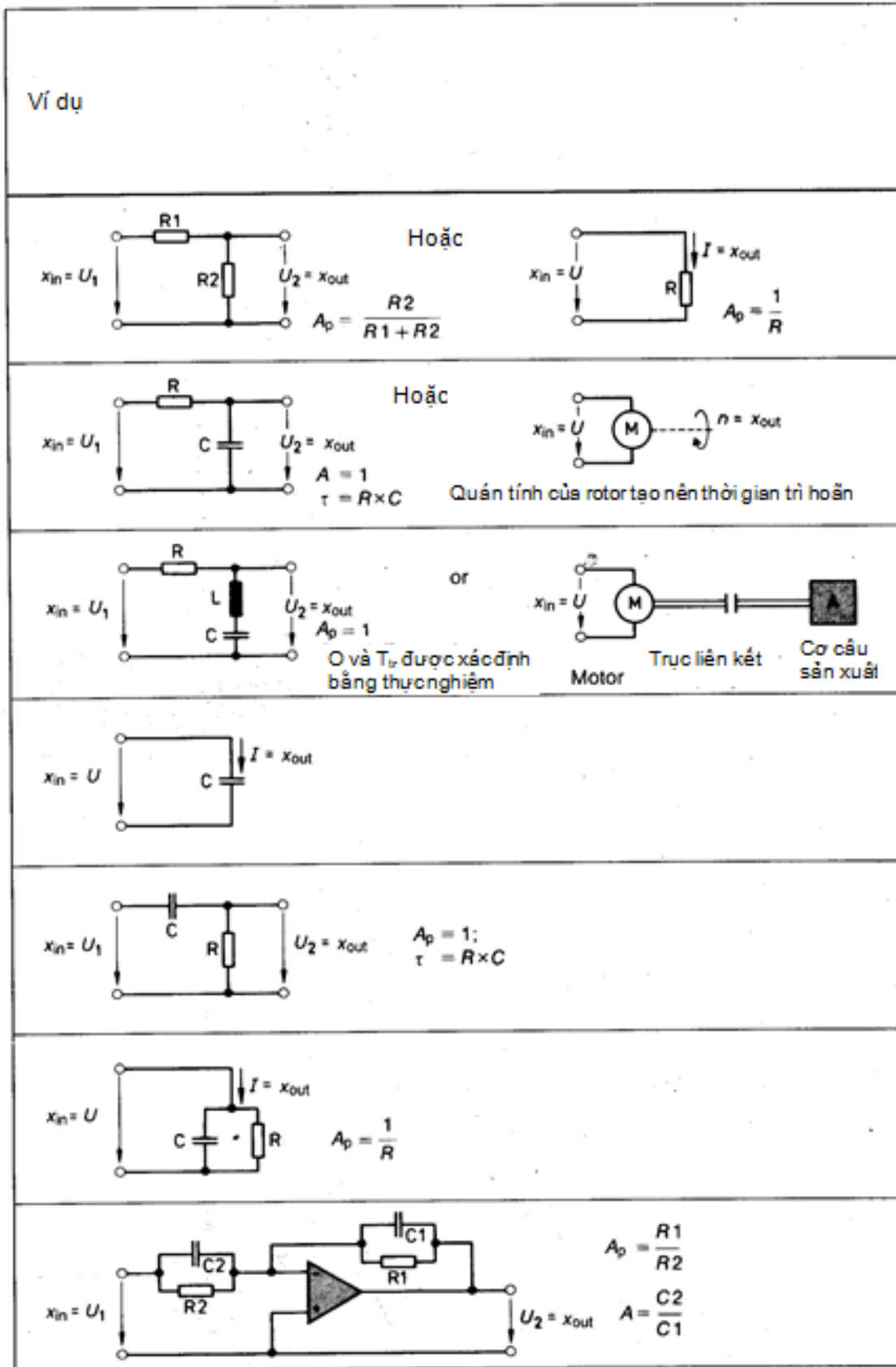
4.3. Đặc tính các khâu điều chỉnh cơ bản

Như đã đề cập trong phần 4.2. Một khâu điều chỉnh phải điều chỉnh một đối tượng. Do đặc tính các đối tượng không giống nhau nên cũng phải cần có các kiểu điều chỉnh khác nhau. Đặc tính của các khâu và của các đối tượng điều chỉnh được đặc trưng bởi đáp ứng của chúng ứng với tín hiệu đơn vị (là tín hiệu có giá trị từ 0 lên 1) sự thay đổi điện áp ra khi có tác động của điện áp đơn vị gọi là hàm truyền. Trong hình 1.26a và hình 1.26b trình bày các kiểu quan trọng nhất của các khâu điều chỉnh cơ bản kèm theo hàm truyền, các thông số đặc trưng và các ví dụ điển hình.

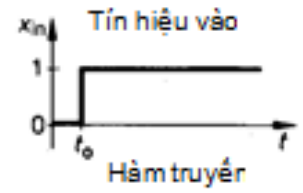
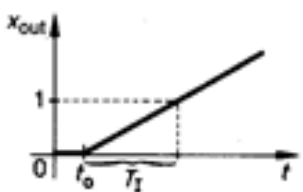
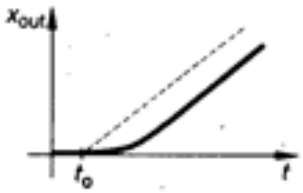
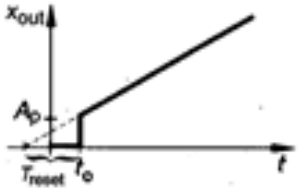
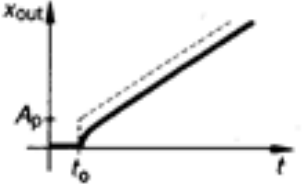
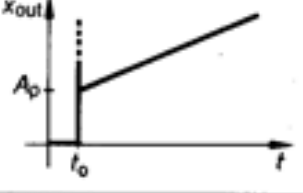
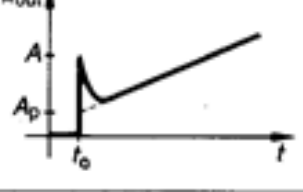

Để xác định hàm truyền, trước tiên phải đặt hệ thống ở trạng thái tĩnh có nghĩa là năng lượng còn trữ trong đó phải được phóng hết

| | | |
|---|---|--|
| Tên gọi |  <p>Điện áp đơn vị</p> | Thông số đặc trưng |
| | Hàm truyền G | |
| Khâu tỉ lệ (P) |  | Hệ số tỉ lệ A_p $A_p = \frac{x_{out}}{x_{in}}$ |
| Khâu quán tính bậc 1 (PT1) |  | Hệ số tỉ lệ A_p $A_p = \frac{x_{out \infty}}{x_{in}}$; Hằng số thời gian τ τ là thời gian cần thiết để tín hiệu ra tăng đến 63% trị xác lập |
| Khâu quán tính bậc 2 (PT2) |  | Hệ số tỉ lệ A_p $A_p = \frac{x_{out \infty}}{x_{in}}$ Thời gian chuyển tiếp T_{tr} (h. 1.23) |
| Khâu vi phân (D) |  | Hàm truyền theo lý thuyết là 1 xung có biên độ vô cùng và bề rộng bằng 0 Hằng số vi phân K_D |
| Khâu vi phân quán tính bậc 1 (DT1) |  | Hệ số khuếch đại A Hằng số thời gian τ |
| Khâu vi phân – Tỉ lệ (PD) |  | Hệ số tỉ lệ A_p Xem khâu vi phân |
| Khâu vi phân – Tỉ lệ – Quán tính bậc 1 (PDT1) |  | Hệ số tỉ lệ A_p, A Hằng số thời gian τ |

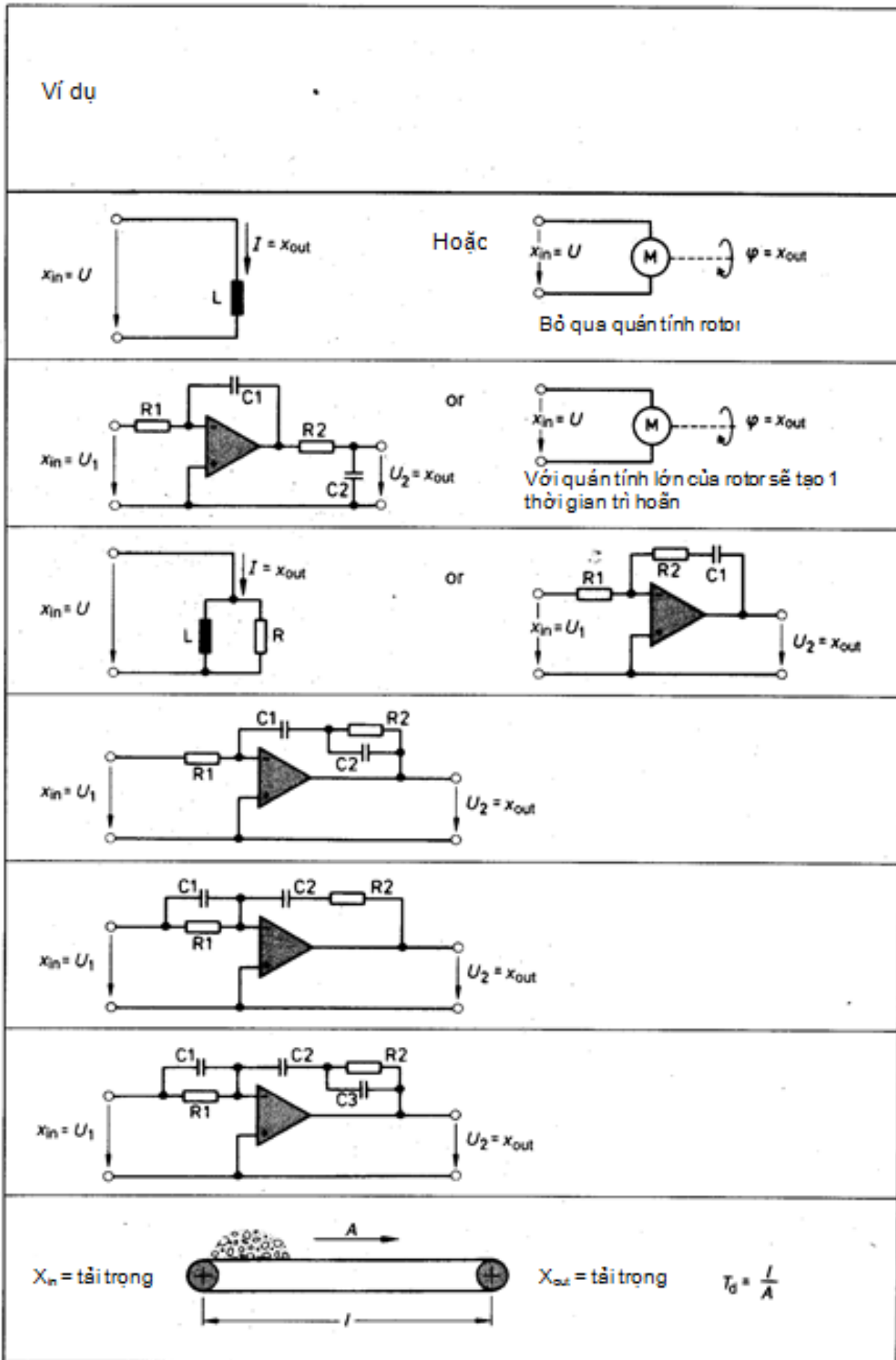
Hình 2.16a Các khâu điều chỉnh cơ bản: Đặc tính và ví dụ



Hình 2.16a Các khâu điều chỉnh cơ bản: Đặc tính và ví dụ

| | | |
|---|---|---|
| Tên gọi |  | Thông số đặc trưng |
| Khâu tích phân |  | Hằng số tích phân T_I còn gọi là K_I |
| Khâu tích phân – Quán tính bậc 1 (IT1) |  | Hằng số tích phân T_I Hằng số thời gian τ |
| Khâu tích phân – Tỷ lệ (PI) |  | Thời gian hiệu chỉnh T_{reset} Hệ số tỷ lệ A_p Đáp ứng của khâu PI giống như khâu I, quá trình tích phân xảy ra trước thời điểm xuất hiện xung vào một khoảng bằng thời gian hiệu chỉnh |
| Khâu tích phân – Tỷ lệ - Quán tính bậc 1 (PIT1) |  | |
| Khâu Vi tích phân – Tỷ lệ (PID) |  | P – Hệ số tỷ lệ A_p I – Hằng số tích phân T_I D – Hằng số vi phân K_D |
| Khâu Vi tích phân – Tỷ lệ - Quán tính bậc 1 (PIDT1) |  | P – Hệ số tỷ lệ A_p DT1 – Hệ số tỷ lệ A T_1 – Hằng số thời gian τ I – Hằng số tích phân T_I |
| Khâu trễ T_D |  | Khâu này có thời gian trễ cố định T_D đối với tín hiệu vào |

Hình 1.26b Các khâu điều khiển cơ bản : Đặc tính và ví dụ



Hình 1.26b Các khâu điều khiển cơ bản : Đặc tính và ví dụ

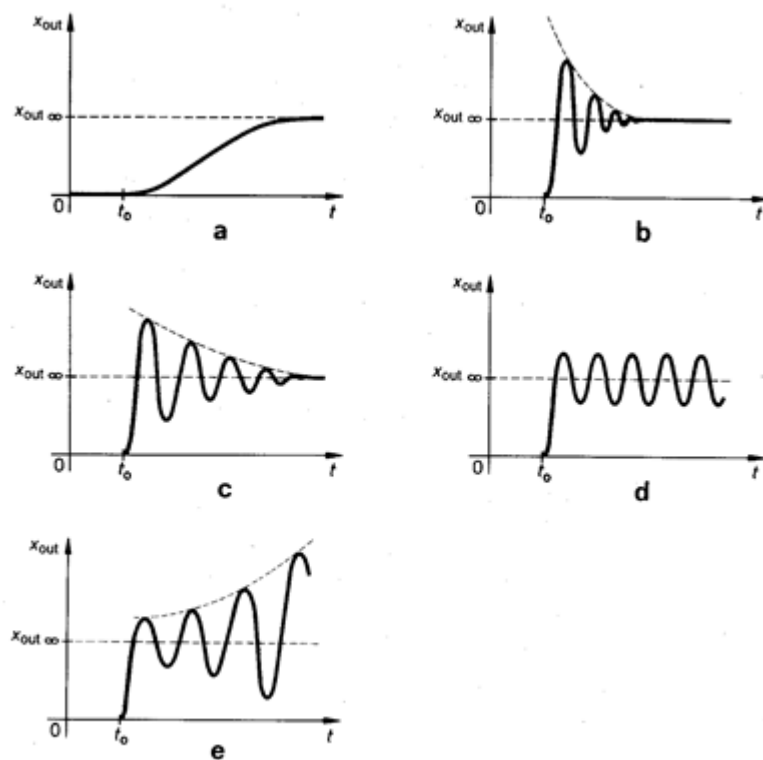
Hệ thống với hai phần tử tích trữ năng lượng

Một hệ thống mà hàm truyền của nó tạo nên một dao động thì trong nó luôn tồn tại 2 phần tử tích trữ năng lượng có đặc tính khác nhau và năng lượng có thể trao đổi qua lại giữa chúng với nhau. Ví dụ trong khâu quán tính bậc hai ở hình 1.26 có một mạch dao động LC và trong trường hợp truyền động bằng động cơ các phần tử tích trữ năng lượng là khối lượng quay và thiết bị giảm chấn, năng lượng trao đổi giữa chúng với nhau thông qua các liên kết cơ học. Những hệ thống như thế trong kỹ thuật điều chỉnh được gọi là hệ PT₂.

Các hệ PT₂ rất thường gặp trên thực tế. Hình 1.27 trình bày các dạng hàm truyền khác nhau. Các hàm ở hình 1.27a, 1.27b và 1.27c có một điểm giống nhau là sau một khoảng thời gian chuyển tiếp ngắn, ngõ ra sẽ đạt giá trị xác lập $x_{out \infty}$ và hệ thống ổn định tại vị trí này.

Hình 1.27a trình bày một trường hợp giới hạn không tuần hoàn, hàm truyền là thẳng và chưa gây ra hiện tượng vượt quá.

Hình 1.27b và 1.27c là các dao động tắt dần theo quy luật hàm mũ



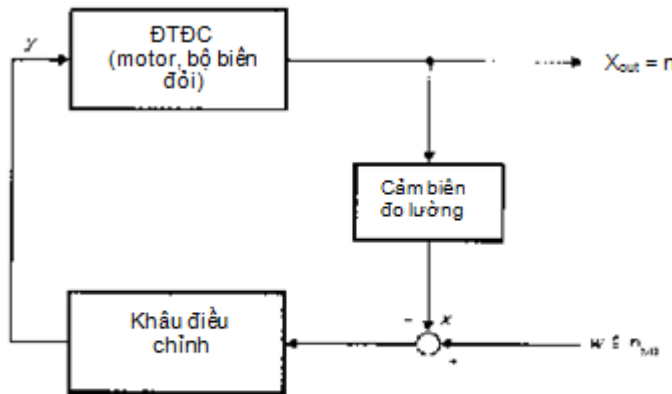
Hình 1.27 Hàm truyền của hệ PT₂

Hệ điều chỉnh ở hình 1.27d tạo ra một dao động liên tục và ở hình 1.27e cho thấy một dao động có biên độ tăng dần theo quy luật hàm mũ, cả hai hệ này không ổn định vì không đạt được giá trị xác lập.

Một tiêu chuẩn để đánh giá độ ổn định của các hệ thống như trên đó là việc giảm dần dao động phát sinh, thời gian suy giảm càng nhanh thì độ ổn định của hệ thống càng tốt. Trong thực tế hệ thống được chỉnh định có dạng như hình 1.27b là hợp lý. Tuy nhiên cũng có trường hợp bắt buộc không được có hiện tượng vượt ló

4.4. Khâu điều chỉnh dùng op-amp

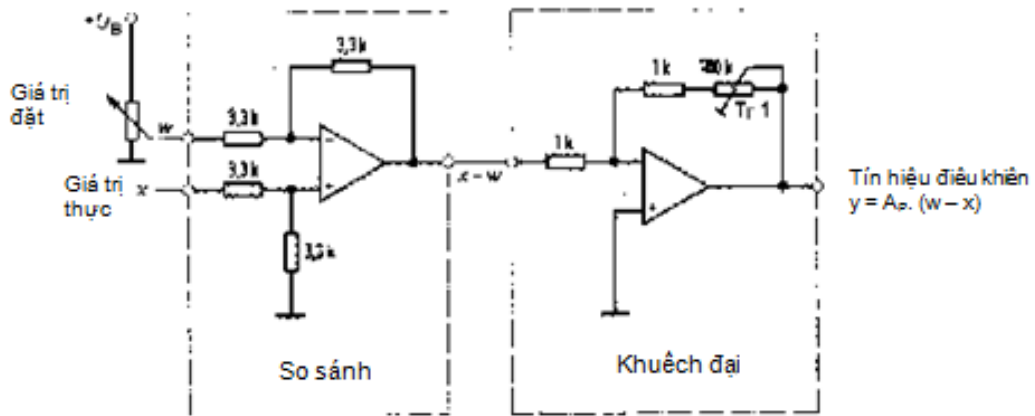
Khuếch đại thuật toán thường được dùng trong các khâu điều chỉnh điện tử, KĐTT có thể thực hiện rất nhiều chức năng khác nhau nhờ vào các linh kiện ráp thêm bên ngoài. Hình 1.28 cho thấy một khâu điều chỉnh phức tạp dùng KĐTT.



Hình 1.28 Vòng điều chỉnh tốc độ

4.4.1. Khâu tỉ lệ dùng op-amp

Đối tượng điều chỉnh bao gồm một động cơ, khối biến đổi công suất với mạch kích, điện áp điều khiển được tạo ra từ khâu điều chỉnh chính là tín hiệu vào của đối tượng điều chỉnh. Cảm biến đo lường tạo ra một điện áp tỉ lệ với tốc độ quay thực của động cơ. Mạch điện trong hình 1.29 là sơ đồ của khâu điều chỉnh và mạch cộng trong hình 1.28. Trong cả hai trường hợp, mạch so sánh - mạch trừ - bảo đảm sao cho tín hiệu sai biệt giữa giá trị thực x và giá trị đặt w luôn được tạo ra. Tín hiệu này hoặc độ lệch điều chỉnh sau đó được đưa vào mạch khuếch đại đảo.



Hình 1.29 Khâu P dùng 2 op-amp

Trong phần 4.2 đã đề cập rằng: Để hệ thống được ổn định trong vùng làm việc thì đại lượng mẫu x phải đảo pha. Trong hình 1.29 đại lượng x được đưa vào ngõ không đảo của mạch so sánh và sau đó được đảo pha ở phần mạch khuếch đại, còn đối với đại lượng đặt thì bị đảo pha hai lần nên cực tính vẫn không thay đổi.

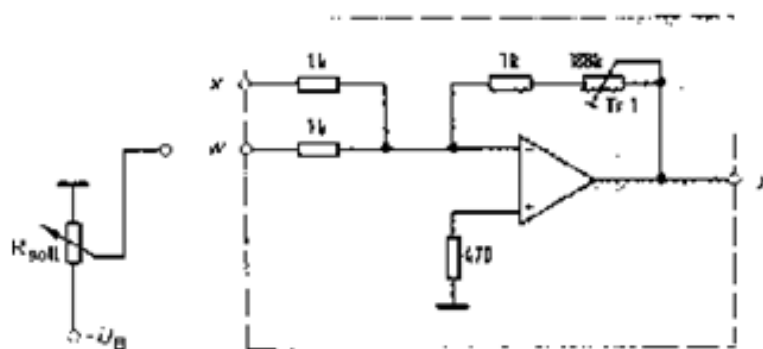
Hệ số tỉ lệ A_p của mạch có thể chỉnh được từ $A_p = 1$ đến $A_p = 100$ với biến trở đặt ở nhánh hồi tiếp của mạch khuếch đại đảo.

Bây giờ nếu thay đổi biến trở điều chỉnh sao cho đại lượng đặt tăng lên thì điện áp ra y của khâu điều chỉnh cũng sẽ tăng theo tác động đến phần tử chấp hành trong đối tượng điều chỉnh để tạo ra một điện áp lớn hơn cung cấp cho động cơ. Do đó, tốc độ hệ thống cũng sẽ tăng lên

Quá trình diễn tiến ngược lại khi giảm tải động cơ và khâu điều chỉnh sẽ làm cho tốc độ đã tăng giảm xuống trở lại.

Khâu tỉ lệ P có thể bị sai lệch bởi nhiễu, độ lệch càng nhỏ hệ số khuếch đại khâu điều chỉnh càng lớn, độ lệch điều chỉnh cũng làm cho tốc độ ban đầu của động cơ tương ứng với trị số đặt không còn đúng. Đây là khuyết điểm của khâu tỉ lệ ngược lại với ưu điểm tác động rất nhanh của mạch.

Nếu cực tính của trị số thực tế và trị số đặt được chọn phù hợp thì có thể thực hiện khâu điều chỉnh chỉ dùng duy nhất một op-amp (hình 1.30)

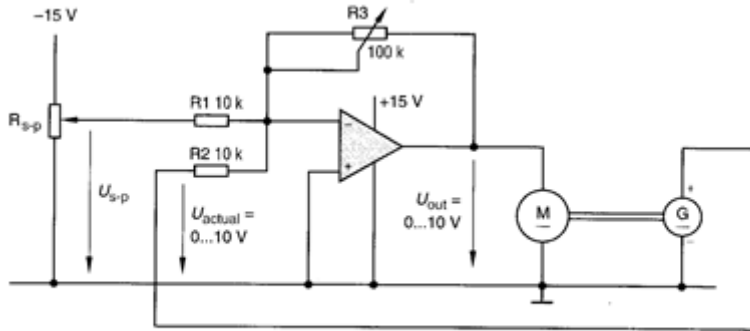


Hình 1.30 Khâu P dùng 1 op-amp

Khâu điều chỉnh ở hình 1.29 và 1.30 có cùng đặc tính, để làm rõ độ lệch điều chỉnh tồn tại trong hệ thống, phần dưới đây sẽ trình bày hai phương pháp tính toán

Ví dụ:

Hình 1.31 mô tả một động cơ làm việc tại tốc độ định mức với điện áp nguồn nuôi là $U_{out} = 10V$, một máy phát tốc liên kết với trục động cơ phát ra điện áp tỉ lệ với tốc độ quay, điện áp này được điều chỉnh sao cho tại tốc độ định mức $U_{actual} = U_{out} = 10V$. Giá trị đặt và thực tế được liên tục so sánh bởi op-amp có chức năng là khâu tỉ lệ và điện áp ra U_{out} sẽ được điều chỉnh trở lại khi xuất hiện nhiễu.



Hình 1.31 Động cơ DC với khâu tỉ lệ

a/ Giả thiết: $U_{out} = U_{actual} = 10V$; $R3 = 20K\Omega$

Tìm: Độ lệch điều chỉnh $X_w = X - W$

Giá trị đặt cần thiết U_{s-p}

Điện áp ra của op-amp được tính theo công thức

$$-U_{out} = \left(\frac{R3}{R1} \cdot U_{s-p} \right) + \left(\frac{R3}{R2} \cdot U_{actual} \right)$$

Vì: $R1 = R2$; suy ra hệ số tỉ lệ

$$A_p = \frac{R3}{R1} = \frac{R3}{R2} = \frac{20K\Omega}{10K\Omega} = 2$$

$$\begin{aligned} \text{Và: } -U_{out} &= A_p \cdot U_{s-p} + A_p \cdot U_{actual} \\ -U_{out} &= A_p (U_{s-p} + U_{actual}) \end{aligned}$$

$$U_{s-p} = -\frac{U_{out}}{A_p} - U_{actual} = -\frac{10V}{2} - 10V$$

$$= -15V$$

Do đó, tại $A_p = 2$ phải chỉnh $U_{s-p} = -W = -15V$, để tốc độ động cơ đạt giá trị định mức, độ lệch điều chỉnh được tính như sau:

$$\begin{aligned} X_w &= X - W = U_{actual} + U_{s-p} \\ &= 10V - 15V \\ &= -5V \end{aligned}$$

b/ Giả thiết: $U_{out} = U_{actual} = 10V$; $R3 = 100K\Omega$

Tìm: Độ lệch điều chỉnh $X_w = X - W$

Giá trị đặt cần thiết U_{s-p}

Bây giờ $R3 = 100K\Omega$ nên A_p sẽ thay đổi

$$A_p = \frac{R3}{R1} = \frac{R3}{R2} = \frac{100K\Omega}{10K\Omega} = 10$$

$$U_{s-p} = -\frac{U_{out}}{A_p} - U_{actual} = -\frac{10V}{10} - 10V$$

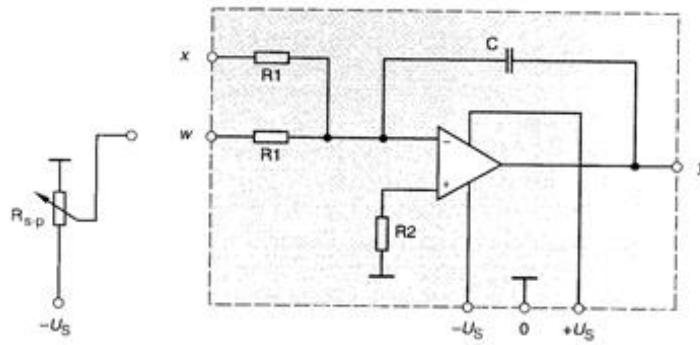
$$U_{s-p} = -11V$$

$$\begin{aligned} X_w &= X - W \\ &= 10V - 11V \\ &= -1V \end{aligned}$$

Do hệ số khuếch đại của khâu tỉ lệ tăng nên độ lệch điều chỉnh $X_w = -5V$ ở trường hợp a giảm xuống $X_w = -1V$. Khi tăng hệ số khuếch đại quá lớn sẽ làm hệ thống không ổn định, trong thực tế không thể giảm độ lệch điều chỉnh xuống bằng 0

4.4.2. Khâu tích phân dùng op-amp

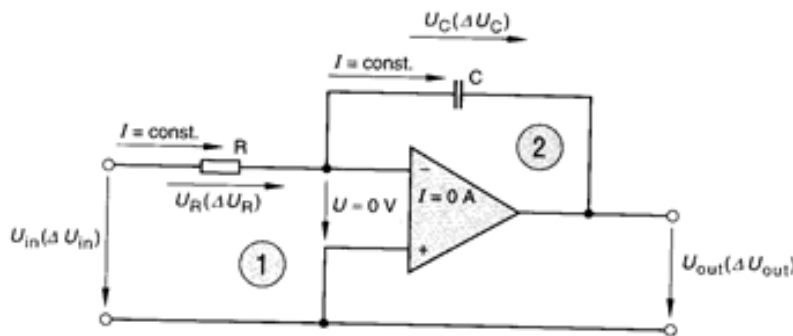
Độ lệch điều chỉnh tồn tại trong khâu tỉ lệ được hạn chế bằng một khâu tích phân. Hình 1.32 trình bày mạch điện khâu tích phân dùng op-amp



Hình 1.32 Khâu tích phân dùng op-amp

Ở chế độ không tải, tốc độ yêu cầu của động cơ được xác định bởi tín hiệu vào W, khi tổng hai giá trị U_x (thực tế) với U_w (giá trị đặt) bằng 0 thì khâu tích phân sẽ không còn thay đổi điện áp ra của nó (hình 1.26).

Bây giờ nếu có nhiễu V.D: tải tăng lên dẫn đến tốc độ động cơ giảm xuống, khâu điều chỉnh sẽ tăng tín hiệu điều chỉnh cho đến khi hệ thống trở về tốc độ ban đầu và tín hiệu tổng ở ngõ vào của khâu tích phân lại trở về 0. Trong khâu tích phân không tồn tại độ lệch điều chỉnh như trong khâu tỉ lệ tuy nhiên tốc độ tác động chậm, hằng số thời gian của mạch chọn càng lớn thì quá trình điều chỉnh càng kéo dài. Đặc tính của khâu tích phân được chỉ rõ qua ví dụ tính toán sau đây.



Hình 1.33 Điện áp và dòng điện của khâu tích phân dùng op-amp

Trong hình 1.33 cho thấy tất cả các điện áp và dòng điện cần thiết cho việc tính toán, ta có:

1. Mạch vòng thứ

$$\text{nhất } U_{in} = U_R + U$$

$$\text{vì } U = 0V \quad U_{in} = U_R =$$

$$I \cdot R$$

$$I = U_{in}/R$$

2. Mạch vòng thứ hai

$$U_{out} = -U_C + U \quad \text{vì } U =$$

$$0V \quad U_{out} = -U_C$$

Từ quan hệ $Q = C \cdot U$; suy ra:

$$Q = C \cdot U_c$$

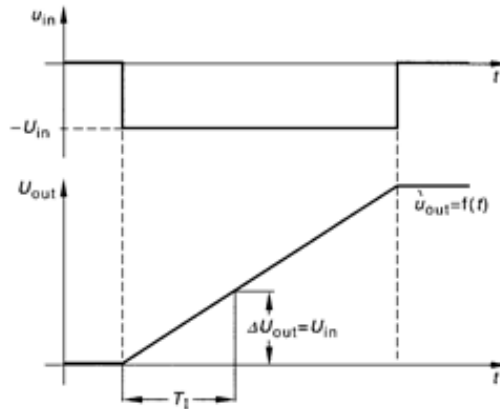
$$i \cdot t = C \cdot U_c$$

$$U_c = i \cdot t / C$$

$$U_{out} = -i \cdot t / C$$

$$U_{out} = (-U_{in} \cdot t / R) / C = (-U_{in} / R) \cdot (t / C)$$

$$\begin{aligned} \text{và: } \Delta U_{out} &= (-U_{in} / R) \cdot \Delta t / C \\ &= -U_{in} \cdot \Delta t / T_i \end{aligned}$$



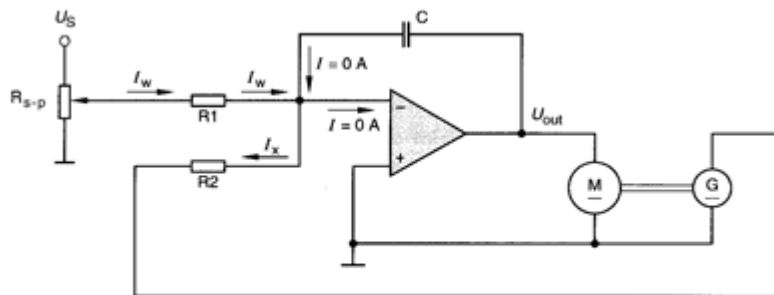
Hình 1.34 Đồ thị điện áp vào – ra của khâu tích phân

Thời gian tích phân vừa tính được $T_i = R \cdot C$ được trình bày ở hình 1.34

Từ phương trình này cũng cho thấy khi $\Delta t = T_i$ thì $\Delta U_{out} = U_{in}$, điện áp U_A tiếp tục tăng cho đến khi $U_E = 0$ hoặc đến điện áp giới hạn của khâu tích phân.

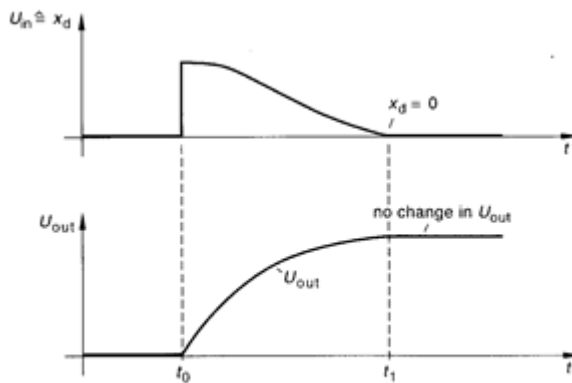
Khi $U_{soll} = U_{ist}$ điện áp sẽ không còn thay đổi nên đô lệch điều chỉnh X_w bằng 0 và điều này cũng cho thấy rằng nếu hai giá trị thực tế và chỉnh định ở trạng thái tĩnh bằng nhau nhưng có dấu ngược nhau thì dòng điện hồi tiếp bằng 0, có nghĩa là tụ vừa nạp vừa xả và điện áp ra là hằng số.

Trong hình 1.35 sử dụng động cơ ở hình 1.31. được điều khiển bởi một khâu tích phân dùng op-amp



Hình 1.35 Động cơ với khâu tích phân

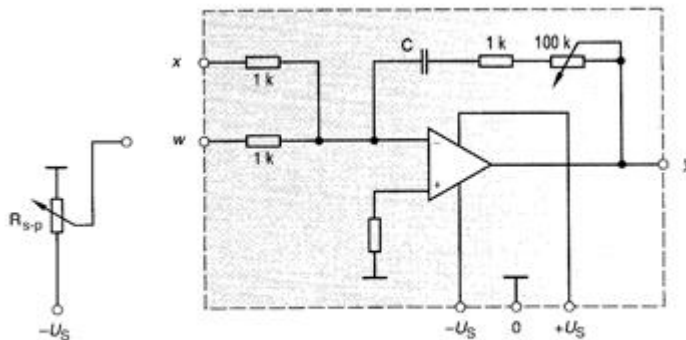
Trong hình 1.36 trình bày biểu đồ thời gian của U_A và U_E , cũng từ đồ thị này cho thấy điện áp ra không còn thay đổi khi U_{in} hoặc X_d bằng 0



Hình 1.36 Đáp ứng của khâu tích phân điều khiển motor

4.4.3. Khâu tích phân – Tỷ lệ dùng op-amp

Các khuyết điểm nêu trên được khắc phục bằng cách kết hợp hai khâu tỉ lệ và tích phân với nhau gọi là khâu tích phân-tỉ lệ. Hình 1.37 trình bày mạch điện loại này dùng op.amp



Hình 1.37 Khâu PI dùng op-amp

Đặc tính của khâu tích phân-tỉ lệ được giải thích ở hàm truyền trong hình 1.26, tại sườn lên của điện áp đơn vị điện dung xem như ngắn mạch và khâu điều chỉnh có đặc tính của khâu tỉ lệ với hệ số khuếch đại AP, sau đó đặc tính khâu tích phân bắt đầu có tác dụng và điện áp ngõ ra tăng cho đến khi độ lệch điều chỉnh bị san bằng.

Do ưu điểm trên cộng với khả năng dễ cân chỉnh nên khâu PI rất thông dụng trong lĩnh vực truyền động điện.

4.4.4. Vòng điều chỉnh phức hợp

Trong các thiết bị chỉnh dòng dùng thyristor trên thực tế hầu như luôn sử dụng khâu PI trong mạch điều chỉnh phức hợp, mạch điện thường dùng nhất gồm một mạch điều chỉnh tốc độ kết hợp với mạch điều chỉnh dòng điện.

Dòng điện được chỉnh bằng cách thay đổi góc kích và dòng này còn được hồi tiếp trở về để tránh trường hợp khi vượt quá trị số cho phép thì pha của xung

kích phải thay đổi nhằm giảm dòng cung cấp động cơ xuống thấp hơn giới hạn cho phép và điều này sẽ hạn chế dòng điện quá cao vào động cơ và thyristor.

Mạch chỉnh dòng được đặt trước mạch chỉnh tốc độ, trong đó tốc độ thực tế và tốc độ đặt được so sánh với nhau và tín hiệu ra của nó là giá trị đặt của mạch chỉnh dòng tiếp theo.

Tín hiệu điều khiển của phần tử điều khiển có thể được dịch chuyển với tín hiệu ra của khâu chỉnh dòng, một thay đổi về tốc độ sẽ tạo ra đáp ứng ngược lại bằng sự dịch pha xung kích cho đến khi hệ thống trở về tốc độ ban đầu.

Thông thường mạch chỉnh tốc độ có hằng số thời gian lớn hơn của mạch chỉnh dòng. Dưới đây là các trị số thông dụng:

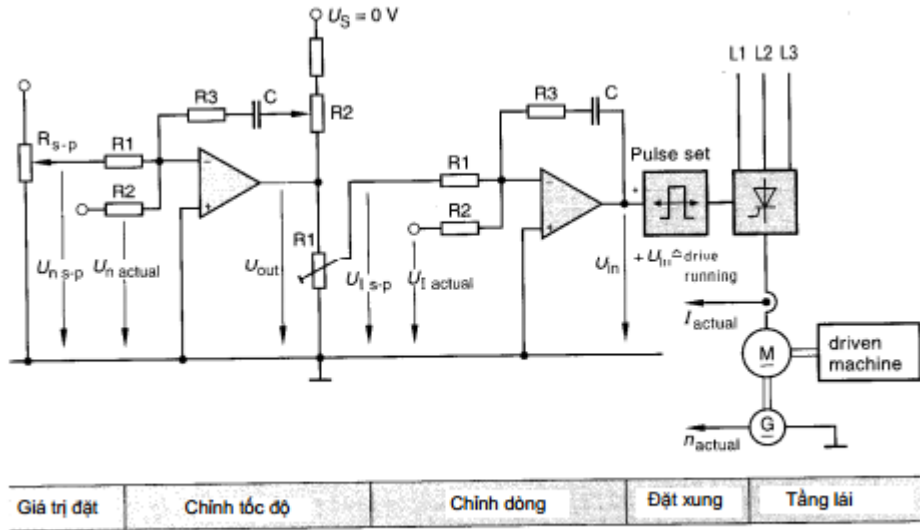
| Mạch chỉnh tốc độ | Mạch chỉnh dòng |
|---------------------------------|----------------------------------|
| $T_n = 220K\Omega \cdot 1\mu F$ | $T_i = 10K\Omega \cdot 4,7\mu F$ |
| $T_n = 220mS$ | $T_i = 4,7mS$ |

Hầu hết các mạch chỉnh dòng và tốc độ được cấu tạo từ khâu PI (hình 1.38). Bây giờ nếu ghép nối tiếp hai mạch điều chỉnh với nhau thì phải lưu ý đến cực tính điện áp của từng mạch sao cho phù hợp. Giả sử bắt đầu từ ngõ vào của khối điều khiển xung:

U_{in} của khối điều khiển dương thì động cơ chạy U_{in} của khối điều khiển âm thì động cơ dừng.

Sau đây là các quan hệ nhận được :

| | | |
|-----------------------|-----------------------|----------------------------|
| Khối điều khiển xung | U_{in} dương | = U_{out} - chỉnh dòng |
| Chỉnh dòng (s-p) | $U_{i\ s-p}$ âm | = U_{out} - chỉnh tốc độ |
| Chỉnh dòng (actual) | $U_{i\ actual}$ dương | |
| Chỉnh tốc độ (s-p) | $U_{n\ s-p}$ dương | |
| Chỉnh tốc độ (actual) | $U_{n\ actual}$ âm | |



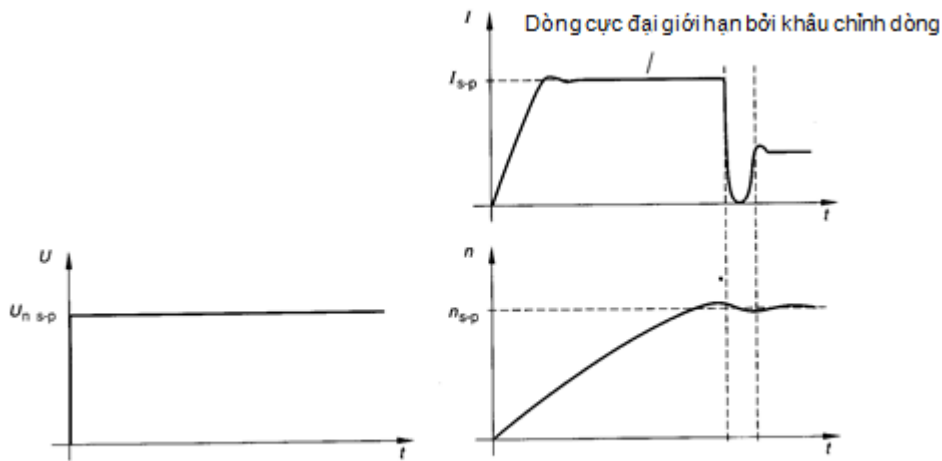
Hình 1.38 Chỉnh tốc độ với chỉnh dòng

Tất cả các điều kiện kể trên phải được thỏa mãn và được áp dụng trong hình 1.38, ngoài ra mạch điều chỉnh còn phải được tối ưu hóa.

Hình 1.39 cho thấy đáp ứng của khâu tỉ lệ và tích phân trong cùng một hệ điều chỉnh, đó là quá trình biến thiên của dòng điện và tốc độ sau khi đóng mạch.

Tốc độ quay được điều chỉnh bằng biến trở R_{s-p} , biến trở R_1 đặt trị số dòng chỉnh định, biến trở R_2 thay đổi hệ số tỉ lệ của mạch điều chỉnh tốc độ.

Nếu trong quá trình làm việc giá trị cân chỉnh không tốt thì mạch tích phân có thể bị ảnh hưởng theo sự thay đổi của điện dung.

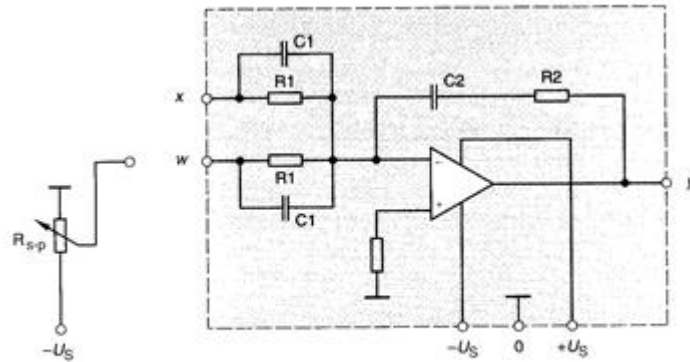


Hình 1.39 Đặc tính cơ bản của tốc độ và dòng điện sau khi đóng mạch hệ truyền động dùng PI

4.4.5. Khâu PID dùng op-amp

Đối với các loại nhiễu có tốc độ biến thiên nhanh, do mạch tích phân đáp ứng chậm nên mạch tỉ lệ sẽ xuất hiện một lượng sai lệch điều chỉnh nào đó. Trong trường hợp này phải dùng khâu điều chỉnh PID: Mạch vi phân chỉ đáp ứng với các biến thiên của đại lượng vào (hình 1.26) và mạch

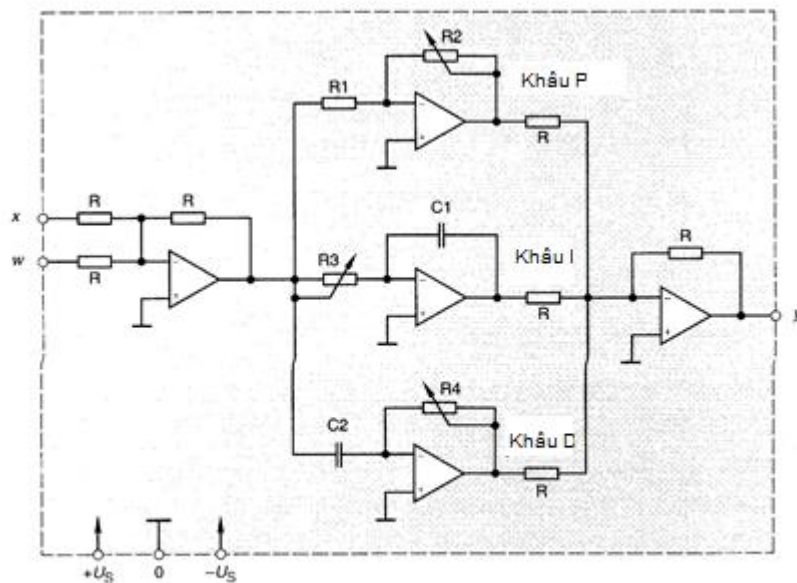
điều chỉnh sẽ tác động rất nhanh. Hình 1.40 trình bày mạch điện một khâu PID dùng op-amp



Hình 1.40 Khâu PID dùng op-amp

Ưu điểm của hệ thống là có thể chỉnh các khâu P, I và D riêng rẽ nhau tránh việc chông chéo các thông số chỉnh định sao cho phù hợp với yêu cầu điều chỉnh

Hình 1.41 giới thiệu khâu PID có các thông số chỉnh được, do đó khâu này có thể kết hợp tối ưu với đối tượng điều chỉnh



Hình 1.41 Khâu PID dùng op-amp có thông số chỉnh được

BÀI 2: CÔNG TÁC ĐIỆN TỬ (Van bán dẫn công suất)

1. Linh kiện và module

1.1. Tổng quan

Ngoài các đặc tính cơ bản đã biết, các linh kiện điện tử công suất còn có các tính chất đặc biệt khác nhằm đáp ứng được yêu cầu ứng dụng trong lĩnh vực điều khiển công suất lớn.

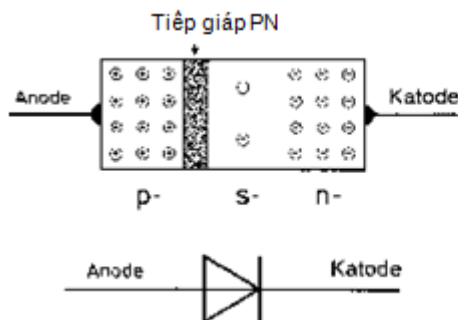
Linh kiện điện tử công suất được chế tạo chủ yếu từ chất bán dẫn silic, loại này chịu được nhiệt độ làm việc và điện áp nghịch cao, để đánh giá chất lượng người ta dựa trên các mặt sau:

- Đặc tính tĩnh (dẫn điện thuận-nghịch)
- Đặc tính động (du/dt và di/dt)
- Ảnh hưởng theo nhiệt độ

V.D: Vào năm 1983 trên thực tế đã chế tạo được các thyristor công suất lớn chịu được điện áp nghịch đến 4,4Kv

1.2. Diode công suất

Khác với diode thường, về mặt cấu tạo diode công suất bao gồm 3 vùng bán dẫn silic với mật độ tạp chất khác nhau gọi là cấu trúc PsN, giữa hai vùng bán dẫn PN là một vùng có mật độ tạp chất rất thấp (vùng S) (hình 2.1)



Hình 2.1 Cấu tạo và ký hiệu điện diode công suất PsN

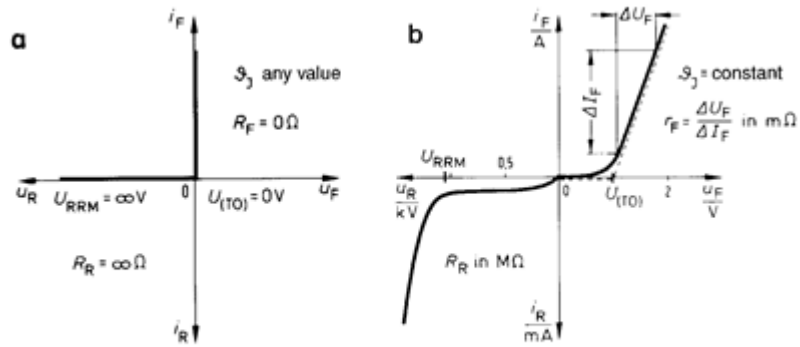
1.2.1. Đặc tuyến V – A

Đường đặc tính diode công suất rất gần với đặc tính lý tưởng (hình 2.2), trong đó đoạn đặc tính thuận có độ dốc rất thẳng đứng (hình 2.2b) vì vậy, nhiệt độ trên diode xem như không đổi, điện áp thuận trên diode là tổng giữa điện áp ngưỡng $U_{(TO)}$ không phụ thuộc dòng điện với thành phần điện áp tỉ lệ với dòng điện thuận chảy qua diode. Giả sử nhiệt độ là hằng số, điện áp thuận trên diode được tính theo công thức gần đúng sau :

$$U_F = U_{(TO)} + r_F \cdot I_F$$

Với r_F : Điện trở động theo chiều thuận . $r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$

Các ký hiệu thường dùng trong thiết kế : F = Forward để chỉ trạng thái dẫn theo chiều thuận, R = Reverse để chỉ trạng thái khóa trong vùng nghịch



Hình 2.2 a) Đặc tính diode lý tưởng; b) đặc tính diode thực tế

Ví dụ

Một diode công suất có đặc tính như sau:

Điện áp ngưỡng $U_{(TO)} = 0,85v$

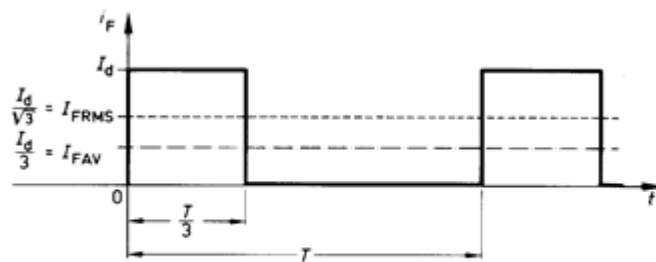
Điện trở động $r_f = 8m\Omega$

Với dòng chảy qua cố định $I_F = 50A$, suy ra điện áp thuận trên diode là: $U_F = U_{(TO)} + r_f \cdot I_F = 0,85v + 8m\Omega \cdot 50A = 1,25v$

1.2.2. Hệ số hình dáng

Độ tin cậy của diode được đánh giá qua khả năng chịu tải ở chế độ làm việc dài hạn với tần số lưới điện 50-60Hz và nhiệt độ tại mỗi nối phụ thuộc rất lớn vào công suất tiêu tán, nhiệt trở và điều kiện tỏa nhiệt của diode

Trong ví dụ 1.2.2, dòng qua diode có giá trị cố định là trường hợp hiếm khi xảy ra. Trên thực tế, dòng qua diode có dạng xung và gồm hai giá trị: Giá trị hiệu dụng và giá trị trung bình, như trong trường hợp chỉnh lưu 3 pha bán kỳ (M3) thời gian dẫn của mỗi diode là T/3. Hình 2.3 trình bày các giá trị của i_F đo bằng dụng cụ đo chỉ thị kim



Hình 2.3 Đồ thị thời gian dòng thuận của diode, giá trị trung bình và hiệu dụng

Trong sổ tay tra cứu thường cho giá trị trung bình I_{FAV} của diode. Hình 2.3 cho thấy các giá trị này được tính từ chuỗi xung dòng qua diode

$$I_{FAV} \times T = I_d \times \frac{T}{3}$$

$$I_{FAV} = \frac{1}{3} \times I_d$$

Mặt khác giá trị hiệu dụng I_{FRMS} được đo bằng đồng hồ

$$I_{FRMS} = \sqrt{\frac{I_d^2 \times \frac{T}{3}}{T}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times I_d$$

Sự khác nhau giữa dòng điện đo bằng đồng hồ với dòng tính toán được thể hiện bởi hệ số hình dáng F, đó là tỉ số giữa giá trị hiệu dụng với giá trị trung bình. Theo hình 2.3

$$F = \frac{I_{FRMS}}{I_{FAV}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \times \frac{3}{I_d} = \frac{3}{\sqrt{3}} = 1,73$$

Vì hệ số hình dáng phụ thuộc vào dạng dòng điện nên trong thực tế đối với các dạng tín hiệu thông dụng khi biết F và một trong hai giá trị, có thể tìm được giá trị còn lại một cách dễ dàng (hình 2.4)

| Dạng dòng điện | | | | |
|----------------|------|------|------|------|
| F | 1.57 | 1.41 | 1.73 | 2.45 |
| F ² | 2.47 | 2.0 | 3.0 | 6.0 |

Hình 2.4 Hệ số hình dáng các dạng dòng điện quan trọng

1.2.3. Công suất trên diode khi dẫn điện

Công suất rơi trên diode được tính theo công thức

$$P_F = U_{(TO)} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot I_{FRMS}^2$$

Với $I_{FRMS} = F \cdot I_{FAV}$, suy ra:

$$P_F = U_{(TO)} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot F^2 \cdot I_{FAV}^2$$

1.2.4. Ví dụ

Một diode công suất có: $I_{FAV} = 25A$, $I_{FRMS} = 48A$, $U_{(TO)} = 0,75V$ và $r_F = 8m\Omega$ được sử dụng trong một mạch chỉnh lưu cầu với tải điện trở có $I_d = 40A$. Kiểm tra khả năng chịu đựng của diode

Giải:

Trong mạch nắn cầu dòng chảy qua mỗi diode chỉ trong khoảng thời gian một bán kỳ. Do đó

$$I_{FAV} = \frac{1}{2} \times I_d = 20A < 25A$$

Từ hình 2.4 suy ra: $F = 1,57$

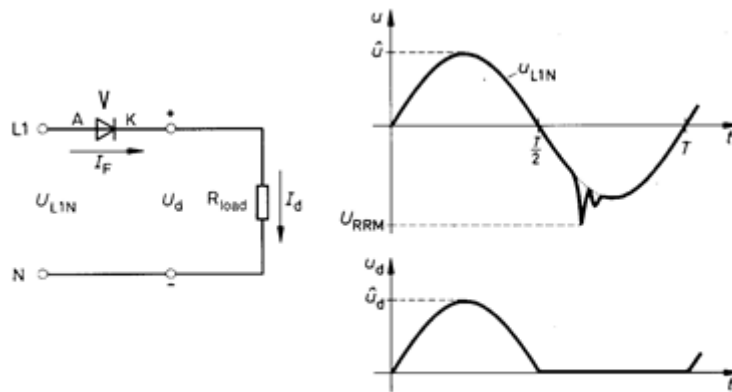
$$I_{FRMS} = F \cdot I_{FAV} = 1,57 \cdot 20A = 31,4A < 48A$$

Cả hai giá trị dòng điện đều nhỏ hơn trị số cho phép, công suất rơi trên diode được tính như sau:

$$\begin{aligned} P_F &= U_{(TO)} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot F^2 \cdot I_{FAV}^2 \\ &= 0,75v \cdot 20A + 8m\Omega \cdot 2,47 \cdot 400A^2 \\ &= 15W + 7,9W = 23W \end{aligned}$$

1.2.5. Điều kiện chuyển mạch và điện áp nghịch

Một diode được điều khiển dẫn hay tắt là do cực tính điện áp đặt trên nó, nhưng diode chỉ chuyển sang trạng thái tắt khi dòng qua diode bằng 0 (hình 2.5)



Hình 2.5 Diode như 1 công tắc điều khiển bằng điện áp

Trong hình trình bày một công tắc diode lý tưởng đáp ứng được các điều kiện sau:

- Công tắc hở khi $U < 0v$
- Công tắc đóng khi $U > 0v$
- Công tắc hở khi $I_F < 0A$

Trong quá trình làm việc thường xuất hiện các xung nhiễu làm cho điện áp nghịch tức thời đặt lên diode tăng nhưng không được vượt quá trị số cho phép U_{RRM} , trong mạch chỉnh lưu trị số này được chọn với hệ số an toàn từ 1,5...2. Do đó:

$$U_{RRM} \gg (1,5...2) \cdot U$$

Nếu ngõ ra mạch chỉnh lưu có dùng tụ lọc thì điện áp nghịch đặt trên diode bằng 2 lần giá trị đỉnh của điện áp xoay chiều ở ngõ vào

$$U_{RRM} \gg (1,5...2) \cdot \hat{u}$$

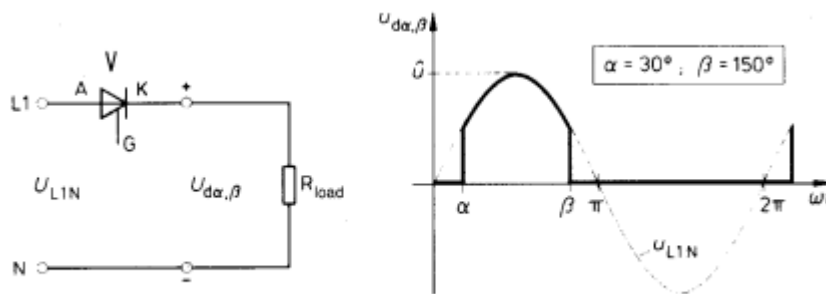
1.2.6. Phân loại diode công suất

Dựa trên lĩnh vực ứng dụng, các diode công suất được chia thành các loại như

Về phần mạch điều khiển trong sơ tay còn cho biết dòng kích I_{GT} và điện áp kích U_{GT} , thông thường các trị số này là tối thiểu và với điều kiện tại nhiệt độ môi trường là 25°C

Trong trường hợp tải điện cảm, xung kích phải được duy trì cho đến khi dòng qua thyristor lớn hơn dòng duy trì I_H để tránh trường hợp thyristor chuyển về trạng thái tắt (khóa thuận)

Hiện nay trên thị trường đã chế tạo được một số loại thyristor có các tính chất đặc biệt như: Photo thyristor được dùng trong trường hợp cần cách ly về điện giữa mạch điều khiển với mạch động lực



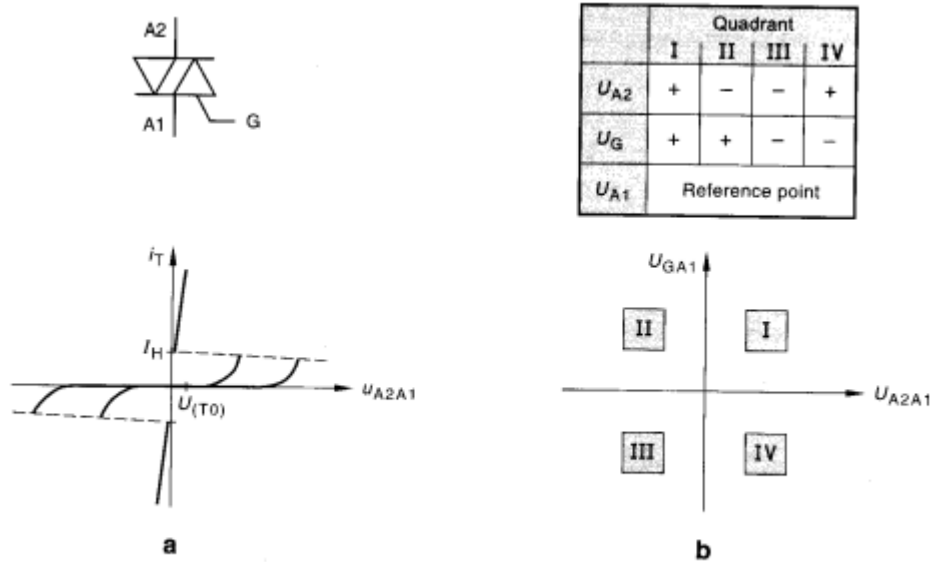
Hình 2.10 GTO thyristor cho phép tắt

Và GTO thyristor nhằm mục đích cải thiện hệ số công suất trong các hệ thống chỉnh lưu. Hình 2.10 trình bày mạch điện dùng GTO thyristor (gate turn off) kèm theo biểu đồ điện áp, điện áp ra không những phụ thuộc điện áp vào, góc kích mà còn phụ thuộc vào góc tắt β

1.4. Triac

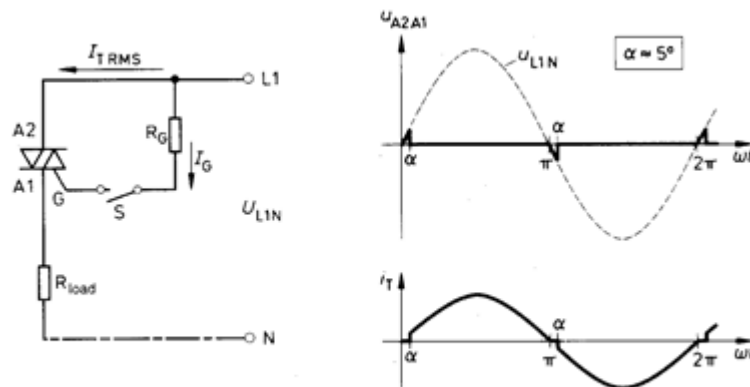
Về nguyên tắc, triac tương đương với 2 thyristor ghép song song ngược chiều và có chung cực công. Đặc tính của triac là dẫn điện hai chiều, ký hiệu, đặc tuyến và phương pháp điều khiển linh kiện này được trình bày ở hình 2.11

Giống như thyristor, sau khi được kích dẫn, triac chỉ duy trì trạng thái dẫn điện khi dòng qua nó lớn hơn dòng duy trì I_H



Hình 2.11 Ký hiệu, đặc tính và cách điều khiển triac

Triac được dùng để điều khiển dòng điện xoay chiều (hình 2.12) trong hình 2.12 cho thấy triac được sử dụng như một công tắc xoay chiều điều khiển đèn, motor, lò sưởi công suất nhỏ và trung bình



Hình 2.12 Điều chỉnh dòng xoay chiều dùng triac

1.5. Đặc tính động của van bán dẫn

Quá trình chuyển trạng thái từ dẫn sang tắt hoặc ngược lại gọi là quá trình chuyển mạch, quá trình này trong thực tế không xảy ra tức thời mà phải cần một khoảng thời gian nhất định. Vì vậy, cũng sẽ tạo nên một tiêu hao công suất.

Việc khảo sát đặc tính động của thyristor đóng vai trò rất quan trọng và phải khảo sát chúng giống như với các diode tốc độ cao hơn là với các diode thường.

Tốc độ tăng dòng càng cao, công suất tiêu hao đóng mạch càng lớn do vùng dẫn lúc đầu có tiết diện nhỏ nên mật độ dòng cao gây nóng cục bộ gần cực cổng dẫn đến dễ hư hỏng thyristor

Để hạn chế hiện tượng này có thể áp dụng các biện pháp sau:

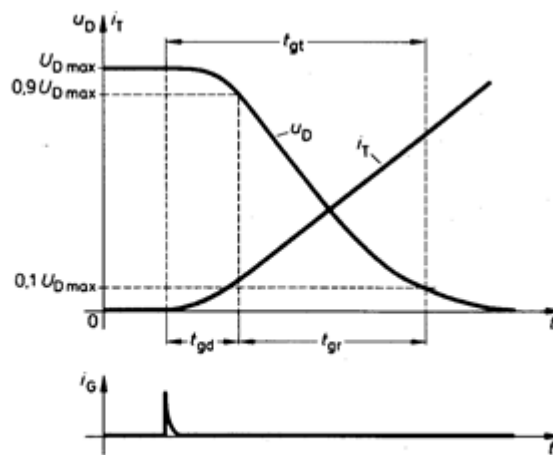
- Sử dụng xung kích có độ dốc sườn lên cao để tăng tiết diện vùng dẫn

- Ghép thêm điện cảm ngoài để làm chậm biến thiên dòng tải

1.5.1. Quá trình dẫn

Đặc tính động trong phần thuận của diode tương đối đơn giản. Vì vậy, ở đây cũng chỉ khảo sát đặc tính đóng mạch của thyristor

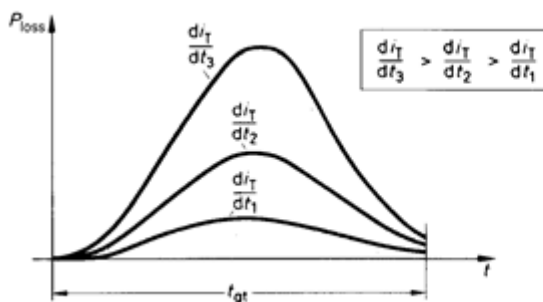
Hình 2.13 trình bày dòng và điện áp của thyristor theo thời gian: Thời gian đóng mạch t_{gt} (gate controlled turn on time) là khoảng thời gian từ lúc bắt đầu có xung kích cho đến khi điện áp giảm từ U_{Dmax} đến $0,1U_{Dmax}$, trong đó bao gồm thời gian trì hoãn t_{gd} (gate controlled delay time) và thời gian tăng (gate controlled rise time), thời gian trì hoãn phụ thuộc vào biên độ và độ dốc sườn lên của xung kích, thời gian tăng được xác định từ trị số và tốc độ biến thiên của dòng tải



Hình 2.13 Đồ thị thời gian của điện áp chuyển mạch U_D và dòng điện I_T qua thyristor

1.5.2. Công suất tiêu hao khi đóng mạch

Công suất tiêu hao P_{LOSS} khi đóng mạch của thyristor được trình bày trong hình 2.14 tương ứng với các tốc độ tăng dòng khác nhau



Hình 2.14 Công suất tiêu hao khi đóng mạch với các tốc độ tăng dòng khác nhau

Tốc độ tăng dòng càng cao, công suất tiêu hao đóng mạch càng lớn do vùng dẫn lúc đầu có tiết diện nhỏ nên mật độ dòng cao gây nóng cục bộ gần cực công dẫn đến dễ hư hỏng thyristor

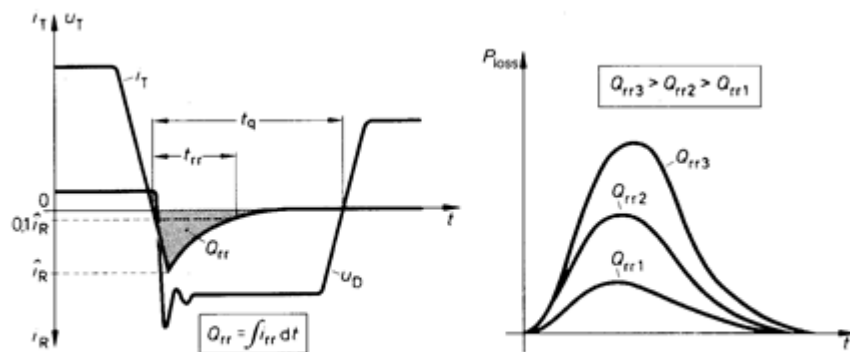
Để hạn chế hiện tượng này có thể áp dụng các biện pháp sau:

- Sử dụng xung kích có độ dốc sườn lên cao để tăng tiết diện vùng dẫn
- Ghép thêm điện cảm ngoài để làm chậm biến thiên dòng tải

1.5.3. Quá trình tắt

Thời gian tắt một thyristor bao gồm: Thời gian dẫn nghịch t_{rr} và thời gian hồi phục t_q (hình 2.15). Tại thời điểm bắt đầu tắt dòng tải chuyển sang chiều âm cho đến khi toàn bộ hạt tải rời khỏi miền tiếp xúc thyristor sẽ trở lại trạng thái khóa, trong khoảng thời gian này dòng nghịch đạt cực đại âm sau đó ổn định tại dòng nghịch định mức, đặc tính này là do hiệu ứng lưu trữ hạt tải Q_{rr} của thyristor được đặc trưng bởi diện tích thời gian- dòng điện. Nếu đặt một điện áp dương lên thyristor trong khoảng thời gian hồi phục thì thyristor sẽ lập tức chuyển sang trạng thái dẫn điện, thời gian hồi phục phụ thuộc chủ yếu vào nhiệt độ mối nối, dòng tải và tốc độ biến thiên dòng tải di/dt .

Công suất tiêu tán trong khoảng thời gian chuyển trạng thái tắt có thể lớn hơn trong khoảng thời gian chuyển trạng thái dẫn và được phân bố đều trong toàn bộ diện tích, công suất này phụ thuộc vào hiệu ứng lưu trữ hạt tải của thyristor



Hình 2.15 Đồ thị thời gian điện áp, dòng điện và công suất tiêu hao khi chuyển sang tắt

1.5.4. Tốc độ tăng dòng điện

Như đã giải thích, trong quá trình đóng mạch nếu tốc độ tăng dòng di/dt lớn có thể gây nên quá nhiệt cho thyristor do mật độ dòng quá mức cho phép kéo dài. Trị số cho phép di/dt được cho trong sổ tay tại các điều kiện sau:

- Nhiệt độ tối đa ϑ_{jmax} của mối nối
- Tần số làm việc 50Hz
- Điện áp khóa trước khi dẫn điện nhỏ hơn 2/3 điện áp khóa thuận cực đại
- Xung kích tối thiểu V.D: Đối với thyristor công suất nhỏ là $5 \times I_{GT}$

với thời gian tăng nhỏ hơn $1\mu S$. Thông thường giá trị này vào khoảng 20-200A/ μS

1.5.5. Tốc độ tăng điện áp

Tại miền tiếp xúc P-N luôn tồn tại một điện dung liên cực có trị số thay đổi theo điện áp, điện áp càng tăng điện dung càng giảm. Vì vậy, một xung điện áp dương sẽ tạo ra dòng điện chảy qua điện dung tiếp xúc, nếu độ tăng điện áp du/dt quá lớn dòng điện này cũng có tác dụng giống như dòng kích thyristor và sẽ làm thyristor dẫn điện.

Độ tăng điện áp cho phép cho trong số tay tại các điều kiện sau:

Điện áp thuận lớn nhất

thyristor không tải trước khi đặt điện áp vào anode

Mạch kích hồ mạch

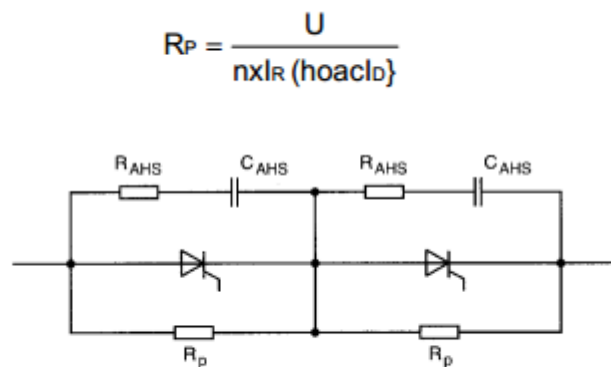
Thông thường giá trị này vào khoảng $S_{\text{crit}} = (200...3000) \text{ V}/\mu\text{S}$

1.6. Ghép diode và thyristor

Trong trường hợp điều kiện làm việc vượt quá khả năng cho phép của diode hoặc thyristor thì cần thiết phải ghép các linh kiện này lại với nhau sao cho dòng điện và điện áp trên mỗi thành phần nhỏ hơn giá trị cho phép.

1.6.1. Ghép nối tiếp

Phương pháp ghép nối tiếp được áp dụng trong trường hợp điện áp trong mạch cao hơn điện áp cho phép của thyristor, cần chú ý là bề rộng xung kích phải đủ lớn để bảo đảm tất cả các thyristor đều chuyển sang trạng thái dẫn, trong suốt khoảng thời gian kích cũng như tắt điện áp nghịch phân bố trên từng thyristor phải bằng nhau, yêu cầu này được thực hiện bằng cách ghép song song với thyristor các điện trở R_p (hình 2.16)



Hình 2.16 Ghép nối tiếp thyristor với các điện trở song song và mạch chống lưu điện tích AHS (anti hole storage)

Các tổ hợp RC song song với R_p có tác dụng hạn chế đỉnh xung điện áp. Trên thực tế, do đặc tính các linh kiện không giống nhau hoàn toàn nên điện áp làm việc thường được chọn bằng khoảng 80% điện áp cho phép của thyristor (U_{DRM} cũng như U_{RRM})

Các lĩnh vực thường xuất hiện điện áp cao như:

- Thiết bị tạo tĩnh điện
- Máy copy tĩnh điện
- Mạch tạo cao áp anode đèn CRT

Trong các thiết bị này dùng các diode silic nối tiếp đặt bên trong một vỏ bọc bằng nhựa

1.6.2. Ví dụ về ghép nối tiếp

Diode chỉnh lưu BBC Si-E 18-5 hình 2.17 thường được dùng trong mạch tạo cao áp cho anode đèn hình có các thông số như sau:

Điện áp nghịch $U_{RRM} = 18KV$

Dòng nghịch tại $\vartheta_j = 85^\circ C$ I_R nhỏ hơn $30\mu A$

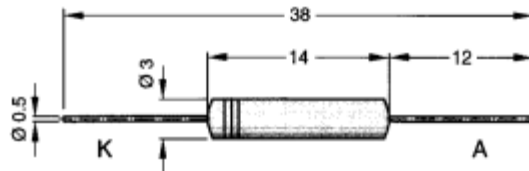
Dòng thuận hiệu dụng cho phép $I_{FRMS} = 60mA$

Dòng trung bình cho phép tại 50Hz

tại $\vartheta_j = 85^\circ C$, $\vartheta_A = 45^\circ C$, $R_{thJA} = 100K/W$ $I_{FAV} = 23mA$

Điện áp ngưỡng tại $\vartheta_j = 85^\circ C$ $U_{(TO)} = 15v$

Điện trở thuận xoay chiều $r_F = 35\Omega$



Hình 2.17 Kích thước của diode cao áp

1.6.3. Ghép song song

Phương pháp ghép song song các thyristor dòng điện nhỏ ít được sử dụng vì không kinh tế

Để bảo đảm dòng điện phân bố đều cho các nhánh, các thyristor phải có điện áp thuận bằng nhau và dòng làm việc nên chọn khoảng 80% dòng cho phép của mỗi thyristor. Xung kích chung cho thyristor phải đủ rộng để tất cả đều chuyển sang trạng thái dẫn

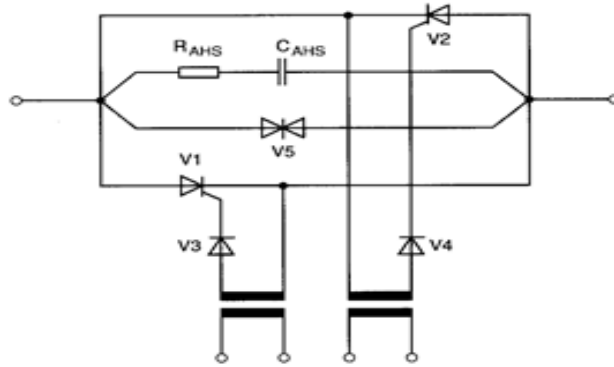
Thường mỗi thyristor được ghép nối tiếp với một điện cảm để cải thiện yêu cầu phân bố dòng rẽ qua các nhánh. Tuy nhiên, phương pháp này ít dùng vì lý do kinh tế

1.6.4. Ghép song song ngược chiều

Cách ghép này được ứng dụng trong mạch điện xoay chiều và khi dòng điện yêu cầu lớn hơn 30A, triac thường làm việc với dòng điện nhỏ hơn 30A

Khi ghép cần lưu ý đến độ tăng điện áp du/dt trong thời gian chuyển trạng thái và không được kích thyristor khi đang ở trong trạng thái khóa nghịch

Mạch điện ở hình 2.18 được áp dụng trong các thiết bị hàn với hệ thống làm nguội bằng nước, dòng hiệu dụng vài ngàn Ampe



Hình 2.18 Hai thyristor ghép song song ngược chiều với mạch bảo vệ và biến áp xung

1.6.5. Mạch điều khiển công suất xoay chiều

Với thời gian mở 100%, một mạch điều khiển công suất xoay chiều có thể tải một dòng hiệu dụng $I = 2170\text{A}$, vì điện áp hình sin nên dòng điện cũng có dạng hình sin, dòng đỉnh được tính như sau:

$$\hat{i} = \sqrt{2} \times I = 1,41 \times 2170 \text{ A} = 3060 \text{ A}$$

Mỗi thyristor dẫn trong khoảng thời gian một bán kỳ, dòng qua mỗi thyristor bằng $\frac{\hat{i}}{2}$

$$I_{\text{TRMS}} = \frac{\hat{i}}{2} = \frac{3060 \text{ A}}{2} = 1530 \text{ A}$$

Với $F = 1,57$, suy ra:

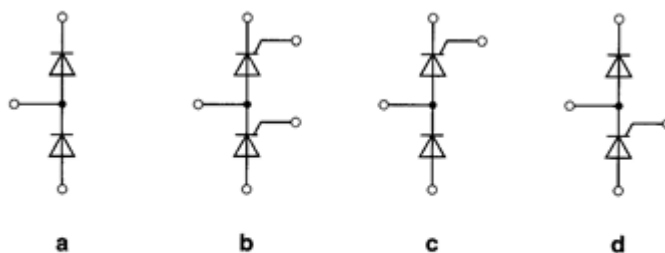
$$I_{\text{TAV}} = \frac{I_{\text{TRMS}}}{F} = \frac{1530 \text{ A}}{1,57} = 975 \text{ A}$$

Nên chọn 2 thyristor có dòng cho phép lớn hơn kết quả tính toán **V.D:** CS661

1.7. Module bán dẫn công suất

Để đơn giản mạch điện và giảm cánh tỏa nhiệt, các nhà sản xuất đã chế tạo sẵn các nhóm linh kiện công suất hoàn chỉnh trong một khối

Hình 2.19 là các thyristor và diode chế tạo dưới dạng khối (modul), các modul công suất lớn còn được dự phòng rãnh dẫn nước làm nguội và một vài loại có chế tạo kèm theo cánh tỏa nhiệt



Hình 2.19 Sơ đồ mạch các module bán dẫn công suất

1.8. Diode selen

Khác với diode silic là loại đơn tinh thể, diode selen công suất lớn có cấu tạo đa tinh thể, do yêu cầu giảm dòng tải phân bố trên bề mặt nên các diode selen có kích thước khá lớn vào khoảng 15 lần kích thước của diode silic có cùng công suất. Tuy nhiên, do kích thước lớn nên diode chịu được dòng quá tải lớn, điều kiện tỏa nhiệt cũng tốt hơn so với diode silic, nhờ khả năng tự hồi phục khi quá điện áp nên không cần ráp thêm mạch bảo vệ quá áp, đặc tính này còn có thể áp dụng để bảo vệ quá áp cho các diode silic bằng cách ghép song song và ngược chiều diode selen với chúng. Một ưu điểm nữa của diode selen là dễ ghép song song và nối tiếp, để bảo vệ diode selen trong thực tế thường dùng loại cầu chì tác động nhanh.

Khuyết điểm của diode selen là phạm vi nhiệt độ chỉ trong khoảng $\vartheta_A \approx 40^\circ\text{C}$, sự thay đổi đặc tính tĩnh trong khi hoạt động và điện áp nghịch thấp khoảng 30 V mỗi diode, vì vậy để chịu được điện áp nghịch là 600 V thì cần phải nối tiếp 20 diode với nhau, điện áp ngưỡng khi dẫn là 0,7 V và dẫn đến điện áp thuận tổng là 14 V nên công suất tiêu hao lớn hơn nhiều so với việc dùng một diode silic có điện áp nghịch là 600 V

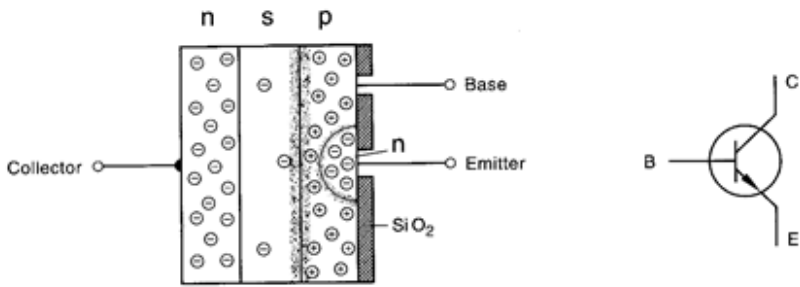
1.9. Transistor công suất

Do đặc tính của vật liệu chế tạo, cho đến nay vẫn còn tồn tại mâu thuẫn giữa hai yêu cầu: Chịu đựng được điện áp cao và dòng tải lớn trong 1 transistor công suất. Transistor công suất được chia làm 3 loại như sau:

1.9.1. Transistor 3 miền khuếch tán

Cấu tạo loại này là 1 transistor NPN được chế tạo dựa trên nền bán dẫn loại N có mật độ tạp chất thấp. Đầu tiên, phosphor được khuếch tán lên một mặt của chất bán dẫn silic để tạo ra lớp bán dẫn N mật độ cao, tiếp theo đó pha tạp chất Bohr lên bề mặt còn lại để tạo nên vùng P và quá trình tiếp theo lại được thực hiện với phosphor. Mặt ngoài của vùng P được bao bởi lớp cách điện oxid silic (SiO_2) và có chứa một khoảng trống để đưa vào vùng N điện cực emitter (hình 2.20)

Ở giữa miền cực thu -loại N- và miền cực nền -loại P- có một vùng đệm loại N mật độ thấp nên làm tăng khả năng chịu đựng điện áp nghịch u_{CE} của transistor. V.D: 1,2KV tại dòng cực thu là 15A, linh kiện này được ứng dụng nhiều trong trường hợp đóng ngắt tốc độ cao với tải điện cảm có tần số hàng KHz như trong hệ thống quét ngang của máy thu hình hoặc các mạch biến đổi công suất nhỏ đến 5KW

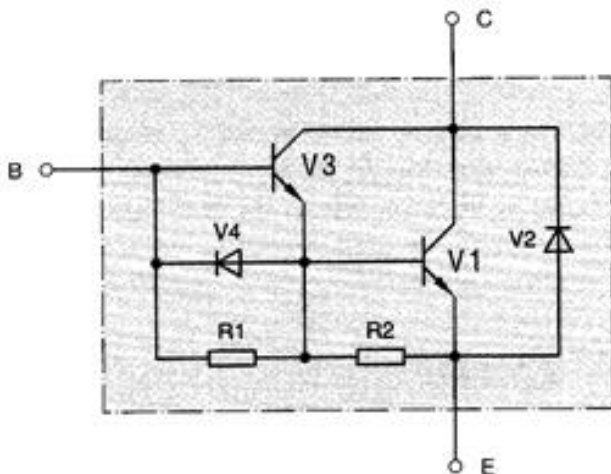


Hình 2.20 Transistor 3 miền khuếch đại

1.9.2. Transistor công suất ghép Darlington

Transistor công suất với dòng lớn hơn 10A có hệ số khuếch đại dòng rất thấp, do đó khi yêu cầu làm việc với dòng điện và điện áp cao chúng thường được ghép darlington với nhau trong đó có kết hợp thêm các diode bảo vệ và các điện trở cân bằng (hình 2.21)

Do tín hiệu điều khiển các transistor darlington không cần lớn nên có thể giảm được các tầng điều khiển như vẫn thường áp dụng đối với các transistor công suất đơn lẻ



Hình 2.21 Transistor công suất Darlington điện áp cao và tốc độ cao

R1, R2 : Điện trở cân bằng để ổn định UBE

V4 : Diode tăng tốc để giảm thời gian lưu trữ và thời gian giảm V2

: Diode bảo vệ

Bảng 2.22 trình bày một số loại transistor công suất darlington tốc độ cao

| Hãng sản xuất | Kiểu | $U_{CE\max}$ | $I_{C\max}$ |
|-------------------|---------|--------------|-------------|
| General Electric | GE 5060 | 450 V | 25 A |
| Texas Instruments | BUW 181 | 800 V | 16 A |

1.9.3. Transistor công suất epitaxi

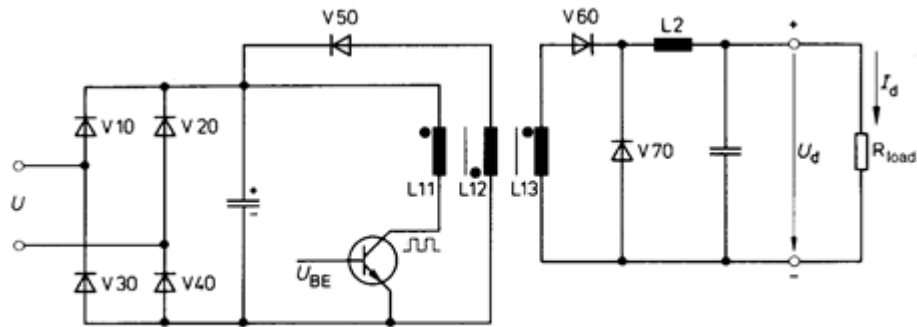
Kỹ thuật epitaxi có hiệu quả rất lớn trong quá trình chế tạo transistor công suất, bằng kỹ thuật này có thể tăng dòng cực thu đến 20A, điện áp nghịch 150v và công suất tiêu tán 250W đối với cả 2 loại PNP và NPN (transistor bổ túc) và chúng thường được ứng dụng trong các mạch khuếch đại âm tần công suất lớn

1.9.4. Bộ nguồn chế độ xung

Bộ nguồn chế độ xung là một ứng dụng của các transistor công suất do cấu tạo gọn nhẹ và hiệu suất cao hơn so với các mạch nguồn nuôi cổ điển.

Trong mạch này điện áp nắn từ lưới điện được đóng ngắt với tần số từ 15-30KHz, sau đó qua biến áp và lại được chỉnh lưu trở lại thành một chiều.

Hình 2.23 trình bày nguyên lý mạch biến đổi dòng dẫn đơn.



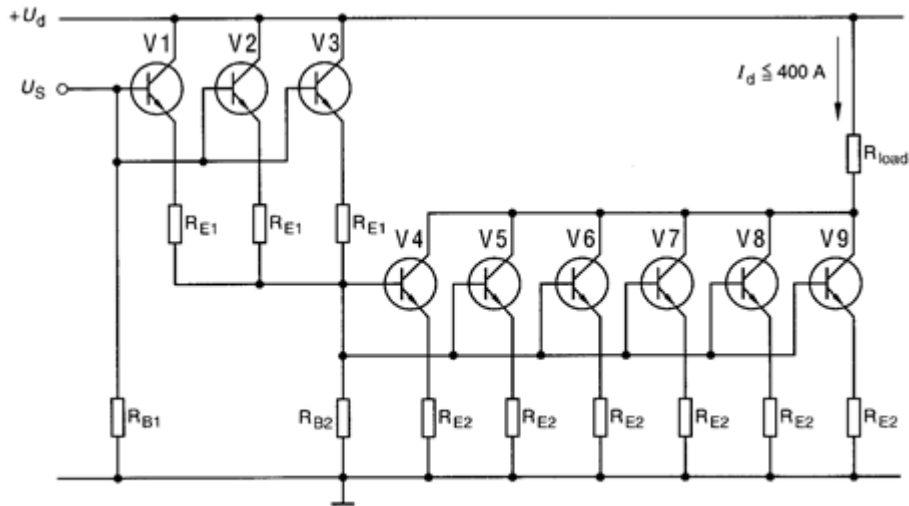
Hình 2.23 Bộ nguồn xung theo nguyên lý biến đổi dòng dẫn đơn

Trong khoảng thời gian transistor dẫn điện, năng lượng được chuyển sang cuộn thứ cấp biến áp và tạo ra dòng điện chảy qua V60, L2 và R_{load} . Trong khoảng thời gian tắt của transistor không có dòng qua V60, lúc này năng lượng tích trữ trong L2 sẽ duy trì dòng tải ngang qua V70 và năng lượng từ trường trong biến áp ngang qua V50 và cuộn khử từ được nạp vào tụ lọc nguồn, chu kỳ thứ hai tiếp tục khi transistor dẫn điện trở lại

1.9.5. Bộ cắt mạch 400 A dùng transistor công suất

Trong nhiều thiết bị điều chỉnh dòng lớn thường thực hiện bằng cách ghép song song nhiều transistor công suất lại với nhau. Hình 2.24 trình bày một bộ cắt mạch 400A điều khiển động cơ một chiều trong kỹ thuật hàng không

Tầng công suất gồm 6 transistor 70A ghép song song và tầng điều khiển gồm 3 transistor 20A ghép song song, các điện trở mạch cực phát có tác dụng phân bố đều dòng điện trong các nhánh



Hình 2.24 Bộ cắt mạch 400 A

2. Phương pháp bảo vệ Diode Silic

Trong quá trình làm việc: Nhiệt độ, dòng điện và cả áp lực cơ học đặt lên các diode là không giống nhau nên trong các thiết bị chỉnh dòng thường được mắc nối tiếp với các phần tử bảo vệ và được trình bày như dưới đây

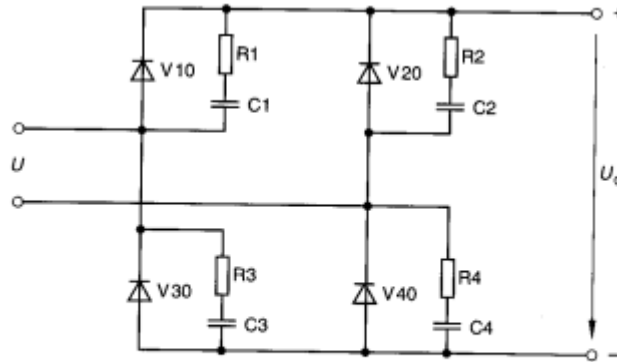
2.1. Bảo vệ quá áp

Hiện tượng quá điện áp có thể phát sinh do hiệu ứng tích tụ điện tích, áp suất hoặc biến thiên dòng điện trong điện cảm, các điện áp này có thể vượt quá điện áp nghịch cho phép của diode và làm hư hỏng diode

2.1.1. Bảo vệ quá áp do hiệu ứng tích tụ điện tích

Khi điện áp trên diode giảm xuống 0, lúc này tại vùng tiếp xúc vẫn còn nhiều hạt tải tự do và dòng điện vẫn tiếp tục chảy qua diode mặc dù điện áp trên diode lúc đó đảo chiều và dòng này sẽ giảm đột ngột khi các hạt tải rời khỏi vùng tiếp xúc, đột biến dòng điện này sẽ tạo ra trong mạch điện cảm một xung điện áp. Hiện tượng tích tụ điện tích phát sinh theo chu kỳ và phụ thuộc vào điện áp lưới điện.

Xung điện áp phát sinh sẽ cộng thêm với điện áp lưới và gây nguy hiểm cho diode tương ứng, bằng cách ghép một mạch bảo vệ có tính chất điện dung song song với diode (còn gọi là mạch AHS) để dòng điện này có thể tiếp tục chảy qua điện dung (hình 2.25)



Hình 2.25 Bảo vệ diode trong chỉnh lưu cầu bằng mạch AHS

Ngược lại với diode, đối với thyristor mức điện tích nạp vào tụ phụ thuộc vào góc kích và trong thời gian thyristor dẫn tụ sẽ phóng điện đột ngột. Do đó, trong trường hợp này cũng phải sử dụng mạch bảo vệ AHS gồm một tụ điện nối tiếp với một điện trở đệm (hình 2.26), giá trị các linh kiện này phụ thuộc vào mạch điện cụ thể, điện áp lưới và dòng thuận cho phép. V.D: Với các thyristor có dòng điện khoảng 50A các giá trị này được cho trong hình 2.26

| Điện áp nguồn | Điện trở | Tụ |
|---------------------|-----------------|-----------------|
| 125-249 V, 40-60 Hz | 47-68 Ω, 6 W | 0,22 μF, 600 V~ |
| 250-379 V, 40-60 Hz | 68-100 Ω, 6 W | 0,1 μF, 600 V~ |
| 380-500 V, 40-60 Hz | 100-150 Ω, 10 W | 0,1 μF, 600 V~ |

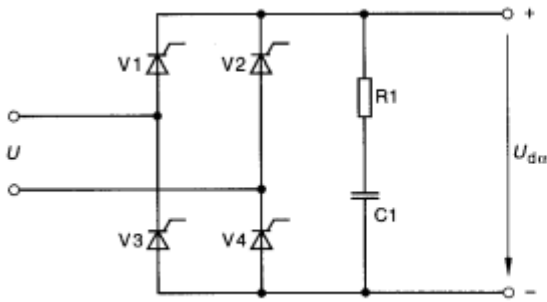
Hình 2.26 Giá trị các mạch AHS

2.1.2. Quá áp do đóng ngắt

Quá điện áp có thể xảy ra do hiện tượng đóng ngắt tải điện cảm hoặc điện dung, do biến thiên từ thông trong các động cơ điện một chiều và cũng có thể do sét đánh vào dây dẫn ngoài trời. Do đó, việc chọn biện pháp bảo vệ phụ thuộc vào từng trường hợp và ứng dụng cụ thể.

Trong nhiều trường hợp, hiện tượng quá áp có thể được bảo vệ bởi một mạch RC. Trong đó, tác dụng của các điện dung nhằm tích trữ năng lượng của các xung điện áp và của các điện trở nối tiếp là để triệt tiêu dao động tự kích. Trong nhiều trường hợp một mạch RC như thế thường thực hiện cả hai nhiệm vụ: Bảo vệ AHS và bảo vệ quá điện áp (hình 2.27)

Phương pháp này cũng có hạn chế là kích thước tụ lớn và tính kinh tế không cao, đối với các diode điện áp thấp thường dùng phương pháp bảo vệ bằng các phần tử giới hạn điện áp.



Hình 2.27 Bảo vệ quá áp do đóng ngắt và tích tụ điện tích

2.1.3. Các phần tử bảo vệ quá áp

Các phần tử này được chia làm hai loại: Loại dẫn điện khi quá điện áp và loại hạn chế điện áp. Đường đặc tính của loại dẫn quá áp có đoạn đặc tính điện trở âm, chúng sẽ chuyển sang trạng thái dẫn điện (điện trở nhỏ) khi điện áp đạt một giá trị xác định.

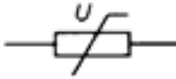
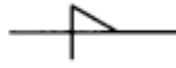

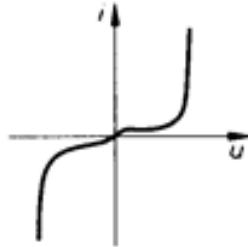
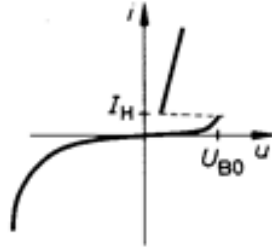

Các phần tử giới hạn điện áp bao gồm: Varistor và các diode giới hạn điện áp đối xứng, các linh kiện này hạn chế điện áp tại một giá trị xác định để bảo vệ các linh kiện bán dẫn khác. Hình 2.28 trình bày ba loại phần tử bảo vệ quá áp quan trọng nhất thường được dùng trong kỹ thuật chỉnh dòng

Varistor oxid kim loại

Loại này phù hợp với đặc tính của thyristor (hình 2.28). Vì chúng có nhiệt dung lớn nên thường dùng để hạn chế điện áp tạo ra bởi các xung điện áp, Varistor được dùng như mạch TSE đối với các thyristor có đỉnh dòng ngược nhỏ hơn 20A. Ứng dụng chủ yếu của chúng là để hạn chế điện áp trong các mạch chỉnh lưu không điều khiển có công suất nhỏ và trung bình và cả các mạch ổn áp

Diode quá áp

Chúng có cấu tạo giống thyristor nhưng có điện áp đánh thủng cố định và chính xác U_{BO} (hình 2.28), loại này không có cực công, điện áp đánh thủng được chế tạo từ 500V đến 4000V nhằm mục đích ngăn khả năng tự dẫn của thyristor.

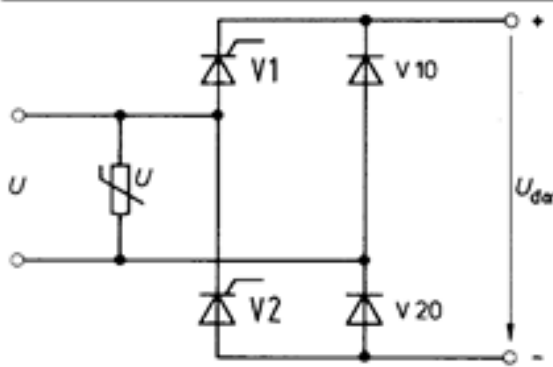
| Phần tử | Varistor | Diode quá áp | Diode ổn áp đối xứng |
|--------------------|---|--|---|
| Ký hiệu điện |  |  |  |
| Đặc tính |  |  |  |
| ứng dụng điển hình | Các bộ biến đổi công suất nhỏ với đỉnh dòng điện < 20 A | Bảo vệ thyristor theo chiều khóa với đỉnh dòng điện > 20 A | Bảo vệ các thyristor ghép nối tiếp hoặc ghép song song ngược chiều |

Hình 2.28 Các phần tử bảo vệ quá áp

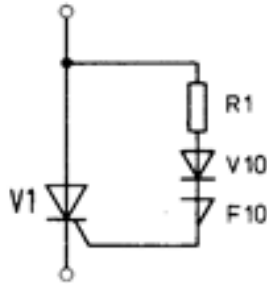
Varistor sẽ hạn chế điện áp khi thyristor ở trạng thái khóa thuận để tránh hiện tượng tự dẫn của thyristor khi xuất hiện xung điện áp.

Diode ổn áp đối xứng

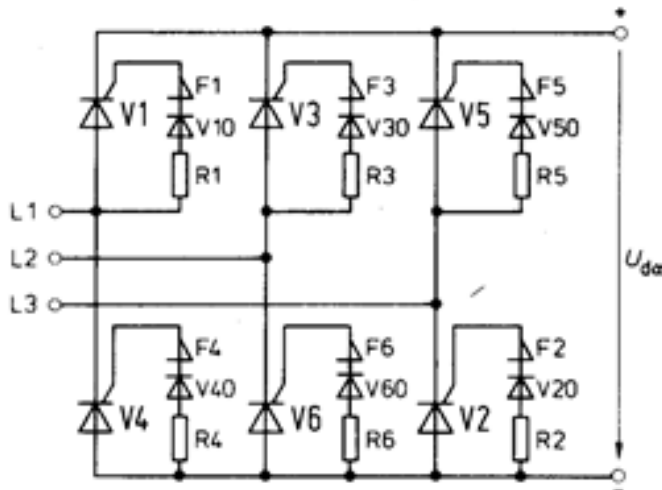
Là kết hợp giữa hai diode giới hạn điện áp (hình 2.28) ghép nối tiếp và ngược chiều. loại này thích hợp để bảo vệ cho các diode lớn trong các thiết bị có công suất từ 100KW trở lên. Đối với các thyristor có tốc độ tăng điện áp thấp cần phải thêm mạch AHS. Hình 2.29 trình bày các ứng dụng điển hình



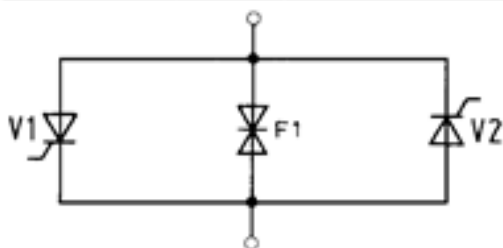
Bảo vệ quá áp các bộ biến đổi công suất thấp dùng varistor



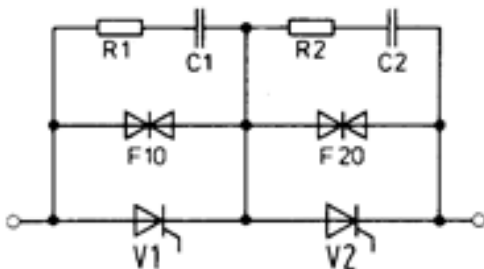
Bảo vệ các thyristor công suất ở trạng thái khóa dùng diode quá áp



Bảo vệ quá áp các van bộ biến đổi công suất lớn theo chiều khóa dùng diode quá áp



Bảo vệ quá áp theo 2 chiều các thyristor công suất lớn dùng diode ôn áp đối xứng



Bảo vệ quá áp các thyristor công suất lớn trong mạch nối tiếp dùng diode ôn áp đối xứng kết hợp mạch AHS

Hình 2.29 Các ứng dụng bảo vệ quá áp điện hình

2.2. Bảo vệ quá dòng và ngắn mạch

Các diode silic thường có nhiệt dung thấp nên dễ bị quá nhiệt khi dòng điện chảy qua có giá trị quá lớn. Tốc độ tăng dòng không được lớn hơn giá trị cho phép S_i -krit, nếu không có thể dẫn đến hư hỏng diode. Giới hạn dòng điện và công suất phải được lưu ý và được cho trong sổ tay của nhà sản xuất. Như đã trình bày ở mục 2.1.5.4, tốc độ tăng dòng di/dt có thể giảm được bằng cách ghép thêm điện cảm

Trong quá trình làm việc, các diode còn phải được bảo vệ:

- Quá dòng ngắn hạn khi chạm mạch cũng như quá tải
- Quá dòng dài hạn (luôn bị quá tải)

Dựa trên nguyên nhân phát sinh, các hiện tượng trên được phân loại như sau:

Ngắn mạch bên trong

Gây ra bởi khả năng chịu đựng điện áp thuận cũng như nghịch của thyristor giảm, bởi xung nhiễu hoặc các miền tiếp xúc bên trong bị ngắn mạch

Ngắn mạch bên ngoài

Gây ra do tải bị ngắn mạch, điện áp lưới quá cao hoặc hư hỏng thiết bị chuyển mạch.

Hiện tượng quá tải dài hạn có thể do nguyên nhân cơ khí, ví dụ hệ truyền động bị kẹt hoặc có thể do nguyên nhân tải điện ví dụ mạch hạn dòng không hoạt động

Dựa trên phương pháp bảo vệ bao gồm hai loại: Bảo vệ ngắn mạch và bảo vệ toàn bộ. Trong phương pháp bảo vệ toàn bộ phải chọn thiết bị bảo vệ có đặc tính tác động sao cho trong suốt thời gian bảo vệ dòng điện vẫn thấp hơn dòng giới hạn của diode, điều này có thể đạt được bằng các biện pháp sau đây:

- Dùng cầu chì tác động nhanh
- Dùng thiết bị đóng cắt từ tốc độ cao
- Kết hợp cầu chì tác động nhanh với tiếp điểm nhiệt
- Kết hợp cả ba biện pháp nêu trên

2.2.1. Bảo vệ bằng cầu chì

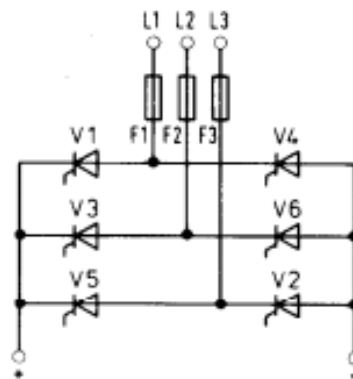
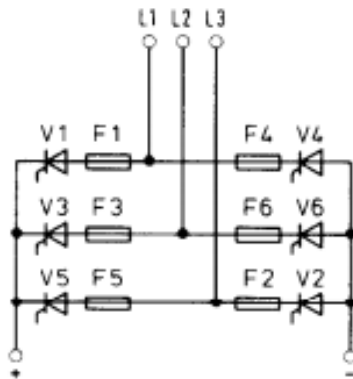
Trong nhiều trường hợp đặc biệt là khi công suất nhỏ, phương pháp bảo vệ thường dùng là cầu chì tác động nhanh trong khoảng từ 1mS đến 10mS khi có quá dòng. Một đại lượng quan trọng cho việc tính chọn cầu chì là tích phân tải giới hạn của diode. Đó là nhiệt độ cho phép của vùng chấn được biểu thị bằng tổng tất cả các giá trị tức thời i^2 trong một khoảng thời gian xác định

| | |
|------------------|---|
| Với diode có | $I_{FAV} = 50A$ |
| | $\int i_F^2 dt = 3500A^2S$ trong 10mS tại $\vartheta_J = 45^{\circ}C$ |
| hoặc | $\int i_F^2 dt = 1300A^2S$ trong 1mS tại $\vartheta_J = 150^{\circ}C$ |
| Với thyristor có | $I_{TAV} = 50A$ |
| | $\int i_F^2 dt = 7200A^2S$ trong 10mS tại $\vartheta_J = 45^{\circ}C$ |
| hoặc | $\int i_F^2 dt = 2400A^2S$ trong 1mS tại $\vartheta_J = 125^{\circ}C$ |

Sơ đồ mạch

Cầu chì nội bộ

Cầu chì ngoài



ứng dụng

Trường hợp có sức phản điện và các van ghép song song trong mỗi nhánh

Trường hợp công suất > 20 KW

Ưu điểm

Chống ngược cực tính trong máy nạp điện, có khả năng bảo vệ tốt hơn cho các van

Giá thành thấp

Khuyết điểm

Giá thành cao

Không tốt khi quá dòng xảy ra trong khoảng thời gian ngắn

Hình 2.30 Bảo vệ bằng cầu chì tác động nhanh

Trong phương pháp bảo vệ này giá trị $\int i^2 dt$ của cầu chì trong thời gian đáp ứng phải luôn nhỏ hơn phân nửa giá trị tích phân tải giới hạn của diode. Trong thực tế thường chọn

$$(i^2 dt)_{\text{cầu chì}} \leq 0,9 (i^2 dt)_{\text{diode}}$$

Dòng định mức của cầu chì nên chọn từ 1,1 đến 1,4 lần dòng điện thực tế. Cầu chì tác động nhanh có dạng ống thủy tinh với một vòng màu vàng và ký hiệu FF. Ví dụ cầu chì loại Silized 5SD420 có các thông số quan trọng như sau:

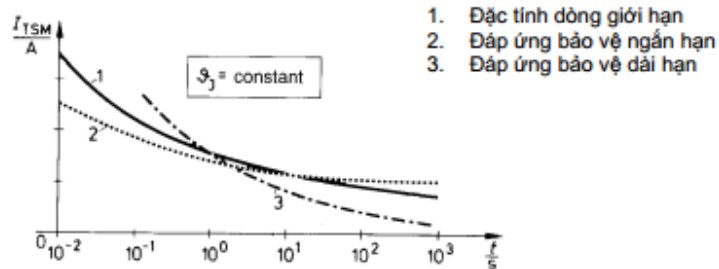
Điện áp $U_{RMS} = 500V$

Dòng $I_{RMS} = 16A$

$$i^2 t = 60A^2S$$

2.2.2. Phương pháp bảo vệ quá dòng kết hợp

Đối với các thiết bị lớn chỉ nên dùng một cầu chì để bảo vệ ngắn mạch. Vì vậy, việc bảo vệ quá dòng phải cần dùng thêm các phần tử khác. Đặc tính của các phần tử như thế, tổ hợp bảo vệ, bao gồm một cầu chì tác động nhanh bảo vệ ngắn mạch và một tiếp điểm nhiệt bảo vệ quá dòng dài hạn trong phạm vi công suất từ 6 - 20KW (hình 2.31). Trong hình 2.32 là hai sơ đồ bảo vệ có công suất khác nhau.



Hình 2.31 Đặc tính bảo vệ ngắn mạch và quá dòng

| Sơ đồ | Bảo vệ MCB | Bảo vệ kết hợp |
|-------------|---|--------------------------------------|
| | | |
| Ứng dụng | Ứng dụng có công suất $\leq 15 KW$ | Ứng dụng có công suất $\geq 20 KW$ |
| Ưu điểm | Không cần thay mới khi có sự cố, tiết kiệm tiếp điểm làm việc | Thích hợp cho yêu cầu bảo vệ các van |
| Khuyết điểm | Bảo vệ ngắn hạn kém | Chi phí cao |

Hình 2.32 So sánh 2 phương pháp bảo vệ với các mức công suất khác nhau

2.3. Bảo vệ quá nhiệt

2.3.1. Đại cương

Điện áp thuận của linh kiện bán dẫn nhỏ hơn nhiều so với điện áp nguồn nuôi nhưng do dòng điện qua miền tiếp xúc tương đối lớn nên công suất rơi trên miền tiếp xúc cũng làm tăng nhiệt độ tại đây.

Nếu tần số làm việc lớn hơn 60Hz hoặc khi làm việc với tín hiệu xung thì công suất tiêu hao trong thời gian chuyển mạch sẽ làm nhiệt độ tăng cao, tương quan giữa tiêu hao công suất lúc đóng và ngắt mạch còn phụ thuộc theo loại tải.

Để tính toán công suất tiêu hao tổng Pges rơi trên linh kiện phải biết công suất tiêu hao khi dẫn thuận P_F , khi dẫn nghịch P_R , công suất điều khiển P_{contr} và công suất chuyển mạch P_{sw}

$$P_{tot} = P_F + P_R + P_{contr} + P_{sw}$$

Trong lĩnh vực điện tử công suất, công suất tiêu hao nghịch và điều khiển có thể bỏ qua, và công suất tổng khi làm việc ở tần số cao hoặc xung được tính gần đúng theo công thức

$$P_{tot} \approx P_F + P_{sw}$$

Và khi tần số làm việc nhỏ hơn 60Hz $P_{tot} \approx P_F$

| Linh kiện | Phương trình |
|------------|---|
| Transistor | $P_F = U_{CE sat} \times I_C$ |
| Diode | $P_F = U_{(TO)} \times I_{FAV} + I_F \times F^- \times I_{FAV}$ |
| Thyristor | $P_T = U_{(TO)} \times I_{TAV} + I_T \times F^- \times I_{TAV}$ |

Hình 2.33 Công suất tiêu hao thuận trên linh kiện bán dẫn

2.3.2. Đặc tính nhiệt tĩnh

Trong phần này trình bày về nhiệt dung của linh kiện và sẽ được giảm đi nhờ các cánh tỏa nhiệt, có nghĩa là nhiệt độ phát sinh phải được truyền toàn bộ vào môi trường làm nguội. Nhiệt trở phải có giá trị thật thấp để công suất tiêu hao P_{tot} có thể truyền từ cánh tỏa nhiệt vào không khí dễ dàng. Gọi $\Delta\vartheta$ là chênh lệch nhiệt độ giữa nhiệt độ mối nối ϑ_J với nhiệt độ môi trường ϑ_A

$$\Delta\vartheta = \vartheta_J - \vartheta_A$$

Suy ra nhiệt trở được tính theo công thức

$$R_{th tot} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{P_{tot}}$$

Nhiệt trở tổng là tổng cộng các nhiệt trở thành phần: Nhiệt trở giữa vỏ với mối nối ($R_{th JC}$), giữa vỏ với cánh tỏa nhiệt ($R_{th CK}$) và giữa cánh tỏa nhiệt với môi trường ($R_{th KA}$)

$$R_{th\ tot} = R_{th\ JC} + R_{th\ CK} + R_{th\ KA}$$

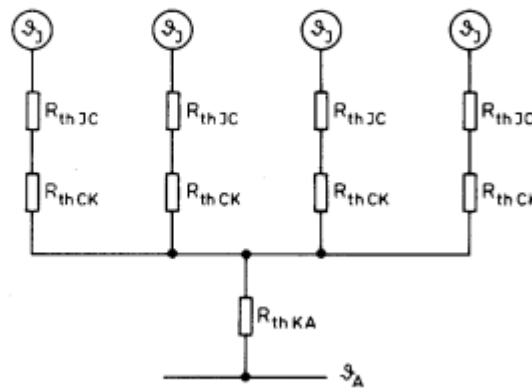
Đối với các linh kiện công suất lớn, cánh tỏa nhiệt được đặt ở hai mặt tương đương như mạch ghép song song

$$\frac{1}{R_{th\ tot}} = \frac{1}{R_{th\ JA\ anode}} + \frac{1}{R_{th\ JA\ cathode}}$$

2.3.3. Ví dụ ghép 4 diode trên 1 cánh tỏa nhiệt

Từ sổ tay của nhà sản xuất tìm được các giá trị cho phép tương ứng với các loại cánh tỏa nhiệt. Ứng dụng sơ đồ nhiệt tương đương ở hình 2.34. Bốn diode trong mạch chỉnh lưu cầu được ghép chung trên cùng một cánh tỏa nhiệt

$$\begin{aligned} R_{th\ JC} &= 1,5\text{K/W}; & R_{th\ CK} &= 0,7\text{K/W} \\ R_{th\ KA} &= 0,35\text{K/W}; & \vartheta_J &= 180^{\circ}\text{C}; & \vartheta_A &= 45^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$



Hình 2.34 Sơ đồ tương đương nhiệt trở tính của cánh tỏa nhiệt chung

Tính nhiệt trở

$$\begin{aligned} R_{th\ tot} &= (1/4)(R_{th\ JC} + R_{th\ CK}) + R_{th\ KA} \\ &= (1/4)(1,5 + 0,7) \text{ K/W} + 0,35 \text{ K/W} \\ &= 0,55 \text{ K/W} + 0,35 \text{ K/W} \\ &= 0,9 \text{ K/W} \end{aligned}$$

Với giá trị này suy ra công suất tối đa trên 4 diode

$$P_{tot} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{R_{th\ tot}} = \frac{180^{\circ}\text{C} - 45^{\circ}\text{C}}{0,9 \frac{\text{K}}{\text{W}}} = \frac{135 \text{ K}}{0,9 \frac{\text{K}}{\text{W}}} = 150 \text{ W}$$

Công suất tiêu hao trên mỗi diode

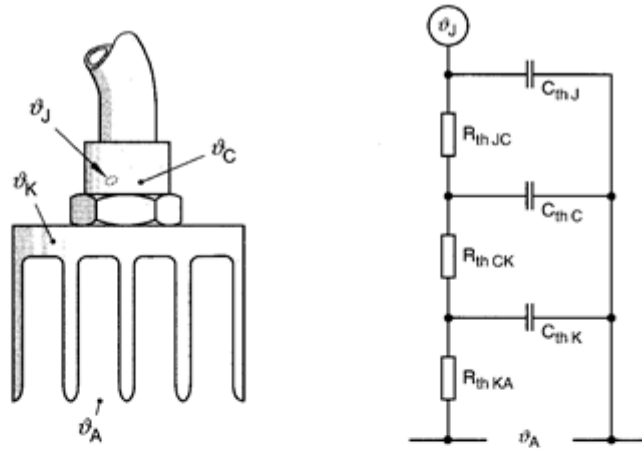
$$P_{Diode} = \frac{P_{tot}}{4} = \frac{150 \text{ W}}{4} = 37,5 \text{ W}$$

2.3.4. Đặc tính nhiệt động

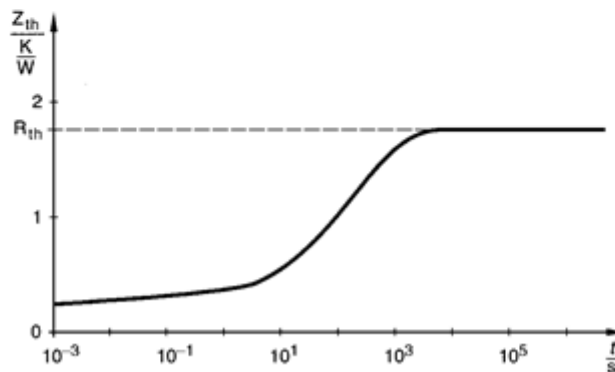
Khi dòng tải thay đổi V.D: Trong chế độ làm việc xung, lúc này hệ thống tỏa nhiệt được xem như là sự kết hợp giữa nhiệt trở và nhiệt dung (hình 2.35),

đặc tính nhiệt của linh kiện gọi là nhiệt trở động Z_{th} , giá trị này thay đổi theo thời gian và là đơn vị đo khả năng truyền nhiệt trong một khoảng thời gian ngắn. Vì trong khoảng thời gian dài thì các nhiệt dung C_{th} đã được nạp ổn định nên có thể thay thế bằng nhiệt trở tĩnh như chỉ ở hình 2.36

$$Z_{th} = R_{th} \text{ khi } t > 10 \text{ s}$$



Hình 2.35 Sơ đồ tương đương nhiệt trở động của van có tỏa nhiệt



Hình 2.36 Đặc tính nhiệt trở động Z_{th}

2.3.5. Các cách truyền dẫn nhiệt

Trong trạng thái tĩnh, phụ thuộc vào loại và kích thước diode và cả thiết bị cũng như chế độ làm việc, nhiệt có thể truyền dẫn bằng nhiều cách: Bức xạ nhiệt, dẫn nhiệt và đối lưu

Bức xạ nhiệt

Quá trình truyền nhiệt xảy ra do dao động sóng điện từ, vật đen có khả năng bức xạ nhiệt cao nhất

Năng lượng nhiệt có thể được truyền đi bằng bức xạ nhưng trong chất bán dẫn nhiệt được truyền đi tỉ lệ với điều kiện truyền nhiệt và đối lưu và không đo hiện tượng bức xạ

Dẫn nhiệt

Việc truyền dẫn năng lượng ra môi trường lạnh hơn là do hiệu ứng va chạm của các phân tử chuyển động nhanh trong môi trường nóng, khả năng truyền nhiệt phụ thuộc vào tính chất của vật liệu và được đánh giá bởi độ dẫn nhiệt λ (hình 2,37). Cánh tỏa nhiệt được chế tạo chủ yếu từ nhôm và đồng, bạc có độ dẫn nhiệt tốt nhưng ít được dùng vì giá thành cao

| Vật liệu | Độ dẫn nhiệt $\lambda \left[\frac{W}{Km} \right]$ | Hệ số nhiệt $c \left[\frac{Wh}{kg K} \right]$ | Mật độ $\rho \left[\frac{kg}{dm^3} \right]$ |
|-----------|--|--|--|
| Bạc | 415 | 0,07 | 10,5 |
| Đồng | 394 | 0,1 | 8,9 |
| Nhôm | 229 | 0,24 | 2,7 |
| Sắt | 71 | 0,13 | 7,8 |
| Nước | 0,6 | 1,63 | 1 |
| Không khí | 0,02 | 0,28 | $1,29 \times 10^{-3}$ |

Hình 2.37 Đặc tính nhiệt của vật liệu

Đổi lưu

Trước tiên, nhiệt lượng được hấp thu bởi chất lỏng hoặc chất khí như nước hoặc không khí và sau đó được truyền đi bởi chuyển động của các chất đó (không khí nóng bay lên cao).

Hiện tượng đổi lưu là một dạng làm nguội bằng không khí thường dùng cho các linh kiện bán dẫn, đặc biệt là không khí tạo một tiếp xúc rất tốt với vỏ của linh kiện và cánh tỏa nhiệt

Trong trường hợp công suất lớn, ngoài biện pháp làm nguội bằng không khí còn sử dụng nước cũng như các loại dầu đặc biệt

Đối với các linh kiện công suất nhỏ được làm nguội tự nhiên bằng không khí, diện tích cánh tỏa nhiệt được tính theo công thức kinh nghiệm

$$A = \text{const} \times \frac{P_{\text{tot}}}{\Delta \vartheta}$$

$$\Delta \vartheta = \vartheta_{\text{max}} - \vartheta_{\text{A}}$$

$$\text{const} = (0,6..1) \frac{K \times \text{cm}^2}{W}$$

Làm nguội cưỡng bức

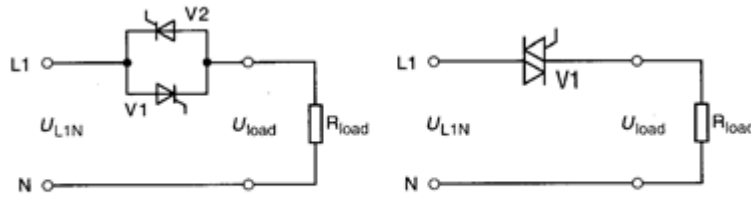
Được thực hiện bằng quạt gió hoặc bơm nước vào linh kiện cần làm nguội. Phương pháp này thường dùng trong trường hợp công suất lớn để bảo đảm tốt khả năng tỏa nhiệt

3. Công tắc xoay chiều và 3 pha

3.1. Đại cương

Các van bán dẫn có điều khiển như: Transistor và thyristor chỉ cho dòng điện chảy qua theo một chiều, nhưng trong kỹ thuật xoay chiều và 3 pha, một

chuyển mạch điện tử phải có khả năng cho dòng điện chảy theo hai chiều, yêu cầu này được thực hiện bằng triac hoặc ghép song song và ngược chiều các thyristor với nhau (hình 2.38)



Công tắc xoay chiều dùng thyristor và triac

Công tắc được đóng bằng cách kích xung vào van tương ứng với chiều dẫn điện, xung kích là điện áp một chiều tại mỗi bán kỳ của điện áp xoay chiều

Mặc dù các công tắc cơ khí vẫn còn sử dụng nhưng trong nhiều lĩnh vực chúng đã bị thay thế bởi công tắc điện tử

Trong sổ tay kỹ thuật các công tắc điện tử có ký hiệu như sau:

Rờ le điện tử ELR hoặc Rờ
le bán dẫn SSR

Phần sau đây trình bày ưu và khuyết điểm của công tắc điện tử so với công tắc cơ khí

Ưu điểm

- Tốc độ chuyển mạch cao
- Tần số đóng ngắt cao
- Tuổi thọ dài
- Độ tin cậy cao
- Không gây nhiễu
- Không bị ảnh hưởng môi trường
- Không bị rung động

Khuyết điểm

- Không cách ly về điện giữa lưới và tải ngay cả ở trạng thái tắt
- Tiêu hao tương đối lớn
- Khả năng quá dòng có giới hạn
- Khả năng quá áp có giới hạn

3.2. Công tắc xoay chiều

Dòng điện và điện áp trong tải điện trở thì tỉ lệ với nhau. Do đó, nếu xung kích xuất hiện ngay tại thời điểm điện áp lưới đạt giá trị cực đại thì dòng điện trong mạch sẽ tăng đột ngột lên giá trị cực đại, với tốc độ tăng dòng quá lớn như thế có thể gây nguy hiểm cho van bán dẫn và còn tạo nên nhiễu tần số cao.

Hiện nay, hầu hết các công tắc xoay chiều ứng dụng trong công nghiệp đều là loại chuyển mạch tại điểm điện áp bằng 0, phần tiếp theo đây sẽ giới thiệu một số công tắc quan trọng thuộc loại này

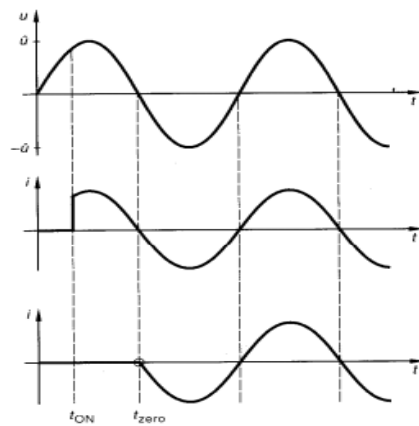
3.2.1. Nguyên tắc chuyển mạch tại điểm 0

Hình 2.39 trình bày quan hệ giữa hoạt động của một công tắc khi đóng trực tiếp với tải và khi đóng tại điểm 0.

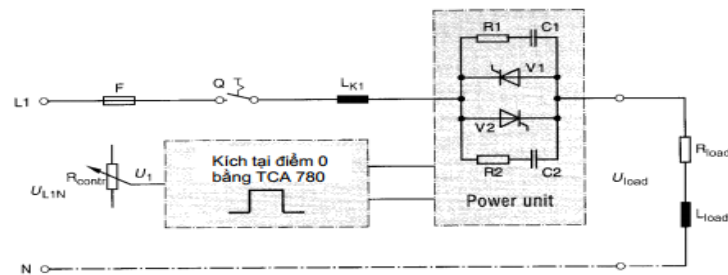
Công tắc chuyển mạch tại điểm 0 cấu tạo từ các linh kiện điện tử, trong trường hợp công suất lớn thường hay dùng thyristor hoặc triac với thời điểm kích ngay sau khi điện áp lưới qua điểm 0.

Thyristor cũng như triac được điều khiển bằng điện áp một chiều hoặc xung, hiện nay có nhiều mạch điều khiển được chế tạo bằng công nghệ vi mạch.

Hình 2.40 trình bày một công tắc chuyển mạch tại điểm 0 dùng vi mạch điều khiển TCA 780 với tải cảm kháng, bằng cách chỉnh biến trở ở vị trí thích hợp sao cho góc kích ổn định tại $\alpha = 0^\circ$ và khi tải được đóng mạch thì xung kích phải có bề rộng đủ lớn để dòng điện qua van có đủ thời gian tăng cao hơn dòng duy trì. Chuyển mạch tại điểm 0 cũng có thể thực hiện với vi mạch U106BS.



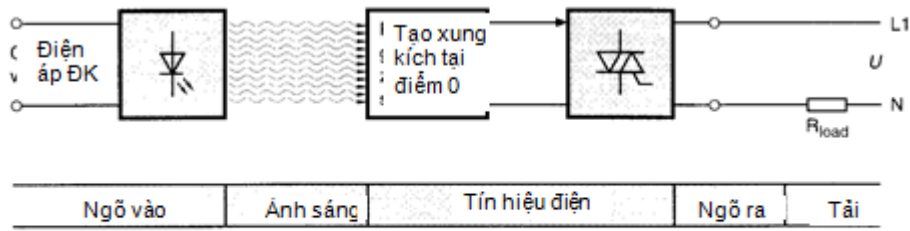
Hình 2.39 Dòng tải qua công tắc 1 pha có và không có kích tại điểm 0



Hình 2.40 Công tắc xoay chiều 1 pha W1

3.2.2. Rò le điện tử (ELR)

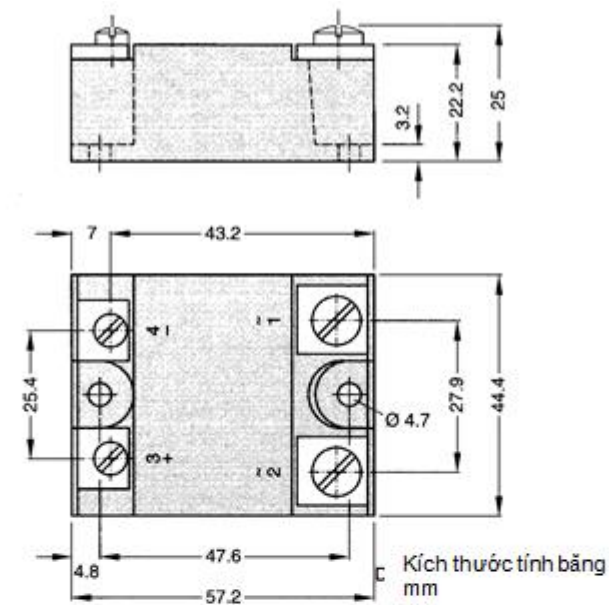
Rò le điện tử được gọi là ELR hoặc SSR (rò le bán dẫn), ngày nay được ứng dụng rất nhiều trong kỹ thuật điều khiển điện tử, để cách ly về điện giữa tải với mạch điều khiển trong thực tế thường dùng các liên kết quang học (hình 2.41) và lúc này tín hiệu điều khiển được truyền đến phần động lực thông qua ánh sáng.



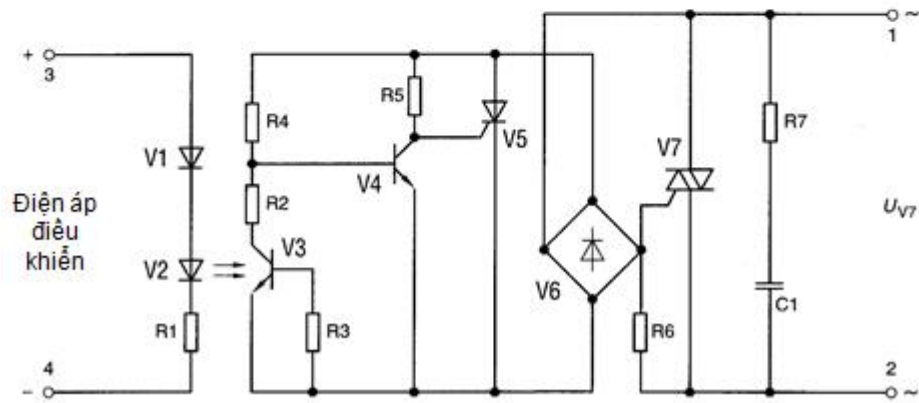
Hình 2.41 Sơ đồ khối ELR

| | |
|--------------------------------|----------------------|
| Dòng chuyển mạch hiệu dụng | 40 A |
| Điện áp chuyển mạch hiệu dụng | 240 V |
| Đỉnh điện áp cực đại khi tắt | 600 V |
| Điện áp 0 | < 30 V |
| Tần số làm việc | 47...63 Hz |
| Dòng duy trì | 100 mA |
| Độ tăng điện áp | 200 V/ μ S |
| Độ tăng dòng điện | 20 A/ μ S |
| Tích phân tải giới hạn (10mS) | 300 A ² S |
| Điện áp điều khiển (một chiều) | 3...30 V |
| Dòng điều khiển (một chiều) | < 20 mA |
| Nhiệt độ làm việc | -20...+80°C |
| Trọng lượng | 115 g |

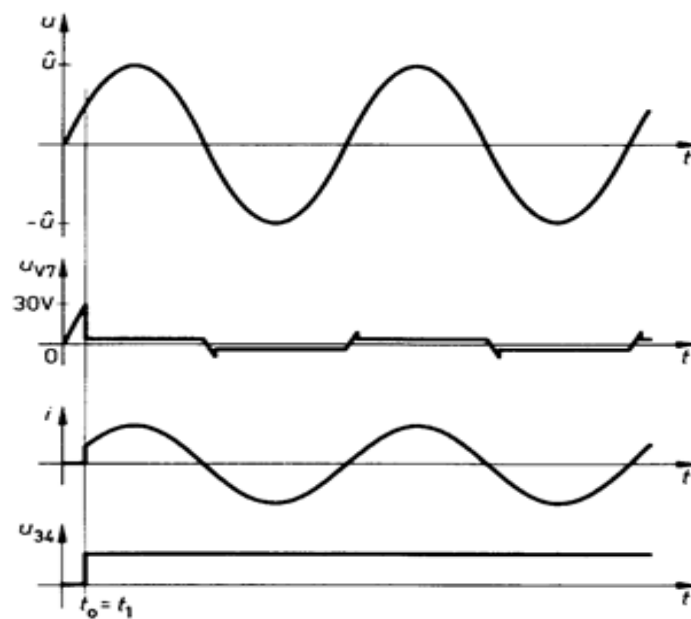
Một linh kiện ELR như thế được chế tạo dưới dạng một khối với 4 chân ra (hình 2.42) có kích thước như sau:



Hình 2.42 Kích thước của ELR 40 A



Hình 2.43 Sơ đồ cơ bản của ELR



Hình 2.44 Đặc tính chuyển mạch của ELR trong vùng điện áp bằng 0

Hình 2.44 trình bày nguyên lý làm việc của ELR khi không có điện áp điều khiển đặt giữa chân 3 và 4 (ELR sẽ tắt), led V2 không sáng và quang transistor V3 bị khóa, lúc này có dòng cực nền chảy qua R4 làm cho V4 dẫn bảo hòa, tín hiệu điều khiển thyristor V5 bị ngắn mạch, thyristor V5 và triac V7 tắt qua tải chỉ có dòng rò rất nhỏ chảy qua hai linh kiện này.

Bây giờ, nếu đặt điện áp điều khiển từ 3V...30V giữa chân 3 và 4 của ELR thì led V2 sẽ sáng làm cho quang transistor V3 dẫn điện, với cầu phân áp chọn thích hợp thì V4 vẫn duy trì trạng thái tắt lân cận giá trị 0V của điện áp lưới, dòng kích qua R5 làm thyristor V5 và triac V7 dẫn điện cung cấp dòng cho tải, khi $I_L > I_H$ điện áp rơi trên ELR có giá trị $U_T < 1,6V$

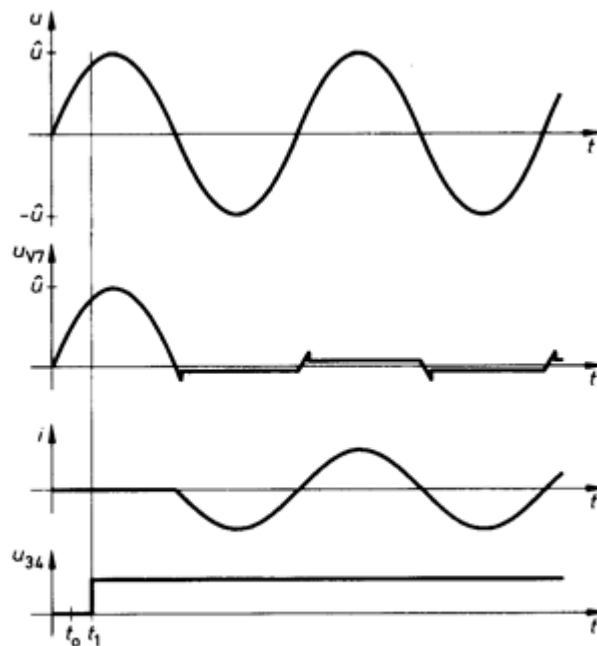
Nếu điện áp điều khiển U_{contr} xuất hiện tại thời điểm t_1 (hình 2.45), lúc này điện áp lưới $U > 30V$, ELR vẫn duy trì trạng thái tắt cho đến bán kỳ kế tiếp. Thời gian trì hoãn lúc đóng mạch có thể kéo dài đến 1 bán kỳ do đặc tính kích tại điểm 0, điều này được minh họa trong biểu đồ thời gian dưới đây

Tại thời điểm t_1 quang transistor V3 được kích dẫn, transistor V4 vẫn còn dẫn vì điện áp cực nền của nó đủ lớn nên thyristor V5 và triac V7 cũng như tải vẫn ở trạng thái tắt

Trong chế độ làm việc dài hạn, ELR và tải luôn dẫn điện khi điện áp điều khiển còn được duy trì. Như đường đặc tính ở hình 2.44 và 2.45 cho thấy triac V7 được kích dẫn trong mỗi bán kỳ tại điểm có điện áp bằng 0.

Khi mất điện áp điều khiển, tại bán kỳ kế tiếp triac không được tiếp tục kích nên sẽ tắt và dòng qua tải lúc này bằng 0.

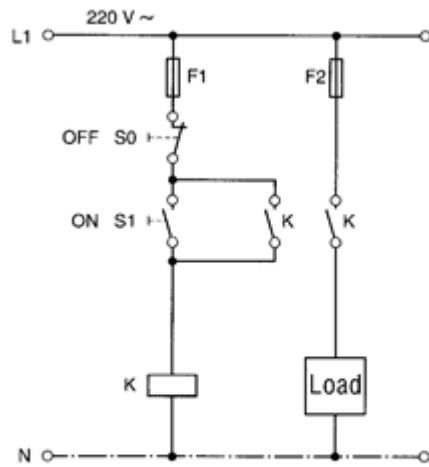
Diode V1 trong mạch điều khiển hình 2.43 có nhiệm vụ bảo vệ ngược cực tính cho led (vì led có điện áp nghịch cho phép rất thấp)



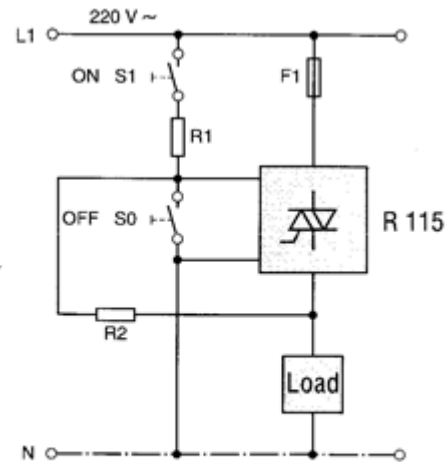
Hình 2.45 Đặc tính chuyển mạch của ELR khi điện áp lớn hơn 0 V

3.2.3. ELR trong mạch tự duy trì

Để đơn giản cho việc chuyển đổi từ các thiết bị đóng cắt điện cơ sang điện tử, các khái niệm trong kỹ thuật điều khiển điện cơ cũng được áp dụng trong kỹ thuật điều khiển dùng mạch điện tử



Hình 2.46 Mạch tự duy trì dùng công tắc cơ điện



Hình 2.47 Mạch tự duy trì dùng ELR

Ví dụ trong yêu cầu đóng ngắt dùng nút nhấn có một mạch rất quen thuộc đó là mạch "tiếp điểm tự duy trì" (hình 2.46)

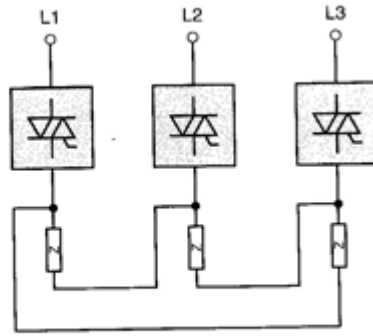
Nếu đưa khái niệm tự duy trì vào lĩnh vực điện tử công nghiệp thì có nghĩa là ELR cũng được đóng điện bởi một nút nhấn và bị cắt bởi một nút nhấn khác, nhưng ngược lại với hình 2.46 là yêu cầu điều khiển này không dùng tiếp điểm phụ. Trong hình 2.47 trình bày một mạch tự duy trì chỉ dùng ELR và một bộ tích lũy năng lượng tại ngõ vào điều khiển làm nhiệm vụ tự duy trì.

Sau khi ấn S1, bộ tích lũy phải nhận đủ năng lượng và chuẩn bị sẵn sàng để kích ELR trong các bán kỳ tiếp theo sau đó mà không cần phải ấn S1, trong hình 2.47 trình bày mạch tự duy trì dùng ELR R115 (BBC), khi ấn nút S0, năng lượng điều khiển trong bộ tích lũy bị mất và ELR chuyển sang trạng thái tắt cho đến khi có xung kích dẫn tiếp theo bằng cách ấn S1.

3.3. Công tắc 3 pha

3.3.1. Đại cương

Một công tắc 3 pha cơ khí còn gọi là công tắc 3 cực bao gồm 3 tiếp điểm được tác động cùng lúc, công tắc điện tử cũng tương tự như thế (hình 2.48)



Hình 2.48 Công tắc 3 pha W3 sơ đồ B tải tam giác

Bao gồm 3 công tắc 1 pha W1 và được gọi là công tắc 3 pha W3. Tải 3 pha có thể ghép theo sơ đồ hình tam giác hoặc hình sao. Có nhiều dạng mạch khác nhau phụ thuộc vào từng loại công tắc điện tử. V.D: Mạch ghép hình sao có hoặc không có dây trung tính, ngoài ra mạch điện còn được phân loại dựa trên cách sắp xếp linh kiện

Sơ đồ A

Trong sơ đồ này các công tắc hoạt động độc lập với nhau, không bị phụ thuộc vào các công tắc khác

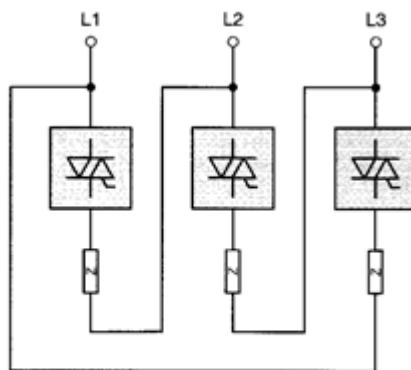
Sơ đồ B

Một công tắc chỉ hoạt động cùng lúc với công tắc khác

3.3.2. Mạch ghép tam giác

Trong dạng mạch A, mỗi một công tắc W1 hoạt động hoàn toàn độc lập với các công tắc khác. Từ hình 2.49 cho thấy trong dạng mạch này mỗi phụ tải 3 pha riêng lẻ được đóng mạch bởi công tắc tương ứng và điện áp đặt lên tải là điện áp dây U.

Ngược lại, trong dạng mạch B được trình bày ở hình 2.48 dòng điện chỉ chảy qua tải khi ít nhất hai trong ba công tắc dẫn điện.

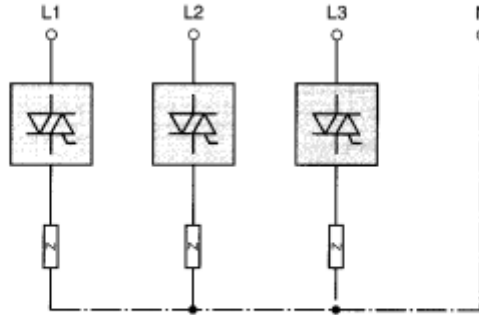


Hình 2.49 Công tắc W3 sơ đồ A, tải tam giác

3.3.3. Mạch ghép sao với dây trung tính

Một sơ đồ mạch W3 khác trong đó các công tắc hoạt động độc lập với nhau (hình 2.50), khác với mạch trong mục 3.3.2, điện áp đặt lên tải lúc này là điện áp pha $U_{LN} = U/\sqrt{3}$

Trong hệ thống tải 3 pha không đối xứng sẽ làm xuất hiện dòng điện trong dây trung tính, loại mạch này không được sử dụng phổ biến



Hình 2.50 Công tắc W3 sơ đồ A, tải nối sao có dây trung tính

3.3.4. Mạch ghép sao không có dây trung tính

Xem mạch điện trong hình 2.51, điều kiện để một công tắc dẫn điện phụ thuộc trực tiếp vào trạng thái của hai công tắc khác. V.D: Công tắc ở dây L1 chỉ dẫn khi ít nhất có một trong hai công tắc khác cùng dẫn, để duy trì trạng thái dẫn dòng điện trong từng van phải lớn hơn dòng duy trì

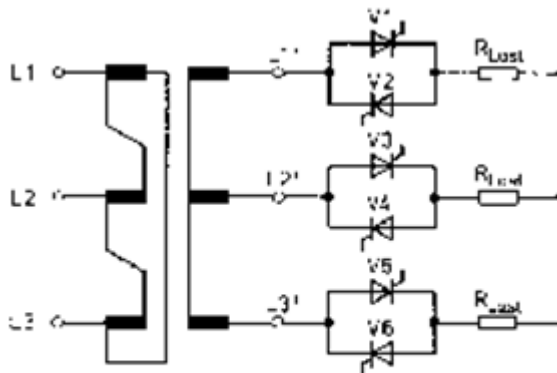
Đối với dạng mạch B, các khả năng sau đây có thể xảy ra:

Trường hợp 1

V.D: Hai công tắc ở L1 và L2 dẫn nên trở kháng Z_1 và Z_2 xem như được ghép nối tiếp và điện áp dây U_{L1L2} chia đều trên hai trở kháng này

Trường hợp 2

Khi cả ba công tắc đều dẫn, lúc này điện áp đặt lên mỗi tải riêng lẻ là điện áp pha $U_{LN} = U/\sqrt{3}$



Hình 2.51 Công tắc 3 pha mode B, tải trở đầu sao không có dây trung tính

3.3.5. Công tắc 3 pha đơn giản

Điều kiện kích dẫn của dạng mạch B thường rất phức tạp. V.D: Trong mạch điện ở hình 2.51 không thể chuyển mạch ngay tại điểm 0 vì điện áp của 3 pha luôn lệch nhau 120° , điều này cho thấy rằng với dạng mạch B dòng điện chỉ xuất hiện khi hai công tắc cùng dẫn. Vì vậy, trong thực tế thường chỉ cần dùng hai công tắc xoay chiều.

Một mạch điện như thế được vẽ ở hình 1.52. Tuy tốn kém ít linh kiện nhưng mạch vẫn bảo đảm hoạt động tốt, tải có thể ghép theo hình sao hoặc hình tam giác và trong cách ghép sao cũng cho phép không dùng dây trung tính.

3.4. Ứng dụng

Như đã đề cập đến các ưu điểm của công tắc điện tử, loại công tắc này thích hợp với các ứng dụng trong kỹ thuật dòng 3 pha có tần số đóng ngắt cao và dòng tải lớn. V.D: Điều khiển động cơ và lò sưởi

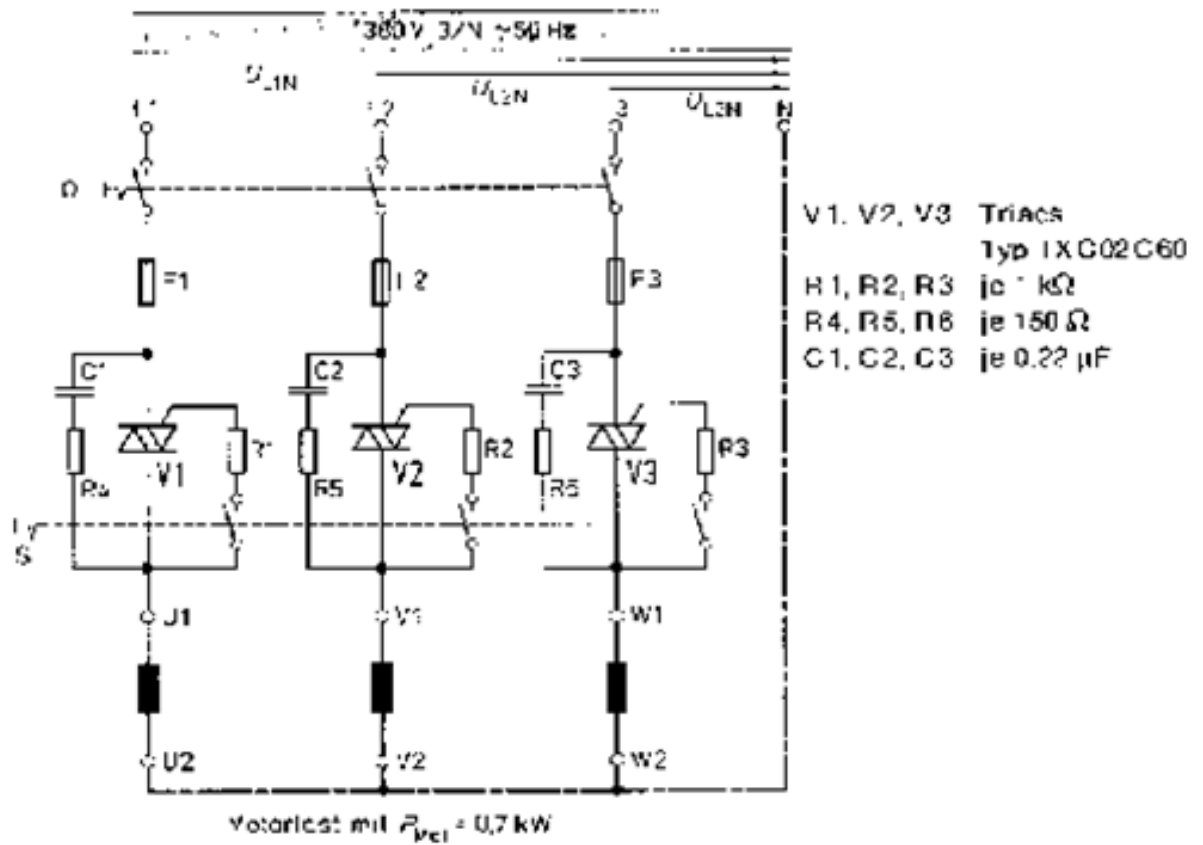
3.4.1. Công tắc 3 pha kích bằng dòng xoay chiều

Trong hình 2.53 là mạch điều khiển động cơ 3 pha công suất tiêu thụ đến 0,7KVA có biểu đồ vectơ kèm theo ở hình 2.54. Linh kiện sử dụng là các triac loại TXC02C60 (Siemens) được kích bằng dòng điện xoay chiều, các triac này có thể được điều khiển riêng rẽ nhờ có dây trung tính.

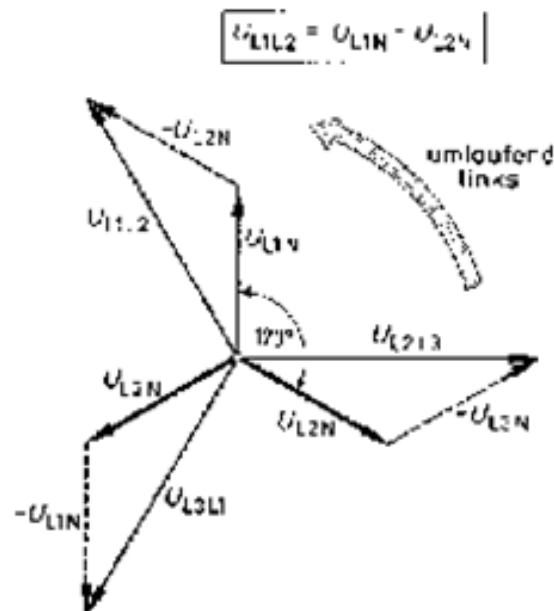
Tiếp điểm S có nhiệm vụ tắt/mở mạch, điện trở cực cổng triac tạo góc kích khoảng 6° tại mỗi phần tư thứ nhất cũng như thứ ba

3.4.2. Công tắc 3 pha kích một chiều

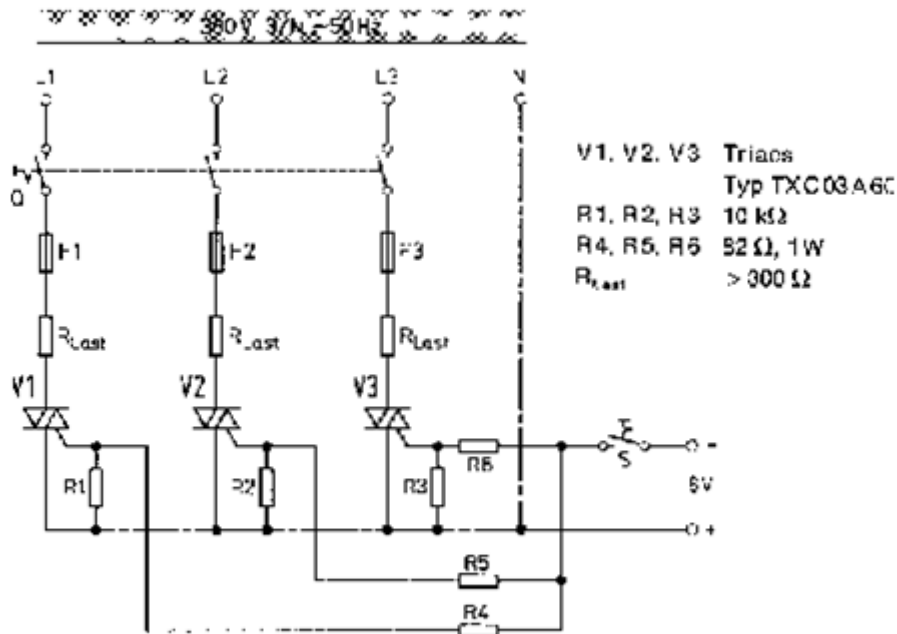
Hình 2.55 trình bày một chuyển mạch 3 pha kích bằng dòng một chiều tải điện trở. Với sơ đồ như trên cho thấy tất cả các điện cực A_1 của 3 triac đều nối vào dây trung tính và cũng là điểm chung của điện áp kích, các triac trong mạch được kích dẫn theo nguyên tắc ở phần tư thứ ba và thứ tư. Công tắc S dùng để tắt/mở ba mạch kích, vì điện áp kích là một chiều nên các triac vẫn còn dẫn điện cho đến khi dòng tải giảm bằng 0.



Hình 2.53 Công tắc 3 pha kích xoay chiều mode A



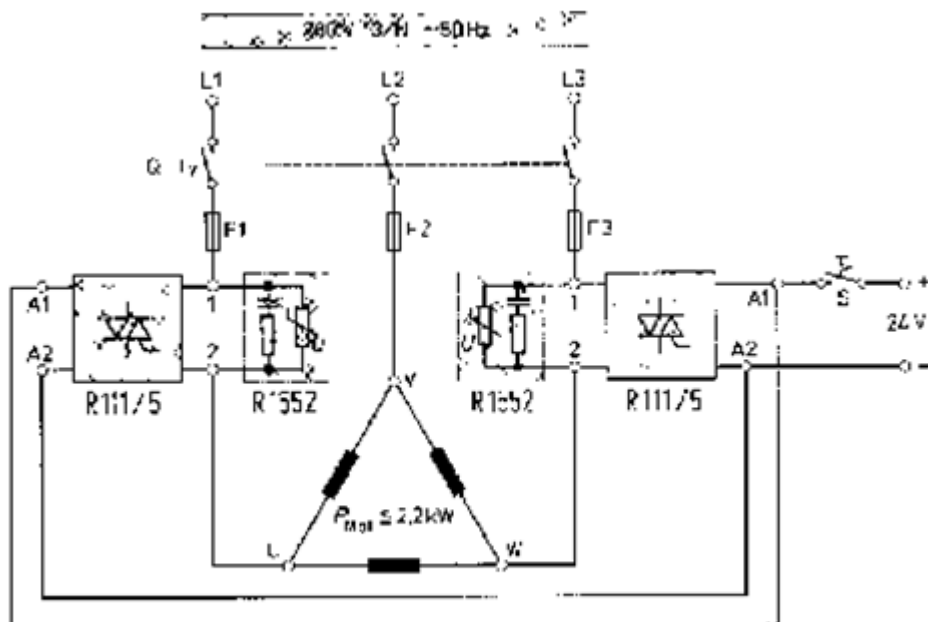
Hình 2.54 Đồ thị vec tơ điện áp của hình 2.53



Hình 2.55 Công tắc 3 pha mode A kích bằng dòng 1 chiều

3.4.3. Công tắc 3 pha dùng ELR

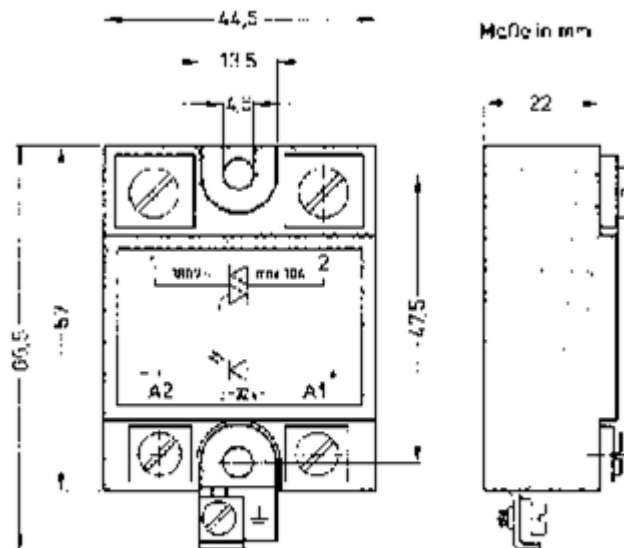
Điều khiển động cơ là một ứng dụng quan trọng của công tắc điện tử 3 pha. Hình 2.56 trình bày một hệ thống điều khiển động cơ dùng rơ le điện tử R111/5 (BBC) có cấu tạo được vẽ ở hình 2.57, loại này thích hợp để điều khiển động cơ có công suất đến 2,2KW



Hình 2.56 Công tắc 3 pha điều khiển động cơ 3 pha dùng ELR

Đặc tính kỹ thuật của R111/5**Ngõ ra**

| | |
|----------------------------------|---------------------|
| Điện áp làm việc định mức U | 380V |
| Dải điện áp làm việc cho phép | 100...420V |
| Dòng làm việc định mức | 10A |
| Dòng định mức không có tỏa nhiệt | 5A |
| Dòng đỉnh 10mS | 150A |
| Tích phân tải giới hạn 10mS | 195A ² S |
| Điện áp nghịch cho phép | 1600V |
| Điện áp rơi cực đại | ≤3,2V |
| Dòng rò cực đại | ≤8mA |
| Dòng duy trì | 5mA |
| Độ tăng điện áp du/dt | ≥200V/μS |



Hình 2.57 Kích thước của ELR kiểu R111/5

Ngõ vào

| | |
|------------------------|----------------------|
| Dải điện áp điều khiển | 3...32V |
| Điện áp thấp nhất | 1V |
| Dòng điện điều khiển | 3...32mA |
| Trở kháng vào | 1KW |
| Thời gian trì hoãn | ≤10mS |
| Điện áp cách ly vào/ra | 250V _{eff} |
| Điện áp cách ly với vỏ | 2500V _{eff} |
| Nhiệt độ môi trường | 25...+70°C |

Trên nguyên tắc chỉ cần nối trực tiếp chân L2 với động cơ, mỗi rơ le hoạt động như 1 công tắc, tiếp điểm Q trong hình 2.56 dùng để đóng/mở hệ thống khi cần sửa chữa hoặc bảo trì

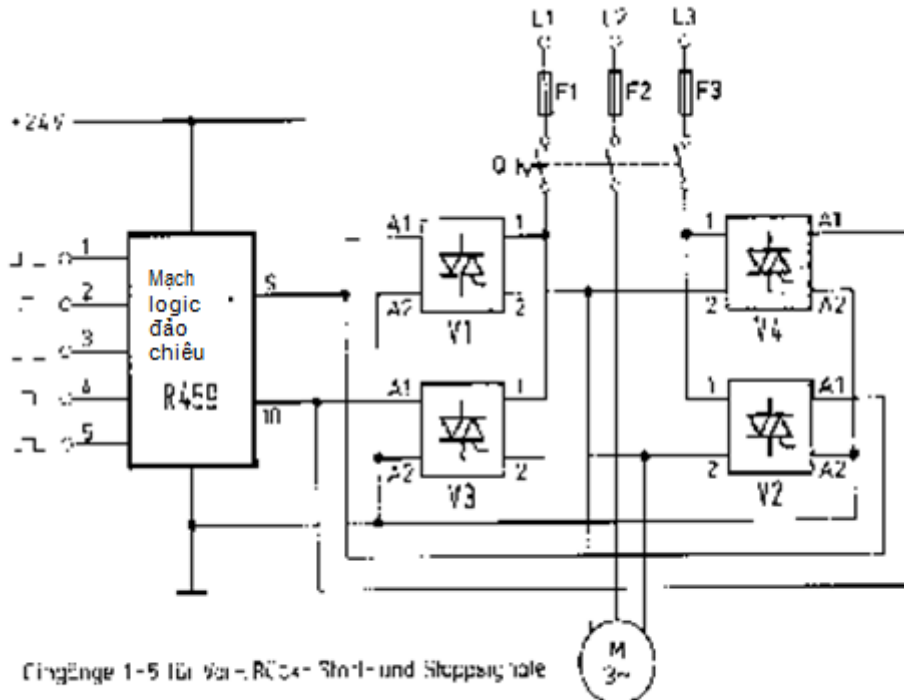
Mạch bảo vệ R1552 gồm một varistor mắc song song với một mạch RC, loại varistor oxid kẽm BOV 420 S 20K (BBC) có tác dụng giới hạn điện áp đỉnh và mạch nối tiếp RC có $R = 47\Omega/2W$; $C = 0,1\mu F/400V$ dùng để giảm độ tăng điện áp du/dt , đây chính là mạch AHS.

3.4.4. Mạch đảo chiều dùng công tắc điện tử

Chiều quay động cơ ba pha được thay đổi bằng cách đảo thứ tự hai trong ba pha, yêu cầu này rất phổ biến và để bảo đảm an toàn cần phải có mạch bảo vệ đảo chiều. Nếu các động cơ thường hay đảo chiều thì điều cần thiết để kéo dài tuổi thọ của các bộ phận cơ khí cũng như điện là phải thường xuyên bảo trì và sửa chữa, nếu thay bằng mạch điện tử thì những yêu cầu này sẽ giảm đi rất nhiều.

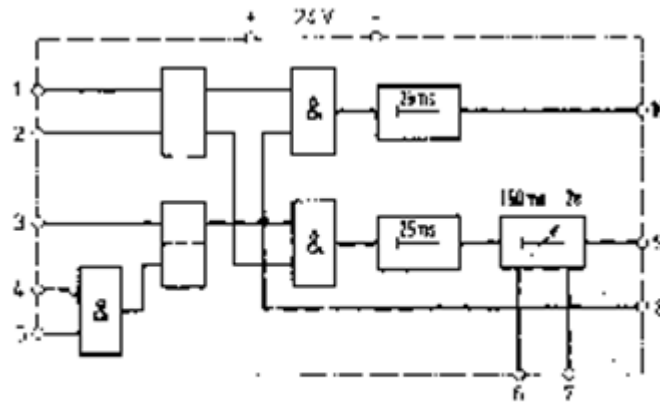
Mạch điện hình 2.58 được thiết kế theo nguyên lý làm việc của mạch đảo chiều dùng phần tử điện cơ, yêu cầu khóa liên động giữa các ngõ vào điều khiển và đảo thứ tự pha nhờ ứng dụng các ELR.

Tuy nhiên, khi dùng ELR để đảo chiều quay cần phải kết hợp thêm các phần tử khác như: Chốt hoặc bộ tạo trì hoãn vì thyristor cũng như triac vẫn duy trì trạng thái dẫn đến 10mS và có thể gây nên ngắn mạch các pha khi chuyển mạch trực tiếp



Hình 2.58 Mạch đảo chiều bằng công tắc điện tử

Hiện tượng trên được khắc phục bằng một mạch logic đảo chiều có khả năng loại bỏ các khuyết điểm trong quá trình đảo chiều. Hình 2.58 và 2.59 mô tả mạch logic đảo chiều R459 (BBC), nguyên lý làm việc như sau:



Hình 2.59 Sơ đồ khối logic điều khiển đảo chiều R 459

Tín hiệu đảo chiều từ cảm biến cơ hoặc cảm biến điện cảm được đưa đến các ngõ vào 1 và 2, chiều quay tương ứng tại các ngõ ra 9 và 10 được duy trì cho đến khi có tín hiệu đảo chiều tiếp theo, hiện tượng ngắn mạch được hạn chế nhờ hai khâu trì hoãn $t_{del} = 25\text{ms}$ đặt trên đường truyền tín hiệu dẫn đến các ngõ ra, tại ngõ ra 9 còn thêm một khâu trì hoãn thay đổi được từ 0,2 đến 2 giây bằng biến trở, có thể loại bỏ khâu này bằng cách ngắn mạch hai chân 6 và 7 ở bên ngoài vi mạch.

Giả sử chân 3 vi mạch là ngõ Set của FF và chân 5 là ngõ Reset, nếu ngắn mạch chân 3 và 4 thì FF được ưu tiên ở trạng thái Set và ngõ ra của FF được dẫn ra ở chân 8.

Đặc tính kỹ thuật của R459 như sau:

Đặc tính điện

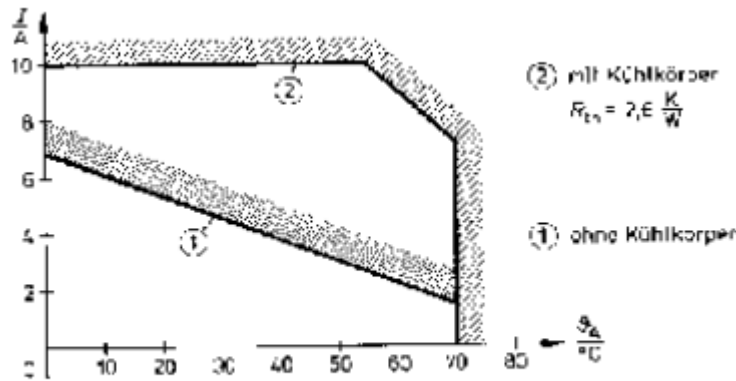
Dòng tiêu thụ

| | |
|-----------------------------------|---------------------|
| Trạng thái nghỉ | 20mA |
| Trạng thái Set | 40mA + dòng ra |
| Tín hiệu vào (tất cả các ngõ vào) | $\geq 1,3\text{mA}$ |
| Khả năng tải ngõ ra (chân 9, 10) | 200mA |
| Khả năng tải ngõ ra (chân 8) | 25mA |
| Thời gian trì hoãn điển hình | |
| Trì hoãn Set | 8mS |
| Trì hoãn Reset | 2,5mS |
| Trì hoãn đảo chiều | 25mS |
| Tạm dừng (chính được) | 200..2000mS |
| Nguồn nuôi | 24VDC |
| Dung sai | $\pm 30\%$ |

| | |
|--------------------|-------------------|
| Độ gợn sóng | $\leq 5\%$ |
| Đặc tính cơ | |
| Hình dạng | Vỏ nhựa DIN 46277 |
| Kích thước (BxHxT) | 20 x 88 x 102mm |
| Chân ra | 2,8mm dạng phẳng |
| Nhiệt độ làm việc | -25...+70°C |
| Trọng lượng | 0,110Kg |

3.5. Hướng dẫn thiết kế

Trong thực tế khi ứng dụng chuyển mạch một pha cũng như ba pha cần phải lưu ý đến một số giới hạn được trình bày dựa trên các đường đặc tính và trị số cho phép của ELR, lấy R111/5 làm ví dụ



Hình 2.60 Đường đặc tính của ELR R 111/5

3.5.1. Phát nhiệt và làm nguội

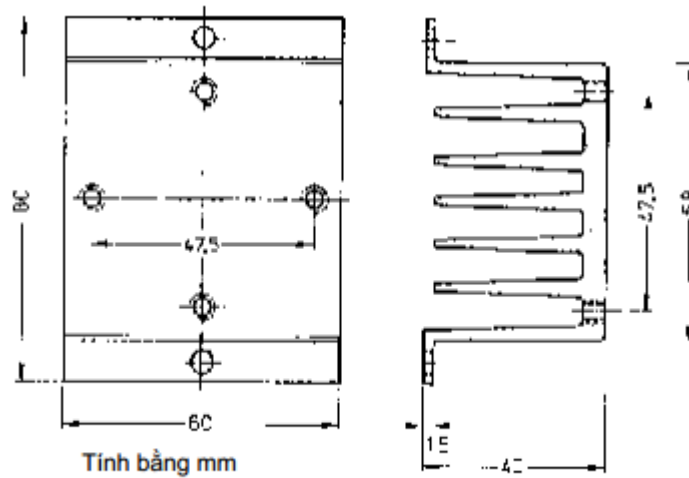
Điện áp rơi trên đầu ra của ELR trong khi dẫn bằng 1,2...1,6V lớn hơn khoảng 20 lần so với tiếp điểm cơ học, tiêu hao năng lượng này chính là nguyên nhân phát sinh nhiệt trên ELR. trong trường hợp tải điện cảm nhiệt độ này phụ thuộc vào dòng đóng mạch và tần số làm việc.

Dòng định mức trong chế độ này khá nhỏ có thể bỏ qua khi tính toán tỏa nhiệt. Ngược lại, đối với tải điện trở (lò sưởi, đèn) thì dòng làm việc không được vượt quá dòng định mức.

3.5.2. Khả năng chịu tải

Hình 2.60 trình bày đường đặc tính suy giảm ② của ELR R111/5 với nhiệt độ môi trường từ 0°C...+70°C và cánh tỏa nhiệt có nhiệt trở $R_{th} = 2,6K/W$. Đường đặc tính ① là đường giới hạn làm việc khi không dùng cánh tỏa nhiệt, điểm làm việc phía trên đường đặc tính này tương ứng với các cánh tỏa nhiệt thích hợp.

Giữa cánh tỏa nhiệt với vỏ linh kiện nên thoa một lớp mỡ dẫn nhiệt trước khi ép chặt chúng lại với nhau. Hình 2.61 trình bày kích thước của cánh tỏa nhiệt có $R_{th} = 2,6K/W$



Hình 2.61 Kích thước cánh tỏa nhiệt

3.5.3. Bảo vệ quá dòng và ngắn mạch

Linh kiện bảo vệ được tính chọn dựa trên dòng giới hạn, tích phân tải giới hạn của ELR.

Như đã trình bày ở mục 2.2, để bảo vệ chính lưu silic không những chỉ dùng cầu chì tác động nhanh, máy cắt mà cũng còn dùng các thiết bị thích hợp khác.

Trong trường hợp tải tập trung nên đặt bảo vệ riêng cho từng tải có đáp ứng cao hơn của ELR, đặc biệt là đối với tải điện cảm như động cơ và biến áp có dòng khởi động ban đầu rất cao, trong trường hợp này thường chọn dòng giới hạn của cầu chì nhỏ hơn một nửa dòng giới hạn của van cần bảo vệ

3.5.4. Chọn cầu chì

Cơ sở để chọn cầu chì bảo vệ cho ELR là dòng làm việc. Trong hình 2.62 trình bày các loại cầu chì tác động nhanh có dòng định mức thấp

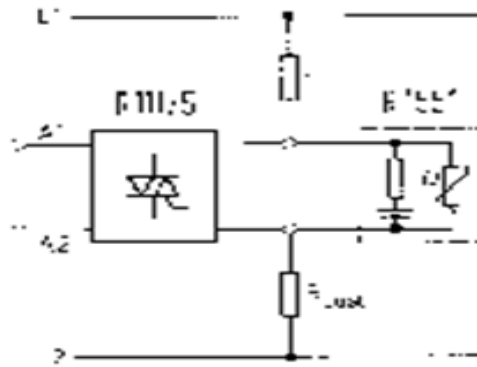
| Tải định mức | Điện áp định mức $U \leq 220$ V | | | Điện áp định mức $U \leq 380$ V | | |
|--------------|---------------------------------|--------------|--------------|---------------------------------|--------------|--------------|
| | dòng định mức cầu chì | loại cầu chì | nhà cung cấp | dòng định mức cầu chì | loại cầu chì | nhà cung cấp |
| 5 A | 2 A | neozed Do 1 | Lindner | 2 A | FF 6.3x32 | Wickmann |
| | 2 A | F/D – E 16 | Lindner | 2,5 A | FF 6.3x32 | Wickmann |
| | 2 A | F/D – E 27 | Lindner | 3,15 A | FF 6.3x32 | Wickmann |
| | 2 A | S 211 Z 2 | Brown Boveri | 4 A | FF 6.3x32 | Wickmann |
| | 2 A | F 5x20 | Wickmann | 5 A | FF 6.3x32 | Wickmann |
| | 4 A | S 211 Z 4 | Brown Boveri | 2 A | neozed Do 1 | Lindner |
| | 2 A | FF 5x20 | Wickmann | 2 A | F/D – E 16 | Lindner |
| | 2,5 A | FF 5x20 | Wickmann | 2 A | F/D – E 27 | Lindner |
| | 3,15 A | FF 5x20 | Wickmann | 2 A | S 213 Z 2 | Brown Boveri |
| | 4 A | FF 5x20 | Wickmann | 4 A | S 213 Z 4 | Brown Boveri |
| | 5 A | FF 5x20 | Wickmann | | | |
| 8–10 A | 4 A | F/D – E 16 | Lindner | 4 A | neozed Do 1 | Lindner |
| | 4 A | F/D – E 27 | Lindner | 4 A | F/D – E 16 | Lindner |
| | 6 A | F/D – E 16 | Lindner | 4 A | F/D – E 27 | Lindner |
| | 6 A | F/D – E 27 | Lindner | 6 A | S 213 Z 6 | Brown Boveri |
| | 6 A | FF 5x20 | Wickmann | 6,3 A | FF 6.3x32 | Wickmann |
| | 4 A | neozed Do 1 | Lindner | 8 A | FF 6.3x32 | Wickmann |
| | 6 A | S 211 Z 6 | Brown Boveri | 6 A | S 213 Z 2 | Brown Boveri |
| | 8 A | FF 5x20 | Wickmann | | | |
| 25 A | 20 A | Silized | Siemens | 16 A | Silized | Siemens |
| | 25 A | Silized | Siemens | 20 A | Silized | Siemens |

Hình 2.62 Cầu chì bảo vệ bộ biến đổi công suất

3.5.5. Bảo vệ quá áp

Hiện tượng quá áp thường xảy ra trong các thiết bị công nghiệp, thời gian và biên độ xung phụ thuộc vào nguồn tạo xung, trở kháng của dây dẫn điện và hiện tượng ghép ký sinh giữa lưới điện với mạch điều khiển. V.D: Cuộn dây công tắc tơ, phanh hãm điện từ.

Điện áp hiệu dụng cho phép của tất cả các ELR đều được cho trong sổ tay, các ELR này cũng có khả năng chịu quá điện áp không vượt quá 50% trong một thời gian ngắn, nếu cao hơn có thể làm sai mạch kích cũng như gây hư hỏng ELR. Hình 2.63 trình bày biện pháp bảo vệ điển hình cho ELR



Hình 2.63 ELR R 111/5 với khối bảo vệ quá áp R 1551

4. Công tắc một chiều

4.1. Đại cương

Khác với công tắc xoay chiều và công tắc ba pha cần phải dùng ít nhất là hai thyristor, trong công tắc điện tử một chiều chỉ cần một thyristor và cũng có thể sử dụng các transistor chuyển mạch

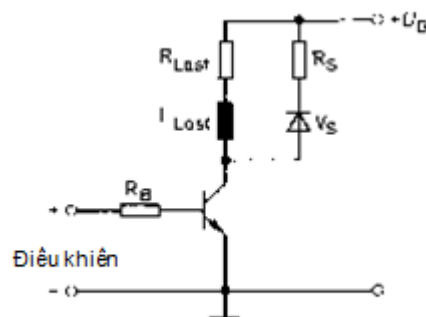
4.2. Rờ le bán dẫn

Là một dạng phát triển của công tắc xoay chiều điện tử được chế tạo gọn trong một khối. V.D: các công tắc tơ điện tử xoay chiều. Do yêu cầu không cao nên các công tắc tơ DC loại này không hiện nay chưa phổ biến mà thay vào đó là việc sử dụng các công tắc DC bằng transistor và thyristor truyền thống.

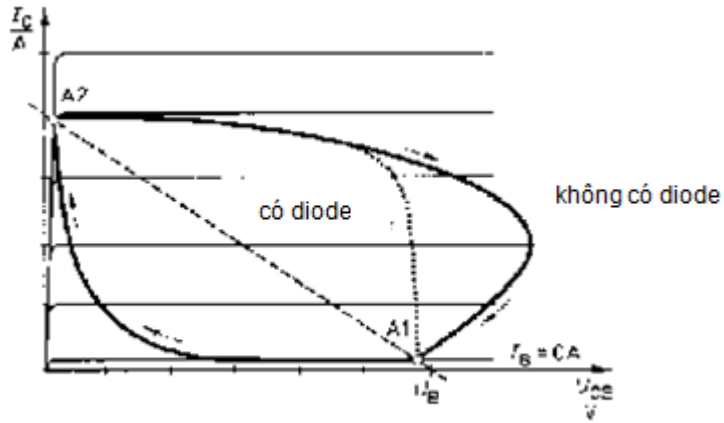
4.3. Công tắc DC dùng transistor

Như đã biết, ở chế độ chuyển mạch điểm làm việc của transistor chỉ ở một trong hai vị trí ON hoặc OFF và đặc tính chuyển mạch phụ thuộc trực tiếp vào loại tải sử dụng.

Hình 2.65 trình bày đường đặc tính làm việc tương ứng tải điện trở (đường đứt nét) và hai đường của tải điện cảm



Hình 2.64 Transistor với tải điện cảm



Hình 2.65 Đặc tính làm việc của ống tắc transistor với tải điện cảm

4.3.1. Công tắc DC dùng BJT

Hình 1.64 là sơ đồ nguyên lý của công tắc transistor tải điện kháng bao gồm thành phần điện cảm L_L và thành phần điện trở R_L với các đặc tuyến tương ứng ở hình 2.65

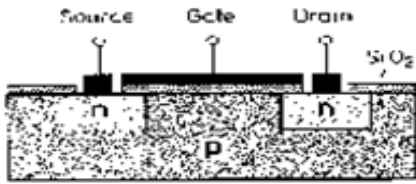
Trong thực tế, mạch trên thường được ứng dụng để điều khiển nam châm máy nâng vận chuyển. Ưu điểm của loại mạch này là có khả năng tránh được các điện áp nhiễu do ghép ký sinh với dây dẫn ở ngõ vào.

4.3.2. Công tắc DC dùng FET

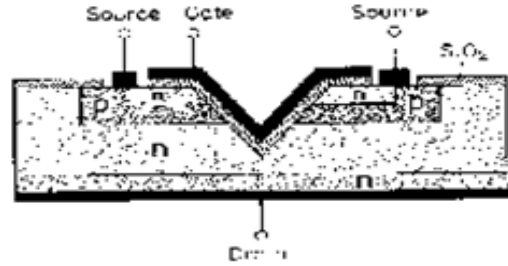
Thời gian trước đây transistor trường không được sử dụng trong lĩnh vực điện tử công suất, ưu điểm của chúng là:

- Công suất điều khiển thấp
- Độ ổn định nhiệt tốt

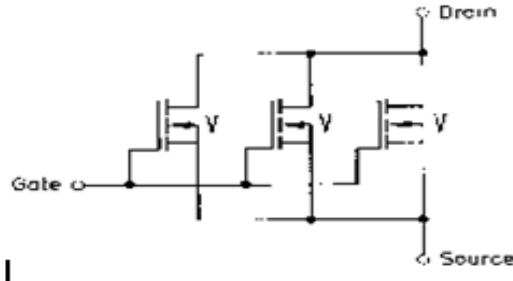
và khuyết điểm là điện trở khi dẫn điện còn cao. Hình 2.66 và 2.67 trình bày cấu tạo của loại MOSFET thông dụng và của loại FET công suất mới hiện nay (VMOS-FET) được dùng trong các chuyển mạch một chiều, ngoài ưu điểm đã kể ở trên chúng còn có ưu điểm nữa là không cần điện trở cân bằng khi ghép song song các VMOS-FET lại với nhau (hình 2.68) như trong trường hợp BJT (hình 2.69)



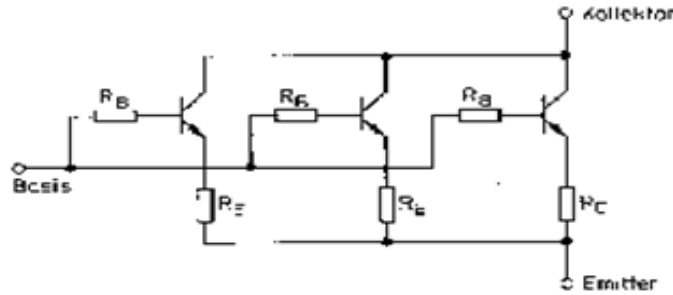
Hình 2.66 Mặt cắt MOSFET kênh N loại tăng



Hình 2.67 Mặt cắt VMOSFET công suất



Hình 2.68 Ghép song song VMOSFET



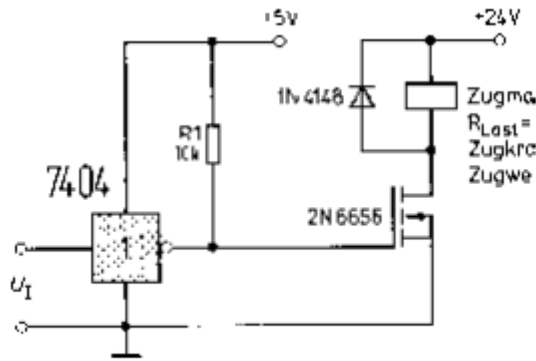
Hình 2.69 Ghép song song BJT

Nhờ cấu tạo gọn nhẹ nên hiện nay trong một vi mạch có thể tích hợp được đến 1 vài ngàn VMOS-FET có điện áp cho phép đến 1000V và dòng đến 30A.

4.3.3. Ví dụ : Bộ đóng/cắt điện dùng VMOS

Hình 2.70 mô tả công tắc một chiều điều khiển nam châm kéo dùng VMOS-FET 2N6656 có ngõ vào được điều khiển bằng tín hiệu TTL, điện áp cực đại của FET là $U_{DSmax} = 135V$ và dòng cực đại $I_{Dmax} = 3A$

FET công suất không cần dòng điều khiển. Tuy nhiên, để đạt được dòng I_{DS} lớn thì điện áp điều khiển tối thiểu $U_{contr} \geq 5V$ tại cực cổng của VMOS-FET. Điều này được thực hiện trong hình 2.70 bằng một điện trở kéo lên $R1 = 10K\Omega$



Hình 2.70 Công tắc DC dùng VMOSFET

4.4. Công tắc DC dùng GTO thyristor

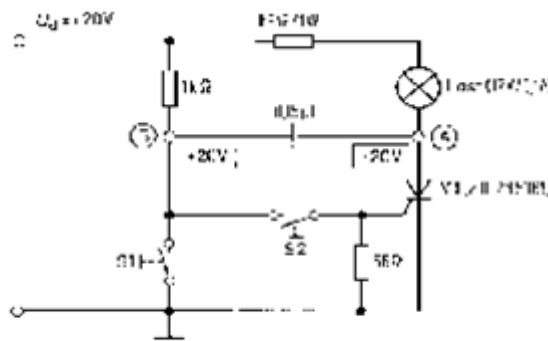
Hiện nay chỉ có GTO thyristor mới có khả năng tắt bằng cách đưa xung âm kích vào cực cổng, các loại thyristor này được chế tạo với dòng điện làm việc đến 200A và điện áp đến 1200V. Nhưng đến nay phạm vi ứng dụng linh kiện này cũng còn hạn chế do giá thành và công suất điều khiển để tắt còn cao.

4.5. Công tắc DC dùng thyristor

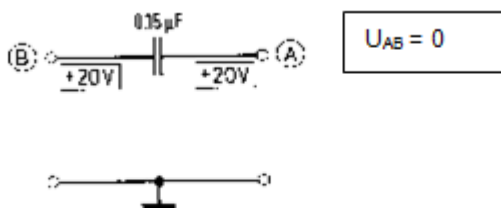
Như đã biết, hầu như các chuyển mạch một chiều điện áp cao và dòng điện lớn đều sử dụng thyristor. Tuy nhiên, ngoài những ưu điểm trên cũng còn tồn tại một khuyết điểm là một thyristor đang dẫn trong mạch điện một chiều chỉ có thể tắt bằng biện pháp cưỡng bức, điều này được thực hiện nhờ năng lượng tích trữ trong một điện dung và

4.5.1. Công tắc DC thyristor với tải điện trở

Hình 2.71 là sơ đồ chuyển mạch một chiều dùng thyristor với tải điện trở, tiếp theo đó là phần giải thích nguyên lý làm việc của tụ giao hoán để tắt thyristor



Hình 2.71 Công tắc DC thyristor với tụ giao hoán (các nút nhấn S1 và S2 là thường hở)



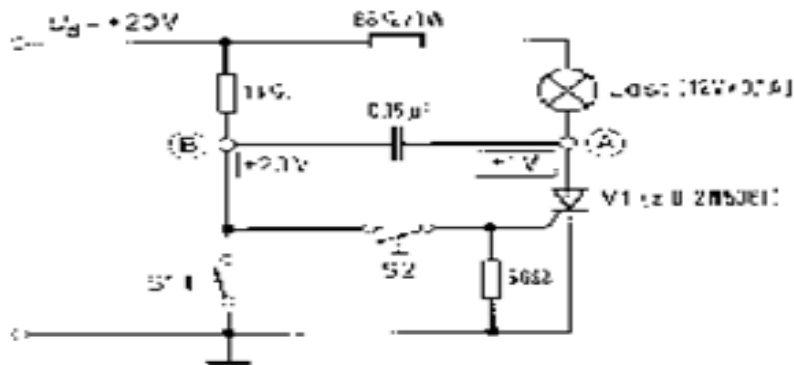
Hình 2.72 Điện tích trong tụ ở trạng thái 1

Trạng thái 1 (Trạng thái tĩnh)

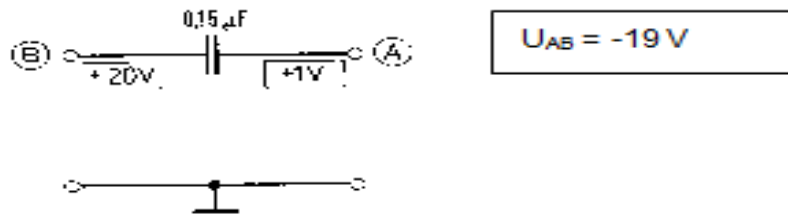
Thyristor V1 tắt, nút nhấn S1 và S2 hở (hình 2.71), dòng trong mạch bằng 0, qua đèn và điện trở $1\text{K}\Omega$, điện áp 2 cực của điện dung $C = 0,15\mu\text{F}$ cũng bằng điện áp nguồn $U = 20\text{V}$ và tụ không được nạp (hình 2.72)

Trạng thái 2 (Trạng thái tĩnh)

Thyristor V1 được kích bởi S2, sau khi kích S2 lại hở (hình 2.73), lúc này có dòng qua đèn, điện áp tại cực A của tụ vào khoảng $+1\text{V}$ (điện áp rơi trên thyristor), điện áp tại cực B của tụ là $U_B = +20\text{V}$ và tụ được nạp một lượng điện áp khoảng 19V vì B dương hơn A (hình 2.74)



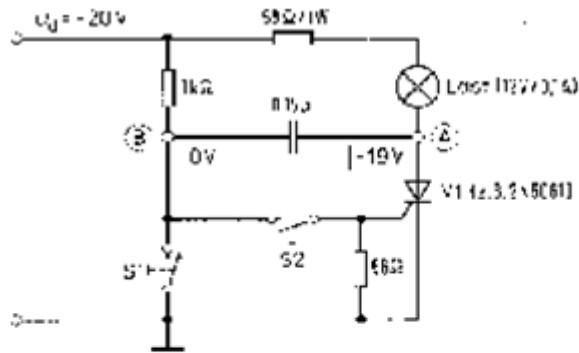
Hình 2.73 Trạng thái 2 thyristor V1 đang dẫn



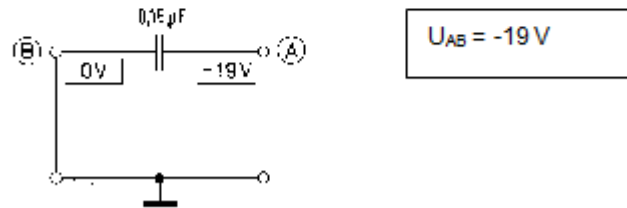
Hình 2.74 Tụ đang nạp ở trạng thái 2

Trạng thái 3 (trạng thái động)

Thyristor V1 dẫn điện, sau khi đóng S1 cực B của tụ xem như nối masse, vì điện áp cực B từ $+20\text{V}$ giảm xuống 0V (hình 2.75) và điện tích chứa trong tụ không thể thay đổi tức thời nên điện áp cực A sẽ thay đổi từ $+1$ xuống -19V (hình 2.76) làm cho thyristor bị phân cực nghịch (anode âm hơn cathode), kết quả là dòng điện bị giảm thấp hơn dòng duy trì và thyristor chuyển sang trạng thái tắt



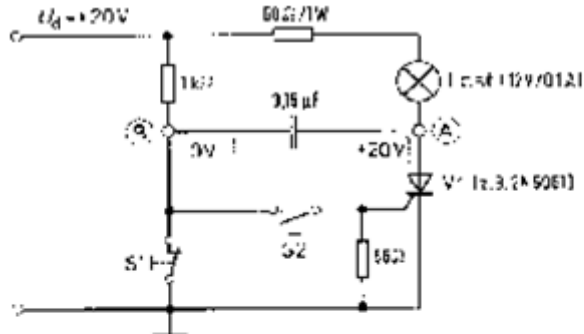
Hình 2.75 Trạng thái 3 nút nhấn S1 vừa mới đóng



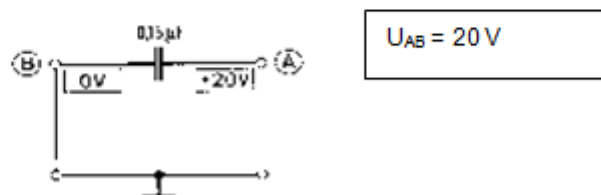
Hình 2.76 Điện tích trong tụ ở trạng thái 3

Trạng thái 4 (trạng thái động)

Thyristor V1 tắt, S1 còn đóng (hình 2.77), ngay khi thyristor tắt dòng không còn chảy qua đèn, điện áp tại cực A của tụ tăng từ -19V đến +20V (tụ được nạp theo chiều ngược lại)



Hình 2.77 Trạng thái 4 S1 vẫn còn đóng, thyristor V1 tắt

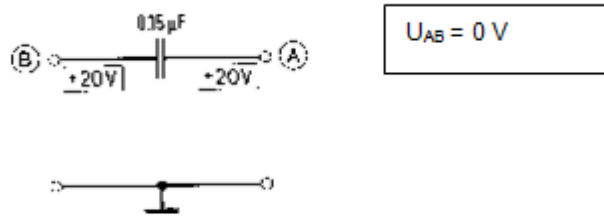


Hình 2.78 Điện tích trong tụ ở trạng thái 4

Quá trình nạp này xảy ra sau khi tụ đã phóng điện trước đó qua điện trở trong của nguồn nuôi

Trạng thái 5 (trạng thái động)

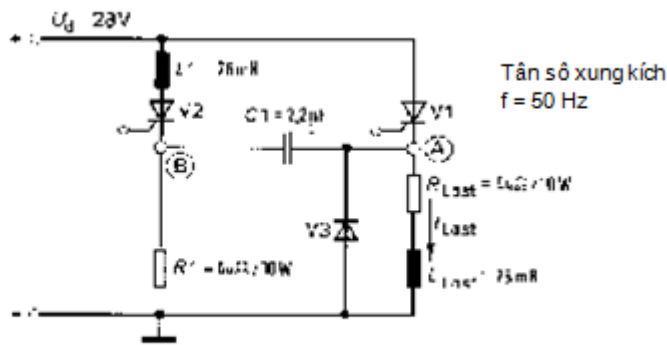
Tụ đã được nạp đến 20V (cực A dương hơn cực B). Khi S1 mở ra, tụ sẽ phóng điện qua các điện trở $1\text{K}\Omega$, 68Ω và đèn theo quy luật hàm mũ cho đến khi điện áp cực B bằng $U = +20\text{V}$ (hình 2.79), lúc này mạch trở về trạng thái 1 và chuẩn bị chờ xung kích kế tiếp



Hình 2.79 Điện tích trong tụ ở trạng thái 5, S1 hở

4.5.2. Công tắc DC dùng thyristor với tải trở kháng

Chuyển mạch một chiều vừa trình bày ở phần trên cũng có thể làm việc với tải trở kháng nếu thêm vào trong mạch một vài phần tử thích hợp



Hình 2.80 Công tắc DC thyristor với tải trở kháng (mạch thí nghiệm)

Chuyển mạch một chiều thường được ứng dụng trong các thiết bị chỉnh dòng, ưu điểm của chúng so với chuyển mạch cơ là thời gian tác động nhanh và độ tin cậy cao. V.D: Trong trường hợp phải tác động tức thời các khởi động từ và sau đó điện áp nguồn cũng như điện áp cảm ứng được chứa trong một điện dung sẽ phóng qua thyristor và khởi động từ.

Diode V3 có tác dụng triệt tiêu điện áp cảm ứng trên thyristor V1 khi ngắt dòng qua tải điện cảm. Nếu tụ giao hoán tắt thyristor chính quá nhanh thì qua diode V3 dòng tải sẽ có dạng hàm mũ

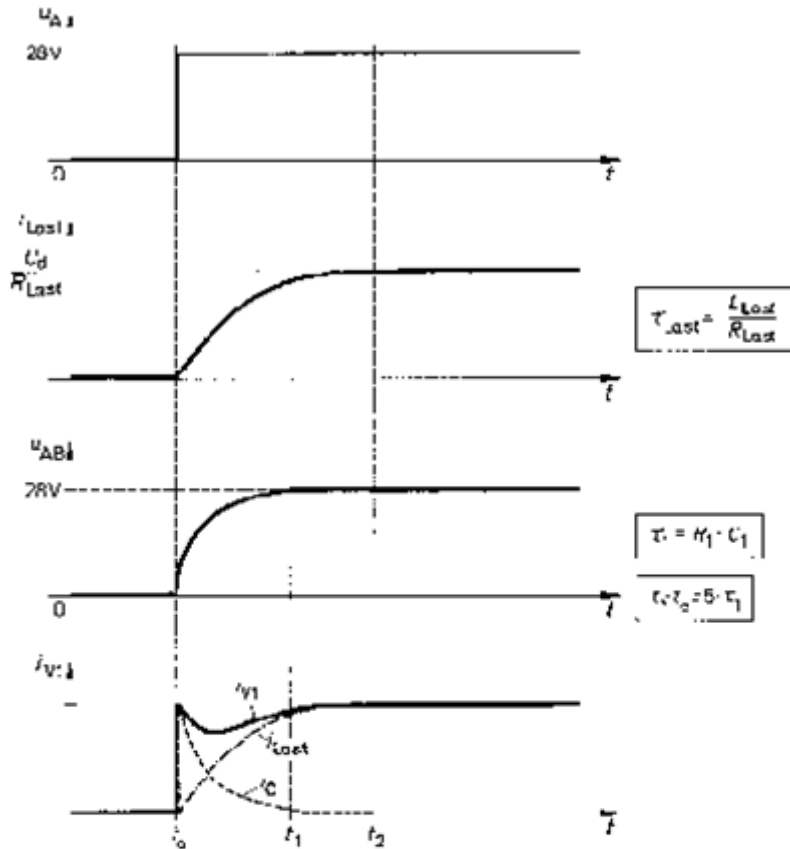
Đặc tính đóng/ngắt của công tắc một chiều dùng thyristor hình 2.80 được giải thích bởi các đồ thị 2.81 và 2.83

Quá trình đóng mạch (hình 2.81)

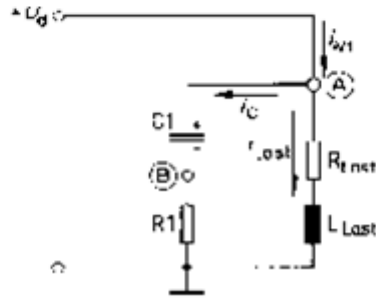
Đưa xung kích vào cực cổng V1 tại thời điểm t_0 , thyristor dẫn điện và điện áp đặt lên tải lúc này là U_d

$$U_d = U_A$$

Vì V2 chưa dẫn và V3 phân cực nghịch nên có thể đơn giản mạch điện như vẽ ở hình 2.82



Hình 2.81 Quá trình đóng mạch



Hình 2.82 Mạch trong đường khi $t > t_0$

Dòng tổng i_{v1} tại điểm A được chia làm hai: i_c và i_L , tụ giao hoán C1 được nạp trong khoảng thời gian $t_1 - t_0 = 5 \cdot t_1$, với các điều kiện ban đầu

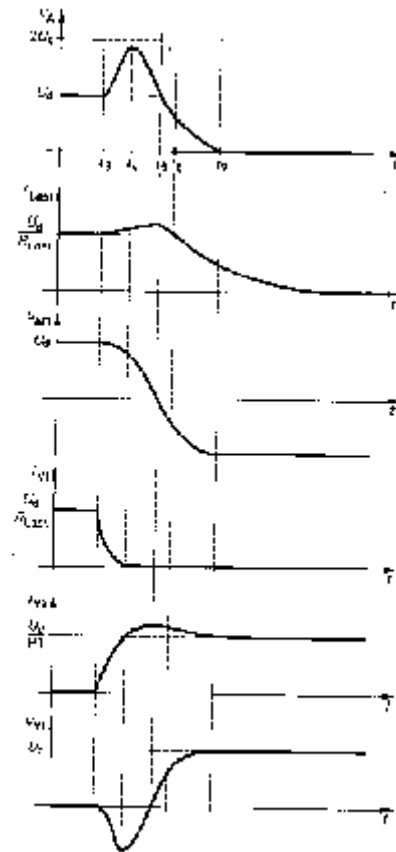
$$\begin{aligned} U_{AB} &= U_d \\ i_c &= 0 \end{aligned}$$

Khi $t > t_1$ thì $i_{v1} = i_L$, với hằng số thời gian t_L và theo quy luật hàm mũ, tại $t = t_2$ dòng tải đạt giá trị cực đại

$$I_L = U_d / R_L; \quad t_2 - t_0 = 5 \cdot t_L$$

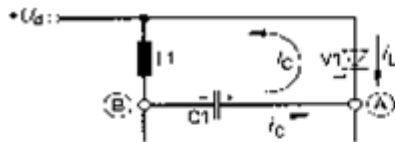
Khi $t > t_2$ quá trình đóng mạch chấm dứt

Quá trình ngắt mạch (hình 2.83)

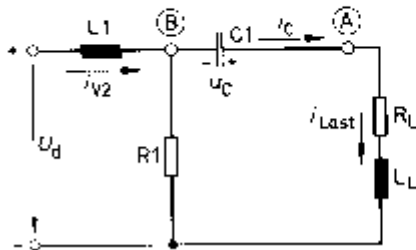


Hình 2.83 Quá trình ngắt mạch

Quá trình ngắt mạch được bắt đầu tại thời điểm t_3 bằng cách kích thyristor V2 dẫn điện (hình 2.83). Trong hình 2.84 trình bày mạch điện lúc tắt với chiều chảy của i_c trong khoảng thời gian t_3 và t_4



Hình 2.84 Mạch điện lúc tắt



Hình 2.85 Mạch điện lúc nạp ngược

Điện áp trên tụ U_{AB} tạo nên dòng điện chảy ngược chiều với dòng tải qua V1 và làm cho V1 tắt, điện cảm L_L hạn chế tốc độ biến thiên của dòng tắt.

Tại $t > t_4$, thyristor V1 tắt, trong mạch điện hình 2.85 xuất hiện một điện áp cao cộng với điện áp tại cực B nạp vào C1. Trong khoảng thời gian từ $t_3 \dots t_5$ tụ phóng điện và $U_{AB} = 0$.

Mặc dù $U_A > U_d$ nhưng do đặc tính điện cảm (L_1 và L_L) nên dòng tải đạt cực đại tại thời điểm t_5 .

Khi dòng nạp ngược tăng ($U_{AB} < 0$) dòng thyristor i_{v_2} giảm và đến t_7 ổn định tại giá trị U_d/R_1 .

Trong thực hành điện trở R_1 được chọn sao cho dòng chảy qua nó không lớn hơn dòng duy trì của V_2 để V_2 có thể tắt, mạch điện hình 2.80 có thể làm việc với tần số 50Hz.

Tại thời điểm $t > t_7$ dòng qua tải được duy trì bởi V_3 và $U_A = 0$; $i_L = i_{v_3}$. Dòng tải giảm theo quy luật hàm mũ với $t_L = L_L/R_L$ và khi bằng 0 thì quá trình ngắt mạch chấm dứt

BÀI 3: CHỈNH LƯU CÔNG SUẤT KHÔNG ĐIỀU KHIỂN

1. Khái niệm cơ bản

Như đã đề cập ở các bài trước, nguồn cấp điện một chiều thường được chỉnh lưu từ dòng điện xoay chiều một pha hoặc ba pha vì các máy phát điện một chiều ngày càng ít thông dụng. Trong thiết bị điện tử công suất thường gặp các giá trị dòng thuận lớn và điện áp nghịch cao. Do đó, chỉ các diode silicon trong các mạch điện ở phần sau được dùng làm van chỉnh lưu

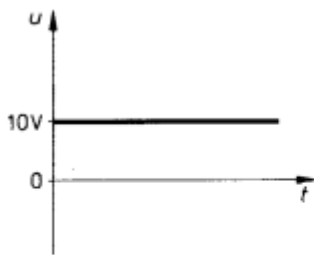
Khác với điện áp một chiều từ nguồn pin hoặc các nguồn ổn áp, điện áp ra của các mạch chỉnh lưu không cố định theo thời gian mà có dạng xung một chiều, còn được gọi là điện áp hỗn hợp, điện áp này có thể đo được bằng các thiết bị đo từ điện (trị trung bình) hoặc thiết bị đo điện từ (hiệu dụng). Nếu dùng các thiết bị đo có chỉnh lưu (VOM) thì hệ số hình dáng của điện áp đo phải được tính toán, điều này là cần thiết vì thang đo của loại thiết bị này được khắc độ theo trị hiệu dụng, hệ số hình dáng được chọn giá trị là $F = 1,11$ ($I_{FAV} \neq I_{FRMS}$)

Với điện áp và dòng DC có dạng xung, sự sai biệt giữa trị trung bình với trị hiệu dụng là kết quả của sóng hài.

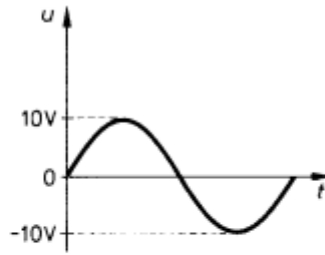
1.1. Ví dụ: Điện áp và dòng điện dạng xung

Điện áp hỗn hợp ở hình 4.3 bao gồm thành phần DC lý tưởng U_d và thành

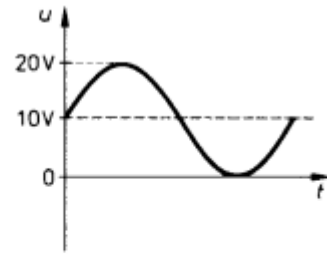
phần AC hình sin với $U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$ (hình 4.2)



Hình 4.1 Điện áp DC lý tưởng $U_d = 10\text{ V}$



Hình 4.2 Thành phần xoay chiều $U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = 7,07\text{ V}$



Hình 4.3 Điện áp hỗn hợp
 $U_d = 10\text{ V}$
 $U_m = 12,25\text{ V}$

Đối với điện áp ở hình 4.3, giá trị trung bình của điện áp hỗn hợp được đo bằng dụng đo từ điện là :

$$U_d = 10\text{ V}$$

Trị hiệu dụng của điện áp hỗn hợp là

$$U_m = \sqrt{U_d^2 + \frac{\hat{u}^2}{2}}$$

Với $U_d = \hat{u} = 10 \text{ V}$, suy ra :

$$U_m = \sqrt{\hat{u}^2 + \frac{\hat{u}^2}{2}} = \sqrt{\frac{3}{2}\hat{u}^2} = 1,225 \times 10 \text{ V} = 12,25 \text{ V}$$

Như đã đề cập ở trên, trong thực tế các giá trị hiệu dụng thường được đo bằng các thiết bị đo điện từ

Trong trường hợp tải thuần trở, phương pháp đo này cũng được áp dụng khi xem các giá trị đo

$U_d \neq U_m$ và tương tự như thế $I_d \neq I_m$. Sự khác nhau này cũng đúng với công suất

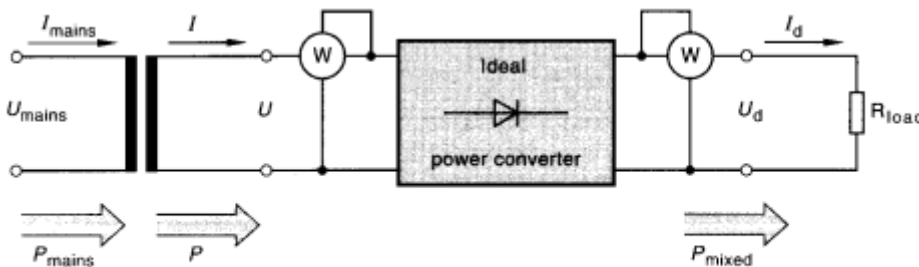
1.2 . Công suất

Giả sử $P_{\text{loss}} = 0 \text{ W}$ đối với mạch chỉnh lưu lý tưởng, do đó :

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_m(\text{DC})}{P(\text{AC})} = 1$$

Kết quả là $P_{(\text{AC})} = P_{(\text{DC})}$

Điều này cũng được chứng minh trực tiếp bằng cách dùng thiết bị đo kiểu điện động



Hình 4.4 Sơ đồ mạch chỉnh lưu lý tưởng với đồng hồ đo công suất $P = P_m$

Từ hình 4.4, công thức tính công suất chỉ đúng trong biểu thức sau :

$$P_m = U_m \times I_m > U_d \times I_d$$

Công suất một chiều P_m lớn hơn công suất một chiều P_d , nếu kể đến công suất dư P_{ex} là công suất tạo nên bởi thành phần gợn sóng hoặc bởi các sóng hài

$$P = P_m = P_d + P_{\text{ex}} = U_d \times I_d + U_{\text{ripp rms}}^2 \times \frac{1}{R_{\text{load}}}$$

Trong trường hợp lý tưởng $U_{\text{ripp}} = 0$ suy ra :

$$P_{(\text{a.c.})} = U_d \times I_d$$

Điện áp gợn sóng được định nghĩa là giá trị hiệu dụng của các sóng hài

$$U_{ripp\ rms} = \sqrt{\sum U_{\gamma}^2} \text{ với } \gamma = 1, 2, 3, \dots$$

Vì trong lĩnh vực điện tử công suất các thành phần gợn sóng chủ yếu phụ thuộc vào mạch chỉnh lưu, hệ số gợn sóng được định nghĩa là tỉ số giữa điện áp gợn sóng với điện áp một chiều

$$w = \frac{U_{ripp\ rms}}{U_d} \text{ hoặc } w = \frac{U_{ripp\ rms}}{U_d} \times 100\%$$

1.3. Xác định điện áp gợn sóng

Nếu điện áp ở hình 4.3 đặt lên một tải thuần trở thì công suất thực sự rơi trên tải sẽ là :

$$P_m = U_m^2 \times \frac{1}{R_{load}} = \frac{(12,25)^2}{100\Omega} = 1,5\text{ W}$$

Gồm hai thành phần

$$P_d = U_d^2 \times \frac{1}{R_{load}} = \frac{(10\text{ V})^2}{100\Omega} = 1,5\text{ W}$$

$$P_{ex} = U_{ripp\ rms}^2 \times \frac{1}{R_{load}} = \frac{(7,07\text{ V})^2}{100\Omega} = 0,5\text{ W}$$

Hệ số gợn sóng w của điện áp một chiều dạng xung là :

$$w = \frac{U_{ripp\ rms}}{U_d} \times 100 = \frac{7,07\text{ V}}{10\text{ V}} \times 100 = 70,7\%$$

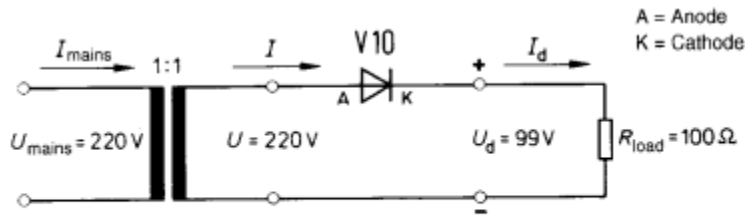
2. Mạch chỉnh lưu bán kỳ (M1)

2.1 Đại cương

Trong lĩnh vực điện tử công suất, mạch này không quan trọng lắm do mạch có nhiều đặc điểm không phù hợp với các mạch biến đổi công suất.

2.2 Khảo sát điện áp

Trong hình 4.5 vì không điều khiển được nên van V10 chỉ bắt đầu dẫn khi điện áp anode dương hơn cathode, điều này chỉ diễn ra trong suốt bán kỳ dương của điện áp xoay chiều và tạo nên dòng một chiều chảy ngang qua tải R_{load} . Giả sử $r_F \ll R_{load}$; $u(a.c) = u(d.c)$ tại mọi thời điểm của bán kỳ dương. Trong khoảng thời gian bán kỳ âm $R_{load} \ll R_R \approx \infty \Omega$, lúc này mạch không dẫn và $u = -U_{AK}$



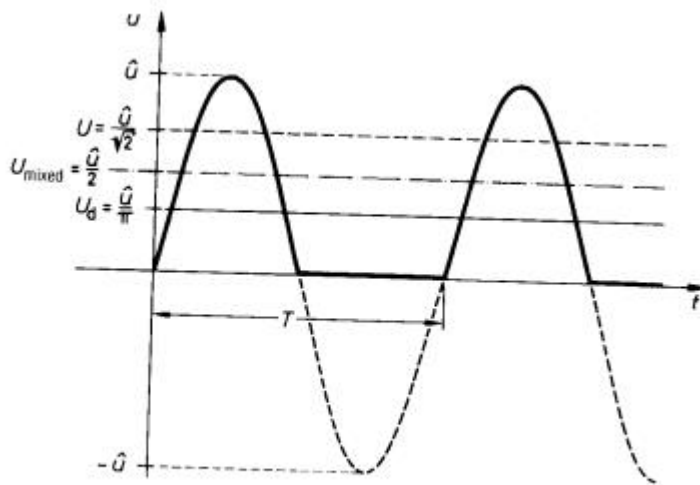
Hình 4.5 Mạch chỉnh lưu bán kỳ (M1)

Trong hình 4.6 giá trị tức thời của điện áp một chiều ở ngõ ra được trình bày đầy đủ và điện áp xoay chiều được biểu diễn bằng đường đứt nét

Như đã biết, trị hiệu dụng U của điện áp xoay chiều ngõ vào được tính theo

công thức
$$U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = 0,707 \times \hat{u}$$
 (đường đứt nét trong hình 4.6)

Trong đó, $U_m = \frac{\hat{u}}{2} = \frac{U}{\sqrt{2}}$ là trị hiệu dụng của điện áp DC ở ngõ ra (đường gạch chấm) trong hình 4.6



Hình 4.6 Điện áp DC ngõ ra và AC ngõ vào của mạch chỉnh lưu bán kỳ

Trong thực tế, trị trung bình của điện áp DC ở ngõ ra rất quan trọng, đối với mạch M1 giá trị này được tính như sau :

$$U_d = \frac{\hat{u}}{\pi} = \frac{\sqrt{3} \times U}{\pi} = 0,45 U \text{ hoặc } \frac{U}{U_d} = 2,22$$

Do trong mạch M1, điện áp DC chỉ xuất hiện trong một bán kỳ nên sẽ phát sinh các dòng điện cao không liên tục trên tải điện trở. Trong nhiều ứng dụng điện tử công suất cần phải tránh những khoảng thời gian không có dòng điện như thế.

Điện áp được làm phẳng bằng cách dùng các điện dung nếu không thì thông thường kỹ thuật chỉnh lưu sẽ không có ý nghĩa. Vì đối với tải dòng lớn tụ

cũng phải có điện dung rất lớn nên trong các mạch biến đổi công suất dòng điện được làm phẳng bằng cuộn cảm

Đỉnh điện áp nghịch U_{RRM} đặt lên diode bằng với đỉnh âm của điện áp xoay chiều

$$U_{RRM} = \hat{u} \text{ hoặc } \frac{U_{RRM}}{U_d} = 3,14$$

2.3 Sóng xung và hệ số gợn sóng

Số xung p có nghĩa là số khối điện áp DC xảy ra trong cùng một chu kỳ với điện áp nguồn AC. Trong mạch chỉnh lưu bán kỳ giá trị $p = 1$ và chỉ có 1 xung xuất hiện có nghĩa là một bán kỳ hình sin trong mỗi chu kỳ, ở bán kỳ thứ hai không có điện áp, khoảng trống điện áp lớn này biểu thị điện áp gợn sóng và hệ số gợn sóng của điện áp DC trong mạch chỉnh lưu.

Xác định hệ số gợn sóng w

Với điện trở có trị số 100 W nối vào nguồn xoay chiều có $U = 220 \text{ V}$, công suất rơi trên điện trở là

$$P = \frac{U^2}{R_{\text{load}}} = \frac{220 \text{ V} \times 220 \text{ V}}{100 \Omega} = 484 \text{ W} (100\%)$$

Nếu bây giờ nối điện trở này vào cùng điện áp như trên và nối tiếp với một diode thì chỉ có 50% công suất là 242 W rơi trên điện trở

$$U_d = 0,45 \times U = 0,45 \times 220 \text{ V} = 99 \text{ V}$$

Công suất một chiều được tính như sau :

$$P_d = \frac{U_d^2}{R} = \frac{99 \text{ V} \times 99 \text{ V}}{100 \Omega} = 98,01 \text{ W} (100\%)$$

Trong trường hợp này, công suất sai biệt hoặc công suất dư là :

$$P_{\text{ex}} = P - P_d = 242 \text{ W} - 98,01 \text{ W} = 143,99 \text{ W}$$

Từ đó suy ra điện áp gợn sóng

$$U_{\text{ripp rms}} = \sqrt{P_{\text{ex}} \times R} = \sqrt{143,99 \text{ W} \times 100 \Omega} = 120 \text{ V}$$

Hệ số gợn sóng của mạch

$$w = \frac{U_{\text{ripp rms}}}{U_d} = \frac{120 \text{ V}}{99 \text{ V}} = 1,21 \text{ hoặc } w = 121\%$$

2.4 Khảo sát dòng điện

Một cách tổng quát, thành phần DC được cung cấp bởi một mạch biến đổi công suất được tạo nên từ các thành phần từ các van kếp, các van này được nối

với nhau ở anode hoặc cathode. Số lượng các mạch nhánh này còn được gọi là số “đảo mạch” q . Số q ở đây phải là 1

Dòng điện thành phần trong mạch nhánh bằng với dòng thuận trung bình I_{FAV} của một diode (trừ trường hợp các diode nối song song với nhau)

$$I_{FAV} = I_d$$

Trong mạch chỉnh lưu bán kỳ, thời gian dòng điện chảy qua diode $\theta = 180^\circ$ trong suốt một nửa chu kỳ $T/2$

Vì đối với tải thuần trở, dòng I_d và điện áp một chiều U_d quan hệ với nhau bởi định luật ohm, có nghĩa là $U_d = I_d \times R_{load}$

$$I_d = \frac{\hat{i}}{\pi} \quad \text{và} \quad I_m = \frac{\hat{i}}{2}$$

Tỉ số dòng điện

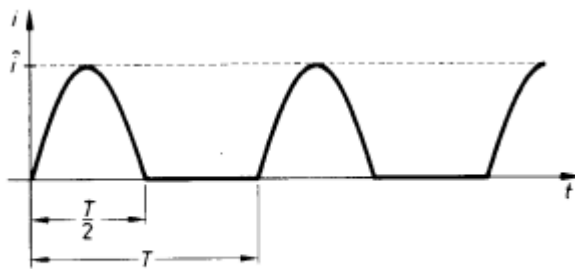
$$\frac{I_m}{I_d} = \frac{\hat{i} \times \pi}{2 \times \hat{i}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

Cũng thường được xem là một thông số quan hệ, trong mạch chỉnh lưu bán

kỳ tỉ số này chính là $\frac{I_{FRMS}}{I_d}$

$$I = I_{FRMS} = I_m$$

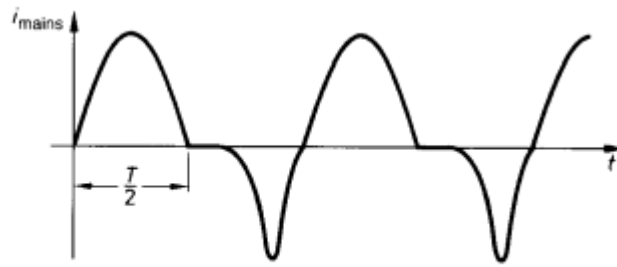
Nếu bao gồm biến áp như ở hình 4.5 khi khảo sát dòng điện sẽ phát sinh một mâu thuẫn. ngay cả khi trong biến áp không có tổn hao và tỉ số biến áp $r = 1$ thì giá trị hiệu dụng bên sơ cấp I_{mains} cũng nhỏ hơn trị hiệu dụng dòng thứ cấp I . Điều này được giải thích từ hình 4.7



Hình 4.7 Dòng thứ cấp I trong mạch chỉnh lưu bán kỳ tải thuần trở

Như đã biết, dòng vào của mạch là dòng hỗn hợp bao gồm thành phần DC và AC. Tuy nhiên, do biến áp chيلàm việc với dòng xoay chiều, thành phần một chiều chỉ chảy bên cuộn thứ cấp sẽ tạo nên từ trường một chiều trong lõi thép

Trong trường hợp lý tưởng, dòng thứ cấp I_{mains} có thể được xác định bằng cách dịch chuyển trục thời gian của dòng hỗn hợp thứ cấp I . điều này cần thiết để điện tích phân dương và âm của dòng điện theo thời gian bằng nhau. Tuy nhiên, trong thực tế kết quả nhận được giống như trình bày trong hình 4.8



Hình 4.8 Dạng dòng điện sơ cấp của mạch chỉnh lưu M1 tải thuần trở

Trong khoảng thời gian bán kỳ dương, công suất được truyền sang bên thứ cấp. Mặt khác, năng lượng từ hóa biến áp được tạo nên bởi một xung dòng cao trong khoảng thời gian bán kỳ âm của điện áp

Hệ số gợn sóng w (hình 4.7) là 121%, dòng xoay chiều sơ cấp trong điều kiện lý tưởng là :

$$I_{\text{mains}} = 1,21 \times I_d$$

Dòng hỗn hợp bên thứ cấp được tính theo công thức

$$I_m = 1,57 \times I_d$$

Sau đó, mặc dù số vòng dây bên sơ và thứ cấp bằng nhau ($N_1 = N_2$), tỉ số dòng điện cũng không bằng 1, nhưng :

$$\frac{I}{I_{\text{mains}}} = \frac{I_m}{I_{\text{mains}}} = \frac{1,57}{1,21} = 1,3$$

Như đã lưu ý ở các phần trước, kết quả này có 1 ý nghĩa đặc biệt trong quá trình tính toán biến áp.

2.5 Khảo sát công suất

Đối với điện áp và dòng điện DC lý tưởng, công suất DC được tính theo công thức

$$P_d = U_d \times I_d$$

Tuy nhiên, khi điện áp DC có dạng xung

$$P_m = U_m \times I_m$$

Điều này đã được chứng minh trong trường hợp không có tổn hao, giá trị này bằng với công suất xoay chiều P

Công suất biểu kiến S bên cuộn thứ cấp

$$S = U \times I = \frac{\pi \times U_d}{\sqrt{2}} \times I_d = 3,49 U_d \times I_d = 3,49 P_d$$

Với tỉ số biến áp là r , công suất ngõ vào là

$$S_{\text{mains}} = U_{\text{mains}} \times I_{\text{mains}} = r \times U \times \frac{1,21 \times I_d}{r} = \frac{\pi \times U_d}{\sqrt{2}} \times 1,21 I_d = 2,69 P_d$$

Việc tính toán biến áp dựa trên công suất biểu kiến $S = U \times I$. Không cần quan tâm đến hệ số công suất $\cos\phi$ bởi vì mạch từ và sự cách ly được thiết kế dựa trên biên độ của điện áp cung cấp trong khi phần dẫn điện và các đại lượng làm nguội được xem là hàm của dòng điện hiệu dụng.

Trong kỹ thuật điện truyền thống, đối với biến áp lý tưởng thì công suất biểu kiến bên sơ và thứ cấp bằng nhau. Cos của sự bằng nhau này sự giả định điện áp và dòng điện là hình sin. Tuy nhiên, với một giả định như thiết được áp dụng trong điện tử công suất. Điện áp hình sin xuất hiện trong biến áp của bộ biến đổi công suất nhưng dòng điện thì lại không phải là hình sin và thường khác nhau ở bên sơ và thứ cấp.

$$S_{\text{mains}} \neq S$$

Trên cơ sở bằng nhau này, thuật ngữ “công suất ước lượng máy biến áp” được đề nghị trong điện tử công suất, để tính đến các hiệu ứng đặc biệt do thành phần DC bên thứ cấp.

Trong trường hợp chỉnh lưu bán kỳ

$$S_T = \frac{1}{2} (S_{\text{mains}} + S) = \frac{1}{2} (2,69 + 3,49) P_d = 3,09 P_d$$

Lưu ý: Trong nhiều số tay kỹ thuật thường cho biết tỉ số công suất và S_T được thay bằng P_T .

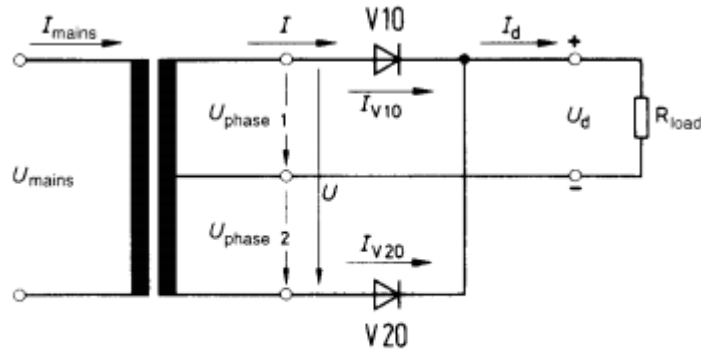
3. Chỉnh lưu toàn kỳ (M2)

3.1 Đại cương

Mạch chỉnh lưu gồm 2 dạng : sơ đồ dùng biến áp có điểm giữa và sơ đồ dùng cầu diode. Khác với chỉnh lưu bán kỳ trong mạch chỉnh lưu toàn kỳ dòng chỉnh lưu vẫn tồn tại trong khoảng thời gian bán kỳ âm của lưới điện. Điện áp lưới có thể đưa trực tiếp vào mạch chỉnh lưu cầu không cần qua trung gian một biến áp. Đây cũng là lý do làm cho mạch chỉnh lưu cầu được dùng phổ biến trong thực tế.

3.2 Chỉnh lưu toàn kỳ dùng biến áp có điểm giữa (M2)

Phần tử cơ bản trong mạch M2 là một biến áp có điểm giữa bên cuộn thứ cấp như trình bày trong hình 4.9. Trên nguyên tắc mạch này gồm hai mạch M1 ghép song song với nhau



Hình 4.9 Mạch chỉnh lưu toàn kỳ M2

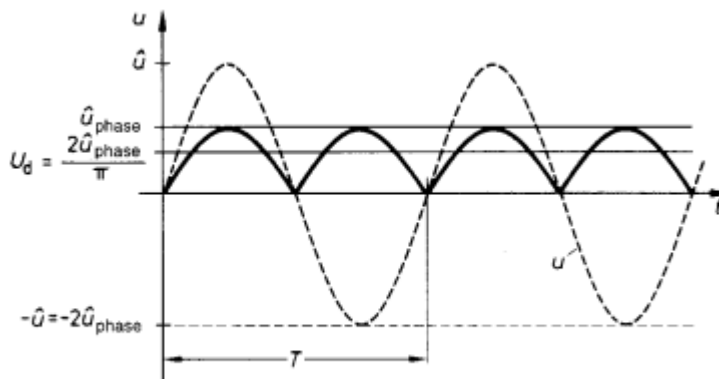
Cuộn thứ cấp được xem như là cuộn dây 2 pha với các điện áp pha là $U_{\text{phase } 1}$ và $U_{\text{phase } 2}$. Điện áp giữa hai pha này là

$$U = U_{\text{phase } 1} + U_{\text{phase } 2}$$

Điện áp một chiều ở ngõ ra bằng hai lần so với khi dùng cuộn dây 1 pha

$$U_d = \frac{2 \times \hat{U}_{\text{phase}}}{\pi} = \frac{2 \times \sqrt{2} U_{\text{phase}}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U = 0,45 U$$

Điện áp trên các diode cũng bằng 2 lần, một ưu điểm của sơ đồ là các diode có cùng điện áp và có thể được gắn trực tiếp trên cùng cánh tỏa nhiệt. Đặc tính của mạch M2 được tóm tắt ở hình 4.21 trong hình 4.10 điện áp DC ngõ ra được vẽ bởi đường liên tục và điện áp xoay chiều giữa hai pha là đường đứt nét



Hình 4.10 Dạng điện áp trong mạch M2

3.3 Chỉnh lưu toàn kỳ dùng cầu diode (B2)

Mạch cầu B hoặc B2 cũng được xem như là một mạch cầu 1 pha. Như đã biết, trong thực tế các mạch chỉnh lưu thường được áp dụng phù hợp với ưu điểm của từng loại

3.3.1 Khảo sát điện áp

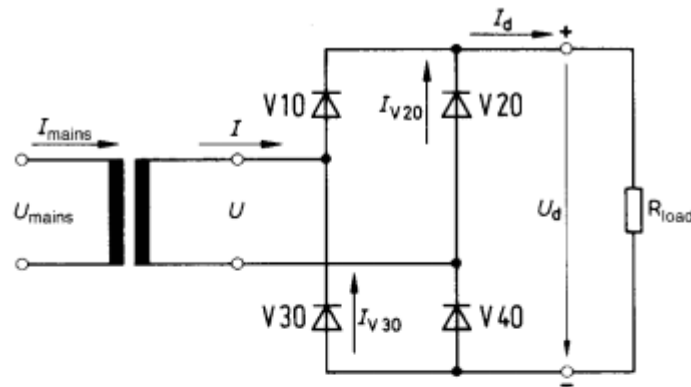
Ngoài các ưu điểm, mạch B2 cũng có khuyết điểm là điện áp thuận bị giảm nhiều hơn trên hai diode V10 và V40 cũng như trên V20 và V30 vì từng cặp diode được nối tiếp nhau khi dẫn.

Theo hình 4.11 cho thấy V10 và V40 dẫn điện trong khoảng thời gian bán kỳ dương trong khi V20 và V30 trong khoảng thời gian bán kỳ âm của điện áp lưới, nếu kể đến điện áp rơi trên các diode, ta có :

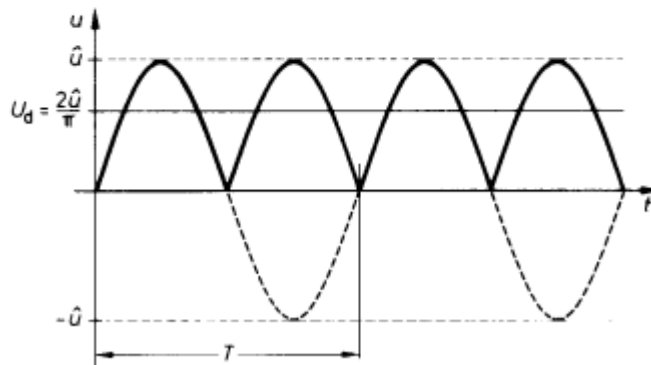
$$U_d = U - 2U_F$$

Nếu điện áp một chiều có giá trị cao, có thể xem gần đúng

$$U_d \approx U$$



Hình 4.11 Mạch chỉnh lưu cầu B2



Hình 4.12 Dạng sóng điện áp trong mạch B2

Do dòng điện DC có mặt trong cả hai bán kỳ nên trị số của dòng này được tính như sau

$$U_d = \frac{2}{\pi} \times \hat{u} = 0,637 \hat{u}$$

$$= \frac{2}{\pi} \times \sqrt{2} \times U = 0,9 U$$

Từ công thức suy ra :

$$\frac{U}{U_d} = 1,11 \text{ với } U = U_{\text{mixed}}$$

Với $U_{\text{RRM}} = \hat{u}$, tỉ số điện áp nghịch được tính

$$\frac{\hat{u}}{U_d} = \frac{U_{\text{RRM}}}{U_d} = \frac{\hat{u} \pi}{2 \hat{u}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

$$U_{\text{RRM}} = 1,57 \times U_d$$

Giá trị này được dùng khi tính chọn diode

3.3.2 Số xung và hệ số gợn sóng

Theo hình 4.12 cho thấy trong một chu kỳ điện áp lưới có hai xung điện áp DC do đó số xung $p = 2$. Với $\cos\phi = 1$, 100% công suất biến đổi trong trường hợp này là

$$U \times I = P = P_{\text{mixed}} = \left(\frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \right)^2 \times \frac{1}{R_{\text{load}}}$$

Hệ số gợn sóng trong mạch B2

$$\begin{aligned} w &= \frac{U_{\text{ripp rms}}}{U_d} \times 100 = \frac{\sqrt{\frac{\hat{u}^2}{2} - \frac{4\hat{u}^2}{\pi^2}}}{\frac{2\hat{u}}{\pi}} \times 100 \\ &= \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}} \times 100 = 48,3\% \end{aligned}$$

3.3.3 Khảo sát dòng điện

Vì dòng điện một chiều I_d chảy luân phiên qua hai mạch nhánh, số lần chuyển mạch $q = 2$. Chuyển mạch là quá trình thay đổi chiều dòng điện từ nhánh này sang nhánh khác với cùng một điện áp. Dòng điện trong hai nhánh cũng bằng nhau. Dòng điện thuận trung bình I_{FAV} qua diode bằng phân nửa dòng tải I_d

$$I_{\text{FAV}} = \frac{1}{2} I_d$$

Dòng điện thuận hiệu dụng qua diode

$$I_{\text{FRMS}} = 0,785 I_d$$

Thời gian dòng điện chảy trong mỗi nhánh là $\theta = 180^\circ$ theo nguyên lý hoạt động của mạch B2, đối với tải thuần trở dòng trong cuộn thứ cấp là hình sin. Tuy nhiên, do dòng xoay chiều và một chiều có quan hệ với nhau

$$I_{\text{mixed}} = I = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} \text{ và với } \frac{\hat{u}}{U_d} = \frac{\pi}{2}$$

Kết quả tương tự $\frac{\hat{i}}{I_d} = \frac{\pi}{2}$

Suy ra tỉ số dòng điện

$$\frac{I}{I_d} = \frac{\hat{i} \times \pi}{\sqrt{2} \times 2 \times \hat{i}} = 1,11$$

Đối với biến áp có $r = 1$, $I_{\text{mains}} = I$

$$\frac{I_{\text{mains}}}{I_d} = 1,11$$

3.3.4 Khảo sát công suất

Sử dụng các kết quả ở trên, $U = 1,11 \times U_d$ và $I = 1,11 \times I_d$ để tính công suất biểu kiến

$$S = U \times I = 1,11 \times U_d \times 1,11 \times I_d = 1,23 \times P_d$$

Khi có biến áp công suất này là công suất biểu kiến bên sơ cấp

$$S_{\text{mains}} = U_{\text{mains}} \times I_{\text{mains}} = S = 1,23 \times P_d$$

Và phương pháp thiết kế ước lượng máy biến áp

$$S_T = \frac{1}{2} (S_{\text{mains}} + S) = 1,23 P_d$$

Do đó, hầu hết các mạch B2 đều có máy biến áp

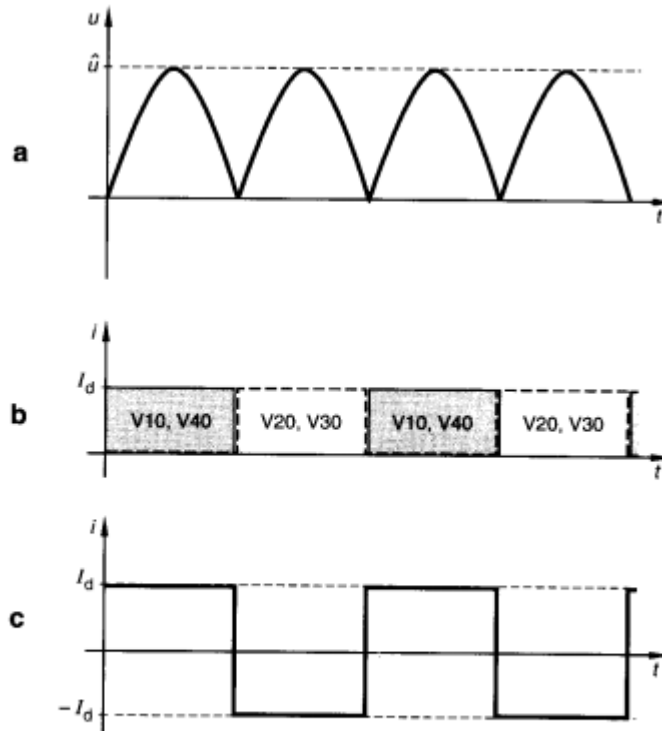
3.4 Chỉnh lưu toàn kỳ tải điện cảm

Trong lĩnh vực điện tử công suất tải thường gặp là loại trở kháng ví dụ các loại động cơ điện, sơ đồ cơ bản được trình bày ở hình 4.11, trong đó điện trở tải được thay thế bởi tải cảm kháng, do năng lượng tích trữ trong cảm kháng có tác dụng san phẳng dòng điện nên dòng một chiều qua diode sẽ biến đổi từ dạng hình sin tại cảm kháng $L = 0$ H sang hình vuông khi cảm kháng tăng lên (hình 4.13)

Loại tải này cũng cho hệ số gợn sóng điện áp $w = 48,3\%$ nhưng hệ số gợn sóng dòng điện giảm xuống 0%

Dòng điện một chiều lý tưởng $I_{\text{mixed}} = I_d = I$, do đó công suất biểu kiến bên thứ cấp được tính như sau :

$$S = U \times I = 1,11 \times U_d \times 1 \times I_d = 1,11 \times P_d$$



Hình 4.13 (a) Điện áp DC khi $p = 2$, (b) Dòng DC I_d với dòng diode $i_{V10} = i_{V40}$ (đường liền tục) và $i_{V20} = i_{V30}$ (đường đứt nét) (c) Dòng vào xoay chiều có dạng hình vuông

Giá trị hiệu dụng của dòng điện hỗn hợp hình vuông $I_{\text{mixed}} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d$ với $T_P = T_O$. Tỷ số dòng điện sau đây được áp dụng cho việc thiết kế diode

$$\frac{I_{\text{FRMS}}}{I_d} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$$

4. Chỉnh lưu 3 pha

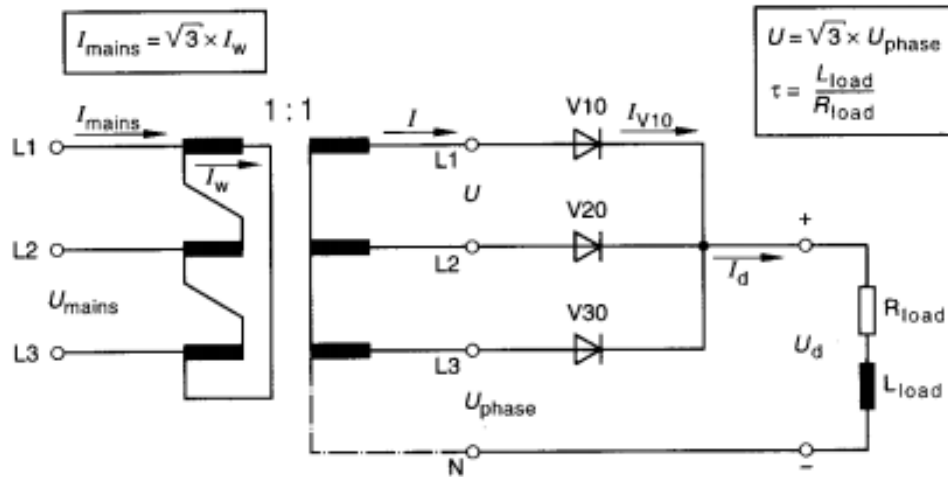
4.1 Đại cương

Các bộ chỉnh lưu công suất lớn được thiết kế để phục vụ yêu cầu kết nối với hệ thống 3 pha.

Sau đây là một vài mạch được áp dụng trong thực tế, gồm các mạch chỉnh lưu 3 pha và 6 pha.

4.2 Mạch chỉnh lưu 3 pha bán kỳ (M3)

Mạch chỉnh lưu 3 pha đơn giản nhất là mạch M3. Trong hình 4.14 cho thấy ba van bán dẫn được đặt vào 3 pha L1, L2 và L3. Vì các cathode của 3 van có cùng điện áp nên có thể nối chung lại với nhau, sau đó tải được nối giữa điểm chung này với dây trung tính của biến áp (đấu sao). Do đó, cuộn thứ cấp của biến áp phải đấu sao

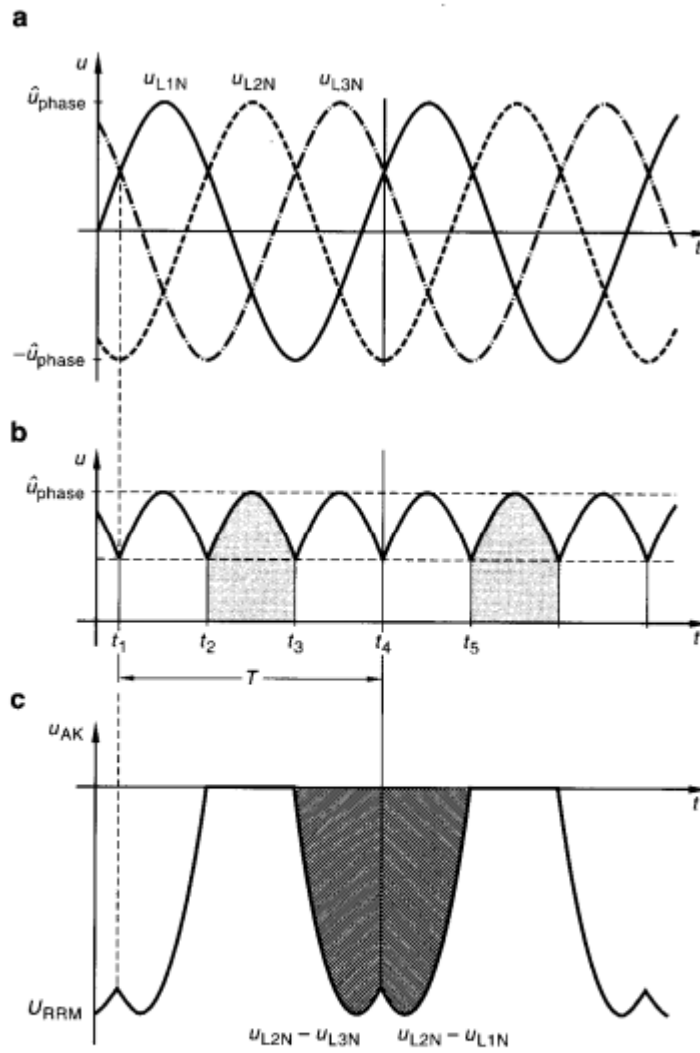


Hình 4.14 Mạch chỉnh lưu 3 pha M3

4.2.1 Khảo sát điện áp

Như đã biết, diode sẽ không dẫn điện cho đến khi nào điện áp anode dương hơn cathode. Từ hình 4.15b cho thấy van V10 dẫn trong khoảng thời gian từ t_1 đến t_2 vì lúc này điện áp U_{L1N} là dương nhất (hình 4.15a). Tuy nhiên, tại t_2 thì U_{L2N} lại dương hơn U_{L1N} và van V20 trở nên dẫn. Do dòng điện chuyển từ V10 sang V20 bởi sự thay đổi giá trị điện áp của lưới điện nên mạch chỉnh lưu này được gọi là mạch “biến đổi chuyển mạch lưới”. Trở lại hình 4.15b cho thấy điện áp một chiều U_d không giảm xuống 0 vì quá trình chuyển mạch xảy ra trong khoảng thời gian là 120°

Vì điện áp xung U_d có trị số thấp nhất tại $\sin 30^\circ = 0,5$ nên điện áp gợn sóng là $U_{ripppp} = 0,5 \times \hat{U}_{phase}$. Do đó, giá trị trung bình của điện áp DC cũng cao hơn so với các mạch chỉnh lưu ở các phần trên.



Hình 4.15

- a) Điện áp pha U_{L1N} , U_{L2N} và U_{L3N}
 b) Điện áp ra một chiều
 c) Điện áp trên diode V20

$$U_d = \frac{3}{\pi} \hat{u}_{\text{phase}} \times \sin 60^\circ$$

$$= 0,827 \times \hat{u}_{\text{phase}} = 0,827 \sqrt{2} \times U_{\text{phase}}$$

$$= 1,17 U_{\text{phase}}$$

$$\frac{U_d}{U_{\text{phase}}} = 1,17$$

Thay điện áp dây $U = \sqrt{3}U_{\text{phase}}$ vào phương trình trên

$$U_d = 0,676 \times U \text{ và } \frac{U}{U_d} = 1,48$$

Trong mạch M3, điện áp nghịch đặt lên mỗi diode là điện áp sai biệt tức thời giữa các pha của các diode đang dẫn và không dẫn.

Suy ra giá trị đỉnh của điện áp nghịch như sau :

$$U_{RRM} = \sqrt{3} \times \hat{u}_{\text{phase}} = \sqrt{3} \times \sqrt{2} U_{\text{phase}} = \sqrt{2} \times U$$

Tham chiếu với điện áp một chiều lý tưởng

$$\frac{U_{RRM}}{U_d} = \frac{\sqrt{3} \hat{u}_{\text{phase}}}{0,827 \hat{u}_{\text{phase}}} = 2,09$$

Điện áp U_{AK} của diode V20 được trình bày ở hình 4.15c. Trong suốt thời gian dẫn điện từ t_2 đến t_3 và sau t_5 , điện áp trên diode bằng 0 (trong thực tế $U_F \approx 1$ V). Quá trình chuyển từ V20 sang V30 xảy ra tại thời điểm t_3 sao cho giá trị tức thời của điện áp nghịch được tạo nên từ sai biệt giữa các điện áp pha $U_{L2N} - U_{L3N}$ và điện áp dây U_{L2L3} . Sự chuyển mạch tiếp theo xảy ra tại thời điểm t_4 từ V30 sang V10, điện áp nghịch tương ứng là $U_{L2N} - U_{L1N}$

4.2.2 Số xung và hệ số gợn sóng

Trong suốt chu kỳ T của điện áp lưới, điện áp DC bao gồm tất cả các điện áp pha và cũng có 3 khối điện áp trong mỗi chu kỳ. Do đó, số xung $p = 3$.

Hệ số gợn sóng trong trường hợp này cũng nhỏ hơn trong mạch chỉnh lưu toàn kỳ 1 pha

$$W = 18,3\%$$

Giá trị này rất khó xác định bằng phương pháp đo

4.2.3 Khảo sát dòng điện

Đối với tải thuần trở dòng một chiều I_d sẽ tỉ lệ với U_d , vì trong một chu kỳ có 3 thành phần dòng điện, do đó :

$$\frac{I_{FAV}}{I_d} = \frac{1}{3} \text{ và } \frac{I_{FRMS}}{I_d} = 0,587$$

Đối với tải cảm kháng $\frac{I_{FAV}}{I_d} = \frac{1}{3}$, nhưng

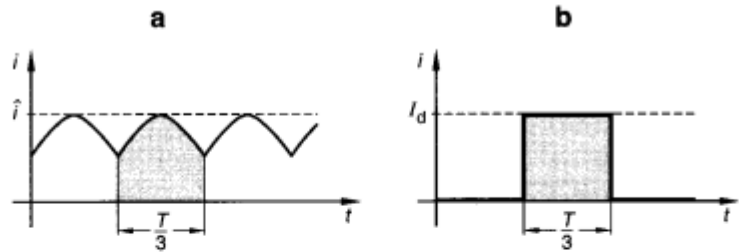
$$\frac{I_{FRMS}}{I_d} = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$$

Thời gian chảy của dòng điện cũng giảm xuống

$$\theta = \frac{2\pi}{p} = 120^\circ$$

Đối với tải thuần trở $\frac{L}{R} = 0$ và với tải cảm kháng $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$

Trong hình 4.16 cho thấy sự khác biệt về dòng điện tương ứng với các loại tải khác nhau



Hình 4.16 Dòng điện qua các diode trong mạch M3

a) Trường hợp $\frac{L}{R} = 0$

$$\text{Với } \frac{I_{FRMS}}{I_d} = 0,587$$

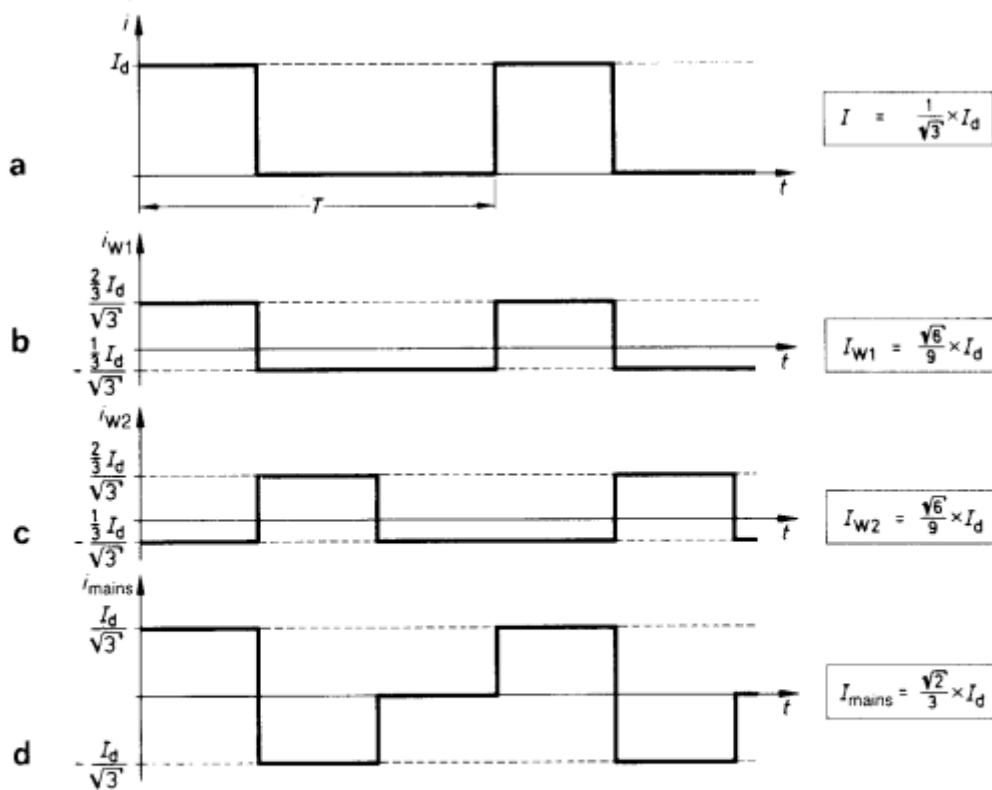
b) Trường hợp $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$

$$\text{với } \frac{I_{FRMS}}{I_d} = 0,577$$

Do đó trong hình 4.21 chỉ giới thiệu tỉ số dòng điện với tải cảm kháng

$$\frac{I_{FRMS}}{I_d} = \frac{I}{I_d} = 0,577$$

Như đã biết cách đấu dây của biến áp có một ý nghĩa quan trọng ví dụ với biến áp có cuộn sơ cấp đấu Δ sẽ cải thiện hiệu suất sử dụng của biến áp. Trong mạch M3 thích hợp đặc biệt với các cách nối Dy, Dz và Yz (D = Delta, Y = sao và Z = zig-zag). Hình 4.17 trình bày dạng dòng điện trong cách nối Dy



Hình 4.17 Dòng điện trong mạch M3 với biến áp đầu Dy

- a) Dòng điện dây bên thứ cấp
 b, c) Dòng qua hai cuộn dây
 d) Dòng điện lưới

4.2.4 Khảo sát công suất

Trong kỹ thuật 3 pha, công suất biểu kiến bên thứ cấp của mạch M3 là

$$S = \sqrt{3} U \times I = \sqrt{3} \times 1,48 U_d \times 0,577 I_d = 1,48 \times P_d$$

Theo hình 4.17d suy ra bên sơ cấp

$$I_{mains} = \frac{\sqrt{2}}{3} \times I_d = 0,471 \times I_d$$

Từ phương trình trên dẫn đến kết quả

$$S_{mains} = \sqrt{3} \times U_{mains} \times I_{mains} = \sqrt{3} \times 1,48 U_d \times 0,47 \times I_d = 1,21 P_d$$

Công thức sau đây được dùng để thiết kế máy biến áp

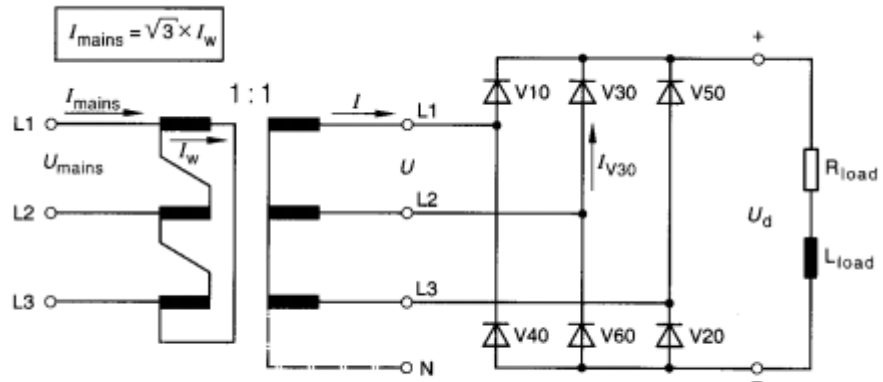
$$S_T = \frac{1}{2} (S_{mains} + S) = 1,35 P_d$$

5. Chỉnh lưu 6 pha

5.1 Đại cương

Một loại chỉnh lưu có ưu điểm về hệ số gợn sóng và công suất là mạch chỉnh lưu cầu 3 pha còn được gọi là mạch 6 pha B6. Ngoài ra do không cần đến biến áp đấu sao như trong mạch M3. Có thể xem mạch chỉnh lưu B6 là sự nối tiếp của 1 mạch M3 cathode chung với mạch M3 anode chung.

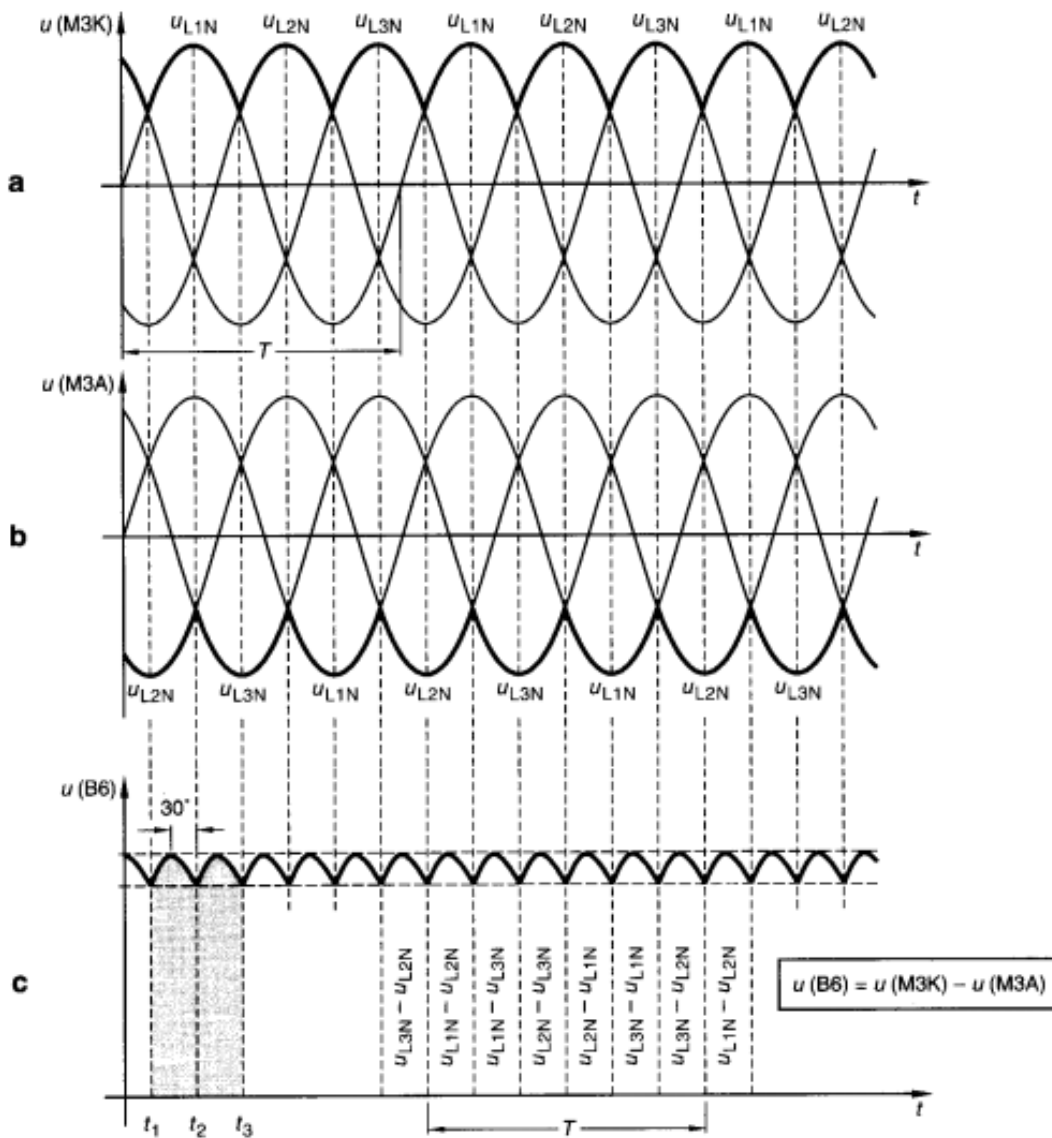
Mạch chỉnh lưu B6 cobản được trình bày trong hình 4.18



Hình 4.18 Mạch chỉnh lưu cầu 3 pha

5.2 Khảo sát điện áp

Trong hình 4.19 Điện áp một chiều của 2 mạch M3 là đường bao của điện áp ba pha, do các giá trị đỉnh chuyển vị trí cho nhau mỗi 60° hoặc $\frac{T}{6}$, sự tương tác giữa hai điện áp tạo ra một nhóm 6 xung có nghĩa là $p = 6$.



Hình 4.19

a, b) Đường bao của điện áp 3 pha

c) Điện áp DC trong mạch B6 là hiệu giữa 2 điện áp DC trong mạch M3

Trong mỗi trường hợp, hai chỏm điện áp của B6 xảy ra trong vòng 2 biên độ của các điện áp M3 riêng biệt, các chỏm điện áp này lệch 30° so với các đỉnh điện áp M3 (hình 4.19c)

Công thức sau được áp dụng

$$U_d(B6) = u_d(M3 K) - u_d(M3 A)$$

Trong các tính toán gần đúng, hệ số gợn sóng $w = 4,2\%$ rất nhỏ trong mạch B6 có thể bỏ qua do giá trị này rất khó nhận ra bởi các thiết bị đo thực tế.

Điện áp trung bình của mạch B6 là :

$$U_d = 2 \times \frac{3}{\pi} \hat{u}_{\text{phase}} \sin 60^\circ = 2 \times 0,827 \hat{u}_{\text{phase}}$$

$$\text{Với } U = \sqrt{3} U_{\text{phase}} \text{ và } U_{\text{phase}} = \frac{\hat{u}_{\text{phase}}}{\sqrt{2}}$$

Suy ra

$$U_d = 2,34 \times U_{\text{phase}} \text{ hoặc } \frac{U_{\text{phase}}}{U_d} = 0,43$$

$$U_d = 1,35 \times U \text{ và } \frac{U}{U_d} = 0,74$$

Thời điểm kích các diode sau 300 kể từ giá trị 0 của điện áp pha hoặc 600 so với giá trị 0 của điện áp dây tương ứng. Thời gian dẫn dòng là $\frac{1}{3}T \cong 120^\circ$. Vì trong trường hợp hai diode nối tiếp nhau, trong nhiều tài liệu thường dùng s để chỉ số nhóm chuyển mạch. Đối với mạch B2 và B6 có $s = 2$ cho thấy số lượng mạch M được ghép nối tiếp.

Trong phân nửa thời gian dẫn của một diode (60°) một chuyển tiếp được tiếp tục từ diode được ghép nối tiếp trong nhóm chuyển mạch thứ hai, điều này tạo nên dạng điện áp được tô đen trong hình 4.19c

V10 dẫn điện từ thời điểm t_1 đến t_3 vì ULN1 dương nhất trong suốt chu kỳ đối với mạch M3 cathode chung. Cho đến thời điểm t_2 diode V60 được xem như nối tiếp và đến t_3 lại được loại ra bởi diode V20.

Với sơ đồ mạch như trên, điện áp nghịch cực đại bằng với giá trị đỉnh của điện áp dây

$$U_{RRM} = \hat{u}$$

Tuy nhiên, điện áp một chiều u_d chỉ nhận được phân nửa giá trị so với mạch M3

$$\frac{U_{RRM}}{U_d} = \frac{\hat{u}}{1,35 \times U} = \frac{\hat{u} \times \sqrt{2}}{1,35 \times \hat{u}} = 1,05$$

5.3 Khảo sát dòng điện

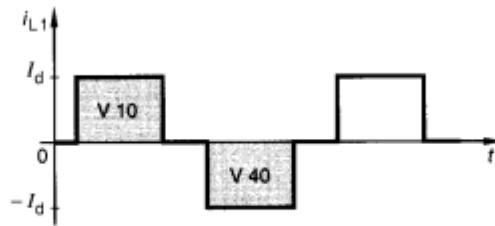
Do có 3 nhánh chuyển mạch trong mỗi nhóm ($q = 3$) nên dòng qua diode sẽ giảm

$$I_{FAV} = \frac{1}{3} I_d \text{ và } I_{FRMS} = 0,577 I_d$$

Trong trạng thái xác lập, dòng xoay chiều trong cuộn thứ cấp có giá trị

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} \times I_d = 0,816 \times I_d$$

Điều này được chỉ rõ trong hình 4.20 đối với cuộn 1 của biến áp



Hình 4.20 Dòng điện dây bên thứ cấp ở pha 1, phần dương qua V10 và âm qua V40

Với tỉ số biến áp $r = 1$, dòng điện dây bên sơ cấp lớn hơn dòng sơ cấp có nghĩa là

$$\frac{I_w}{I} = \frac{1}{\sqrt{3}} \text{ sao cho } I_{\text{mains}} = I \text{ hoặc đối với } I_d$$

$$\frac{I_w}{I_d} = 0,471 \text{ hoặc } \frac{I_{\text{mains}}}{I_d} = 0,816$$

Lưu ý :

Đối với kiểu đầu dây biến áp AY theo hình 4.17, $r = 1$

$$r = \frac{U_{\text{mains}}}{U} = \frac{N_{\text{primary}}}{\sqrt{3} \times N_{\text{secondary}}}$$

Có nghĩa là số vòng dây sơ cấp lớn hơn với hệ số là $\sqrt{3} = 1,73$

Trong mạch YY với $r = 1$ thì điện áp, dòng điện cũng như số vòng dây cuộn sơ và thứ cấp thì bằng nhau

5.4 Khảo sát công suất

Vì dòng điện xoay chiều chảy qua cả hai cuộn trong biến áp nên công suất biểu kiến của sơ và thứ cấp bằng nhau và do đó công suất danh định cũng bằng nhau, các quan hệ này không phụ thuộc vào tỉ số biến áp và kiểu đầu dây. Trong thực tế:

$$S = \sqrt{3} \times U \times I = 1,73 \times 0,74 U_d \times 0,816 I_d = 1,05 P_d$$

Và do đó

$$\frac{S}{P_d} = \frac{S_{\text{mains}}}{P_d} = \frac{S_T}{P_d} = 1,05$$

6. Tóm tắt

6.1 Thông số các mạch chỉnh lưu quan trọng

| Sơ đồ mạch theo chuẩn DIN 41 761 | M1 | M2 | B2 | M3 | B6 |
|----------------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| Mạch ở hình | 4.5 | 4.9 | 4.11 | 4.14 | 4.18 |
| Loại tải | $\frac{L}{R} \rightarrow 0$ | $\frac{L}{R} \rightarrow 0$ | $\frac{L}{R} \rightarrow 0$ | $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$ | $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$ |
| Biến đổi công suất | | | | | |
| Hệ số gợn sóng w (%) | 121 | 48,2 | 48,2 | 18,3 | 4,2 |
| Số chuyển mạch q | 1 | 2 | 2 | 3 | 3 |
| Các nhóm chuyển mạch s | 1 | 1 | 2 | 1 | 2 |
| Số xung p | 1 | 2 | 2 | 3 | 6 |
| U/U_d | 2,22 | 2,22 | 1,11 | 1,48 | 0,74 |
| I/I_d | 1,75 | 0,785 | 1,11 | 1,0 | 0,577 |
| Van | | | | | |
| U_{RRM}/U_d | 3,14 | 3,14 | 1,57 | 2,09 | 1,05 |
| I_{FAV}/I_d | 1 | 0,5 | 0,5 | 0,333 | 0,333 |
| I_{FRMS}/I_d | 1,57 | 0,785 | 0,785 | 0,707 | 0,577 |
| Góc dẫn dòng điện | 180^0 | 180^0 | 180^0 | 120^0 | 120^0 |
| Biến áp r = 1 | | | | | |
| I_w/I_d | 1,21 | 1,11 | 1,11 | 1,0 | 0,272 |
| I_{mains}/I_d | 1,21 | 1,11 | 1,11 | 1,0 | 0,471 |
| S/P_d | 3,49 | 1,73 | 1,23 | 1,11 | 1,48 |
| S_{mains}/P_d | 2,69 | 1,23 | 1,23 | 1,11 | 1,21 |
| S_T/P_d | 3,09 | 1,48 | 1,23 | 1,11 | 1,345 |
| | | | | Δy | Δy |

Hình 4.21

6.2 Thiết kế một mạch chỉnh lưu

Một mạch chỉnh lưu cung cấp một dòng điện DC $I_d = 600$ A với một hệ số gợn sóng nhỏ nhất, điện áp DC danh định là $U_d = 400$ V

Biến áp nguồn có cuộn thứ cấp đấu sao. Tìm thông số diode tương ứng với điều kiện giải nhiệt xác định

1. Chọn sơ đồ mạch chỉnh lưu cầu 3 pha B6

2. Công suất tiêu thụ biểu kiến của mạch

$$S = 1,05 \times P_d = 1,05 \times U_d \times I_d = 1,05 \times 400 \text{ V} \times 600 \text{ A} = 252 \text{ KVA}$$

3. Công suất danh định của biến áp

$$S_T = S = S_{mains} = 252 \text{ KVA}$$

4. Dòng điện pha của mạch

$$I = 0,816 \times I_d = 0,816 \times 600 \text{ A} = 490 \text{ A}$$

5. Dòng thuận trung bình qua diode

$$I_{FAV} = 0,333 \times I_d = 0,333 \times 600 \text{ A} = 200 \text{ A}$$

6. Dòng thuận hiệu dụng qua diode

$$I_{FRMS} = 0,577 \times I_d = 0,577 \times 600 \text{ A} = 346 \text{ A}$$

7. Điện áp dây hiệu dụng

$$U = 0,74 \times U_d = 0,74 \times 400 \text{ V} = 296 \text{ V}$$

8. Đỉnh điện áp nghịch lớn nhất

$$U_{RRM} = 1,05 \times U_d = 1,05 \times 400 \text{ V} = 420 \text{ V}$$

9. Đỉnh điện áp nghịch có tính thêm hệ số an toàn

$$U'_{RRM} = 2,5 \times U_{RRM} = 2,5 \times 420 \text{ V} = 1050 \text{ V}$$

10. Chọn diode thích hợp

$$I_{FAV} = 200 \text{ A}$$

$$I_{FRMS} = 346 \text{ A}$$

$$U'_{RRM} = 1050 \text{ V}$$

Dựa trên các giá trị này có thể chọn diode D 250/1200 (AEG). Dùng cánh tỏa nhiệt KL 42 kết hợp phương pháp làm nguội cưỡng bức với tốc độ gió 6 m/s tại nhiệt độ môi trường $\vartheta_A = 35^\circ\text{C}$

6.3 Kết luận

Trong kỹ thuật biến đổi công suất còn có các mạch chỉnh lưu 6 xung khác và các mạch chỉnh lưu có xung chẵn như mạch sao kép (DSS) và mạch 6 xung có điểm giữa (M6). Do các mạch này ít được dùng nên không được đề cập đến ở đây, để có một cái nhìn tổng quát về đặc tính các mạch chỉnh lưu có thể tham khảo bảng tóm tắt trong hình 4.21

BÀI 4: CHỈNH LƯU CÔNG SUẤT CÓ ĐIỀU KHIỂN

1. Đại cương

Kể từ khi diode được ứng dụng trong các mạch biến đổi công suất thì không có khả năng nào có thể ảnh hưởng đến điện áp ra của mạch. Tuy nhiên, nếu thay thế diode bằng các thyristor thì có thể thiết lập được quan hệ giữa điện áp ra một chiều với góc kích của thyristor và được gọi là bộ biến đổi công suất điều khiển được.

Trong trường hợp mạch chỉnh lưu cầu cũng có thể thay thế một nửa số lượng diode bằng thyristor. Do đó, đặc tính của các mạch biến đổi công suất sau đây sẽ phụ thuộc vào các diode có trong mạch. Các mạch này được chia làm hai loại : Điều khiển bán phần và điều khiển toàn phần.

Đối với tất cả các mạch biến đổi, thời điểm kích thyristor được đặc trưng bởi góc kích α . Giá trị trung bình của điện áp DC tại ngõ ra được ký hiệu là $U_{d\alpha}$. Khi $\alpha = 0^\circ$ đặc tính mạch giống như mạch biến đổi cố định (hình 4.21), điện áp tại $\alpha = 0^\circ$ ký hiệu là U_{d0} .

Nếu các thyristor được kích trễ hơn ($\alpha > 0^\circ$), điện áp DC ngõ ra $U_{d\alpha}$ của mạch sẽ giảm xuống

Do đặc tính của thyristor chỉ trở về trạng thái tắt khi dòng chảy qua nó nhỏ hơn dòng duy trì nên tính chất của tải cũng ảnh hưởng đến điện áp ra U_{da}

Vì vậy trong các phần sau đây sẽ nghiên cứu mạch biến đổi với tải điện trở, điện cảm và tải hỗn hợp

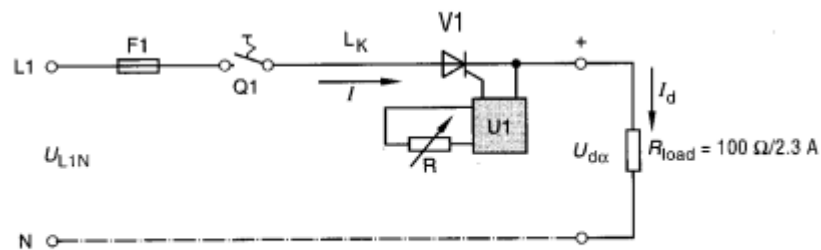
2. Biến đổi công suất bán phần

2.1 Đại cương

Để dễ hiểu về bộ biến đổi điều khiển được, quá trình khảo sát sẽ tập trung về loại mạch điều khiển bán phần nhưng trong thực tế loại này không quan trọng lắm

2.2 Biến đổi bán phần tải thuần trở

Sơ đồ cơ bản được trình bày trong hình 5.1 và cũng đã được giới thiệu ở bài công tắc điện tử. Do thyristor chỉ có thể được kích ở bán kỳ dương của điện áp DC nên trên tải cũng xuất hiện điện áp dương. Trong trường hợp lý tưởng, điện tích điện áp/góc kích có thể được điều chỉnh từ 0 tại $\alpha = 180^\circ$ cho đến toàn bộ bán kỳ dương tại $\alpha = 0^\circ$



Hình 5.1 Biến đổi công suất điều khiển bán phần M1

2.2.1 Khảo sát điện áp

Với mạch điện mô tả trong hình 5.1 cũng như với tất cả các mạch biến đổi công suất điều khiển được, điện áp ra DC $U_{d\alpha}$ là một hàm theo góc kích α và được biểu diễn theo công thức sau

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \left(\frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) \text{ với } U_{d0} = 0,45 U$$

Khi góc kích $\alpha = 0^\circ$, quan hệ trong phần 2.2 của bài 4 cũng áp dụng được trong trường hợp này

$$\frac{U}{U_{d0}} = 2,22$$

Từ phạm vi góc kích cho phép, hình 5.2 trình bày hai trường hợp $\alpha = 45^\circ$ và $\alpha = 135^\circ$

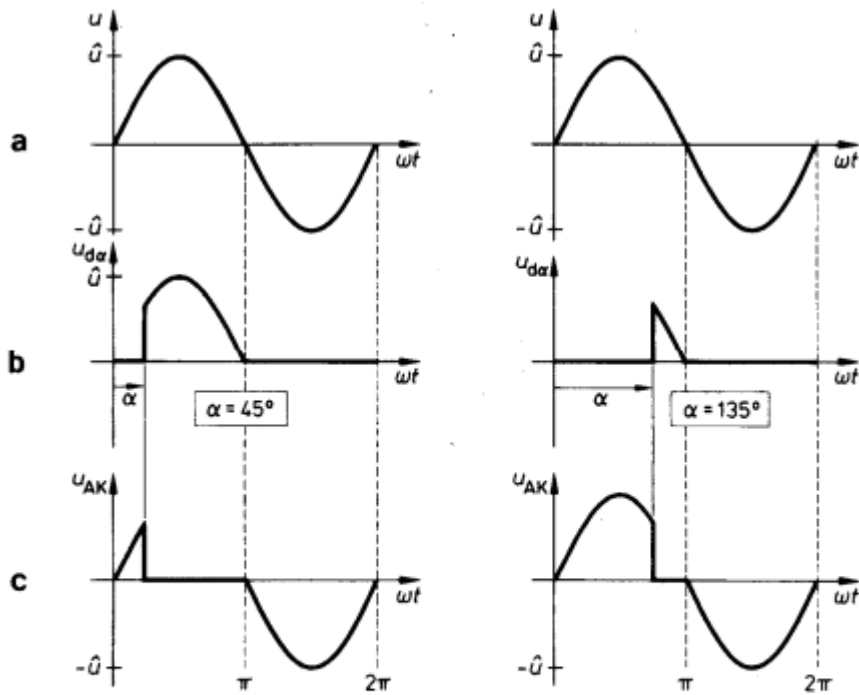
Nếu $\alpha = 180^\circ$ thì mạch không thể kích được vì giá trị tức thời của điện áp xoay chiều lúc này bằng 0. Khi $\alpha > 180^\circ$, mạch cũng không kích được vì điện áp anode của thyristor âm hơn cathode trong suốt khoảng thời gian bán kỳ âm, do đó thyristor sẽ tắt

2.2.2 Khảo sát dòng điện

Trong trường hợp tải thuần trở, mỗi khi thyristor được kích, điện áp và dòng điện trên tải luôn đồng pha với nhau. Vì dòng điện lớn nhất khi $\alpha = 0^\circ$ giống như trong mạch chỉnh lưu nên việc tính chọn van có thể theo công thức sau

$$\frac{I}{I_{d0}} = 1,57$$

Đối với các mạch biến đổi công suất có điều khiển khác, dòng điện tại $\alpha = 0^\circ$ cũng bằng với dòng điện của mạch biến đổi công suất cố định

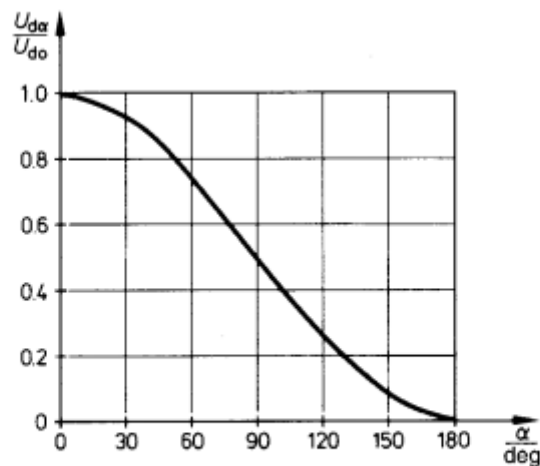


Hình 5.2

- a) Điện áp vào hình sin U
 b) Điện áp ra $U_{d\alpha}$ tại $\alpha = 45^\circ$ và $\alpha = 135^\circ$
 c) Điện áp U_{AK} trên thyristor

2.2.3 Đặc tính điều khiển

Đồ thị biểu diễn tỉ số điện áp $\frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}}$ là một hàm theo góc kích α của mạch M1 được trình bày ở hình 5.3



Hình 5.3 Đặc tính mạch biến đổi điều khiển bán phần tải thuần trở

2.2.4 Ví dụ

Mạch biến đổi công suất điều khiển bán phần với $U = 220$ V và $\alpha = 120^\circ$

Khi $\alpha = 120^\circ$, giá trị $\cos 120^\circ = -0,5$, điện áp một chiều $U_{d\alpha}$ được tính như sau :

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

$$U_{d120} = 0,45 \times U \left(\frac{1 + \cos 120^\circ}{2} \right)$$

$$= 0,45 \times 220 \text{ V} \left(\frac{1 + (-0,5)}{2} \right)$$

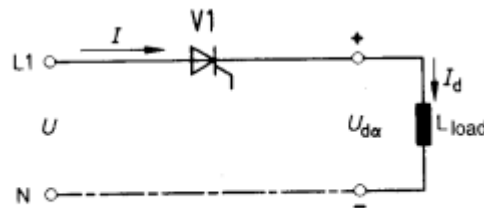
$$= 99 \text{ V} \left(\frac{1 - 0,5}{2} \right)$$

$$U_{d120} = 24,75 \text{ U}$$

Với $U_{d0} = 99 \text{ V}$, suy ra

$$\frac{U_{d120}}{U_{d0}} = \frac{24,75 \text{ V}}{99 \text{ V}} = 0,25$$

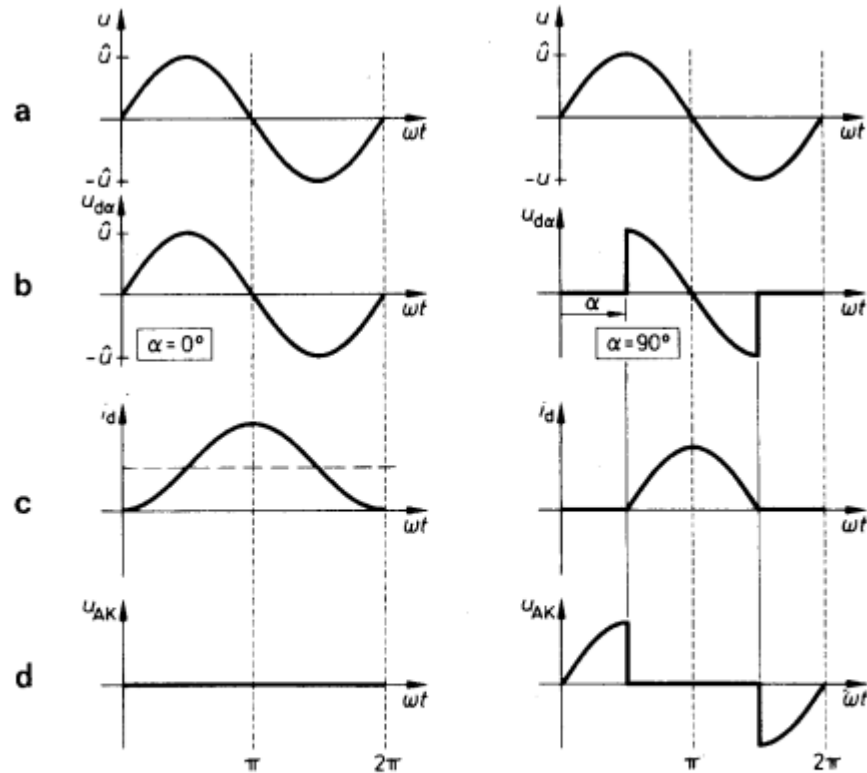
2.3 Biến đổi công suất điều khiển bán phần tải điện cảm



Hình 5.4 Sơ đồ mạch biến đổi M1 tải thuần cảm

$$(W_{\text{Magn}} = \frac{1}{2} LI^2)$$

Mặt khác, các tải thuần cảm có đặc tính tích trữ năng lượng, chúng sẽ trả lại năng lượng. Điều này có nghĩa là thyristor vẫn tiếp tục dẫn điện ngay cả khi điện áp đảo cực tính và trở thành âm. Năng lượng tích trữ tạo ra một điện áp cảm ứng cao trong điện cảm để duy trì dòng điện theo chiều trước đó cho đến hết năng lượng từ trường. Vì cuộn cảm lý tưởng có thời gian nạp và phóng bằng nhau nên khi $\alpha = 0^\circ$ sẽ có dòng điện chảy trong suốt chu kỳ T. Van vẫn duy trì trạng thái dẫn và lúc này trên tải xuất hiện 1 điện áp xoay chiều $U_{d\alpha}$ có giá trị luôn bằng 0



Hình 5.5 Điện áp và dòng điện trong mạch biến đổi M1 tải điện cảm tại $\alpha = 0^\circ$ và $\alpha = 90^\circ$

a) Điện áp vào xoay chiều
b) Điện áp ra DC

c) Dòng tải
d) Điện áp trên van

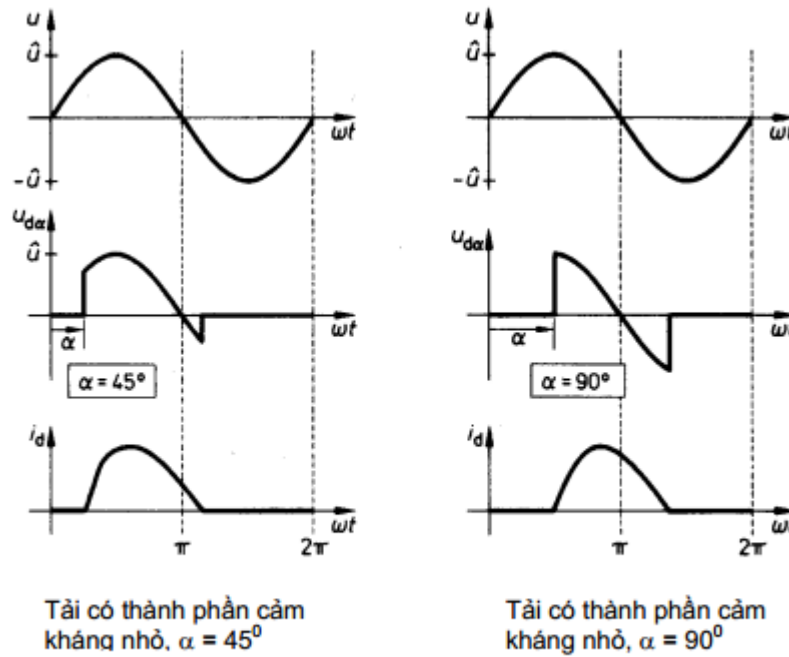
2.4 Biến đổi công suất bán phần tải trở kháng

Loại tải này có R và rất ít $\tau = \frac{L}{R}$ gặp trong các mạch biến đổi công suất, đặc tính của chúng là một hàm theo $\frac{L}{R}$ là trung gian giữa hai loại tải đã khảo sát ở mục 2.2 và 2.3, khác với tải thuần trở dòng điện I_d trong trường hợp này không thể đột ngột bằng 0 do có thành phần cảm kháng. Tương tự, cũng sẽ xảy ra sự không bằng nhau giữa hai điện tích điện áp/góc kích dương và âm như là một hàm theo góc kích α . Hai trường hợp này được mô tả trong hình 5.6 tại $\alpha = 45^\circ$ và $\alpha = 90^\circ$

3. Biến đổi công suất toàn phần

3.1 Đại cương

Trong sơ đồ biến đổi công suất toàn phần tất cả các van đều được điều khiển. Điện áp ra DC là hàm của điện áp ngõ vào, loại tải và góc kích α . Để hiểu rõ chức năng trong phần sau sẽ khảo sát riêng rẽ các mạch B2, M3 và B6. Để làm như thế thì mỗi khi góc kích được xác định, nó phải giống nhau ở mỗi van trong mạch



Hình 5.6 Điện áp và dòng điện trong mạch M1 tải trở kháng

3.2 Mạch biến đổi cầu điều khiển toàn phần (B2)

3.2.1 Đại cương

Khi khảo sát mạch biến đổi công suất cố định đã cho thấy mạch cầu là dạng mạch rất thường được sử dụng. Ưu điểm trước tiên của chúng là có thể nối trực tiếp vào lưới điện, thứ hai là cho phép tận dụng được biến áp ghép nối tiếp. Tuy nhiên, trong công nghiệp mạch B2 chỉ được dùng cho công suất đến 10 KW do tải ứng dụng của mạch này trong hthông 3 pha là không đối xứng. Tuy nhiên, mạch B2 rất thường được ứng dụng trong lĩnh vực giao thông trong hệ thống điện 1 pha với công suất lên đến hàng MW.

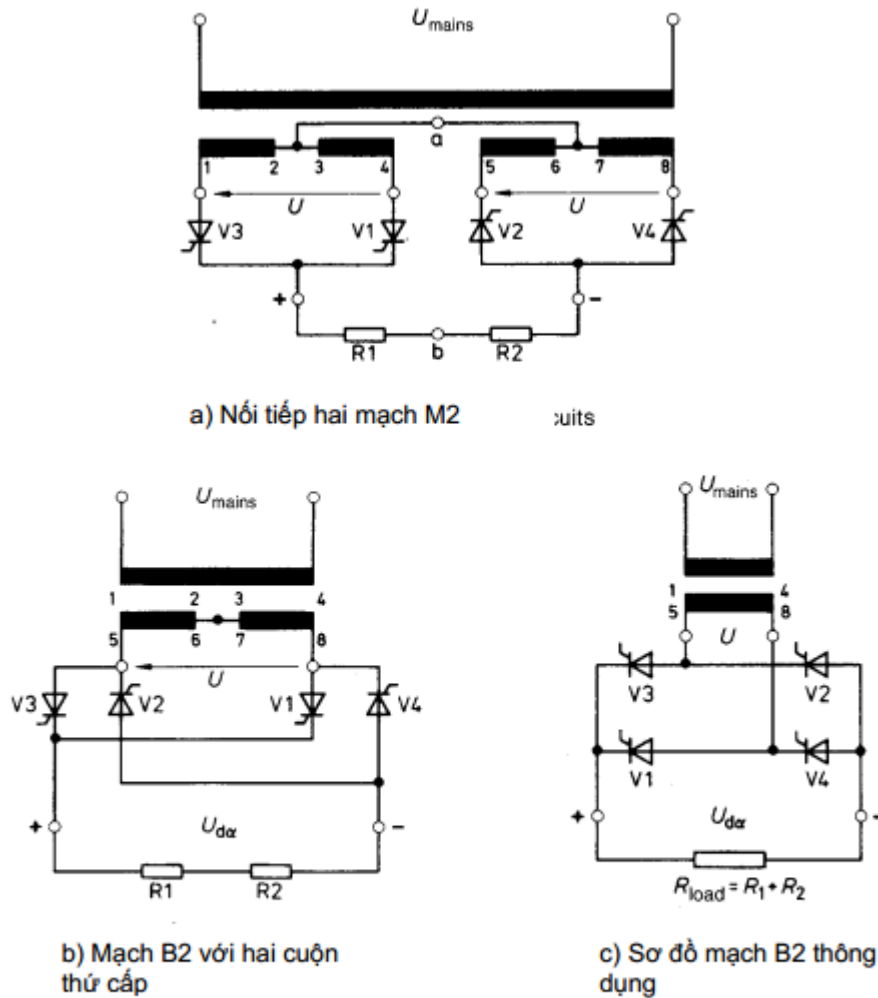
Nguyên lý hoạt động cơ bản của mạch B2 đã được trình bày ở các bài trước. Trong hình 5.7 giới thiệu lại từng bước từ cách ghép nối tiếp hai mạch M2 để tạo thành mạch B2.

Trong mạch B2 dùng 4 thyristor luôn có hai thyristor dẫn điện cùng lúc để cung cấp dòng điện chảy ngang qua tải đó là hai thyristor đối diện qua đường chéo trong hình 5.7c điều này có nghĩa là hai thyristor phải được kích dẫn đồng thời với nhau. Trong hình 5.7c hai thyristor V1 và V2 dẫn điện trong suốt thời gian bán kỳ dương của điện áp lưới, V3 và V4 dẫn điện trong khoảng thời gian bán kỳ âm. Do đó khối điều khiển phải tạo ra hai cặp xung kích lệch pha nhau 180° , các xung này hoàn toàn có thể tạo ra từ một mạch kích duy nhất bằng cách dùng biến áp xung có hai cuộn dây thứ cấp tương ứng cho từng cặp thyristor

3.2.2 Khảo sát điện áp

Như đã biết, khi tính toán điện áp một chiều $U_{d\alpha}$ cần phải lưu ý đến đặc tính của tải. Trong trường hợp tải thuần trở, điện áp $U_{d\alpha}$ sẽ khác 0 cho đến khi $\alpha = 180^\circ$, với tải thuần cảm $U_{d\alpha} = 0$ trước khi $\alpha = 90^\circ$. Bây giờ nếu $\alpha > 90^\circ$ và tải là động cơ hoạt động với cực tính giống như máy phát, $U_{d\alpha}$ có giá trị âm, Dưới những điều

kiện này, điện áp DC ở ngõ ra đạt cực đại âm tại $\alpha = 180^\circ$ với $U_d 180^\circ = -U_{d0}$. Điều này cũng được chứng minh bởi biểu thức toán học sau đây



Hình 5.7 Cách tạo mạch B2 từ hai mạch M2

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2} U_{d0} (1 + \cos \alpha); U_{d0} = 0,9 U$$

Trường hợp tải cảm kháng

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \times \cos \alpha ; U_{d0} = 0,9 U$$

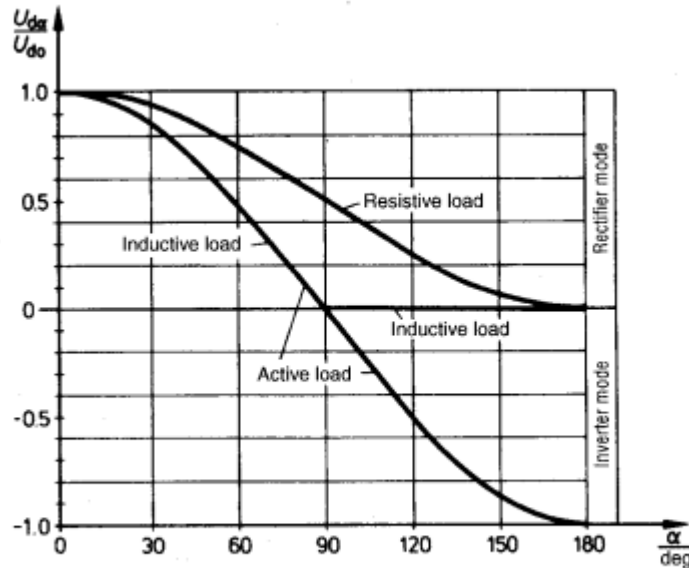
Các giá trị điện áp có thể nhận được bằng cách áp dụng các phương trình về điện áp ra DC đối với tải trở kháng, điều này không chỉ là quan hệ với góc kích α mà cũng là quan hệ với tỉ số giữa các thành phần điện trở với điện cảm

Vì điện áp DC ra của mạch B2 gồm hai xung, trường hợp tải điện cảm tại các góc kích $\alpha < 90^\circ$, năng lượng từ trường được tích trữ không giảm hoàn toàn, tại thời điểm này năng lượng hồi tiếp bị kết thúc sớm hơn bán kỳ thứ hai của điện áp và bắt đầu quá trình tích trữ năng lượng mới.

3.2.3 Đặc tính điều khiển

Hình 5.8 trình bày đặc tính điều khiển của mạch B2. Tỷ số điện áp $\frac{U_{da}}{U_{d0}}$ được vẽ tương ứng với hai trường hợp: Tải thuần trở và tải thuần cảm hoặc tải tích cực. Từ hình vẽ cho thấy các đường đặc tính chỉ giống nhau tại $\alpha = 0^\circ$, đặc tính đối với tải trở kháng cũng được suy ra từ các đặc tính này

Nên nhớ rằng tải phải là loại tích cực với hiệu suất $\alpha > 90^\circ$ năng lượng được trả về hệ thống bởi hiện tượng nghịch lưu. Ví dụ năng lượng này có thể được tạo ra từ một máy phát DC



Hình 5.8 Đường đặc tính điều khiển của mạch biến đổi B2

3.2.4 Hiện tượng khe hở

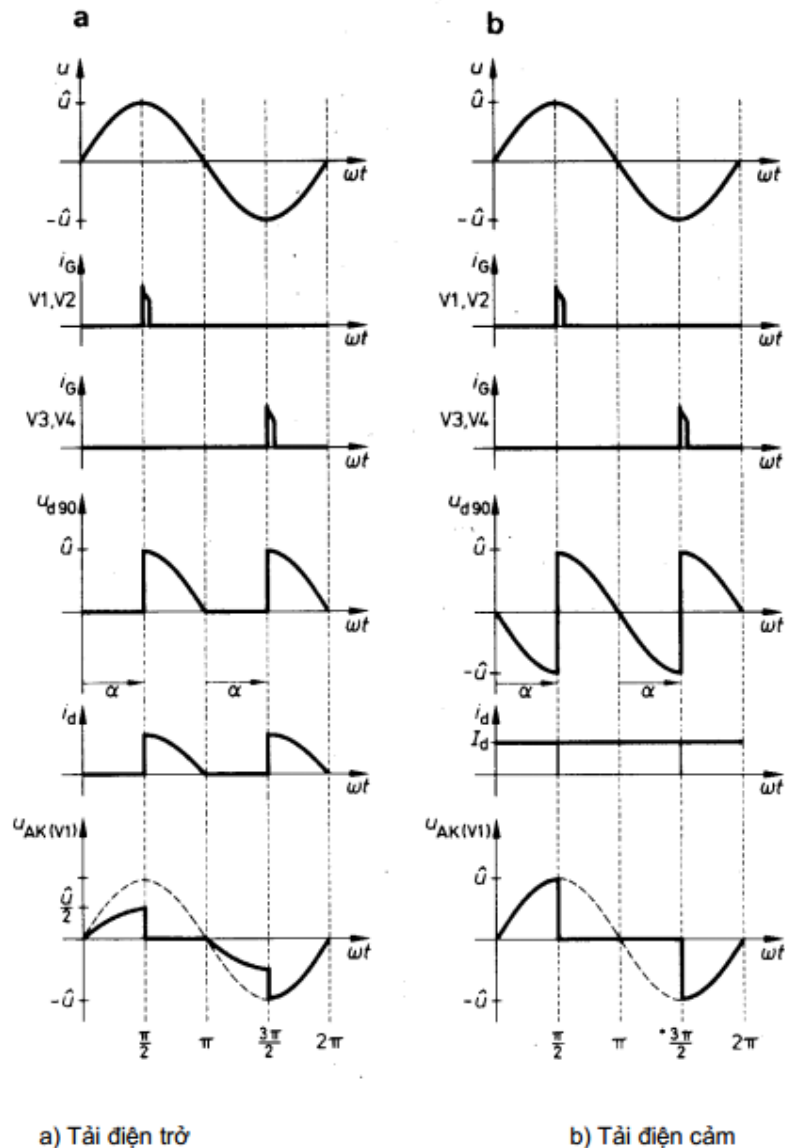
Mặc dù đặc tính điện áp DC ở ngõ ra là hai xung và đặc biệt là trong trường hợp tải thuần trở, sự gián đoạn điện áp và dòng điện vẫn xảy ra tại góc kích $\alpha > 0^\circ$. Đối với các bộ biến đổi công suất khi I_d tạm thời bằng 0 trong khoảng thời gian giữa các xung của điện áp ra DC. Hiện tượng này là một vấn đề đặc biệt đối với một số yêu cầu điều khiển ví dụ một hệ thống điều khiển dòng điện đang hoạt động nhưng do hiệu ứng này dòng điện thực tế sẽ bằng 0 trong một khoảng thời gian xác định. Để khắc phục cần phải dùng một cuộn cảm hoặc một vòng điều khiển đặc biệt để san bằng sự gián đoạn của dòng điện. Hình 5.9 mô tả ảnh hưởng của tải

trong hai trường hợp $\frac{L}{R} = 0$ và $\frac{L}{R} = \infty$ tại $\alpha = 90^\circ$ các đường biểu diễn còn trình bày xung kích là một hàm $i_G = f(\omega t)$

Trong hình 5.9 cho thấy điện áp lưới và vị trí xung kích giống nhau đối với cả hai loại tải. Như đã nói hiện tượng khe hở xảy ra với tải điện trở nhưng với tải thuần cảm thì không ngay cả đến $\alpha = 90^\circ$. Ngược lại khi hoạt động với tải điện trở vì dự trữ V1 và V2 tiếp tục dẫn từ π đến $3\pi/2$ do đó bán kỳ âm của điện áp lưới được chuyển qua tải

3.2.5 Khảo sát điện áp nghịch

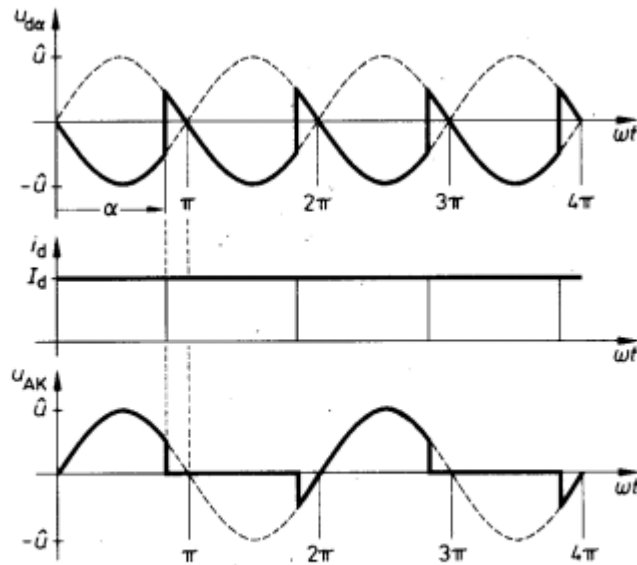
Điện áp nghịch trên thyristor V1 được xác định theo hình 5.9. Với tải điện trở, điện áp U_{AK} trong khoảng từ 0 đến $\pi/2$ bằng một nửa điện áp lưới, do không có dòng điện nên điện áp này được chia trên hai van. Trong khoảng từ $\pi/2$ đến π , van ở trạng thái dẫn và $U_{AK} = 0$ V khi $r_T = 0 \Omega$, sau đó V3 và V4 được kích tại $\alpha = 270^\circ$, điện áp trên V1 chuyển sang $-\hat{u}$ nếu dòng điện một chiều I_d chảy qua điện cảm là không đổi. Trong trường hợp khác điện áp nghịch luôn bằng điện áp lưới



Hình 5.9 Dạng sóng điện áp và dòng điện trong mạch B2 tại $\alpha = 90^\circ$

3.2.6 Chế độ nghịch lưu

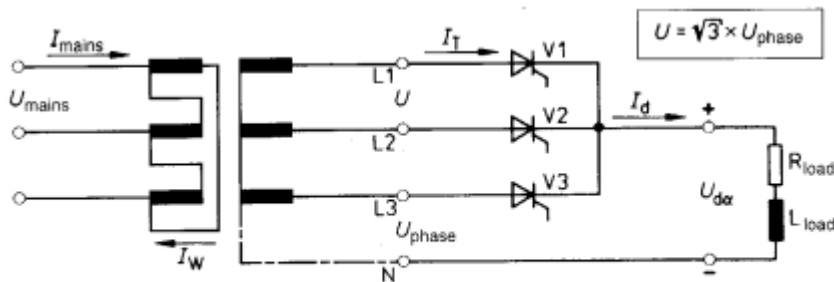
Đối với bộ biến đổi điều khiển toàn phần giả sử dòng điện một chiều I_d đã được làm phẳng rất tốt, sau đó điện áp ra DC dương tại góc kích $\alpha < 90^\circ$ và chế độ chỉnh lưu xuất hiện. Nếu bây giờ xung kích xảy ra tại $\alpha > 90^\circ$, điện áp ra DC trở nên âm và mạch hoạt động ở chế độ nghịch lưu. Trong hình 5.10 trình bày chế độ nghịch lưu tại $\alpha = 150^\circ$



Hình 5.10 Dạng sóng điện áp và dòng điện ở chế độ nghịch lưu tại $\alpha = 1500$

3.3 Mạch chỉnh lưu 3 pha bán kỳ có điều khiển M3

Mạch M3 (hình 5.11) rất thích hợp để mô tả hiệu quả của mạch biến đổi công suất, do đó trong phần này sẽ khảo sát một số tính chất đặc biệt của chúng

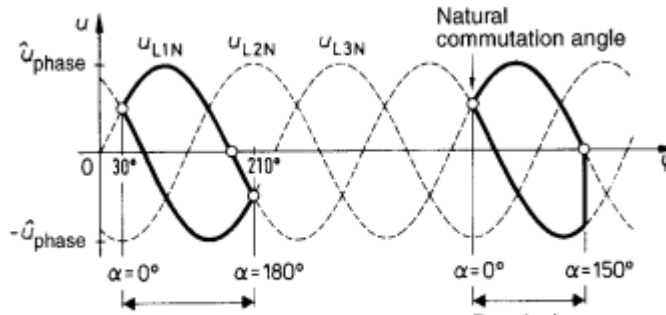


Hình 5.11 Mạch chỉnh lưu M3 có điều khiển

3.3.1 Phạm vi điều khiển

Khởi tạo xung kích cho các thyristor trong mạch M3 phải được thiết kế sao cho có thể tạo ra 3 xung trong mỗi chu kỳ và lệch nhau 120° , thêm vào đó chúng phải có khả năng dịch pha khi cần thiết tương ứng với phạm vi điều khiển. Do điện áp U_{L1N} (hình 5.12) từ thời điểm chuyển mạch đầu tiên ($\alpha = 0^\circ$) đến điểm giao nhau với U_{L3N} ($\alpha = 180^\circ$) có giá trị dương hơn điện áp này, van V1 chỉ có thể được kích trong khoảng thời gian này. Với $I_d =$ hằng số hoặc không có sự gián đoạn dòng điện, V3 duy trì trạng thái dẫn cho đến khi V1 được kích. Với mạch biến đổi này, các loại tải tích cực cho phép phạm vi điều khiển theo lý thuyết từ $\alpha = 0^\circ$ đến $\alpha = 180^\circ$. Phạm vi điều khiển giảm với một tải điện trở. Tuy nhiên, do điện áp ra không xuất hiện phần âm. Đối với loại tải này van tương ứng bị khóa tại $\alpha = 150^\circ$.

Do thời gian chuyển mạch và thời gian tắt của các van, van không nhận được điện áp thuận trong khoảng thời gian này, với tải tích cực phạm vi điều khiển chỉ có thể áp dụng khoảng $\alpha = 150^\circ$ (hình 5.12)



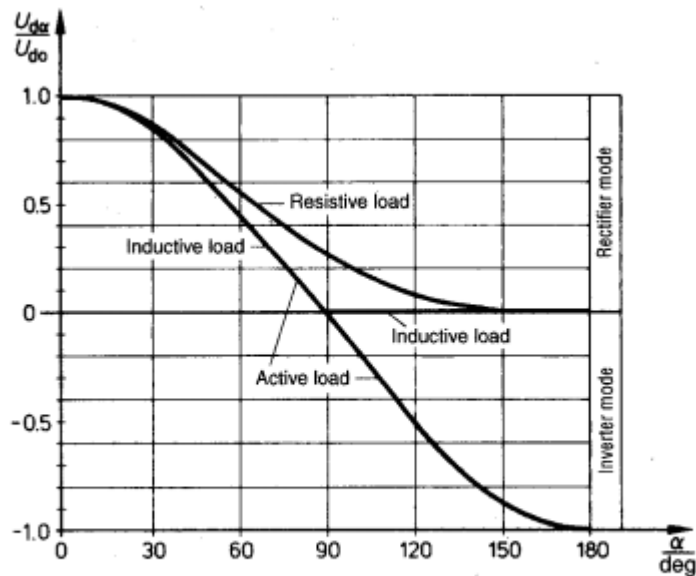
Hình 5.12 Phạm vi điều khiển của mạch M3

3.3.2 Khảo sát điện áp

Điện áp một chiều của mạch B2 chỉ không phụ thuộc vào tải tại $\alpha = 0^\circ$. Với mạch M3 thì khác, điện áp DC độc lập với tải trong khoảng từ $\alpha = 0^\circ$ đến $\alpha = 30^\circ$. Điều này có nghĩa là ngay cả khi tải là thuần trở hiện tượng khe hở có thể bắt đầu sớm nhất khi $\alpha > 30^\circ$ và cũng nên nhớ rằng tại thời điểm này thời điểm kích đầu tiên trong mạch M3 là 30° . Do đó với góc kích $\alpha = 30^\circ$ trùng với $\omega t = 60^\circ$ của điện áp xoay chiều, vị trí đặc biệt này được gọi là góc điều khiển tới hạn α_{crit} . Trên góc điều khiển tới hạn, điện áp DC của mạch M3 được tính như sau :

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha \text{ với } U_{d0} = 0,676 \times U$$

Đối với tải điện cảm quan hệ trên cũng được áp dụng trong khoảng $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ và trong khoảng $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, điện áp $U_{d\alpha}$ luôn bằng 0 (hình 5.13). Trong hình này còn cho thấy điện áp $U_{d\alpha}$ chỉ có giá trị âm khi tải là loại tích cực.



Hình 5.13 Sự phụ thuộc đặc tính điều khiển theo tải trong mạch M3

Từ $\alpha = \alpha_{crit} = 30^\circ$ trở đi, có hiện tượng khe hở khi tải là thuần trở nên $U_{d\alpha}$ phải được tính theo công suất sau :

$$U_{d\alpha} = 0,577 \times U_{d0} [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)] \text{ với } U_{d0} = 0,676 U \text{ và } 30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$$

Trong phạm vi góc kích $150^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, điện áp $U_{d\alpha} = 0 \text{ V}$ vì như đã biết với tải điện trở điện áp DC không có phần âm

3.3.3 Ví dụ: Mạch M3 có điều khiển với $U_{LN} = 220 \text{ V}$ và $\alpha = 120^\circ$

Một mạch biến đổi M3 được nối vào hệ thống 3 pha có $U_{LN} = 220 \text{ V}$, điện áp ra DC được xác định đối với tải thuần trở và tải tích cực tại $\alpha = 120^\circ$. Các kết quả sau đó được kiểm tra bằng cách tham khảo đường đặc tính điều khiển tương ứng.

a) Tải thuần trở

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= 0,577 \times U_{d0} [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)] \\ &= 0,577 \times 0,676 \times U [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)] \\ U_{d120} &= 0,577 \times 0,676 \times \sqrt{3} \times U_{LN} [1 + \cos(120^\circ + 30^\circ)] \\ &= 0,577 \times 1,17 \times 220 \text{ V} [1 + \cos 150^\circ] \\ &= 19,9 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\frac{U_{d120}}{U_{d0}} = \frac{19,9 \text{ V}}{1,17 \times 220 \text{ V}} = 0,08$$

b) Tải tích cực

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= U_{d0} \times \cos \alpha \\ U_{d120} &= 1,17 \times 220 \text{ V} \times \cos 120^\circ \\ &= 257,4 \text{ V} \times \cos 120^\circ \\ &= -128,7 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\frac{U_{d120}}{U_{d0}} = -\frac{128,7 \text{ V}}{257,4 \text{ V}} = -0,5$$

3.3.4 Hoạt động với các loại tải khác nhau

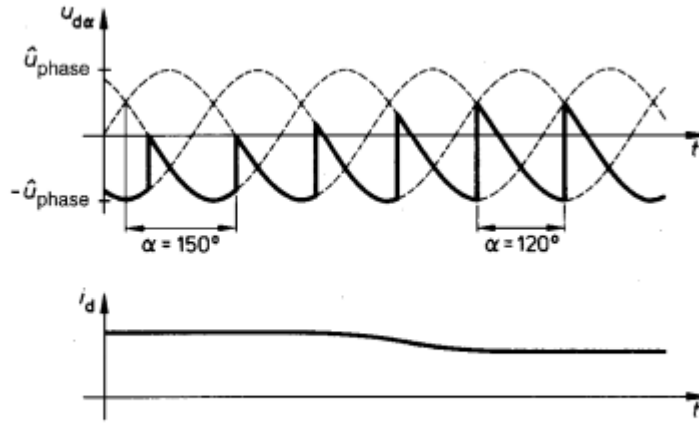
Cũng giống như đã làm với mạch biến đổi B2 trong phần này sẽ so sánh các đường đặc tính tại $\alpha = 90^\circ$ với tải điện trở và tải cảm kháng (hình 5.14)

Các đồ thị trình bày rõ ràng đặc tính hoạt động của mạch biến đổi có điều khiển. Ví dụ với tải cảm kháng và $\alpha = 90^\circ$, lại một lần nữa $U_{d90} = 0 \text{ V}$ do điện tích góc kích/điện áp ở phần dương và âm bằng nhau

Do hiện tượng khe hở (hình 5.14a) trong khoảng từ $\alpha_{\text{crit}} = 30^\circ$ đến $\alpha = 90^\circ$, điện áp nghịch U_{AK} trên van bị giảm, mặc dù chỉ có điện áp van V1 được vẽ trên đồ thị. Tuy nhiên, khi thyristor V3 được kích, điện áp trên V1 sẽ tăng lên \hat{u}

Nếu điện tích ở phần âm lớn hơn ở phần dương thì $U_{d\alpha}$ sẽ âm và chế độ hoạt động là nghịch lưu. Tuy nhiên, trên cobản chế độ này chỉ có hiệu lực khi tải còn khả năng cung cấp năng lượng, đĩa từ tải phải luôn lớn hơn điện áp lưới để bảo đảm dòng điện tiếp tục chảy theo chiều trước đó của nó.

Nếu trong mạch tải có một nguồn cung cấp năng lượng (động cơ một chiều kích từ song song với dòng kích từ không đổi) thì lúc này động cơ sẽ ở chế độ máy phát bởi cơ năng tích trữ trong tải cơ khí và nó sẽ tạo ra dòng điện ngang qua



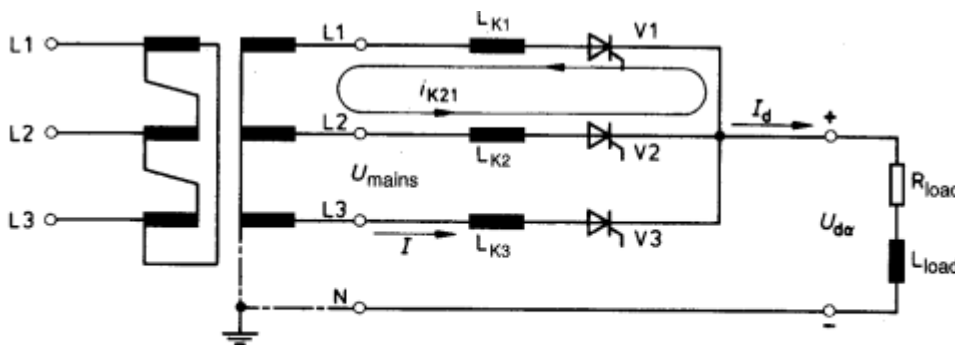
Hình 5.15 Điều chỉnh góc kích mạch M3 với điện áp cảm ứng hồi tiếp và giảm dòng tải

3.3.5 Quá trình chuyển mạch

Như đã nói ở trên, dòng điện chuyển từ một nhánh sang nhánh kế bên trong cùng một nhóm chuyển mạch được gọi là một quá trình chuyển mạch. Cho đến nay, việc thay thế một van đang dẫn bởi một van kế tiếp một cách lý tưởng được xem như là tức thời. Tuy nhiên, trong thực tế việc chuyển mạch ảnh hưởng đến dạng điện áp và dòng điện đối với cả hai mạch biến đổi cố định và có điều khiển. Trước hết hãy xét ảnh hưởng của quá trình chuyển mạch trong mạch biến đổi cố định ($\alpha = 0^\circ$) trong hình 5.16

Việc chuyển mạch từ U_{L1N} sang U_{L2N} bắt đầu tại thời điểm kích đầu tiên tiếp theo tại $\omega t = 150^\circ$ (hình 5.16). V1 vẫn còn dẫn điện do đặc tính của điện cảm, I_{L1} không thể tức thời bằng 0. Tuy nhiên van V2 cũng sẵn sàng dẫn điện do xung kích và điện áp trên nó. Kể từ khi van V3 bị khóa trong chu kỳ đang xét nên chỉ cần chú ý đến hai mạch nhánh phía trên gồm V1 và V2

Trong lúc chuyển mạch, các van này tạo nên một mạch kín (hình 5.16), điện áp đặt vào mạch lúc này là điện áp dây U_{L2L1} . Cuộn chuyển mạch L_{K1} , L_{K2} và cả cuộn dây biến áp có tác dụng như điện trở tải bên trong. Tải của mạch biến đổi là R và L không bao gồm trong quá trình chuyển mạch. Tuy nhiên, dòng chuyển mạch I_{K21} chỉ bị giới hạn bởi các điện cảm trong mạch



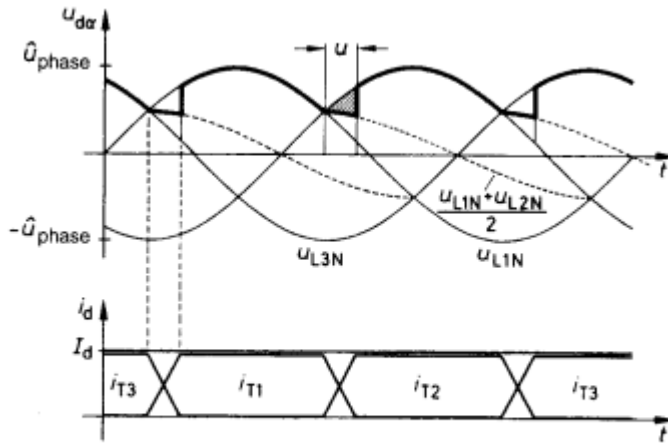
Hình 5.16 Quá trình chuyển mạch từ van 1 sang van 2

Do điện cảm tải ghép nối tiếp $(T = \frac{L}{R} \rightarrow \infty)$ nên dòng một chiều I_d có thể xem như là hằng số, áp dụng phương trình nút bên phía cathode trong hình 5.16

$$i_{L2} = I_d - i_{L1}$$

Dòng điện chuyển mạch i_{K21} có dạng hình sin và đi sau điện áp U_{L2L1} một góc 90°. Khi $i_{L2} = I_d$ và do đó $i_{L1} = 0$, quá trình chuyển mạch hoàn tất.

Quá trình chuyển mạch mô tả trong hình 5.17 được gọi là thời gian chuyển mạch hoặc góc trùng dẫn u phụ thuộc vào việc chọn tọa độ

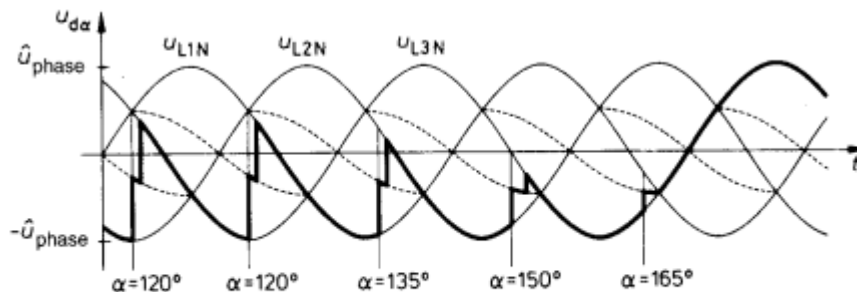


Hình 5.17 Ảnh hưởng của sự chuyển mạch tại $\alpha = 0^\circ$

Bởi vì sơ đồ chuyển mạch thường có dạng đối xứng ($L_{K1} = L_{K2}$) trong khoảng thời gian trùng dẫn $U_d = U_{L1L2}/2$. Hình 5.17 cũng cho thấy rằng sự chuyển mạch gây ra mất điện áp DC và được gọi là sụt áp DC cảm ứng D_x

Hình 5.18 trình bày chế độ nghịch lưu ($90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$), trái ngược với chế độ chỉnh lưu ($0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$) một lượng tăng điện áp đột biến xảy ra.

Khi tăng góc kích, sai lệch điện áp hiệu dụng tăng lên đến $a = 90^\circ$ sao cho quá trình chuyển tiếp dòng điện được nhanh chóng và thời gian trùng dẫn giảm



Hình 5.18 Điện áp ra DC trong chế độ nghịch lưu

3.3.6 Ổn định nghịch lưu

Khác với các mạch nghịch lưu cổ điển trong đó một tải xoay chiều có thể được cấp điện từ một nguồn một chiều, đối với mạch biến đổi công suất điều này chỉ có ý nghĩa là năng lượng có thể được hồi tiếp từ phần DC về phía nguồn AC. Những trường hợp nghịch lưu này đã được đề cập ở phần trên và được gọi là nghịch lưu chuyển mạch lưới với chuyển mạch tự nhiên. Đối với loại nghịch lưu này giả sử công suất đủ lớn thì theo lý thuyết mạch nghịch lưu có thể hoạt động với góc kích đến 180°

Tuy nhiên, trong thực tế khi các mạch biến đổi công suất làm việc chế độ nghịch lưu, dòng điện chảy trong thyristor phải bị ngắt trước khi $\alpha = 180^\circ$. Sau đó thyristor phải chuẩn bị ngưng dẫn hoàn toàn, vì sau thời điểm này điện áp trên thyristor lại được phân cực theo chiều thuận

Trở lại thời gian chuyển mạch và thời gian tắt, sau đó góc kích phải được giảm xuống ($\alpha < 180^\circ$) quá trình chuyển mạch của thyristor tiếp theo được chấm dứt và thời gian tắt chuyển mạch của thyristor chuyển dòng được nhận ra trước khi điện áp dương trở lại

Nếu quá trình chuyển mạch không hoàn tất một cách nhanh chóng thì dòng điện vẫn còn trong thyristor chuyển dòng. Mạch biến đổi được cấp một điện áp cho đến thời điểm đó, sau đó là một đột biến điện áp dương. Sự đảo cực tính này của mạch biến đổi quá nhanh (hình 5.18), sau đó điện áp trên điện cảm và điện áp biến đổi được nối tiếp nhau, dòng tăng mạnh và có thể làm đứt cầu chì

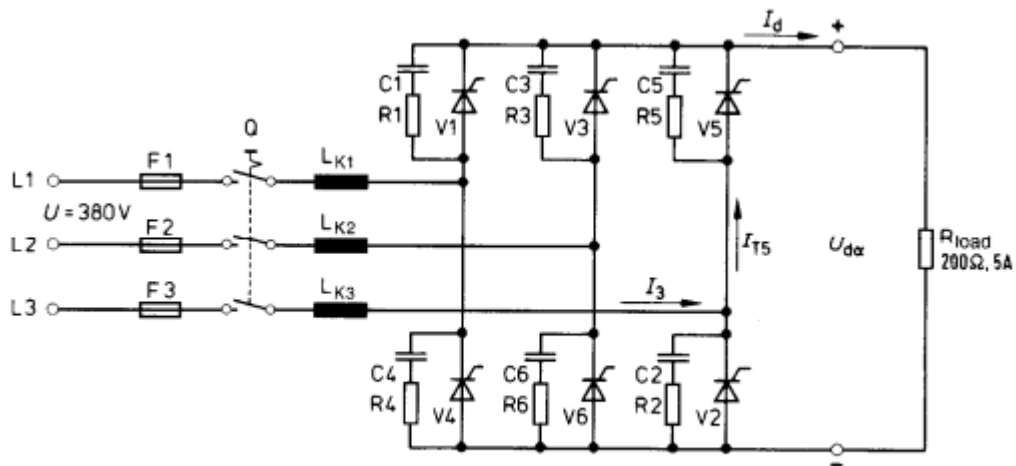
Để bảo đảm an toàn cần phải duy trì một khoảng trống tương đối với góc kích $\alpha = 180^\circ$, khoảng trống này xấp xỉ $20^\circ - 30^\circ$ và do đó giới hạn của góc kích được đặt tại $\alpha \approx 150^\circ$. Góc kích giới hạn α_w còn được gọi là giới hạn ổn định nghịch lưu.

3.4 Mạch cầu 3 pha điều khiển toàn phần (B6)

3.4.1 Đại cương

Sơ đồ cầu 3 pha điều khiển toàn phần rất thông dụng trong các bộ biến đổi công suất. Ưu điểm của loại này so với mạch M3 là khả năng tận dụng biến áp nguồn tốt hơn. Vì cũng giống như trong mạch cầu B2 do có dòng điện xoay chiều chảy trong mạch thứ cấp. Hơn nữa, hệ số gợn sóng và các đặc tính khác cũng được cải thiện tốt hơn.

Các thyristor có cực cathode nối sao mang số thứ tự lẻ (V1, V3, V5) và các thyristor có anode nối sao mang số thứ tự chẵn (V4, V6, V2), vì vậy điều này cũng là một ưu điểm khi khảo sát các xung kích tương ứng.



Hình 5.19 Khối công suất của mạch B6

3.4.2 Phạm vi điều khiển của mạch biến đổi B6

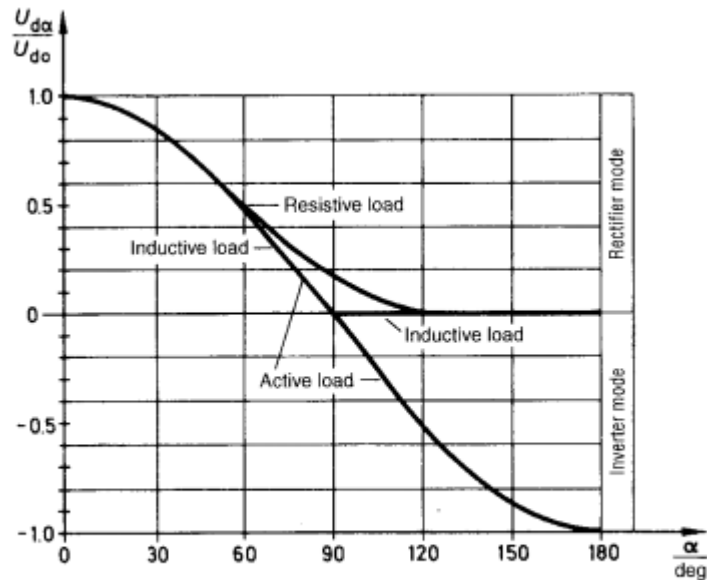
Tại $\alpha = 0^\circ$, hoạt động của mạch hoàn toàn giống với mạch chỉnh lưu B6 không điều khiển đa thảo luận ở các bài trước.

Giống như tất cả các mạch cầu khác, Mạch B6 có thể được tạo nên bằng cách ghép nối tiếp hai mạch M3. Mỗi mạch M3 riêng biệt có 1 thời điểm kích tự nhiên là 30° , thêm vào hai điện áp thành phần lệch pha nhau sẽ tạo nên điện áp ra 6 xung (hình 4.19). Đối với điện áp ra DC, với sự chuyển mạch xảy ra mỗi 60° , và thời điểm kích tự nhiên bây giờ tại 60° về phía dương kể từ góc 0 của điện áp dây.

Do đó, ngay cả đối với tải thuần trở cũng không xuất hiện hiệu ứng khe hở cho đến góc kích $\alpha = 60^\circ$. Vì vậy biểu thức không phụ thuộc tải sau đây được áp dụng trong khoảng $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha \text{ với } U_{d0} = 1,35 U$$

Giả sử trong trường hợp tải điện cảm, $U_{d\alpha}$ cũng được xác định theo quan hệ trên trong khoảng điều khiển $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$. Từ $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, $U_{d\alpha}$ luôn bằng 0. Như mô tả trong hình 5.20, $U_{d\alpha}$ có thể chỉ có giá trị âm với tải điện cảm.



Hình 5.20 Đặc tính điều khiển theo tải của mạch B6

Trong phạm vi điều khiển ($60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$), đối với tải thuần trở sẽ xảy ra hiệu ứng khe hở và điện áp ra DC được tính như sau :

$$U_{da} = \frac{1}{2} U_{d0} \left[1 + 1,154 \times \cos(\alpha + 30^\circ) \right]$$

Trong phạm vi góc kích $120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, điện áp ra $U_{da} = 0$ đối với tải điện trở. Các quan hệ này cũng có thể được biểu diễn bằng đồ thị đặc tính điều khiển (hình 5.20)

3.4.3 Chuỗi xung kích

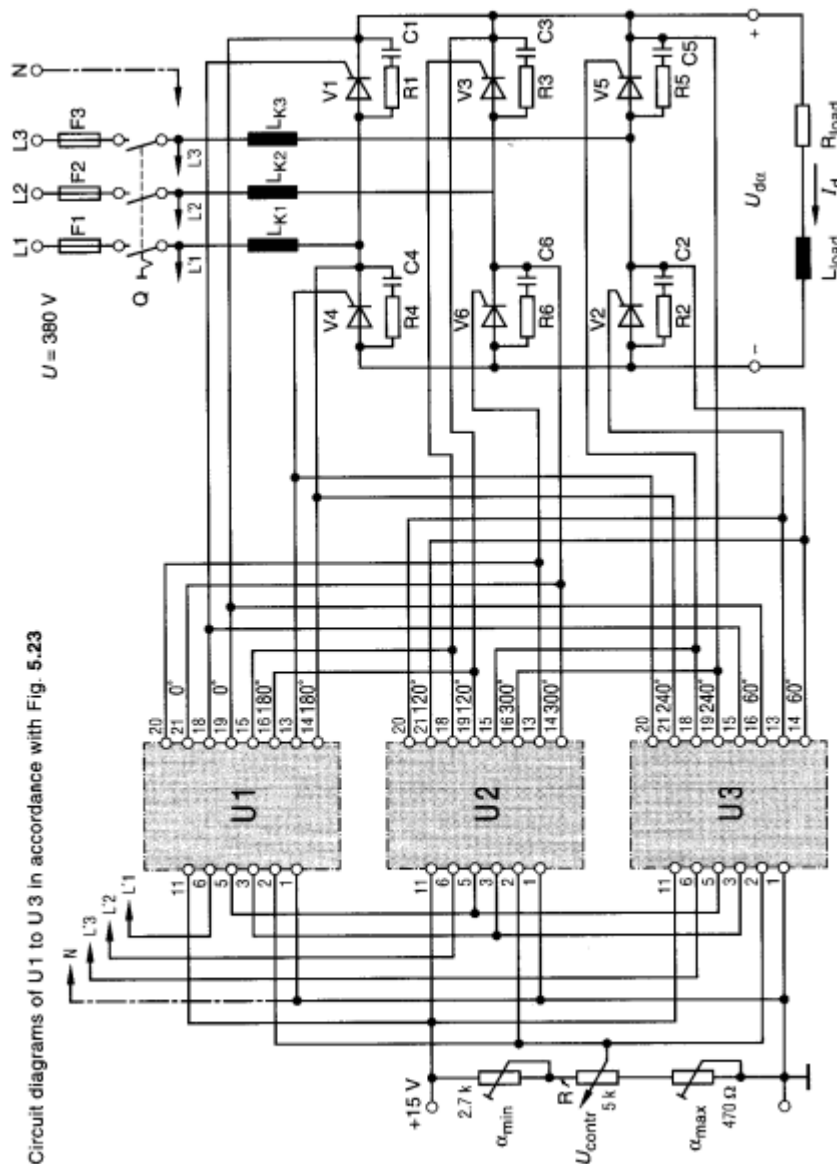
Đối với mỗi mạch M3 (hình 5.21), mạch B6 cần 3 xung kích lệch nhau 120° , kết quả là vị trí qua điểm 0 của 3 điện áp dây kế tiếp mỗi xung là 60° và mỗi 60° cần có 1 xung kích. Bởi vì trong mạch cầu phải có 2 van dẫn cùng lúc nên mạch B6 không thể hoạt động giống như mạch M3. Dĩ nhiên điều này có thể được khắc phục bằng cách dùng 6 xung dài với bề rộng xung $t_p > T/6$ hoặc góc kích $\Psi_P > 60^\circ$. Điều này cũng cung cấp độ phủ xung tương ứng cho yêu cầu mở máy mạch B6. Tuy nhiên trong điện tử công suất kể từ khi các biến áp xung được sử dụng do yêu cầu cần phải cách ly, phương pháp kích này có nhiều khiếm khuyết. Với lý do trên có 1 sự ưu tiên về việc áp dụng các xung kép cho mỗi thyristor theo sau mỗi cái khác một khoảng thời gian là 60° . Phương pháp kích này cũng tăng khả năng sử dụng các biến áp xung nhỏ hơn một cách đáng kể

Dĩ nhiên các xung kép được dùng để khởi động mạch biến đổi công suất hoặc khi hoạt động với dòng điện ngắt quãng. Tuy nhiên, theo nguyên lý mạch khối điều khiển sẽ liên tục phát ra các xung kép.

Để cho dễ hiểu trong phần này sẽ khảo sát từng bước quá trình kích mạch B6 phù hợp với hình 5.22. Tương quan về thời gian giữa điện áp dây với các xung kích cũng được trình bày ở hình 5.22

Tại thời điểm t_1 , thyristor V1 và V6 trong các pha L1 và L2 được kích (khởi động mạch), sau 60° dòng điện phải chuyển từ V6 (L2) sang V2 (L3). Bây giờ V2 nhận xung chính của nó trong khi V1 nhận xung thứ hai của nó (xung theo sau). Sau đó, sự chuyển mạch xảy ra tại mỗi 60° và vì vậy mỗi thyristor duy trì trạng thái dẫn trong 120° . Chuỗi các xung kích phải rất sát nhau. Điều này không chấp dụng tại $\alpha = 0^\circ$ mà cũng dùng khi điều chỉnh góc kích để thay đổi điện áp ra của mạch biến đổi. Để các xung kích luôn lập lại tại cùng thời điểm điều cần thiết là xung kích hoặc mạch điều khiển phải được đồng bộ bởi các điện áp dây.

Sự cần thiết sử dụng 1 xung liên tiếp đối với hiệu ứng khe hở được chứng minh rõ ràng trong hình 5.22d

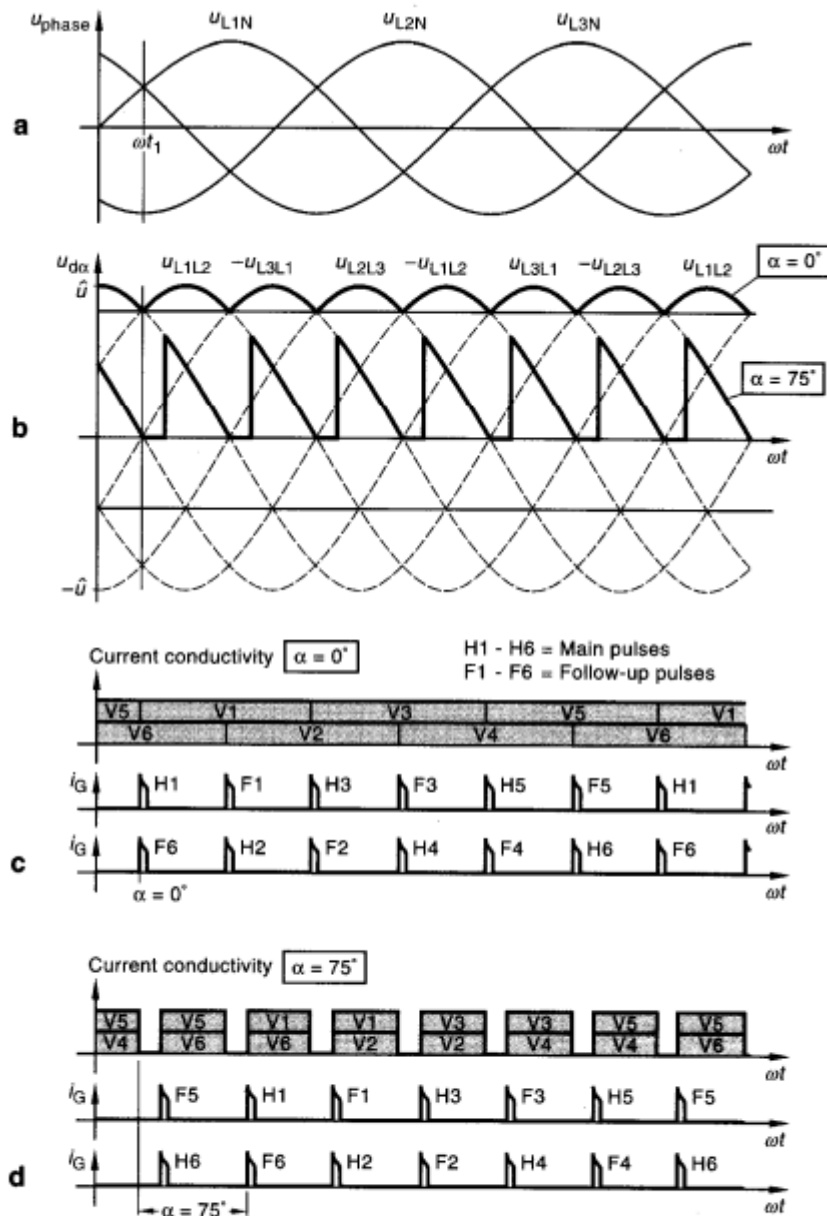


Hình 5.21 Sơ đồ mạch tạo xung chính và xung phụ trong mạch B6

Như đã biết, mạch B6 cần nhiều xung kích nhất. Khối tạo xung là khối đặc tiền nhất trong mạch B6. Tuy nhiên nó cũng góp phần làm giảm linh kiện một cách đáng kể bằng cách áp dụng modul điều khiển pha tích hợp đặc biệt, ví dụ UAA 145 của hãng AEG.

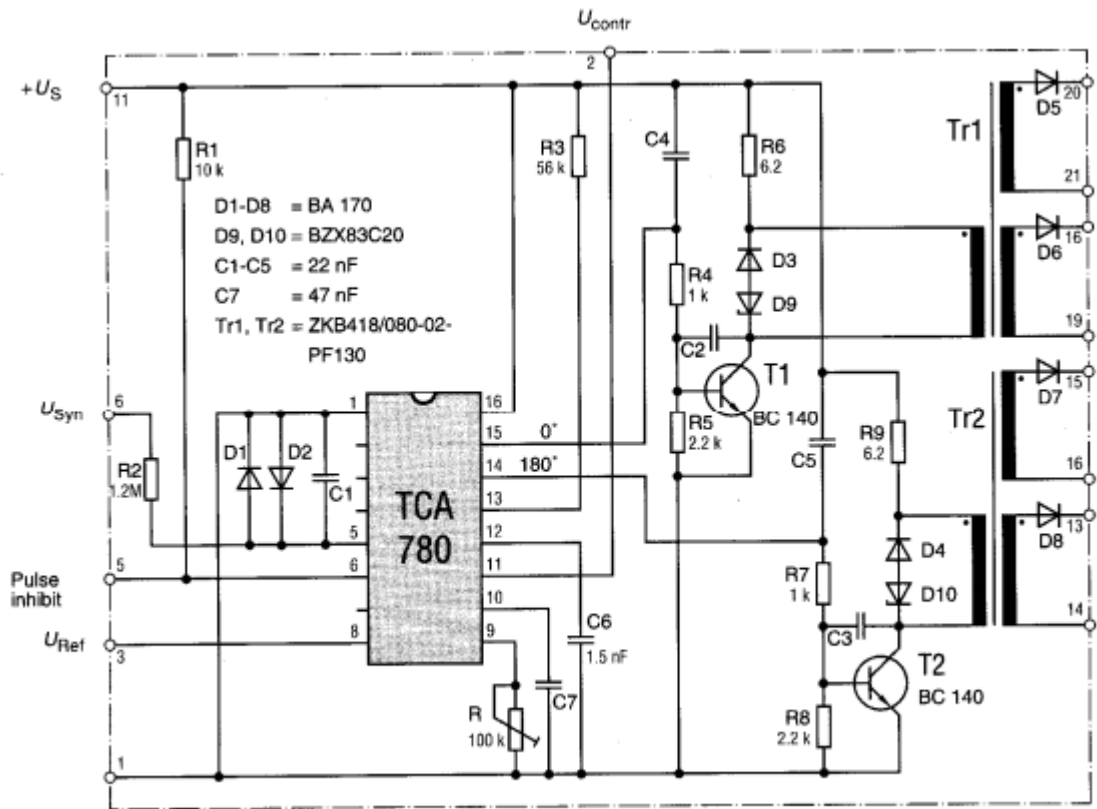
Sơ đồ của module tạo xung kích bao gồm IC TCA 780 được trình bày ở hình 5.23, module này cũng còn kết hợp với bộ chỉnh lưu-biến đổi 6 xung SR6, xung kích được đưa ra từ 3 khối U1, U2 và U3 (hình 5.21) bằng điện áp điều khiển góc kích trên biến trở R, các điện áp đồng bộ cần thiết lấy từ điện áp pha trên cuộn thứ cấp qua điện trở $R_2 = 1,2 \text{ M}\Omega$ (hình 5.23).

Các xung kích lệch pha 180° qua các chân 14 và 15 của IC được khuếch đại lên bởi các transistor chuyên mạch và được tạo thành hai xung bằng các biến áp xung có 2 cuộn thứ cấp. Ví dụ thyristor 1 trong hình 5.21 nhận xung thứ hai 0° của module tạo xung thứ nhất làm xung kích chính và bằng cách ghép song song, xung đầu tiên 180° là xung phụ từ module tạo xung kích thứ ba. Cần nhớ rằng góc dịch pha $2 \times 120^\circ + 180^\circ = 420^\circ$, điều này biểu thị một độ dịch hiệu dụng của 60°



Hình 5.22 Xung kích mạch cầu B6

- Dạng sóng điện áp pha
- Điện áp ra DC tại $\alpha = 0^\circ$ và $\alpha = 75^\circ$
- Góc dẫn và xung kích tại $\alpha = 0^\circ$
- Góc dẫn và xung kích tại $\alpha = 75^\circ$, tải điện trở



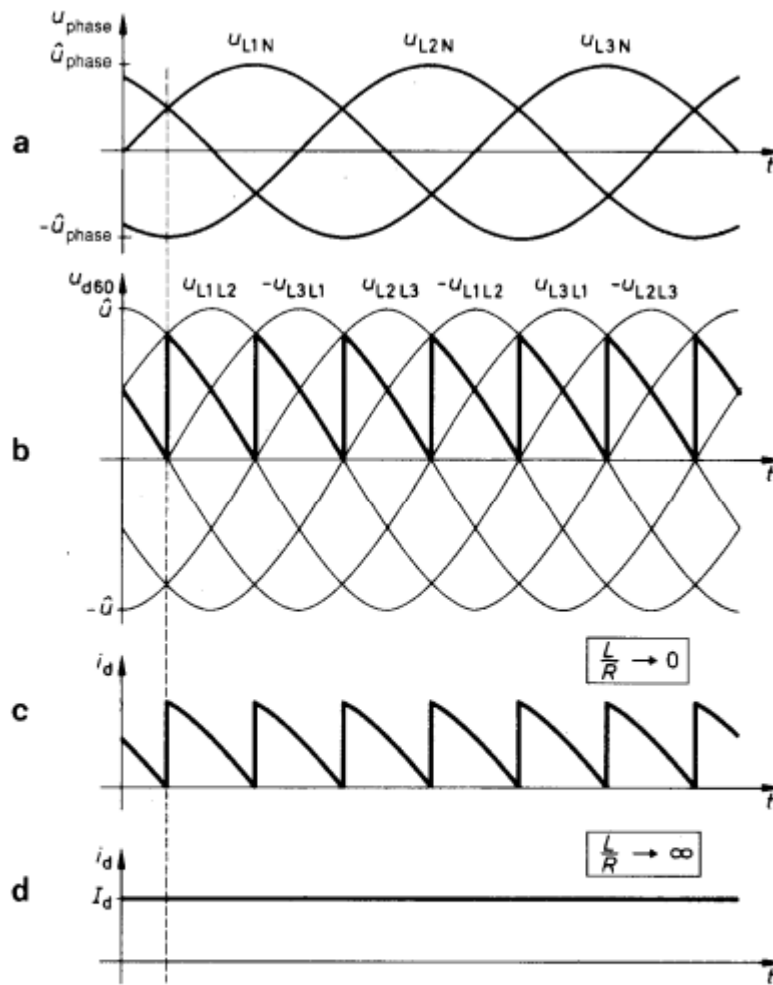
Hình 5.23 Khối tạo xung với 4 ngõ ra cách ly

3.4.4 Mạch biến đổi B6 với các loại tải khác nhau

Tại $\alpha = 0^0$, mạch xem như làm việc ở chế độ không có điều khiển như trình bày ở hình 4.18. Trong khoảng $0^0 \leq \alpha \leq 60^0$, đặc tính điện áp ra giống nhau trong cả hai

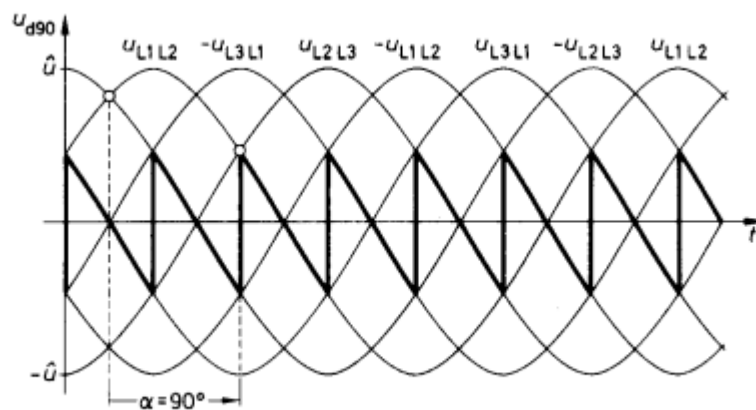
trường hợp $\frac{L}{R} \rightarrow 0$ và $\frac{L}{R} \rightarrow \infty$. Trong trường hợp $\frac{L}{R} \rightarrow 0$ có nghĩa là tải thuần trở, dòng điện I_d tỉ lệ với điện áp $U_d \alpha$, trong khi đối với loại tải khác thì dòng điện I_d có giá trị không đổi bởi vì tải là cảm kháng. Với $\alpha = 60^0$, đặc tính điện áp U_d áp dụng cho cả hai loại tải, nhưng ngược lại các dòng một chiều tương ứng lại khác nhau.

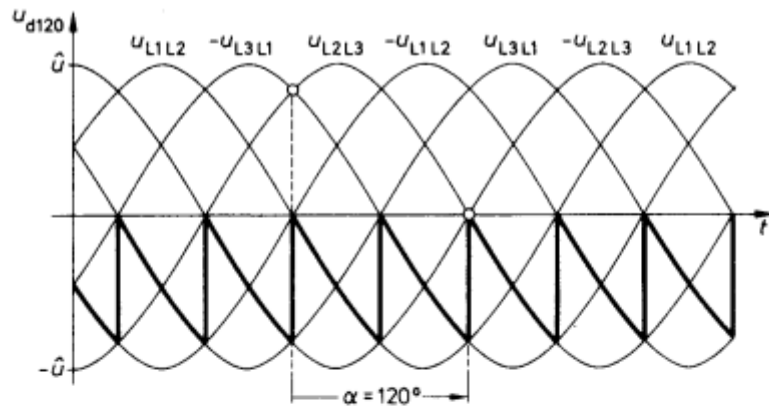
Mạch B6 chỉ hoạt động ở chế độ chỉnh lưu trong trường hợp tải là thuần trở vì vậy không có phần diện tích điện áp/góc kích theo chiều âm. Như trong hình 5.24 cho thấy hiệu ứng khe hở bắt đầu từ $\alpha > 60^0$, sau đó các khe hở lớn xuất hiện trước $\alpha = 90^0$. Khi $\alpha > 120^0$ sẽ không có dòng điện do điện áp bằng 0. Với tải điện cảm và tại $\alpha = 90^0$, phần diện tích dương và âm bằng nhau và $U_d 90^0 = 0$ V. Đây là giới hạn đối với việc chuyển tiếp từ chế độ chỉnh lưu sang nghịch lưu như trình bày ở hình 5.25. Trong hình 5.26 và 5.27 mô tả chi tiết đặc tính của $U_{d\alpha}$ trong chế độ nghịch lưu



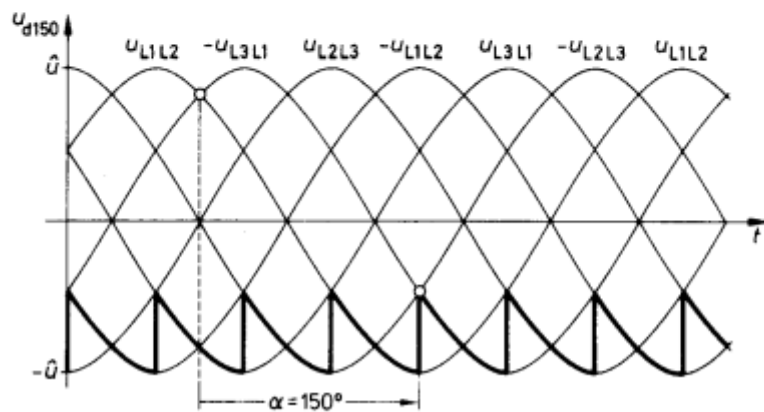
Hình 5.24 Mạch B6 với các loại tải khác nhau

- Dạng sóng các điện áp pha
- Dạng điện áp ra DC
- Dòng tải tại $\alpha = 60^\circ$, tải điện trở
- Dòng tải tại $\alpha = 60^\circ$, tải cảm kháng

Hình 5.25 Điện áp ra DC lúc chuyển tiếp từ chỉnh lưu sang nghịch lưu tại $\alpha = 90^\circ$ và $U_{d90} = 0$ V



Hình 5.26 Điện áp DC âm trong chế độ nghịch lưu tại $\alpha = 120^\circ$



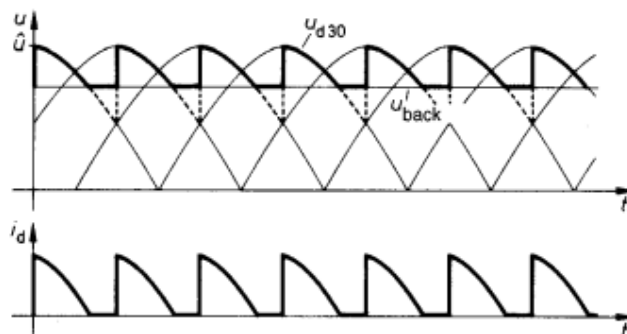
Hình 5.27 Điện áp ra DC âm trong chế độ nghịch lưu tại $\alpha = 150^\circ$

3.4.5 Hoạt động với sức phản điện

Bên cạnh các loại tải thuần trở và thuần cảm còn có loại tải hỗn hợp, loại này thường gặp trong thực tế. Ví dụ nam châm điện, cuộn kích từ động cơ

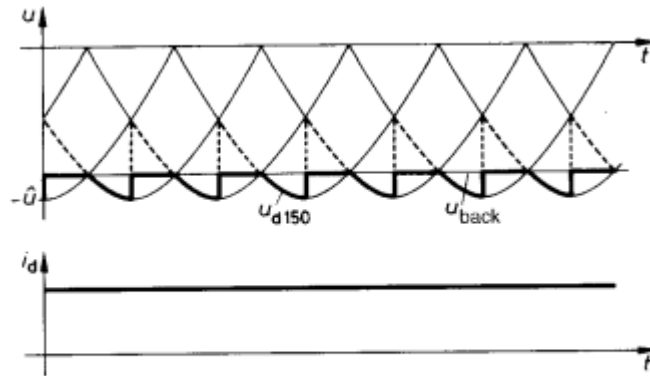
Ngoài ra còn một loại tải có sức phản điện ví dụ động cơ DC và bình accu. Trong những trường hợp này đường bao khe hở phụ thuộc chủ yếu vào sức phản điện của tải. Do hiệu ứng khe hở trong mạch B6 xảy ra trước khi

$\alpha = 30^\circ$, nếu $U_{d \max} > U_{back} > U_{d \min}$ (hình 5.28)



Hình 5.28 Điện áp và dòng ra tại khe hở khi $\alpha = 30^\circ$, tải điện trở với sức phản điện không đổi

Nếu có một nguồn năng lượng bên phần DC, có thể đạt được chế độ nghịch lưu (hình 5.29)



Hình 5.29 Điện áp ra và dòng tải trong chế độ nghịch lưu
Tại $\alpha = 150^\circ$, tải cảm kháng có sức phản điện không đổi

3.5 Đặc tính tải

Cho đến nay, các bộ biến đổi công suất đã được xem như là các nguồn điện áp lý tưởng trong đó điện áp ra DC độc lập với tải

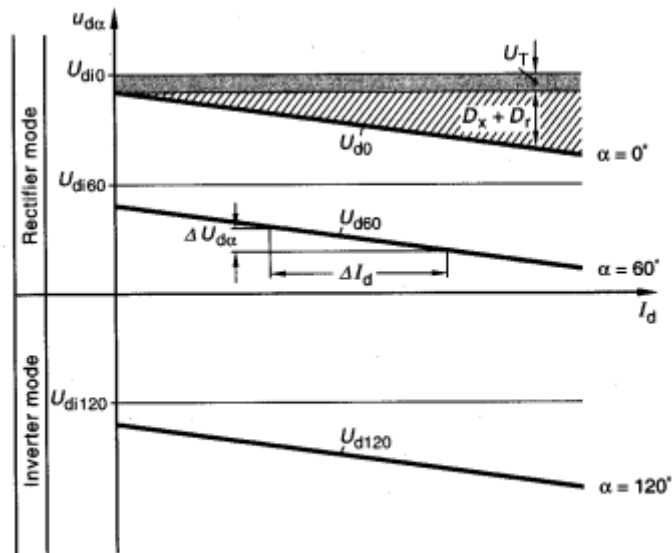
Sự thay đổi điện áp DC cảm ứng D_x đã được đề cập ở mục 3.3.5. Trong thực tế D_x không phụ thuộc theo góc kích mà phụ thuộc theo tải. Tuy nhiên, về cơ bản một điện áp rơi sẽ xuất hiện trên các điện trở của mạch chuyển tiếp và được gọi là độ ổn áp D_r và thường được bỏ qua trong biểu thức của D_x . Nhưng cũng giống như D_x , D_r là một hàm tuyến tính theo dòng điện.

Trong hình 5.30 trình bày đặc tính của tải trong trường hợp không có điều khiển, gọi điện áp lý tưởng là $U_{di\alpha}$ và điện áp thực tế theo lý thuyết có quan hệ như sau

$$U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - U_T - D_x - D_r$$

Tuy nhiên, trong thực tế có thể xem $U_{di\alpha} \approx U_{d\alpha}$ với một độ chính xác thích hợp. Khi tăng góc kích α , đường đặc tính sẽ tịnh tiến xuống phía dưới, điều này được nhận thấy rõ ở chế độ chỉnh lưu, điện áp rơi làm giảm điện áp ra DC dương $U_{d\alpha}$ và làm tăng điện áp ra DC âm U_{da} trong chế độ nghịch lưu

Trong hình 5.30 cũng cho thấy, giá trị hiệu dụng của điện áp trên van phải được trừ đi từ $U_{d\alpha}$, trong trường hợp mạch cầu là $2U_T$ và trong các mạch bán kỳ là U_T . Các điện áp rơi thuận này có thể được xem như độc lập với tải



Hình 5.30 Đặc tính tải với các góc kích khác nhau

4. Biến đổi cầu điều khiển bán phần

4.1 Đại cương

Trong các mạch cầu được khảo sát cho đến giờ như các mạch B2 và B6 cho phép áp dụng diode cho phân nửa mạch và một nửa còn lại là thyristor, lúc này mạch được gọi là mạch B6H là loại mạch biến đổi công suất điều khiển bán phần. Mạch cầu B2H có ý nghĩa đặc biệt trong các yêu cầu điều khiển công suất thấp đơn giản

Ưu điểm của phương pháp điều khiển bán phần là giảm được số lượng thyristor và giảm 50% công suất phản kháng cần thiết của mạch biến đổi

Trong nhiều trường hợp ưu điểm về giá thành là do giảm số lượng thyristor. Tuy nhiên, bù lại phải cần nhiều cuộn lọc hơn. Do đó ưu điểm chủ yếu ở đây là giảm công suất phản kháng.

Mạch khảo sát sau đây bao gồm 2 phần, đối với phần biến đổi 1 không có điều khiển

$$U_{d1} = U_{d01} = \frac{1}{2} U_{d0} = \text{hằng số}$$

Và đối với phần biến đổi 2 có điều khiển

$$U_{d2} = U_{d02} \cos \alpha = \frac{1}{2} U_{d0} \cos \alpha$$

Vì $U_{d01} = U_{d02} = \frac{1}{2} U_{d0}$ suy ra phương trình sau trong trường hợp mạch cầu

$$\begin{aligned} U_{da} &= \frac{1}{2} U_{d0} + \frac{1}{2} U_{d0} \cos \alpha \\ &= \frac{1}{2} U_{d0} (1 + \cos \alpha) \end{aligned}$$

Tỉ số hai điện áp

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

Phù hợp với đặc tính điều khiển của tất cả các mạch biến đổi công suất điều khiển bán phần

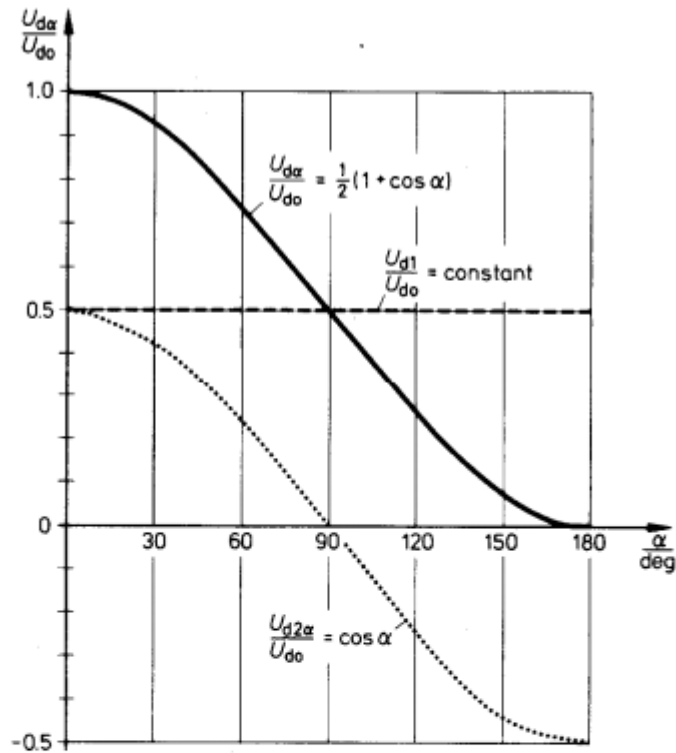
Trong hình 5.31 đặc tính điều khiển được tìm ra bằng cách cộng hai đặc tính

$$\frac{U_{d1}}{U_{d01}} \text{ và } \frac{U_{d2}}{U_{d02}}$$

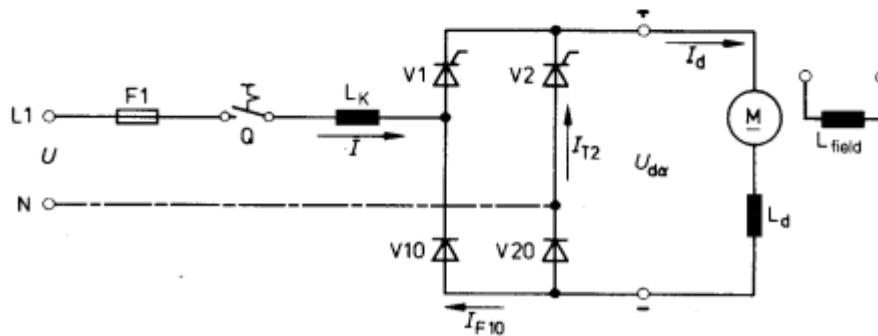
Tùy theo đặc tính điều khiển, chế độ chỉnh lưu là có hiệu lực đối với các mạch biến đổi điều khiển bán phần nên cần phải thêm một diode thoát dòng để ngăn điện áp âm phát sinh. Do đó các mạch này không cho phép làm việc ở chế độ nghịch lưu

4.2 Mạch biến đổi cầu điều khiển bán phần

Mạch biến đổi này được viết tắt là B2H và được chia làm hai loại: Điểm khác nhau cơ bản giữa hai loại mạch này là góc dẫn điện của các van có điều khiển và không có điều khiển

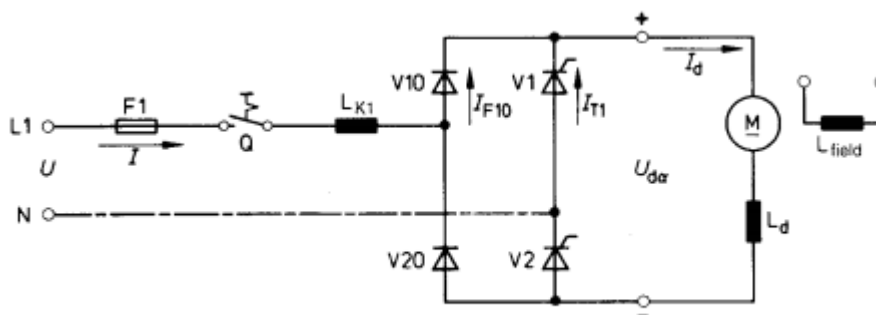


Hình 5.31 Đường đặc tính điều khiển mạch điều khiển bán phần



Hình 5.32 Cầu điều khiển bán phần đối xứng có tải là động cơ DC và cuộn lọc

Mạch cầu B2 HK (điều khiển bên phía cathode) trong hình 5.32 trong thực tế ít gặp hơn mạch cầu B2 HZ như trong hình 5.33



Hình 5.33 Mạch cầu điều khiển bán phần không đối xứng B2 HZ

4.2.1 Mạch cầu điều khiển bán phần đối xứng

Mạch cầu ở hình 5.32 được tạo nên từ một mạch M2 không điều khiển và một mạch M2 có điều khiển. Do trong trường hợp này yêu cầu ổn định nghịch lưu cũng phải được lưu ý đối với nhánh biến đổi có điều khiển, với việc chọn góc kích $\alpha \leq 150^\circ$, điện áp ngõ ra có thể không còn thiết lập được bằng 0. Trông ngại này có thể được khắc phục nối thêm một diode thoát dòng trong mạch tải của mạch biến đổi. Các đặc tính tại $\alpha = 0^\circ$ thì cũng giống với mạch cầu không có điều khiển trong hình 4.12

Trong các ứng dụng thực tế, $\frac{L}{R}$ luôn được chọn sao cho có giá trị đủ lớn so với dòng một chiều I_d chảy qua. Khi điện áp đi qua điểm 0, sau đó thyristor được kích dẫn, kết hợp với diode ghép nối tiếp hoạt động như một nhánh thoát dòng. Vì góc dẫn luôn là 180° nên sẽ không phụ thuộc vào góc kích α . Điều này được trình bày rõ hơn ở hình 5.34

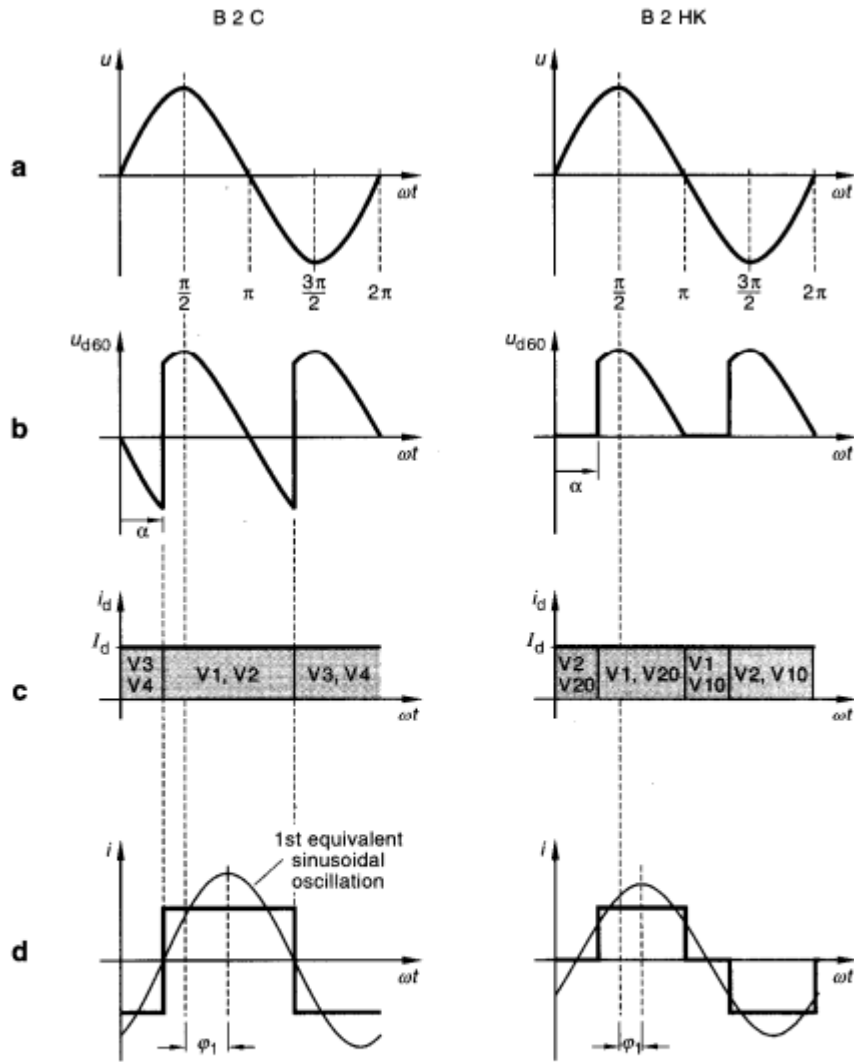
Đặc tính điện áp DC trong mạch cầu điều khiển toàn phần và bán phần giống nhau kể từ góc kích α cho đến khi điện áp bằng 0. Thông thường, dòng điện I_d tiếp tục chảy khi điện áp qua điểm 0 về phía âm, thyristor V1 và V2 (hình 5.7c) trong mạch cầu điều khiển toàn phần vẫn còn duy trì trạng thái dẫn, qua đó phát sinh phần diện tích điện áp/thời gian âm như chỉ trong hình 5.34b

Vì vậy, toàn bộ dòng điện cũng chảy ngang qua hệ thống xoay chiều trong khoảng từ α đến $\alpha + \pi$. Tuy nhiên, đối với mạch cầu điều khiển bán phần đối xứng, một sự chuyển tiếp dòng điện từ diode V20 đến diode V10 (hình 3.52) xảy ra tại vị trí qua điểm 0 về hướng âm. Nguyên nhân của hiện tượng này là do sự đảo cực tính của điện áp xoay chiều điều khiển diode V20. Vì vậy, cũng trong trường hợp này năng lượng từ trường tích trữ trong tải cảm kháng sẽ duy trì dòng điện I_d , dòng tiếp tục chảy qua van V10 và V1. Vì lý do này góc dẫn của dòng điện pha bị giảm xuống $\pi - \alpha$, do đó làm giảm tải hệ thống. Tổng diện tích dòng điện/góc kích của dòng điện pha bị giảm theo tỉ lệ chỉ trong hình 5.34d, Tuy nhiên, góc dẫn dòng của các van vẫn là $\theta = 180^\circ$ (hình 5.34c)

4.2.2 Mạch cầu điều khiển bán phần không đối xứng

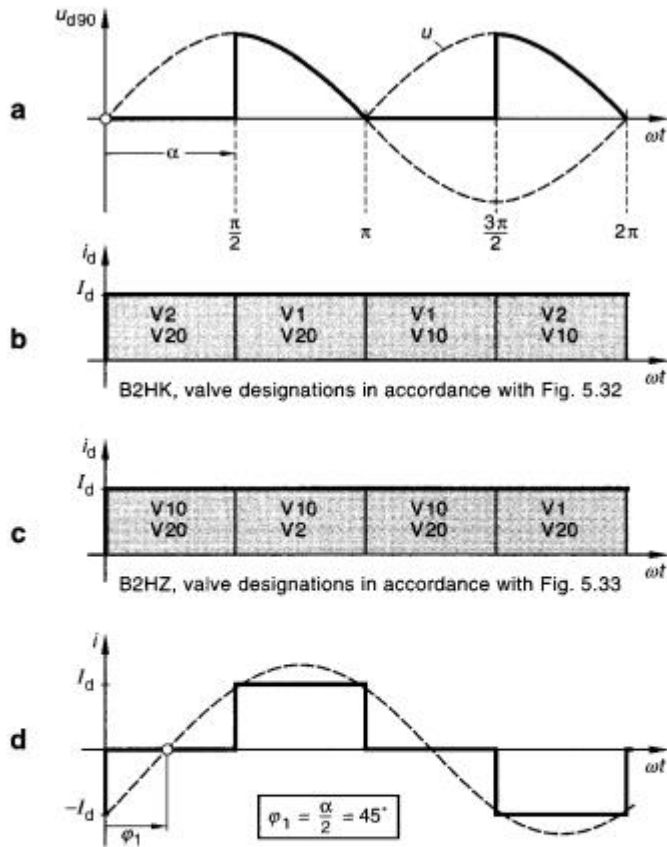
Sơ đồ mạch loại này được vẽ trong hình 5.33, có thể nhận thấy ngay hai diode V10 và V20 là các diode thoát dòng. Đối với tải, mạch này hoạt động giống như mạch cầu điều khiển đối xứng. Tuy nhiên, đối với góc kích dòng qua các thyristor giảm cho đến $\pi - \alpha$. Tại các diode dòng điện phải được kéo dài đến $\pi + \alpha$. Do đó vẫn bảo đảm được dòng điện I_d là hằng số

Trong chế độ có điều khiển, dòng qua các thyristor nhỏ hơn dòng chảy qua các diode nên cho phép dùng các thyristor dòng nhỏ hơn dẫn đến là mạch B2 Hz rẻ hơn mạch B2 HK. Điểm khác nhau này được trình bày trong hình 5.35



Hình 5.34 So sánh đặc tính mạch B2 tải cảm kháng tại $\alpha = 60$ thứ nhất là sơ đồ toàn phần B2 C và thứ hai là sơ đồ bán phần B2 HK

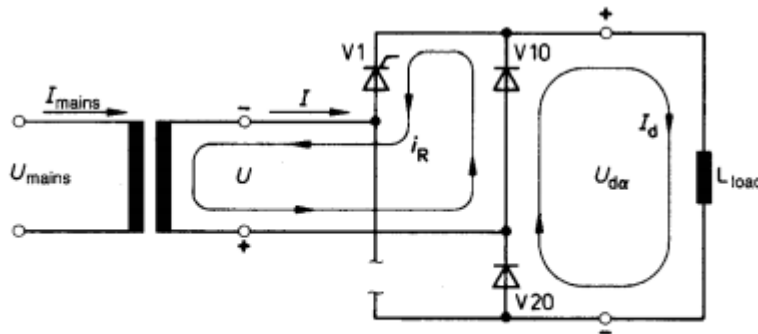
- a) Điện áp vào xoay chiều
- b) Điện áp ra một chiều
- c) Dòng tải – Chọn van theo hình 5.7c và 5.32
- d) Dòng vào xoay chiều với góc lệch pha sóng cơ bản tương ứng φ_1



Hình 5.35

- Điện áp ra DC của mạch B2 H tại $\alpha = 90^\circ$
- Dòng tải không đổi và dòng qua các van trong mạch B2 HK
- Dòng tải không đổi và dòng qua các van trong mạch B2 HZ
- Dòng vào xoay chiều, sóng hài bậc 1 với góc lệch pha tương ứng φ_1 so với điện áp vào xoay chiều u

Thời điểm bắt đầu quá trình thoát dòng trong mạch B2 HK đã được giải thích ở mục 4.2.1 và được trình bày lại trong hình 5.35b. Với mạch B2 HZ trong hình 5.33, dòng bắt đầu chảy qua thyristor V1, tải và diode V20 tại thời điểm kích trong khoảng thời gian bán kỳ dương. Sau khi qua điểm 0 về hướng âm, điện áp xoay chiều đảo cực tính làm cho diode V10 dẫn và thyristor V1 tắt. Vì vậy trong khoảng thời gian này thyristor V2 tắt như trình bày trong hình 5.36



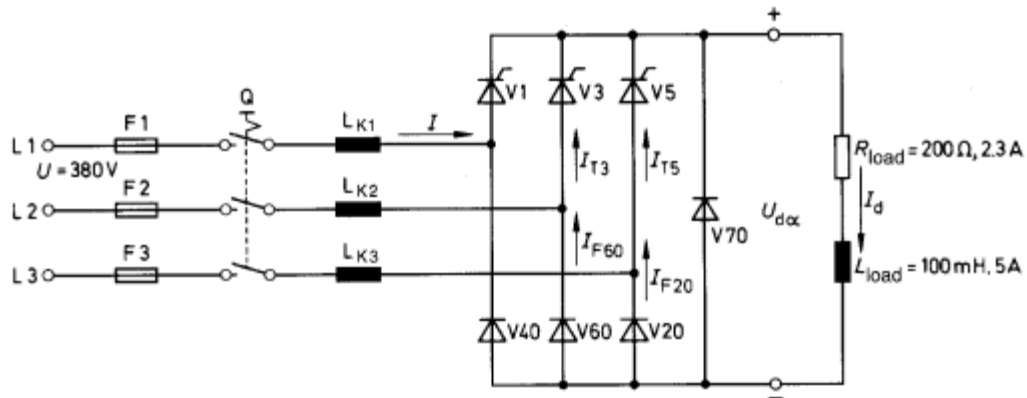
Hình 5.36 Mạch tắt cho van có điều khiển V1 và mạch thoát dòng khi điện áp ac đảo chiều

Trong khoảng thời gian thoát dòng, hai đầu của tải xem như ngắn mạch. Trong trường hợp lý tưởng có nghĩa là điện áp DC $U_d = 0$ V. Trong hoạt động thực tế điều này tương ứng với tổng các điện áp thuận trên các van có dòng điện thoát chảy qua. Đối với mạch B2 HZ có nghĩa là $u_d = -2u_F$. Đối với mạch B2 HK : $u_d = -(u_T + u_F)$

Một cách tổng quát, đối với các mạch điện có chế độ thoát dòng điện áp DC không có giá trị tức thời âm. Do đó, các mạch biến đổi công suất điều khiển bán phần chỉ được dùng để chỉnh lưu

4.3 Mạch cầu 6 xung điều khiển bán phần

Mạch loại này được gọi tắt là “h DB” hoặc B6 H. Tương tự, trong sơ đồ cũng bao gồm một nhánh không điều khiển và một nhánh có điều khiển. Trong hình 5.37, mạch M3 ghép cathode là nhánh có điều khiển và mạch M3 ghép anode không có điều khiển.



Hình 5.37 Mạch B6 bán phần có diode thoát dòng

Trong mạch B6 H không có chế độ nghịch lưu và điện áp DC được tính như sau :

$$U_{d\alpha} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \times U_{d0} \text{ với } U_{d0} = 1,35 U$$

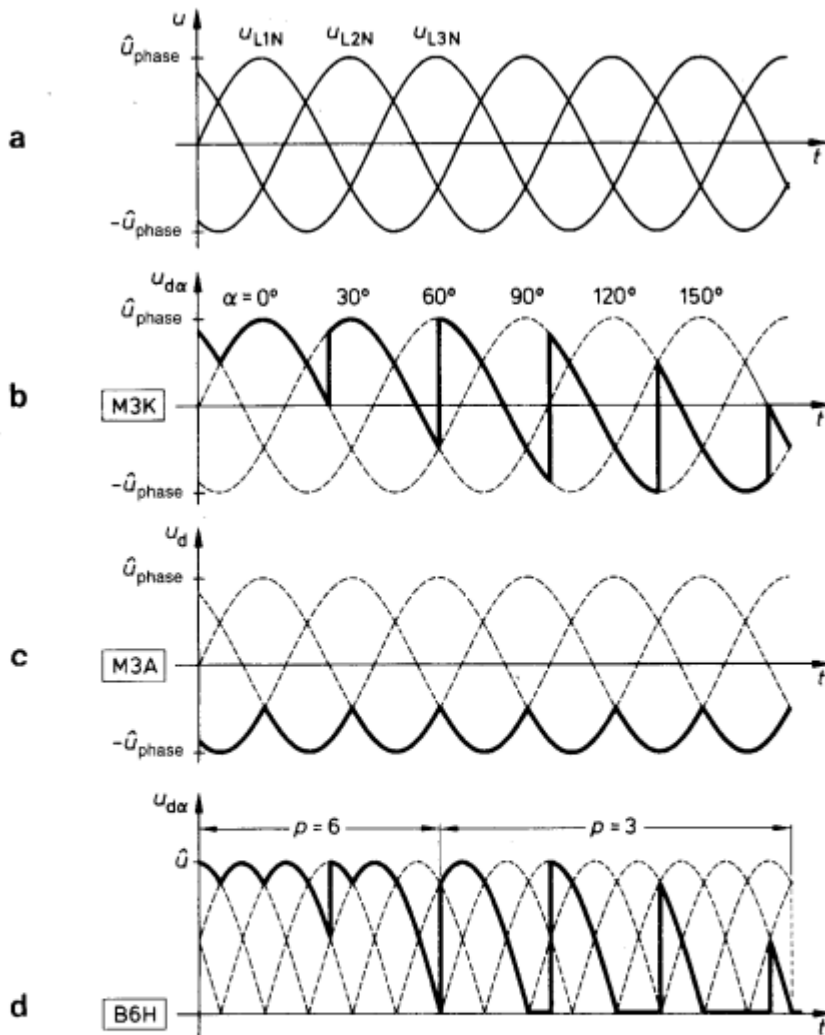
Điều cần chú ý là chế độ 6 xung chỉ xảy ra đối với các góc kích $\alpha < 60^\circ$. Vì vậy, với các góc kích lớn chỉ tồn tại điện áp ra DC 3 xung.

Hình 5.38 cho thấy dạng sóng điện áp ra tìm được bằng cách cộng điện áp ở hai nhánh của mạch biến đổi. Từ đó cũng cho thấy rằng điện áp ra DC bắt đầu xuất hiện các khe hở tại $\alpha > 60^\circ$. Mặc dù các mạch điều khiển bán phần không thể hoạt động như các mạch nghịch lưu. Nhưng hiện tượng nghịch lưu cũng xảy ra lân cận $\alpha = 180^\circ$. Một diode thoát dòng thường được thêm vào để ngăn hiện tượng này, diode này sẽ dẫn khi điện áp vượt qua điểm 0.

Để hoạt động với mạch thoát dòng tự nhiên cần phải dùng một tải điện cảm (hình 5.39). Nếu trong khoảng thời gian điện áp U đi qua điểm 0, thyristor V3 và V5 chưa được kích, do thời gian trì hoãn kích, V1 phải tiếp tục dẫn để duy trì dòng điện một chiều I_d . Sau đó, điện áp U tăng lên trở lại với cực tính được chỉ ở hình

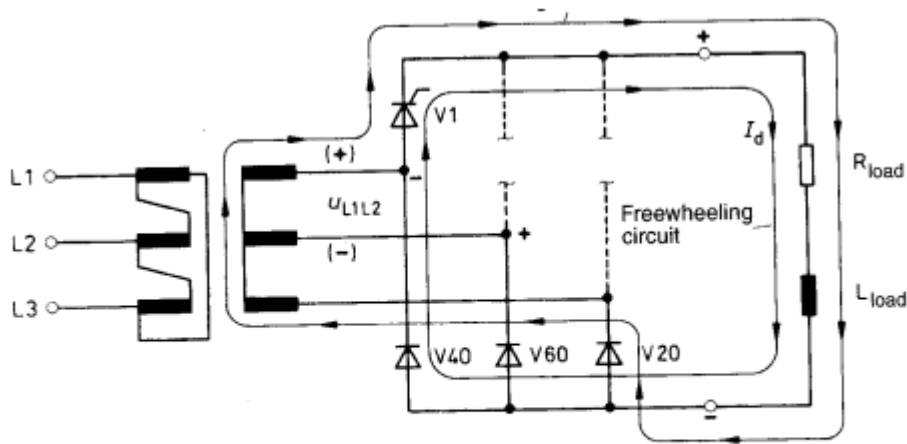
5.39. Các khối V20 và V40 bây giờ tiếp nhận dòng I_d chảy qua V40, V1 và tải cho đến khi thyristor kế tiếp được kích dẫn trở lại.

Với mạch B6 H, mỗi cặp mạch nhánh như V3, V60 đều tạo nên một mạch thoát dòng và hoạt động khi $\alpha > 60^\circ$



Hình 5.38 Điện áp DC của mạch B6 H

- Dạng sóng điện áp pha
- Điện áp nhánh M3 K điều khiển toàn phần khi tăng góc kích α
- Điện áp nhánh M3 A không có điều khiển
- Điện áp ra DC là chênh lệch giữa $u_{d\alpha}$ (M3 K) – $u_{d\alpha}$ (M3 A) với số xung phụ thuộc vào góc kích



Hình 5.39 Sự hình thành mạch thoát dòng tự nhiên sau khi U_{L1L2} qua điểm 0 hướng âm bởi dòng chuyển mạch từ V20 sang V40

5. Khảo sát công suất

5.1 Đại cương

Khảo sát về công suất trong lĩnh vực biến đổi công suất cho thấy những điểm khác chủ yếu so với kỹ thuật điện tuyến thống

Ví dụ nguyên nhân phát sinh sóng hài do việc kích trễ trong các mạch điều khiển xoay chiều đã được giải thích ở các bài trước. Một đặc tính khác nữa là công suất điều khiển phản kháng, việc này xảy ra khi tăng góc kích ngay cả trong trường hợp tải là thuần trở.

Tương tự như vậy, các mạch biến đổi công suất có điều khiển cũng tạo ra hiệu ứng phản kháng với hệ thống. Ví dụ có một sự mâu thuẫn được giả định khi chỉ có một sự biến đổi công suất tác dụng có thể được chứng minh về mặt điện áp DC, trong khi đó về mặt hệ thống chỉ có công suất phản kháng phụ thuộc vào thời điểm kích.

Trong kỹ thuật một chiều cổ điển, công suất được tính theo công thức $P = U \times I$, trong khoảng thời gian đang xét, U và I có thể được coi như không đổi theo thời gian và là các giá trị hiệu dụng.

Tuy nhiên, giả thiết này không còn được áp dụng ngay cả đối với các hệ biến đổi công suất không điều khiển vì theo bài 4 nó đã không có khả năng cân bằng công suất cho đến khi các đại lượng U_{mixed} và P_{mixed} được đưa ra.

Mặt khác, trong kỹ thuật xoay chiều cổ điển luôn dựa trên cơ bản điện áp và dòng điện hình sin. Quá trình biến đổi công suất lớn nhất có thể đạt được khi điện áp và dòng điện cùng pha nhau. Tuy nhiên, nếu các điện trở xoay chiều như là cảm kháng hoặc dung kháng được nối vào hệ thống xoay chiều, sự lệch pha sẽ xảy ra, do năng lượng tích trữ trong các loại tải này. Ví dụ với một dòng điện tức thời giá trị dương với một điện áp tức thời giá trị âm sẽ tạo ra một công suất tức thời giá trị âm.

Một nguồn năng lượng được tạo ra ở trạng thái này cung cấp cho hệ thống. Bằng cách sử dụng các giá trị hiệu dụng của điện áp và dòng điện, có thể áp dụng các công thức sau đây trong kỹ thuật xoay chiều

$$\text{Công suất biểu kiến : } S = U \times I$$

$$\text{Công suất tác dụng : } P = U \times I \times \cos \alpha$$

$$\text{Công suất phản kháng : } Q = U \times I \times \sin \alpha$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

5.2 Công suất trong kỹ thuật biến đổi công suất

Như đã trình bày trong các đoạn trên, các mạch có điểm giữa cung cấp một dòng điện hỗn hợp ở đầu vào. Mặt khác, các mạch cầu lại cung cấp một dòng xoay chiều, do kết quả hầu hết các ngõ ra hoàn toàn phẳng nên dòng điện ở ngõ vào có dạng các xung vuông (hình 5.34 và 5.35).

Như đã biết, mỗi một dao động tuần hoàn có thể được thay thế bởi một số các dao động hình sin. Phát biểu này cũng được áp dụng cho dòng điện xoay chiều hình vuông. Điều này được chứng minh lại trong hình 5.40. Một cách gần đúng có thể xem xung vuông gồm có 3 dao động hình sin.

Để đơn giản trên hình chỉ vẽ các thành phần dao động bậc nhất, bậc ba và bậc năm. Tổng của 3 thành phần này sẽ tạo nên dòng điện có dạng gần hình vuông lý tưởng. Như đã trình bày trong hình 3.28, thành phần hình sin có tần số bằng với tần số hệ thống được gọi là thành phần cơ bản.

Kể từ khi $\varphi_1 = \alpha$ luôn được áp dụng cho mạch biến đổi điều khiển toàn phần, công suất tác dụng chỉ phụ thuộc vào thành phần dao động cơ bản và được tính như sau :

$$P = U \times I_1 \times \cos \varphi_1 \text{ hoặc}$$

$$P = U \times I_1 \times \cos \alpha$$

Phương trình thứ hai cho thấy một cách rõ ràng công suất tác dụng đạt giá trị tối ưu khi $\alpha = 0^\circ$ ($\cos 0^\circ = 1$)

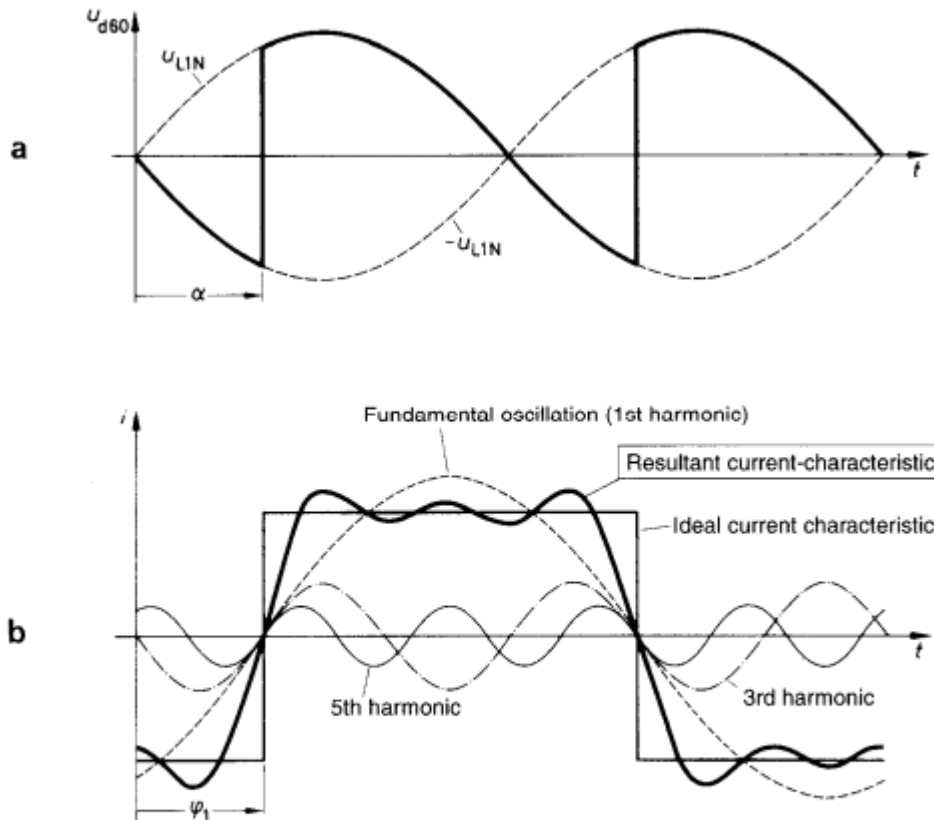
Với mạch biến đổi không có tổn hao thì có thể xem công suất tác dụng P ở ngõ vào bằng với công suất Pd ở ngõ ra

$$P_d = U_{da} \times I_d \times \cos \alpha$$

Công suất biểu kiến của thành phần cơ bản được tính như sau :

$$S_1 = U \times I_1 = \frac{P}{\cos \alpha}$$

$$S_1 = U_{da} \times I_d = \frac{P \alpha}{\cos \alpha}$$



Hình 5.40

- a) Điện áp ra DC tải điện cảm tại $\alpha = 60^\circ$
 b) Dạng sóng dòng điện vào là tổng 3 thành phần dao động sin

Tuy nhiên, công suất biểu kiến tổng S trong hệ thống lớn hơn công suất biểu kiến S_1 của thành phần cơ bản, không kể đến các dòng điện bậc cao I_3, I_5, \dots mặc dù chúng cũng tạo nên một công suất phản kháng, do đó

$$S > S_1$$

Trong thực tế, công suất biểu kiến S có thể được xác định dễ dàng từ giá trị hiệu dụng của U và I ($S = U \times I$)

Đối với hệ số thay thế $\cos \varphi_1 = \frac{P}{S_1}$

Đối với hệ số công suất tổng $\lambda = \frac{P}{S}$

Áp dụng các quan hệ này cho mạch biến đổi công suất B2 với tải điện cảm tại $\alpha = 90^\circ$

Với $\alpha = \varphi_1 = 90^\circ$ suy ra $P = S_1 \times \cos 90^\circ = 0 \text{ W}$

Kết quả này cho thấy công suất tác dụng P ở cả hai phía sơ và thứ cấp phải bằng 0. Điều này đúng đối với ngõ ra mạch biến đổi công suất, bất chấp dòng điện một chiều đang chảy, $U_{d\alpha} = 0$ V và

$$P_d = U_{d\alpha} \times I_d = 0 \text{ W}$$

Tại ngõ vào của mạch biến đổi, công suất tác dụng P cũng bằng 0, bởi vì dòng điện của thành phần cobản chậm hơn điện áp một góc 90° . Do đó, công suất phản kháng của thành phần cobản đạt cực đại trong trường hợp này

$$Q_1 = U \times I \times \sin \varphi_1$$

5.3 Các mạch lưu trữ công suất phản kháng

Như đã trình bày ở các phần trước các mạch biến đổi công suất điều khiển toàn phần bị ảnh hưởng lớn vào quan hệ pha giữa điện áp với dòng điện trong hệ thống xoay chiều. Kể từ khi hệ số công suất trở nên xấu hơn chủ yếu bởi công suất phản kháng, nên cần thiết phải tìm biện pháp để giảm thành phần công suất phản kháng này.

5.3.1 Bù công suất phản kháng

Nói một cách tổng quát có thể bù thành phần công suất phản kháng trong hệ thống bằng cách dùng các điện dung. Trong thực tế phương pháp này đã cải thiện một cách thỏa đáng. Tuy nhiên, do việc ghép tụ không thể thay đổi nhanh chóng trong mạch kích và tải điều này thường gặp trong kỹ thuật biến đổi công suất

Một phương pháp khác là dùng các máy điện đồng bộ. Ở đây sự thay đổi dòng điện phát trong rotor có thể tạo ra một nguồn cung cấp công suất phản kháng nhanh chóng và dẫn đến đạt được hiệu quả bù công suất rất tốt. Do chi phí đầu tư cao nên phương pháp này chỉ có tính kinh tế đối với các hệ thống lớn, đặc biệt là khi máy điện đồng bộ được dùng như một động cơ.

Ngoài các phương pháp bù, các mạch điện được biết trong kỹ thuật biến đổi công suất tiêu thụ một lượng công suất phản kháng thấp, do đặc điểm về hoạt động vật lý của chúng nên không thể giải quyết đầy đủ vấn đề công suất phản kháng. Tuy nhiên, trong phần này cũng sẽ đề cập một cách ngắn gọn về các mạch quen thuộc nhất.

5.3.2 Biến đổi công suất điều khiển bán phần

Các mạch biến đổi loại này đã được giới thiệu ở mục 5.4, đặc điểm tiêu thụ một công suất phản kháng thấp được khảo sát ở đây dựa trên cơ sở hiệu ứng thoát dòng bên trong của chúng. Ngõ ra mạch biến đổi trở nên ngắn mạch ngay khi điện áp DC thay đổi cực tính. Ở trạng thái này, dòng điện một chiều chảy ngang qua các nhánh thoát dòng đến tải, tại thời điểm này dòng lưới bằng 0, hiện tượng này được mô tả trong hình 5.34

Trong khi đối với trường hợp điều khiển toàn phần với quan hệ $\alpha = \beta$, công suất phản kháng của thành phần cơ bản là

$$Q_1 = U \times I_1 \times \sin \varphi_1 = U \times I_1 \times \sin \alpha$$

Trong trường hợp điều khiển bán phần được tính như sau

$$Q_1 = U \times I_1 \times \sin \varphi_1 = U \times I_1 \times \sin \frac{\alpha}{2}$$

Và quan hệ mới sẽ là

$$\varphi_1 = \frac{\alpha}{2}$$

Từ hai mạch điện ở hình 5.34, điều này có nghĩa là khi $\alpha = \frac{\pi}{3} = 60^\circ$ góc lệch pha giữa điện áp với thành phần dòng điện cơ bản bị giảm từ $\varphi_1 = 60^\circ$ đối với mạch B2 đến $\varphi_1 = 30^\circ$ đối với mạch B2 H. Như đã biết việc giảm công suất phản kháng có thể đạt được bởi tổn hao trong chế độ nghịch lưu.

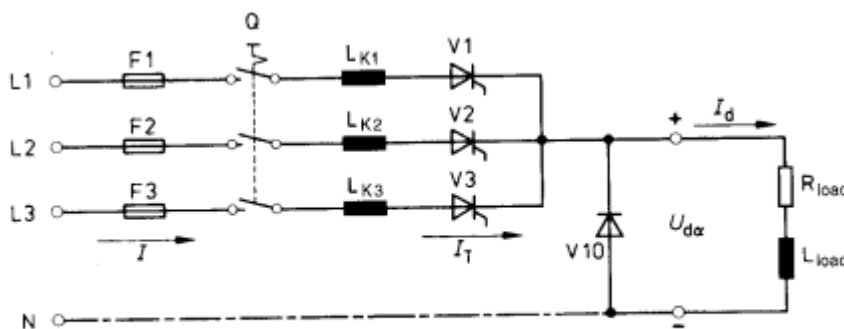
Tuy nhiên, trong những trường hợp nhất định, chế độ nghịch lưu và tái sinh có thể được bỏ qua để tải hệ thống là nhỏ nhất.

5.3.3 Các mạch dùng diode thoát dòng

Đối với các mạch biến đổi công suất điều khiển toàn phần, hiệu ứng thoát dòng và việc giảm dòng tải chính có thể đạt được bằng cách dùng một diode ghép thêm vào tại ngõ ra của mạch biến đổi. Tuy nhiên, lại một lần nữa việc tích trữ công suất phản kháng ám chỉ đến sự tổn hao trong chế độ nghịch lưu. Các mạch biến đổi cầu điều khiển toàn phần có diode thoát dòng hoạt động rất giống với các mạch cầu điều khiển bán phần, nhưng loại sau thông dụng hơn do tốn ít van.

Do đó, diode thoát dòng chủ yếu được áp dụng trong các mạch có điểm giữa. Trong các thiết kế đơn giản ký hiệu các loại mạch này thường được thêm ký hiệu "F" ví dụ B6 F

Mạch biến đổi công suất M3 F được giới thiệu lại trong hình 5.41 là một ví dụ về một mạch tích trữ công suất phản kháng.

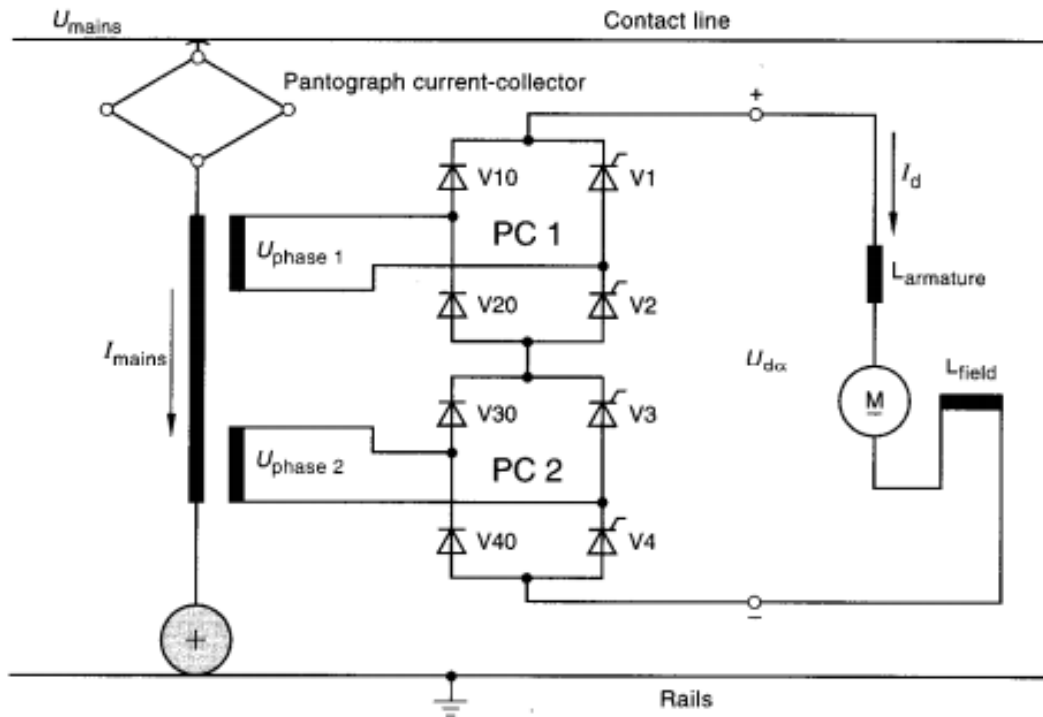


Hình 5.41 Mạch M3 F có công suất phản kháng thấp

5.3.4 2 B2 HZ điều khiển pha tuần tự

Một sự kết hợp hai mạch cầu xoay chiều điều khiển không đối xứng trình bày trong hình 5.42 được dùng chủ yếu trong yêu cầu điều khiển xe lửa, với một điện áp U_{da} thấp, chỉ có PC1 được kích. Lúc này dòng tải chảy qua nhánh thoát dòng của PC2 sao cho cuộn dây biến áp vẫn không có dòng. PC2 chưa được kích cho đến khi PC1 được điều khiển đầy đủ có nghĩa là tại $\alpha_1 = 0^\circ$, công suất phản

kháng của thành phần cơ bản tương ứng cũng trở nên bằng 0. Bên cạnh việc giảm công suất phản kháng, mạch này cũng cho hệ số gợn sóng ở điện áp DC ra.

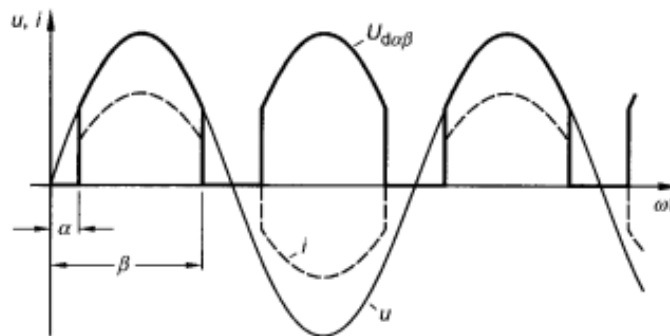


Hình 5.42 Sơ đồ mạch biến đổi công suất 2 B2 Hz

5.3.5 Các mạch biến đổi công suất ngắt mạch

Các mạch công suất phản kháng thấp đã được giới thiệu hoạt động trên nguyên tắc chuyển mạch hệ thống có nghĩa là dòng điện chuyển từ van này sang van khác bởi điện áp lưới.

Tuy nhiên, một phương pháp khác – chuyển mạch cường bức – cho phép công suất phản kháng được nén hoàn toàn. Phương pháp hoạt động này được gọi là điều khiển hình quạt.



Hình 5.43 Dòng điện chính, điện áp AC và điện áp ra DC trong phương pháp chuyển mạch cường bức

Đặc tính của GTO thyristor đã được giới thiệu ở bài 2. Đồ thị trong hình cho thấy một diện tích điện áp DC/góc kích đối xứng so với bán kỳ dương của điện áp xoay chiều. Hình 5.43 cho thấy dạng dòng điện xoay chiều. trong trường hợp này dòng điện của sóng coban đồng pha với điện áp xoay chiều

5.4 Ảnh hưởng công suất phản kháng lên hệ thống

Do việc xuất hiện công suất phản kháng nên một mạch biến đổi công suất tương tác với hệ thống lưới điện giống như một tải cảm kháng. Hơn nữa một ảnh hưởng cực kỳ quan trọng đến hệ thống là sự phát sinh nhiễu. Ví dụ các dòng điện sóng hài bậc cao sẽ gây ra tổn thất điện áp và cần phải có những mạch lọc đặc biệt.

Các thành phần sóng hài này có thể lẫn vào lưới điện thông qua cảm kháng và dung kháng. Tại thời điểm kích thyristor điện áp đột biến sẽ phát sinh phổ tần số cao và nhiễu có thể xảy ra trong dải tần radio và TV

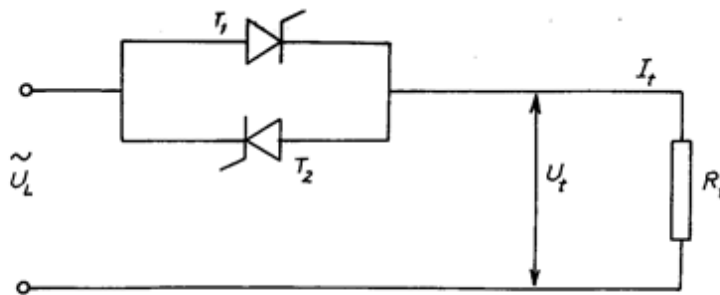
Bài 5: ĐIỀU CHỈNH ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU

1. Điều chỉnh điện áp 1 pha

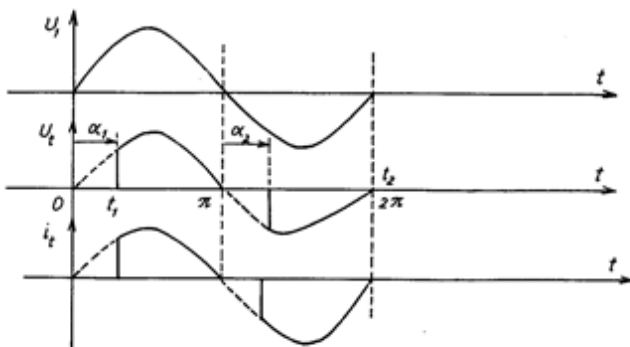
Để thay đổi giá trị của điện áp xoay chiều, ngoài phương pháp cổ điển là máy biến áp, người ta có thể dùng các bộ tiristor đấu song song ngược nhau hoặc dùng triac. Nhờ biện pháp này, việc điều chỉnh điện áp được linh hoạt hơn (vô cấp, nhanh, dễ tạo các mạch vòng tự động điều chỉnh). Kích thước của bộ 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 các 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 điện áp xoay chiều.

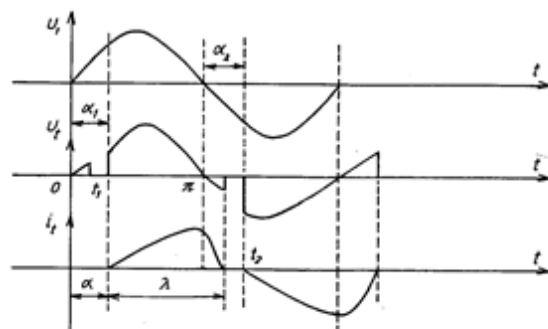
Sơ đồ bộ biến đổi một pha gồm một tiristo đấu song song ngược (T_1 và T_2) và được mắc nối tiếp với tải. Đối với bộ biến đổi công suất nhỏ và trung bình (khoảng vài kW) có thể thay thế tiristo bằng triac.



Hình 4.1. Điều chỉnh điện áp 1 pha



Hình 4.2. Dòng và áp khi tải R



Hình 4.3. Dòng và áp khi tải R + L

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).

Tải R

Giá trị hiệu dụng điện áp trên tải:

$$\begin{aligned}
 U_t &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_t^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_1 \sin \theta)^2 d\theta} \\
 &= \sqrt{\frac{2U_1^2}{2\pi} (1 - \cos 2\theta) d\theta} = U_1 \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}} = U_1 \sqrt{\frac{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha}{2\pi}} = f(\alpha)
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Bằng cách thay đổi góc điều khiển α , giá trị hiệu dụng của điện áp trên tải sẽ được thay đổi tương ứng.

Công suất tác dụng:

$$P_\alpha = \frac{U_t^2}{R} = \frac{U_1^2}{R \cdot \pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) = \frac{P_0}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \tag{4.2}$$

Công suất phản kháng:

$$Q_\alpha = P_0 \cdot \frac{\sin^2 \alpha}{\pi} \tag{4.3}$$

Giá trị trung bình của dòng qua một van:

$$I_T = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{U_m}{R} \sin \theta d\theta = \frac{U_m}{\pi R} (1 + \cos \alpha) \tag{4.4}$$

Giá trị hiệu dụng của dòng tải là:

$$I_t = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{U_m}{R} \right)^2 \sin^2 \theta d\theta} = \frac{U_m}{\sqrt{2\pi} R} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}} \tag{4.5}$$

Giá trị điện áp ngược lớn nhất đặt lên tiristo là $\sqrt{2}U_1$.

Tải R + L

Phương trình mô tả quá trình thay đổi dòng điện khi tiristo dẫn điện trong khoảng $(\alpha \leq \lambda \leq \alpha + \pi)$

$$U_m \sin \theta = i.R + \omega.L \frac{di}{d\theta}$$

λ - khoảng dẫn điện của tiristo.

Giải phương trình trên ta có:

$$i(\theta) = \frac{U_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + A.e^{\frac{\theta - \alpha}{\tau}} \tag{0.1}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega.L)^2}; \varphi = \text{arctg} \frac{\omega.L}{R}$$

A là hằng số tích phân, được tính từ điều kiện $\theta = \alpha$ thì $i = 0$.

Tính A và thay vào biểu thức (4.6) biểu thức dòng tải sẽ có dạng:

$$i(\theta) = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\theta - \alpha}{\tau}} \right] \quad (0.2)$$

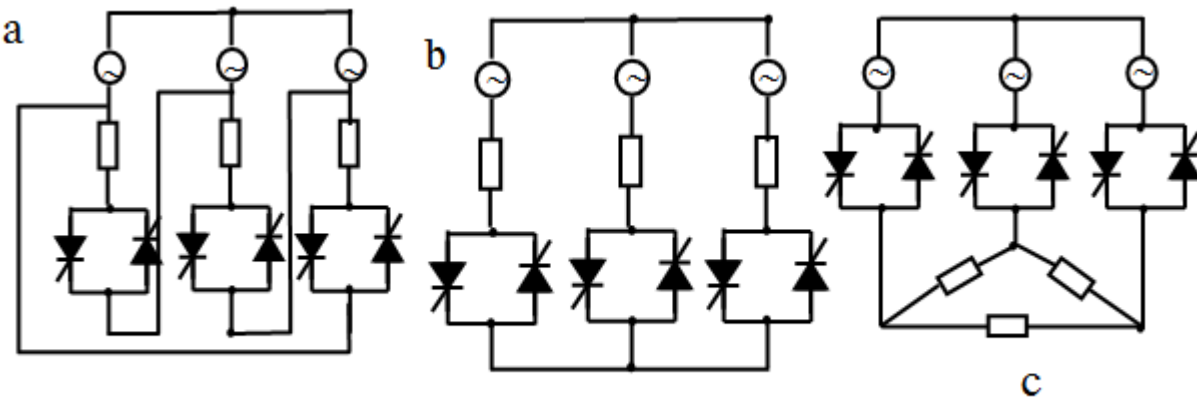
Khi $\theta = \alpha + \lambda$ thì $i(t) = 0$, thay vào phương trình (4.7) ta có:

$$\sin(\lambda + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\lambda}{\tau}} \quad (0.3)$$

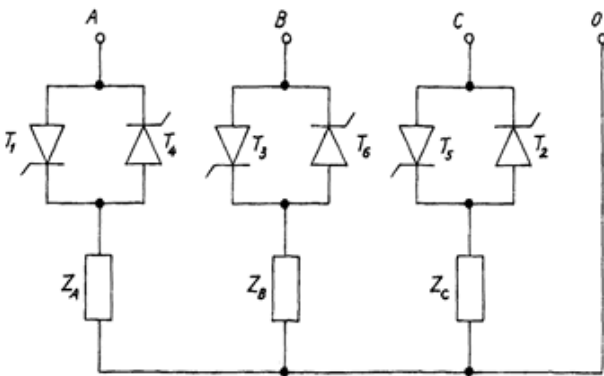
Khi $\alpha > \varphi$, dòng tải gián đoạn, còn khi $\alpha < \varphi$ dòng sẽ liên tục và điện áp trên tải sẽ không thay đổi. Chỉ có thể điều chỉnh điện áp khi góc dẫn của tiristo nằm trong khoảng $\varphi \leq \alpha \leq \pi$.

2. Điều chỉnh điện áp xoay chiều 3 pha

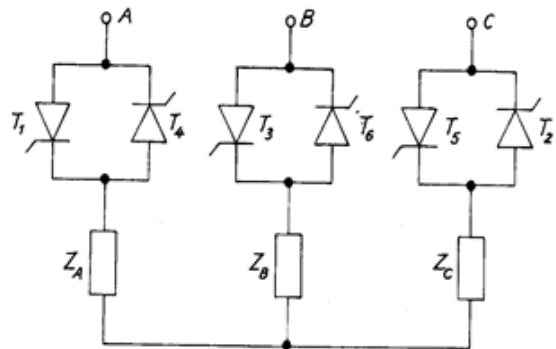
Một số sơ đồ:



Hình 4.4. Một số sơ đồ mắc 3 pha



Hình 4.5. Sơ đồ đấu Y có trung tính



Hình 4.6. Sơ đồ đấu Y không trung tính

Bộ điều chỉnh điện áp xoay chiều ba pha được dùng chủ yếu cho khởi động động cơ không đồng bộ ba pha hay điều khiển nhiệt độ của các lò dùng điện trở sấy.

Nếu bộ điều chỉnh áp ba pha được ghép từ ba bộ biến đổi một pha và có dây trung tính 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 bộ biến đổi xung áp ba pha được đấu sao, không có dây trung tính: Quá trình xảy ra trong mạch hoàn toàn khác với trường hợp đấu sao có dây trung

tính, vì quá trình dẫn dòng trong một pha phải tương thích với quá trình dẫn dòng trong pha khác.

Luật điều khiển

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 4.7 biểu đồ $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$ và có khoảng dẫn điện λ đều nhau) và tải mang tính đối xứng.

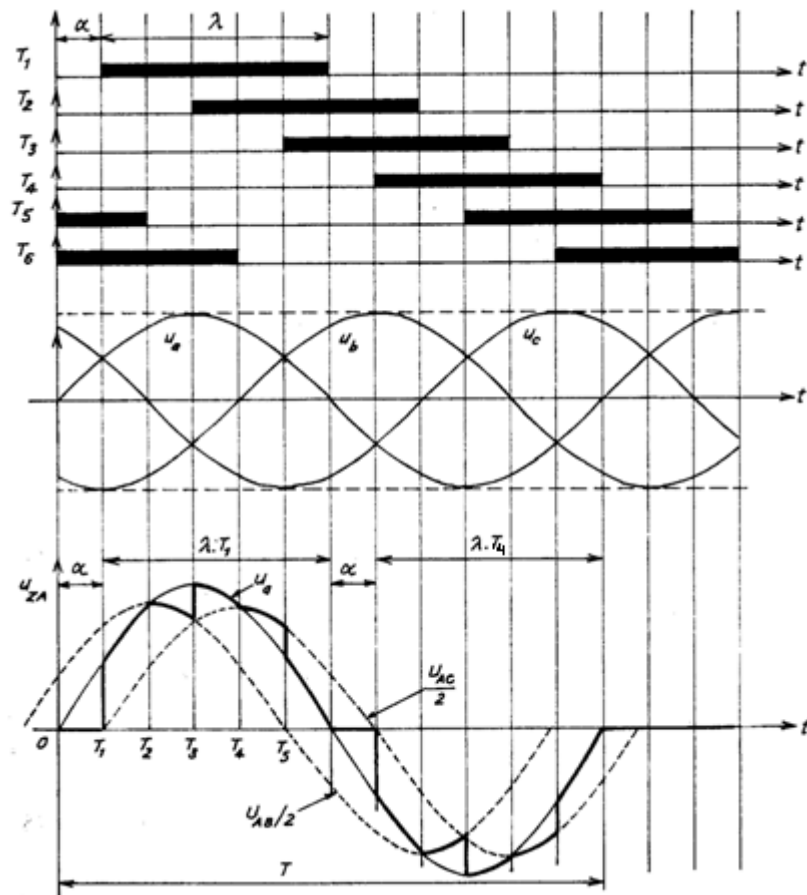
Điện áp trên tải pha A (u_{ZA}) được xây dựng theo quy tắc sau (u_{ZB}, u_{Zc} xây dựng tương tự):

- 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, pha còn lại điện áp bằng 0 (Ví dụ: $u_{ZA}=u_{AB}/2$ trong khoảng $T_1 - T_6$ và $u_{ZA}=u_{AC}/2$ trong khoảng $T_4 - T_5$)
- Khi không có một tiristor nào dẫn điện, điện áp trên tải bằng $u_{ZA}=0$.

Giá trị hiệu dụng của điện áp trên tải được tính theo biểu thức sau:

$$U_{ZA} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{ZA}^2 d\theta}$$

Xét tải thuần trở:



Hình 4.7. Điện áp pha A (u_{ZA}) khi tải thuần trở với $\alpha = 30^\circ$

U_{ZA} – giá trị hiệu dụng; u_{ZA} – giá trị tức thời.

$$U_{ZA} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{t_1}^{t_2} u_a^2 d\theta + \int_{t_2}^{t_3} \left(\frac{u_{ab}}{2} \right)^2 d\theta + \int_{t_3}^{t_4} u_a^2 d\theta + \int_{t_4}^{t_5} \left(\frac{u_{ac}}{2} \right)^2 d\theta + \int_{t_5}^{t_6} u_a^2 d\theta \right]}$$

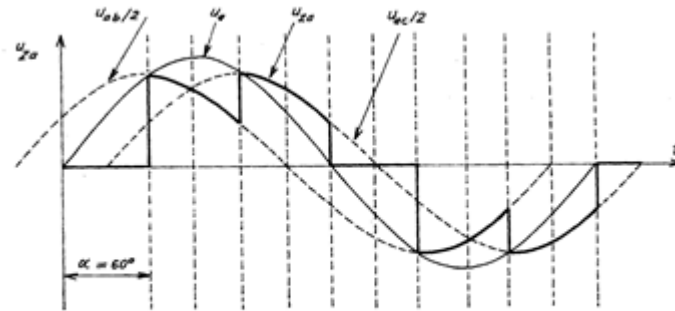
u_a – giá trị tức thời của điện áp pha; u_{ab} , u_{ac} – giá trị tức thời của điện áp dây.

Thay các giá trị u_a , u_{ab} , u_{ac} ta tính được giá trị hiệu dụng của điện áp pha:

$$U_{hd} = U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]}, \quad 0 < \alpha < 60^\circ$$

$$U_{hd} = U_m \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right]}, \quad 60^\circ < \alpha < 90^\circ \quad (0.4)$$

$$U_{hd} = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{5\pi}{2} - 3\alpha + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right]}, \quad 90^\circ < \alpha < 150^\circ$$



Hình 4.8. Điện áp pha A (u_{ZA}) với $\alpha = 60^\circ$

Dạng đồ thị điện áp trên tải đối với pha A (u_{ZA}) với $\alpha = 60^\circ$ được thể hiện trên hình 4.8 với tải thuần trở.

Để dàng nhận thấy khi $\alpha \geq 60^\circ$ ở bất kỳ thời điểm nào cũng chỉ có hai van dẫn, do vậy điện áp trên tải sẽ được tạo bởi các đường cong $u_{AB}/2$ và $u_{AC}/2$.

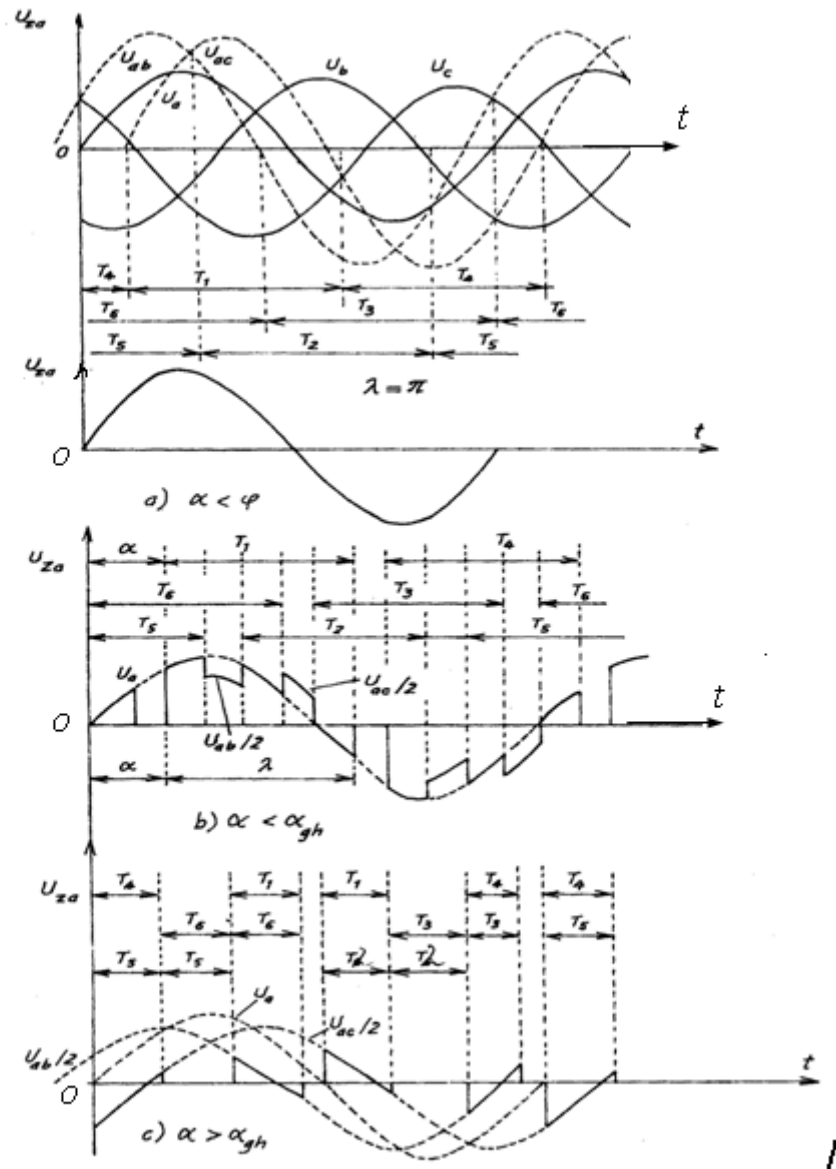
Với góc $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ muốn cho mạch hoạt động được cần phải phát xung kép (khi phát xung cho tiristor cần phải phát xung cho cả tiristor trước đó, vì khi đó tất cả các tiristor đã bị khóa do dòng qua chúng bằng không).

Khi tải mang tính trở kháng R-L (các cuộn dây stator của động cơ không đồng bộ ba pha), sẽ có ba chế độ làm việc:

- a. Nếu $\alpha < \varphi$: dòng tải và điện áp trên tải là liên tục (hình sin), và ở bất cứ thời điểm nào cũng có ba van của ba pha dẫn điện (hình 4.10a). Do đó:

$$u_{ZA} = u_a = U_m \sin \theta$$

$$i_{ZA} = \frac{U_m}{Z_a} \sin \theta \quad (0.5)$$



Hình 4.10. Điện áp trên tải, khi tải là R-L và với các giá trị α khác nhau

- a. Nếu $\varphi < \alpha < \alpha_{gh}$: α_{gh} - là giá trị mà vẫn còn tồn tại những khoảng thời gian mà cả ba van thuộc về ba pha vẫn dẫn điện. Đường cong điện áp trên tải sẽ có dạng như hình 4.10b

$$\alpha_{\text{giới hạn}} = \arctg \frac{2}{\sqrt{3}} \left(e^{-\frac{\pi}{3 \tan \varphi}} - \frac{1}{2} \right) + \varphi \quad (0.6)$$

Trong mỗi chu kỳ điện áp nguồn sẽ xen kẽ trạng thái 3 van dẫn hoặc 2 van dẫn.

Như vậy, khi cả ba tiristo dẫn điện thì: $u_{ZA} = U_m \sin \theta = \omega L_t \frac{di_a}{d\theta} + i_a R_t$ (0.7)

Khi hai tiristo của pha a và pha b dẫn ta có:

$$u_{ZA} = \frac{u_{ab}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin(\theta + 30^\circ) = \omega L_t \frac{di_a}{d\theta} + i_a R_t \quad (0.8)$$

Khi hai tiristo của pha a và pha c dẫn ta có:

$$u_{ZA} = \frac{u_{ac}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin(\theta - 30^\circ) = \omega L_t \frac{di_a}{d\theta} + i_a R_t \quad (0.9)$$

Khi các tiristo của pha a khoá ta có: $u_{ZA}=0$

Giải các phương trình trên ta sẽ tìm được các 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:

$$i_n = \frac{K'_n U_m}{Z_n} \sin(\theta - \varphi + \beta) + A.e^{-\frac{\theta - \alpha_n}{Tg\varphi}} \quad (0.10)$$

n - số thứ tự của các đoạn trong mỗi nửa chu kỳ.

$K'_n = \sqrt{2}$ - nếu điện áp là điện áp pha

$K'_n = \frac{\sqrt{3}}{2}$ - nếu điện áp là điện áp dây ($u_{ab}/2$ hoặc $u_{ac}/2$)

$\beta = \left(0, +\frac{\pi}{6}, -\frac{\pi}{6}\right)$ tùy thuộc vào số đoạn

α_n - giá trị ban đầu của góc θ .

A - hằng số tích phân.

- b. Khi $\alpha_{\text{giới hạn}} < \alpha < 150^\circ$: Đường cong điện áp trên tải có dạng hình 4.10c. Mỗi nửa chu kỳ sẽ có hai đoạn mà $u_{ZA}=u_{AB}/2$ và $u_{ZA}=u_{AC}/2$. Đối với các đoạn còn lại $u_{ZA}=0$. Chế độ này xen kẽ trạng thái chỉ có 2 van dẫn hoặc không van nào dẫn. Góc điều khiển lớn nhất $\alpha_{\text{max}}=150^\circ$.

3. Bộ biến đổi xung áp xoay chiều chuyển mạch cưỡng bức

Mạch điều chỉnh điện áp nêu trên có đặc điểm khi α tăng thì $\cos\varphi$ giảm. Để nâng cao chất lượng điện áp cũng như $\cos\varphi$ của bộ biến đổi, người ta dùng phương pháp chuyển mạch cưỡng bức. Khi 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 diode CL1 và CL2, 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 cảm W_1 và W_2 .

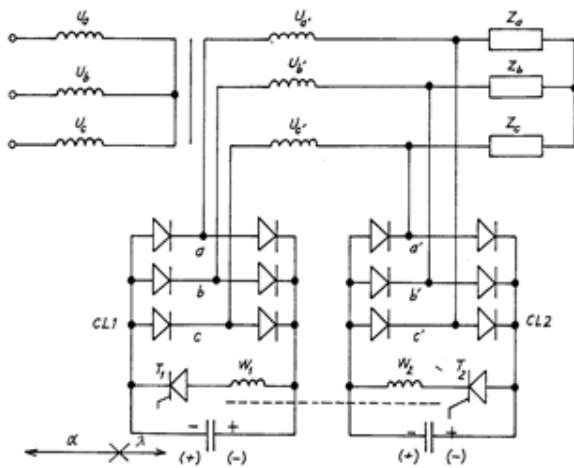
Nguyên tắc

Khi có xung mở T_1 (U_{G1}) cầu CL1 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 CL2 làm việc (T_2 mở) thì T_1 bị khoá lại, các điểm a', b', c' sẽ ngắn mạch phụ tải và $u_a=0, u_b=0, u_c=0$.

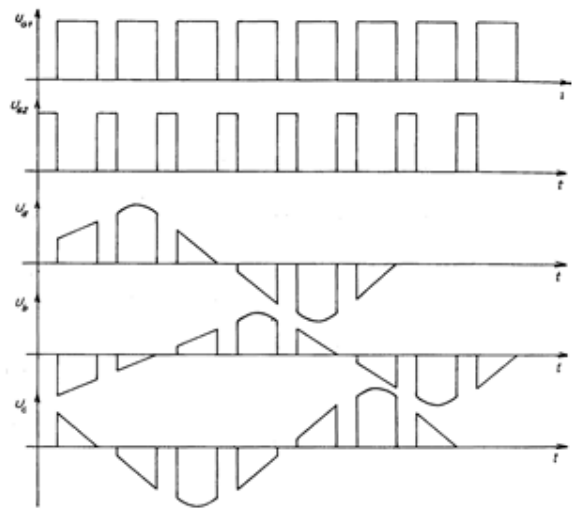
Lúc đầu C_1 được nạp điện với dấu như trên hình 4.11 (ngoài ngoặc đơn). Khi mở T_1 , tụ C sẽ phóng điện qua cuộn cảm W_1 và đảo dấu điện áp (dấu điện áp trong ngoặc đơn) khi mở T_2 tụ C_2 phóng điện (tương tự như C_1) qua W_2 và gây cảm ứng lên cuộn cảm W_1 ; T_1 sẽ bị khoá bởi điện áp ngược của tụ C_1 và cuộn W_1 đặt lên. Tương tự khi mở T_1 thì T_2 sẽ bị khoá.

Điện áp trên tải có dạng gần hình sin nếu tần số chuyển mạch của T_1 và T_2 đủ lớn (hình 4.12)



1

Hình 4.11. Điều chỉnh điện áp xoay chiều chuyển mạch



Hình 4.12. Điện áp ra khi

Bài 6: NGHỊCH LƯU

1. Giới thiệu chung

Bộ nghịch lưu là bộ biến đổi tĩnh, đảm bảo biến đổi một chiều thành xoay chiều. Nguồn cung cấp là một chiều, nhờ các khoá chuyển mạch làm thay đổi cách nối đầu vào và đầu ra một cách chu kỳ tạo nên đầu ra xoay chiều. Bộ nghịch lưu hoạt động phụ thuộc vào loại nguồn và tải

Các bộ nghịch lưu được phân làm hai loại: (phân loại theo quá trình điện từ xảy ra trong nghịch lưu)

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

Nguồn một chiều thông thường là điện áp chỉnh lưu, ắc quy và các nguồn một chiều độc lập khác. Loại nguồn sẽ xác định quan điểm chuyển mạch.

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

Bộ biến tần nghịch lưu dòng hoặc áp thường được sử dụng trong truyền động điện xoay chiều có tốc độ thay đổi.

2. Bộ nghịch lưu áp 1 pha

Bộ nghịch lưu áp một pha được cung cấp bằng nguồn áp một chiều có trở kháng rất nhỏ, do đó điện áp U không chịu ảnh hưởng của biến thiên dòng điện quan. Điện áp và một chiều được chuyển mạch để tạo nên điện áp ra xoay chiều U' (với tần số tùy ý)

Dòng điện ra I' và dòng điện vào I_d phụ thuộc tải phía xoay chiều. Tải này có thể bất kỳ với điều kiện không phải là một nguồn áp khác (điện dung hay sức điện động xoay chiều) mắc trực tiếp vào đầu ra.

Để nghiên cứu các bộ nghịch lưu áp một cách tổng quát, ta giả thiết tải dòng xoay chiều là lý tưởng, nghĩa là dòng điện tải I' là hình sin. Có ba loại bộ nghịch lưu một pha :

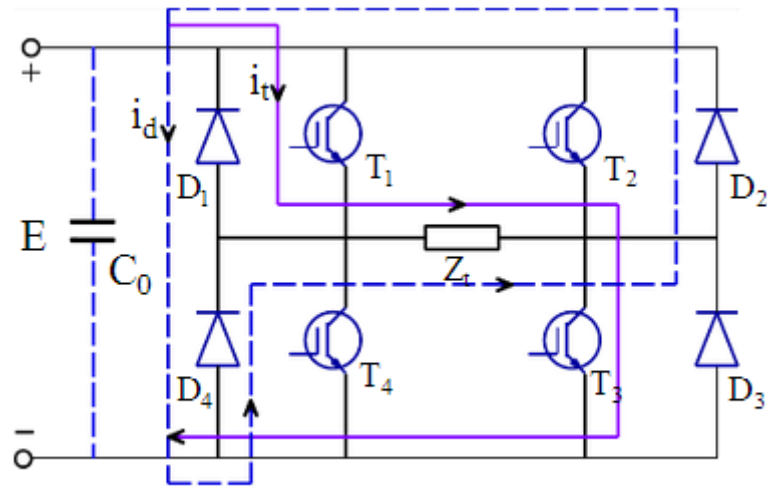
- Bộ nghịch lưu có máy biến áp điểm giữa (bộ nghịch lưu đẩy- kéo).
- Bộ nghịch lưu phân áp vào điện dung (bộ nghịch lưu bán cầu).
- Bộ nghịch lưu cầu.

Hai bộ nghịch lưu đầu chỉ cần hai khoá chuyển mạch nhưng phải có một điểm giữa ở phía ra xoay chiều hoặc ở phía vào một chiều, trong khi đó bộ nghịch lưu cầu cần bốn khoá chuyển mạch.

* Hiện nay 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 các 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 : GTO, IGBT 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. 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

2.1.Cấu tạo



Hình 1.1a Sơ đồ bộ nghịch lưu cầu một pha nguồn áp

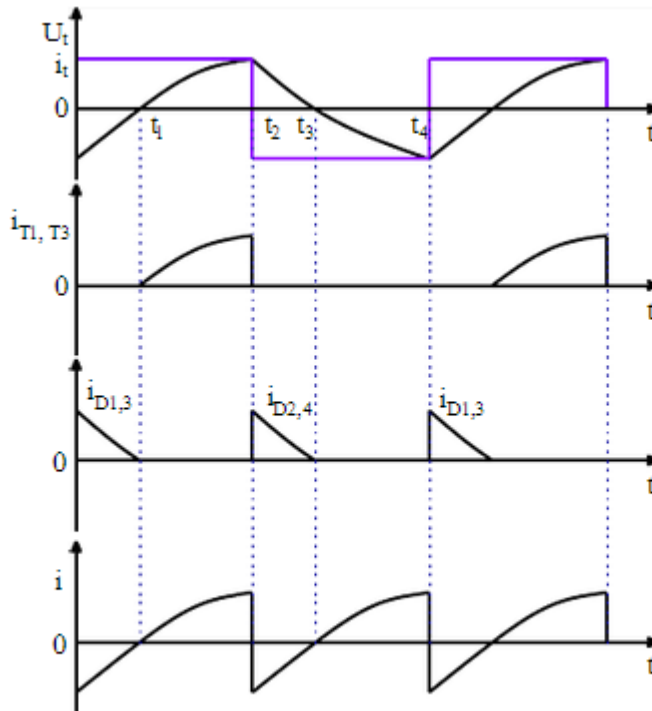
Sơ đồ được mô tả trên hình 1.1a. Sơ đồ gồm 4 van động lực chủ yếu là: T_1, T_2, T_3, T_4 và các diode D_1, D_2, D_3, D_4 dùng để trả công suất phản kháng của tải về lưới vành đai tránh được hiện tượng quá áp ở đầu nguồn. Tụ C được mắc song song với nguồn để đảm bảo cho nguồn đầu vào là nguồn hai chiều (nguồn một chiều thường được cấp bởi chỉnh lưu chỉ cho phép dòng đi theo một chiều). Như vậy tụ C thực hiện 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).

2.2. Nguyên lý làm việc

Ở nửa chu kỳ đầu tiên ($0 \div \theta_2$), cặp van T_1, T_3 dẫn điện, phụ tải được đầu vào nguồn. do nguồn là nguồn áp nên điện áp trên tải $U_1 = E$ (hướng dòng điện có trên hình vẽ). Tại thời điểm $\theta = \theta_2$, T_1 và T_3 bị khoá, đồng thời T_2 và T_4 mở ra. Tải sẽ được đầu vào nguồn theo chiều ngược lại, tức là dấu điện áp trên tải sẽ đổi chiều và $U_1 = -E$ tại thời điểm θ_2 . Do tải mang tính trở cảm nên dòng vẫn giữ nguyên hướng cũ, $T_1,$

T_3 bị khoá nên dòng khép mạch qua D_2, D_4 . Suất điện động cảm ứng trên tải sẽ trở thành nguồn trả năng lượng thông qua D_2, D_4 về tụ C (đường nét đứt).

Tương tự như vậy khi khoá cặp T_2, T_4 dòng tải sẽ khép mạch qua D_1, D_3 . Đồ thị điện áp tải U_t , dòng tải i_t , dòng qua điốt i_D và dòng qua Tiristo được biểu diễn hình 1.1b.



Hình 1.1b: Đồ thị biểu diễn các thông số của nghịch lưu cầu 1 pha nguồn áp

2.3. Các phương pháp chọn van cho sơ đồ

2.3.1. Phương pháp toán tử

Dạng điện áp xoay chiều trên tải U_t có thể chuyển đổi về dạng biến đổi Laplace như sau:

$$U_t(p) = \frac{1}{1 - e^{-pT}} \int_0^T e^{-pt} E dt$$

$$I_t(p) = \frac{U_t(p)}{Z(p)}$$

$$L_t(p) = \frac{E}{R_t} \left[1 - \frac{2e^{-\frac{R_t}{L_t} t}}{1 + e^{-\frac{R_t}{L_t} T}} \right]$$

Phương pháp này phức tạp nên ít dùng.

2.3.2. Phương pháp điều khiển sóng vuông

Tải là (R+L)

Ta có biểu thức dòng tải i (T_1, T_3 mở): $L \frac{di}{dt} + Ri = E \Rightarrow \frac{di}{dt} + ai = \frac{aE}{R}$

Dạng Laplace:

$$pI(p) - i(0) + aI(p) = \frac{aE}{Rp}$$

Với điều kiện ban đầu: $i(0) = -I_m$; $a = \frac{R}{L} \Rightarrow i = \frac{E}{R} (1 - e^{-at}) - I_m e^{-at}$

Khi T_2, T_4 mở ta có phương trình:

$$-L \frac{di}{dt} - Ri = E \Rightarrow i = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-a\left(t - \frac{T}{2}\right)} \right) - I_m e^{-a\left(t - \frac{T}{2}\right)}$$

Điện áp tải có dạng “hình sin chữ nhật” đối xứng. Nó là một hàm lẻ, chu kỳ. Triển khai Fourier ta được:

$$u = \frac{4E}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$$

* Tính chọn IGBT và Điốt:

Áp dụng công thức: $i = \frac{E}{R} (1 - e^{-at}) - I_m e^{-at}$

$$\text{Ứng với } t = \frac{T}{2}, i = I_m \Rightarrow I_m = \frac{\frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{aT}{2}} \right)}{1 + e^{-\frac{aT}{2}}}$$

$$\text{Với } t = t_1, i = 0 \Rightarrow 0 = \frac{E}{R} (1 - e^{-at_1}) - I_m e^{-at_1} \Rightarrow t_1 = \frac{L}{R} \ln \left(\frac{\frac{E}{R} + I_m}{\frac{E}{R}} \right)$$

- Trị trung bình của dòng qua điốt:

$$I_D = -\frac{1}{T} \int_0^{t_1} i dt = -\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left[\frac{E}{R} (1 - e^{-at}) - I_m e^{-at} \right] dt$$

$$I_D = -f \cdot \frac{E}{R} \cdot t_1 + f \cdot \left(\frac{E}{R} + I_m \right) \cdot \left(\frac{1 - e^{-at_1}}{a} \right)$$

- Điện áp ngược max đặt lên diốt là $-E$ (V)

=> Từ giá trị I_D và điện áp ngược đặt lên diốt ta chọn được loại Diốt cho D_1, D_2, D_3, D_4

- Trị trung bình dòng qua IGBT:

$$I_T = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{\frac{T}{2}} idt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{\frac{T}{2}} \left[\frac{E}{R} (1 - e^{-at}) - I_m \cdot e^{-at} \right] dt$$

$$I_T = f \cdot \frac{E}{R} \left(\frac{T}{2} - t_1 \right) + f \cdot \left(\frac{E}{R} + I_m \right) \left(\frac{e^{-\frac{aT}{2}} - e^{-at_1}}{a} \right)$$

- Điện áp ngược lớn nhất đặt lên IGBT: $-E$ (V)

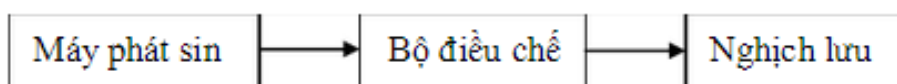
- Điện áp thuận lớn nhất đặt lên IGBT: E (V)

=> Từ giá trị I_T kết hợp với điện áp thuận và điện áp ngược đặt lên IGBT ta chọn được IGBT cần tìm.

2.3.3. Phương pháp điều biến độ rộng xung PWM

Thực tế thường sử dụng để giảm bớt kích thước của bộ lọc đảm bảo chất lượng điện áp ra có dạng gần hình sin. Điều chế độ rộng xung cần phải được thực hiện theo qui luật điều khiển sin.

Sơ đồ cấu trúc:



Tín hiệu hình sin $u_m(t)$ có tần số bằng tần số ra và biên độ tỷ lệ với biên độ điện áp ra của nghịch lưu sẽ được so sánh với tín hiệu răng cưa $u_p(t)$ và tạo ra các xung có độ rộng tương ứng ở các thời điểm mà $u_m(t) = u_p(t)$ (hình 1.2).

Đường cong sóng điều hoà bậc 1 ở đầu ra của nghịch lưu 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 2 cực hay một cực. Xung hai cực tính được tại bằng cách so sánh điện áp răng cưa với điện áp chủ đạo 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) sẽ là xung hai cực tính có độ rộng thay đổi theo quy luật sin:

$$\Delta t = K \sin \Omega t$$

Trong đó: Δt là độ rộng xung; K là hệ số; Ω là tần số của nghịch lưu.

Biên độ sóng hài của điều biến độ rộng xung lưỡng cực có biểu thức tổng quát:

$$U_{nm} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} E(\alpha) \sin n\theta d\theta$$

$$\text{Khi } n = 1 \text{ ta có: } U_{1m} = \frac{4E}{3\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \sin \theta d\theta - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin \theta d\theta + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \sin \theta d\theta \right] = \frac{4E}{\pi} (1 - 2 \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2)$$

$$U_{2m} = 0$$

$$U_{3m} = \frac{4E}{\pi} (1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2)$$

.....

$$U_{nm} = \frac{4E}{\pi} [1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2]$$

Đối với trường hợp đang xét, muốn loại trừ sóng hài bậc 3 và 5 cần phải có điều kiện sau:

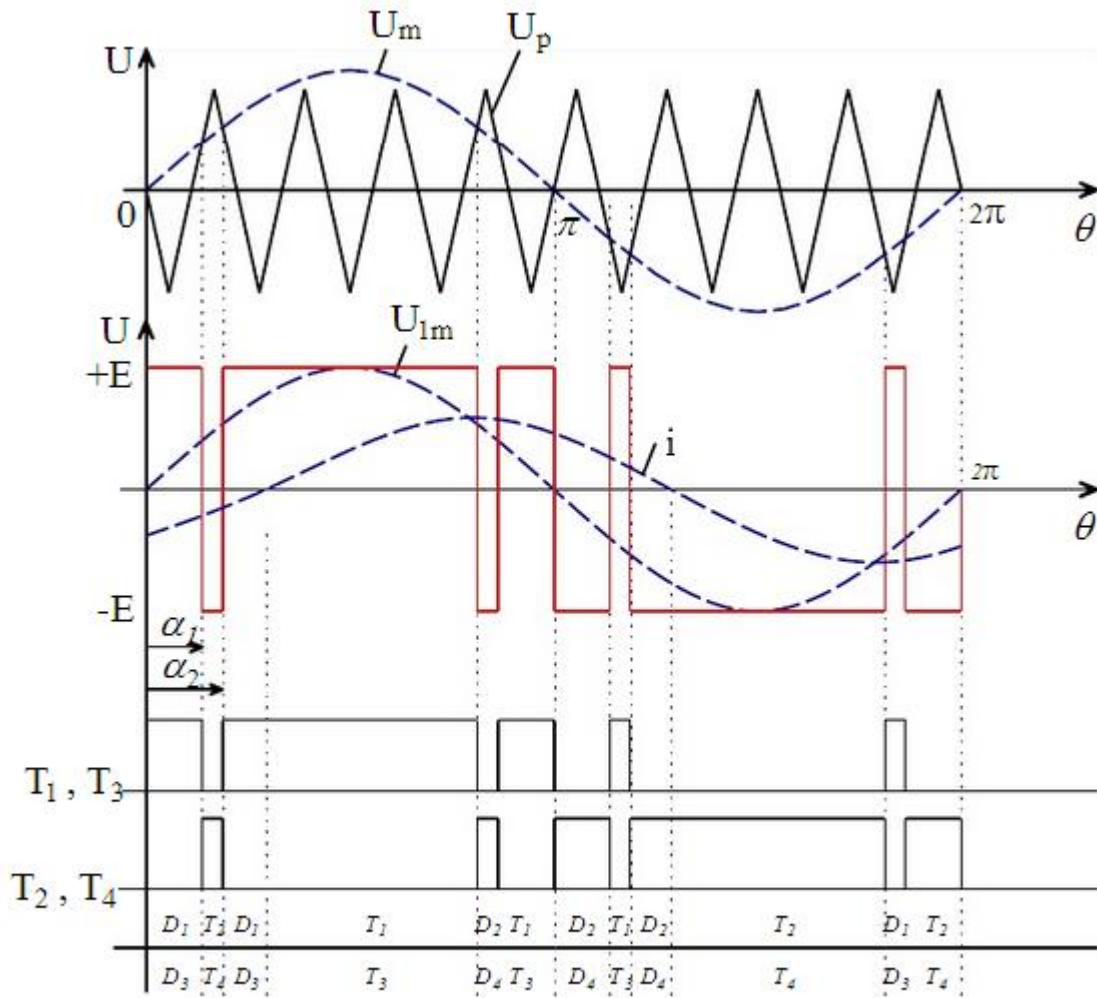
$$1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2 = 0$$

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

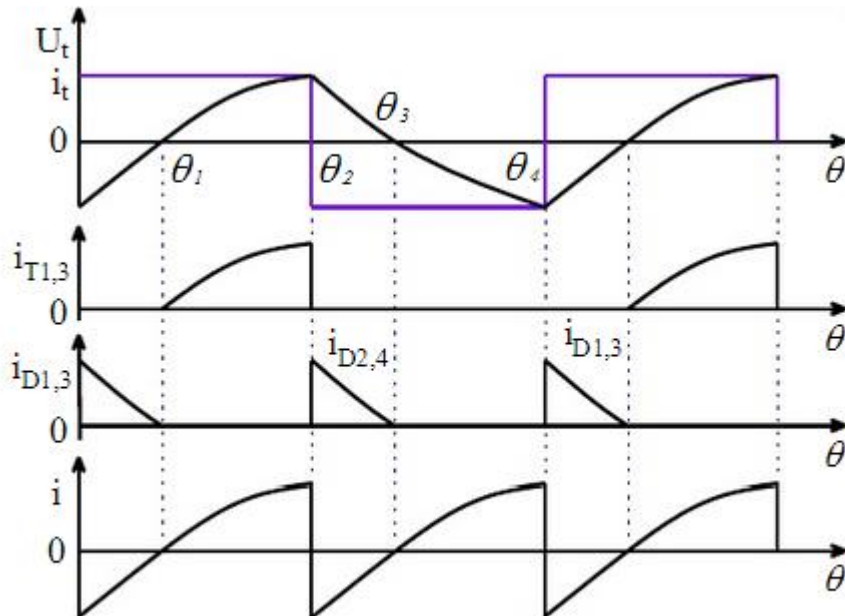
Bằng phương pháp tính gần đúng ta tìm được $\alpha_1 = 23^\circ 6'$, $\alpha_2 = 33^\circ 3'$. Như vậy điện áp ra chỉ chứa sóng cơ bản và các sóng hài bậc cao 7,9,11... Có thể xem:

$$u = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t$$

Dùng phương pháp điều biến độ rộng xung có: Kết quả điện áp ra dạng sin và dòng điện ra cũng dạng sin. Ở đây xét tải (R + L) nên dòng trễ pha hơn áp một góc φ .



Hình 1.2: Điều biến độ rộng xung lưỡng cực



Hình 1.1c: Đồ thị biểu diễn các thông số của nghịch lưu cầu 1 pha nguồn áp

Phân tích dạng điện áp trên tải U_t ra chuỗi ta có:

$$U_t = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\omega t}{2k-1}$$

Nếu chỉ lấy thành phần sóng điều hoà cơ bản thì:

$$U_t = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t$$

Và
$$i_t = \frac{U_t}{Z_t} \sin(\omega t - \varphi)$$

Trong đó:

$$Z_t = \sqrt{R_t^2 + X_t^2}$$

$$X_t = \omega \cdot L_t$$

$$\varphi = \arctg \frac{X_t}{R_t}$$

* Dòng trung bình qua điôt là:

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_1} I_m \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = \frac{1}{2\pi} I_m [1 - \cos \varphi]$$

=> Kết hợp với điện áp ngược lớn nhất đặt lên điôt là: $-E$ ta chọn được loại điôt cho sơ đồ tức chọn được D_1, D_2, D_3, D_4

* Dòng trung bình qua van động lực (IGBT):

$$I_T = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi} I_m \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = -\frac{1}{2\pi} I_m (1 + \cos \varphi)$$

Mặt khác ta có:

Điện áp ngược max đặt lên IGBT: $-E$ (V)

Điện áp thuận max đặt lên IGBT: E (V)

=> Ta chọn được IGBT cho sơ đồ thiết kế

3. Bộ nghịch lưu áp 3 pha

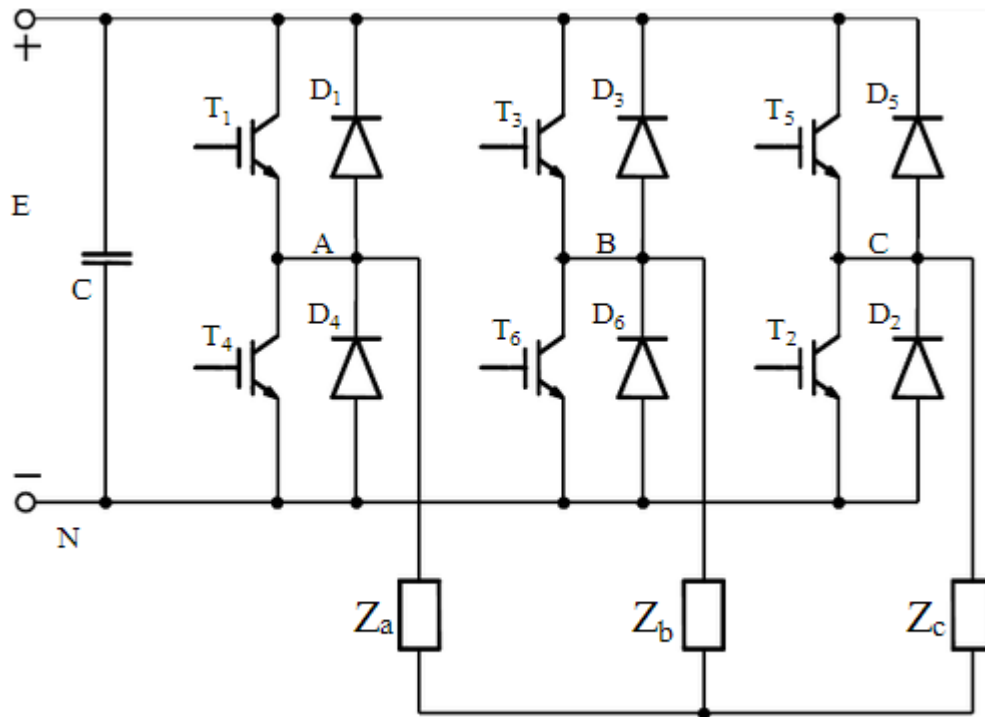
3.1. Cấu tạo và hoạt động

Sơ đồ được ghép từ ba bộ nghịch lưu một pha (hình 1.3a).

Giả thiết:

- Van lý tưởng, đóng mở tức thời.
- Nguồn có nội trở vô cùng nhỏ và dẫn điện theo hai chiều

- Van động lực cơ bản làm việc với độ dẫn điện $\lambda = 180^\circ$.
- Tổng trở các pha $Z_A = Z_B = Z_C$.



Hình 1.3a: Sơ đồ bộ nghịch lưu cầu 3 pha nguồn áp

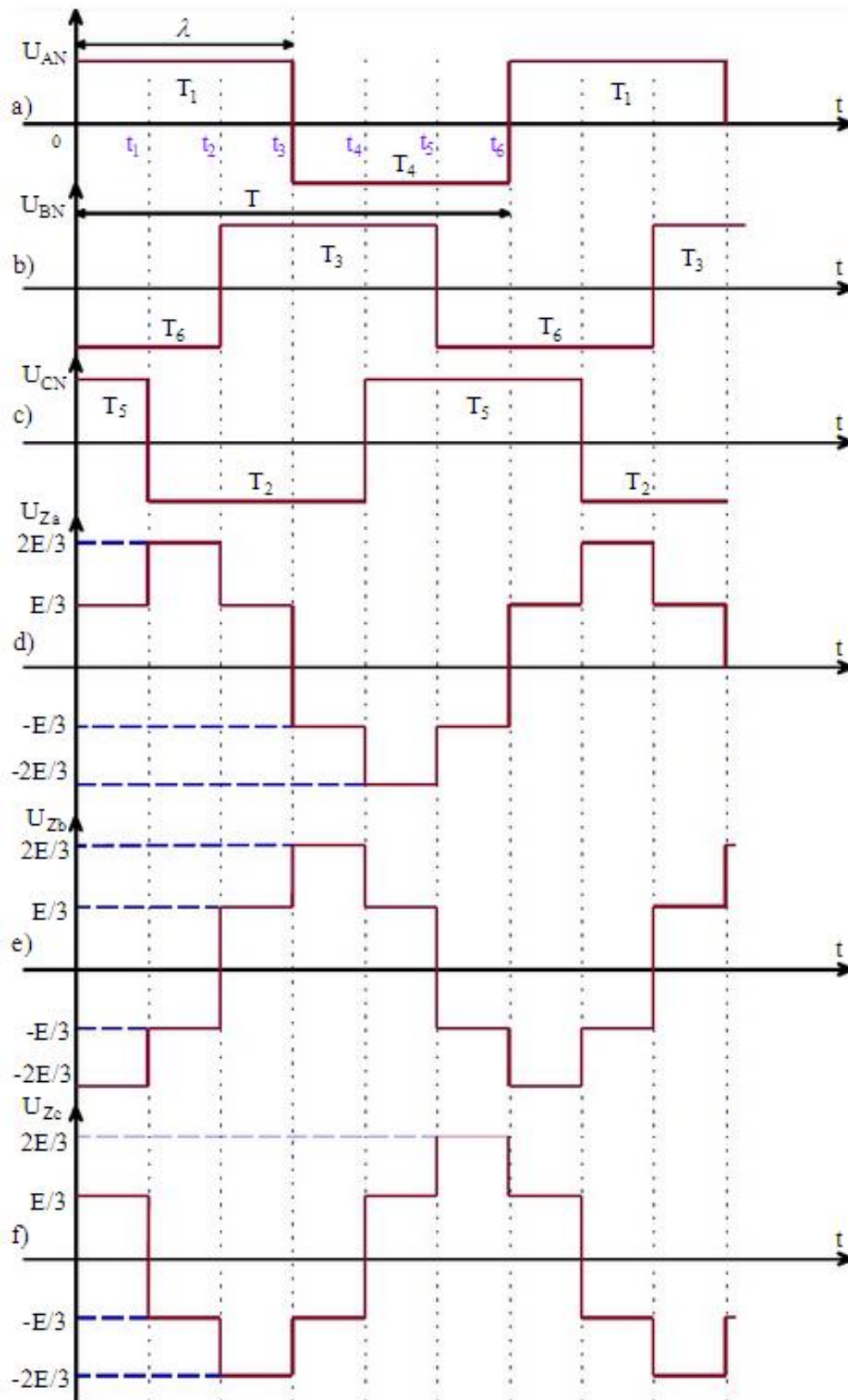
=> Để tạo ra điện áp 3 pha đối xứng, luật dẫn điện của các van phải tuân theo:

- T_1 và T_4 dẫn lệch nhau 180° và tạo ra pha A
- T_2 và T_5 dẫn lệch nhau 180° và tạo ra pha C
- T_3 và T_6 dẫn lệch nhau 180° và tạo ra pha B

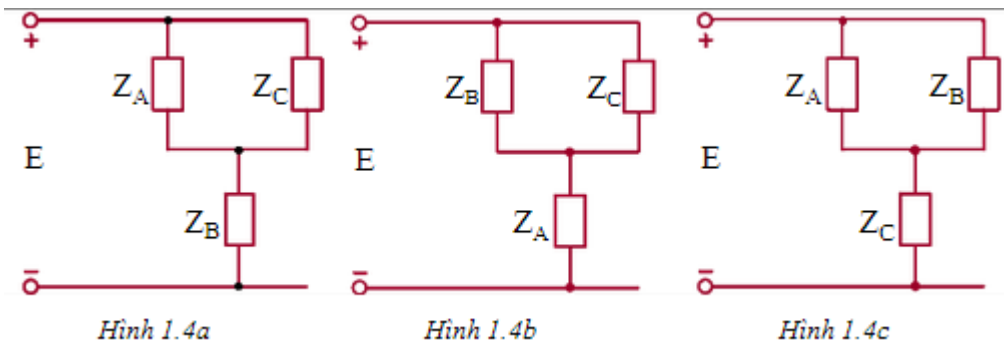
Các pha lệch nhau 120°

Dạng điện áp ra trên tải được xác định như sau:

- * Trong khoảng $0 \rightarrow t_1$: T_1, T_6, T_5 dẫn, sơ đồ thay thế có dạng như hình 1.4a. Từ sơ đồ thay thế ta thấy $U_{ZA} = E/3$.
- * Trong khoảng $t_1 \rightarrow t_2$: T_1, T_2, T_6 dẫn, sơ đồ thay thế có dạng như hình 1.4b. Từ sơ đồ thay thế ta thấy $U_{ZA} = 2E/3$.
- * Trong khoảng $t_2 \rightarrow t_3$: T_1, T_2, T_3 dẫn, sơ đồ thay thế có dạng như hình 1.4c. Từ sơ đồ thay thế ta thấy $U_{ZA} = E/3$.



Hình 1.3b: Luật điều khiển và điện áp trên tải



Hình 1.4a

Hình 1.4b

Hình 1.4c

Giá trị hiệu dụng của điện áp pha là:

$$U_{pha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{pha}^2(\theta) d\theta} = \frac{\sqrt{2}}{3} E$$

Suy ra: $U_A(t) = \frac{2}{3} \cdot \sin \omega t$

$$U_B(t) = \frac{2}{3} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$U_C(t) = \frac{2}{3} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)$$

Giá trị tụ C được tính: $C = \frac{E I_t}{3 R_t \cdot \Delta U_C} (1 - 2 \ln 2)$

3.2. Tính chọn van và điôt

3.2.1. Theo Phương pháp điều khiển sóng vuông

Xét pha A (hình 1.5)

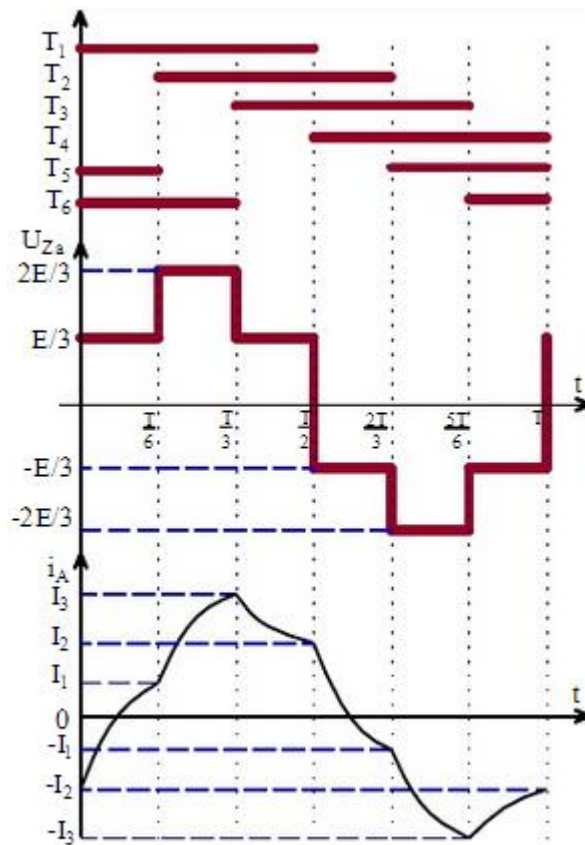
Điện áp pha tải có dạng 6 bậc trong một chu kỳ nên chia chu kỳ ra thành 6 giai đoạn để giải bài toán, lấy giá trị ở cuối giai đoạn này làm sơ kiện cho giai đoạn kế.

Ta có:

Phương trình tổng của dòng pha A trong một giai đoạn:

$$L \frac{di_A}{dt} + R i_A = U_A$$

$$i_A = \frac{U_A}{R} [1 - e^{(-\alpha t)}] + i_A(0) e^{-\alpha t}$$



Hình 1.5

- Giai đoạn 1:

Từ $(0 \div T/6)$ có T_1, T_6, T_5 dẫn và $i_A(0) = -I_2; U_A = E/3$

Ta có:

$$\begin{cases} i_{A1} = \frac{E}{3R}(1 - e^{-at}) + i_A(0).e^{-at} \\ i_{A1}(T/6) = I_1 \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_1 = \frac{E}{3R} \left[1 - e^{-\frac{aT}{6}} \right] - I_2.e^{-\frac{aT}{6}} \quad (1.1)$$

- Giai đoạn 2:

Từ $(T/6 \div T/3)$ có T_1, T_6, T_2 dẫn và $i_A(0) = I_1; U_A = 2E/3$

Ta có:

$$\begin{cases} i_{A2} = \frac{2E}{3R}(1 - e^{-at}) + i_A(0).e^{-at} \\ i_{A2}(T/3) = I_3 \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_3 = \frac{2E}{3R} \left[1 - e^{-\frac{aT}{3}} \right] + I_1.e^{-\frac{aT}{3}} \quad (1.2)$$

- Giai đoạn 3:

Từ $(T/3+T/2)$ có T_1, T_3, T_2 dẫn và $i_A(0) = I_3; U_A = E/3$

Ta có:

$$\begin{cases} i_{A3} = \frac{E}{3R}(1 - e^{-at}) + i_A(0)e^{-at} \\ i_{A3}(T/2) = I_2 \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_2 = \frac{E}{3R} \left[1 - e^{-\frac{aT}{2}} \right] + I_3 \cdot e^{-\frac{aT}{2}} \quad (1.3)$$

Giải hệ 3 phương trình 3 ẩn [(1.1), (1.2), (1.3)]

Thay (1.2) vào (1.3) ta được:

$$I_2 = \frac{E}{3R} \left[1 - e^{-\frac{aT}{2}} \right] + \left[\frac{2E}{3R} + \left(I_1 - \frac{2E}{3R} \right) e^{-\frac{aT}{3}} \right] e^{-\frac{aT}{2}}$$

$$I_2 = \frac{E}{3R} + \frac{E}{3R} e^{-\frac{aT}{2}} + I_1 \cdot e^{-\frac{5aT}{6}} - \frac{2E}{3R} e^{-\frac{5aT}{6}}$$

Thay (1.1) vào:

$$I_2 = \frac{E}{3R} + \frac{E}{3R} e^{-\frac{aT}{2}} + \left[\frac{E}{3R} - \left(\frac{E}{3R} + I_2 \right) e^{-\frac{aT}{6}} \right] e^{-\frac{5aT}{6}} - \frac{2E}{3R} e^{-\frac{5aT}{6}}$$

$$I_2 = \frac{E}{3R} + \frac{E}{3R} e^{-\frac{aT}{2}} - \frac{E}{3R} e^{-\frac{5aT}{6}} - \frac{E}{3R} e^{-aT} - I_2 e^{-aT}$$

$$I_2 = \frac{\frac{E}{3R} + \frac{E}{3R} e^{-\frac{aT}{2}} - \frac{E}{3R} e^{-\frac{5aT}{6}} - \frac{E}{3R} e^{-aT}}{1 + e^{-aT}} \quad (1.4)$$

Thay I_2 vào (1.1) ta có giá trị I_1 :

$$I_1 = \frac{E}{3R} - \left(\frac{E}{3R} + I_2 \right) e^{-aT/6} \quad (1.5)$$

Thay I_1 vào (1.2) ta có giá trị I_3 :

$$I_3 = \frac{2E}{3R} - \left(\frac{2E}{3R} - I_2 \right) e^{-aT/3} \quad (1.6)$$

* Trị trung bình dòng qua điốt:

Xét điốt D_1 :

$$i_{A1} = \frac{E}{3R} \left[1 - e^{(-at)} \right] + i_A(0) e^{-at} = \frac{E}{3R} (1 - e^{-at}) - I_2 e^{-at}$$

Tại thời điểm t_1 có: $i_{A1}(t_1) = 0$ nên: $0 = \frac{E}{3R}(1 - e^{-at_1}) - I_2 \cdot e^{-at_1} \Rightarrow t_1 = \frac{1}{a} \ln \frac{\frac{E}{3R} + I_2}{\frac{E}{3R}}$

Trị trung bình dòng qua điốt D_1 là:

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (-i_{A1}) dt = -\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left[\frac{E}{3R} - \left(\frac{E}{3R} + I_2 \right) e^{-at} \right] dt$$

$$I_{D1} = -f \cdot \frac{E}{3R} \cdot t_1 + f \left(\frac{E}{3R} + I_2 \right) \cdot \frac{1 - e^{-at_1}}{a} \quad (1.7)$$

Điện áp ngược lớn nhất đặt lên điốt là $(-E)$

\Rightarrow Kết hợp với (1.7) ta chọn được điốt cho sơ đồ thiết kế

* Trị trung bình dòng qua IGBT:

Xét cho T_1 :

$$I_T = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{T/6} i_{A1} \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{T/6}^{T/3} i_{A2} \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{T/3}^{T/2} i_{A3} \cdot dt \quad (1.8)$$

Ta có:

$$\int_{t_1}^{T/6} i_{A1} \cdot dt = \int_{t_1}^{T/6} \left[\frac{E}{3R}(1 - e^{-at}) - I_2 \cdot e^{-at} \right] dt = \frac{E}{3R} \left(\frac{T}{6} - t_1 \right) + \left(\frac{E}{3R} + I_2 \right) \cdot \frac{e^{-aT/6} - e^{-at_1}}{a} \quad (1.9)$$

$$\int_{T/6}^{T/3} i_{A1} \cdot dt = \int_{T/6}^{T/3} \left[\frac{2E}{3R}(1 - e^{-at}) + I_1 \cdot e^{-at} \right] dt = \frac{2E}{3R} \left(\frac{T}{3} - \frac{T}{6} \right) + \left(\frac{2E}{3R} - I_1 \right) \cdot \frac{e^{-aT/3} - e^{-aT/6}}{a} \quad (1.10)$$

$$\int_{T/3}^{T/2} i_{A1} \cdot dt = \int_{T/3}^{T/2} \left[\frac{E}{3R}(1 - e^{-at}) + I_3 \cdot e^{-at} \right] dt = \frac{E}{3R} \left(\frac{T}{2} - \frac{T}{3} \right) + \left(\frac{E}{3R} - I_3 \right) \cdot \frac{e^{-aT/2} - e^{-aT/3}}{a} \quad (1.11)$$

Thay (1.9), (1.10), (1.11) vào (1.8) ta được:

$$I_{T1} = \frac{4E}{18R} - \frac{E \cdot t_1}{3RT} + \frac{1}{T} \left(I_1 + I_2 - \frac{E}{3R} \right) \cdot \frac{e^{-aT/6}}{a} - \frac{1}{T} \left(\frac{E}{3R} + I_2 \right) \cdot \frac{e^{-at_1}}{a} + \left(I_3 - I_1 + \frac{E}{3R} \right) \cdot \frac{e^{-aT/3}}{a} - \frac{1}{T} \left(I_3 - \frac{E}{3R} \right) \cdot \frac{e^{-aT/2}}{a}$$

\Rightarrow Từ U_{thmax} , U_{ngmax} và I_T ta chọn được IGBT.

CÂU HỎI ÔN TẬP

Câu 1 Trình bày cấu tạo, nguyên lý làm việc, đặc tính V-A của Thyristor. Có thể thay thế một Triac bằng hai Thyristor nối song song ngược đọc không? So sánh hai tròng hợp nói trên?

Câu 2 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc của mạch điều chỉnh dòng điện xoay chiều một pha. Phân tích dòng điện, điện áp và công suất không chế trên tải?

Câu 3 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc của mạch chỉnh lfu cầu một pha không đối xứng. So sánh dạng sóng điện áp, dòng điện trên tải với chỉnh lfu không điều khiển?

Câu 4 Một trong những ứng dụng của ĐTCS là không chế dòng điện và điện áp xoay chiều. Vẽ sơ đồ, giải thích nguyên lý làm việc. Viết biểu thức điện áp, dòng điện và công suất không chế?

Câu 5 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc của mạch chỉnh lfu một pha hai nửa chu kỳ có điều khiển. So sánh dạng sóng điện áp và dòng điện trên tải với mạch chỉnh lfu không điều khiển?

Câu 6 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc của mạch chỉnh lfu cầu ba pha có điều khiển. Phân tích so sánh dạng sóng điện áp dòng điện trên tải với mạch chỉnh lfu cầu ba pha không điều khiển?

Câu 7 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc của nguồn một chiều đóng cắt nối tiếp bằng Thyristor. Dạng sóng, biểu thức điện áp, dòng điện trên tải ở chế độ làm việc ổn định.

Câu 8 Trình bày sơ đồ khối của nguồn một chiều đóng cắt bằng Transistor. So sánh với bộ nguồn đóng cắt bằng Thyristor?

Câu 9 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc của thiết bị biến đổi dòng điện một pha. Phân tích dạng sóng điện áp và dòng điện trên tải?

Câu 10 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc và đặc tính VA của Thyristor?

Câu 11 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc và đặc tính VA của Triac?

Câu 12 Trình bày các đặc tính chuyển mạch của các linh kiện điện tử công suất?

Câu 13 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc của thiết bị biến đổi điện áp một pha sử dụng cầu 4 Thyristor. Phân tích dạng sóng điện áp và dòng điện trên tải?

Câu 14 Trình bày sơ đồ, nguyên lý làm việc của bộ biến đổi điện áp ba pha. Phân tích dạng sóng điện áp và dòng điện trên tải?

Câu 15 Trình bày cấu tạo, phân loại, nguyên lý làm việc của Diode công suất?

Câu 16 Trình bày các phương pháp kích mở Thyristor?

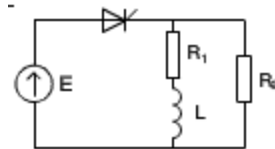
Câu 17 Trình bày các phương pháp tắt dòng Thyristor?

Câu 18 Trình bày sơ đồ, nguyên lí làm việc của mạch chỉnh lfu ba pha hình tia có điều khiển. Phân tích so sánh dạng sóng điện áp dòng điện trên tải với mạch chỉnh lfu ba pha hình tia không điều khiển?

Bài tập:

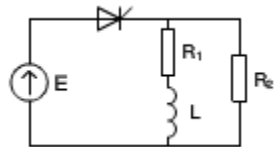
Bài tập 1

Tính độ rộng xung điều khiển để đảm bảo mở Thyristor T160 có dòng duy trì $I_H = 200\text{mA}$. Trong sơ đồ nhf hình vẽ biết $E = 100\text{V}$, $R_1 = 10\Omega$, $L = 50\text{mH}$



Bài tập 2

Thyristor có dòng duy trì $I_H = 350\text{mA}$, cấp cho cuộn dây có thông số $R_1 = 1\Omega$, $L = 0,1\text{H}$. Độ rộng xung điều khiển $t_x = 50\mu\text{s}$. Kiểm tra điều kiện mở. Biết $E_m = 220\sqrt{2}\text{V}$. Tính điện trở mồi R_2 và công suất tiêu tán trên R_2 mắc song song với tải?



Bài tập 3

Bộ chỉnh lfu Diode nhf hình vẽ nối với nguồn có $u = 240\text{V}$, $f = 50\text{Hz}$, bỏ qua điện áp rơi trên Diode. Xác định dạng sóng điện áp U_d , dòng điện I_d khi tải thuần trở $R = 10\Omega$ và khi tải R-L với $L = 0,1\text{H}$, $R = 10\Omega$

Bài tập 4

Một động cơ điện một chiều điện áp 12V đợc cấp bởi một mạch chỉnh lfu cầu một pha có điều khiển hoàn toàn. Điện áp lờĩ U_1 dao động trong khoảng $80\%U_H$ đến $105\%U_H$. Tính điện áp ra U_2 và góc mở α của các Thyristor để điện áp ra không đổi bằng điện áp định mức động cơ. Bỏ qua điện áp rơi trên các phần tử. Biết $K_u = 13$.

Bài tập 5

Một cầu chỉnh lfu một pha có điều khiển cung cấp điện áp cho tải là 12V . Biên áp nguồn có $U_{1H} = 220\text{V}$, $U_{2H} = 15\text{V}$. Tính độ dao động điện áp cho phép để tải có điện áp cung cấp là không đổi. Biết rằng góc mở tối đa của Thyristor là 90° điện, điện áp nguồn dao động không vượt quá $+5\%$. Bỏ qua điện áp rơi trên các phần tử

Bài tập 6

Một cầu chỉnh lưu một pha có điều khiển cung cấp cho tải điện áp 12V. Biến áp nguồn có điện áp $U_{1H} = 220$, $U_{2H} = 15$ V. Tính góc mở f để điện áp ra phù hợp với tải. Độ dao động điện áp lưới tối đa là bao nhiêu để điện áp ra vẫn bằng điện áp định mức động cơ.

Bài tập 7

Một động cơ điện một chiều điện áp 220V được cung cấp điện áp từ một bộ chỉnh lưu cầu ba pha bán điều khiển. Để khởi động động cơ người ta tiến hành thay đổi điện áp đặt trên động cơ từ $70\%U_d$ đến $100\%U_d$. Tính góc mở f để thỏa mãn yêu cầu trên

Bài tập 8

Một động cơ điện một chiều được cung cấp điện áp từ một bộ chỉnh lưu cầu ba pha không điều khiển điện áp dây 380V, $f = 50$ Hz thông qua một bộ điều chỉnh điện áp bằng phương pháp đóng cắt mắc nối tiếp bởi Thyristor (bộ xung áp đơn). Để mở máy người ta tiến hành tăng dần điện áp đặt trên động cơ từ $70\%U_{đc}$ đến $100\%U_{đc}$ ($U_{đc} = 220$ V). Tính thời gian đóng T_1 và thời gian cắt T_2 của Thyristor để thỏa mãn yêu cầu trên nếu biết tần số đóng cắt $f = 400$ Hz?

Bài tập 9

Một mạch chỉnh lưu ba pha hình tia điện áp pha 220V, $f = 50$ Hz cung cấp điện áp cho một tải hỗn hợp có $R = 1,2f$ và một nguồn một chiều có điện áp $E = 155,5$ V. Vẽ dạng sóng điện áp và dòng điện trên tải. Tính dòng điện trung bình I_d biết rằng góc mở f của Thyristor là 60° điện.

Bài tập 10

Một bộ chỉnh lưu hình tia một pha một nửa chu kỳ có Do cung cấp cho tải có điện cảm lớn tiêu thụ dòng điện 15A từ nguồn xoay chiều 240V. Bỏ qua điện áp rơi trên Diode và Thyristor tính điện áp trung bình trên tải khi góc mở $f = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ, \text{ và } 180^\circ$. Xác định các đại lượng đặc trưng của Diode và Thyristor trong trường hợp này.

Bài tập 11

Một bộ chỉnh lưu hình tia một pha một nửa chu kỳ có Do cung cấp điện áp thấp cho tải từ nguồn xoay chiều 20V. Giả thiết dòng điện đi qua tải là liên tục. Tính điện áp trung bình trên tải khi góc mở $f = 60^\circ$, có kể đến điện áp rơi là 1,5V đối với Thyristor và 0,7V đối với Diode

Bài tập 12

Một bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn có điện áp nguồn là 220V(điện áp dây). Giả thiết dòng điện tải là bằng phẳng điện áp rơi trên Thyristor là 1,5V. Xác định điện áp trung bình trên tải khi góc mở $f = 0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ và 90° vẽ dạng sóng điện áp khi góc mở $f = 75^\circ$.

Bài tập 13

Một bộ chỉnh lưu cầu ba pha bán điều khiển có điện áp nguồn $U_2 = 110V$ cung cấp cho tải là 1 động cơ điện một chiều có $P_d = 12,85kW$, $L_d = f$, $R_d = 1,285f$. Tính góc mở f , giá trị trung bình của dòng tải I_d , dòng IT và dòng ID?

Bài tập 14

Một bộ chỉnh lưu cầu một pha có điều khiển cung cấp điện áp cho một tải điện cảm từ nguồn xoay chiều 120V. Xác định điện áp trung bình của tải khi góc mở $f = 0^\circ, 45^\circ$ và 90° . Giả thiết dòng điện tải là liên tục, điện áp rơi trên mỗi Thyristor là 1,5. Tính điện áp ngược trên từng Thyristor.

Bài tập 15

Đặt điện áp $U_2 = 100V$ vào bộ chỉnh lưu cầu một pha bán điều khiển với $R = 1f$, $L = f$, $f = 60^\circ$. Tính giá trị trung bình của điện áp tải U_d , dòng điện trên các Thyristor và dòng điện tải. Tính điện áp ngược max trên từng Thyristor.

Bài tập 16

Hãy tính tốc độ tăng dòng di/dt khi Thyristor mở trong hai sơ đồ sau. Biết $E = 100V$; $L = 10mH$, $C = 100\mu F$; $U_c(0) = 0$.

Bài tập 17

Một bộ chỉnh lưu hình tia ba pha điều khiển mắc vào tải chứa $R = 10f$, $E = 50V$, L rất lớn làm dòng điện tải liên tục và bằng phẳng. Điện áp nguồn cung cấp xoay chiều ba pha có trị hiệu dụng $U_2 = 220V$, $f = 50Hz$. Mạch ở trạng thái xác lập.

- Tính trị trung bình của điện áp chỉnh lưu và dòng chỉnh lưu khi góc điều khiển $f = 60^\circ$
- Tính công suất trung bình của tải
- Tính trị trung bình dòng qua mỗi linh kiện
- Tính trị trung bình dòng qua mỗi pha nguồn e, Tính hệ số công suất nguồn

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Đề cương môđun/môn học nghề Sửa chữa thiết bị điện tử công nghiệp”, *Dự án Giáo dục kỹ thuật và Dạy nghề (VTEP), Tổng cục Dạy Nghề, Hà Nội, 2003*
- [2] Power electronic - *Heinz- Piest-Institut fur. Handwekstechnik at the University of Hannover*
- [3] Leistungelektronik - *Rainer Felderhoff*
- [4] Điện tử công suất và điều khiển động cơ điện. *Cyril W. Lander*
- [5] Điện tử công suất-Nguyễn Bính: *NXB Khoa học kỹ thuật 2005*
- [6] Điện tử công suất-Nguyễn Tấn Phước: *nxb khoa học kỹ thuật 2004*

