

BỘ LAO ĐỘNG THƯƠNG BINH – XÃ HỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT VĨNH LONG
KHOA ĐIỆN – ĐIỆN TỬ



GIÁO TRÌNH

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

ThS. Lâm Minh Dũng

Vĩnh Long, 2016

LỜI NÓI ĐẦU

Học phần Điện tử công suất được xem là học phần nền tảng của ngành Điện-Điện tử, vì vậy việc biên soạn giáo trình là rất cần thiết nhằm phục vụ hiệu quả việc đào tạo nguồn nhân lực cũng như trang bị cho sinh viên những kiến thức về điện tử công suất. Giáo trình được dùng làm tài liệu học tập cho sinh viên các ngành Công nghệ kỹ thuật Điện - Điện tử, Công nghệ kỹ thuật Điện tử truyền thông, Công nghệ kỹ thuật Tự động hóa. Giáo trình bám sát chương trình đào tạo của trường Đại học sư phạm kỹ thuật Vĩnh Long nhằm giúp cho sinh viên đạt được các mục tiêu của học phần. Đảm bảo chuẩn kiến thức, kỹ năng và chuẩn đầu ra đã ban hành.

Nội dung giáo trình bao gồm 5 chương

- Chương 1 trình bày tổng quan về điện tử công suất
- Chương 2 trình bày về chỉnh lưu
- Chương 3 trình bày về bộ băm áp
- Chương 4 trình bày về bộ biến đổi AC
- Chương 5 trình bày bộ nghịch lưu và biến tần.

Để học tốt học phần này, Sinh viên cần có kiến thức về mạch điện, các định luật và các phương pháp giải mạch điện, điện tử cơ bản, kỹ thuật xung số.

Ngoài ra giáo trình này còn giúp các Giảng viên thống nhất nội dung giảng dạy học phần Điện tử công suất, làm cơ sở để xây dựng ngân hàng đề thi chung.

Khi biên soạn, chúng tôi đã tham khảo các giáo trình và tài liệu giảng dạy học phần này của một số trường đại học trong và ngoài nước để giáo trình vừa đạt yêu cầu về nội dung vừa thích hợp với đối tượng là sinh viên của trường Đại học sư phạm kỹ thuật Vĩnh Long. Trong quá trình biên soạn, chúng tôi nhận được sự đóng góp ý kiến rất quý báu và sự hỗ trợ của các đồng nghiệp trong khoa Điện – Điện tử và một số đồng nghiệp khác.

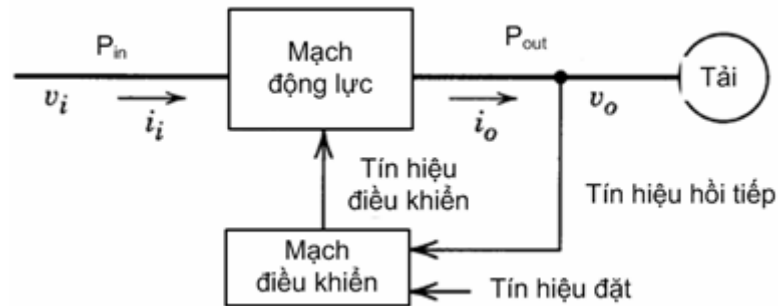
Mặc dù đã hết sức cố gắng để giáo trình được hoàn chỉnh, song chắc chắn không tránh khỏi sai sót. Nhóm biên soạn rất mong nhận được sự góp ý của độc giả.

Nhóm tác giả

Chương 1: TỔNG QUAN VỀ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

Định nghĩa về điện tử công suất: Dùng để chuyển đổi, tức là để xử lý và kiểm soát dòng chảy của năng lượng điện bằng cách cung cấp điện áp và dòng được tối ưu phù hợp với từng loại tải sử dụng.

+ Sơ đồ khối cơ bản như hình 1.1



Hình 1.1

+ Sơ đồ gồm các khối:

- Công suất ngõ vào
- Công suất ngõ ra
- Khối công suất
- Khối điều khiển

+ Các hệ thống chuyển đổi công suất:

Dùng để chuyển đổi năng lượng điện từ dạng này sang dạng khác: Ví dụ như từ nguồn đến tải:

- Hiệu suất cao
- Đáp ứng nhanh
- Độ tin cậy cao
- Chi phí thấp
- Kích thước nhỏ
- Trọng lượng nhẹ(gọn) nhất

+ Các ứng dụng tĩnh:

- Mô hình ứng dụng tĩnh là mô hình không xoay hoặc không di chuyển các thành phần cơ khí

- Ví dụ:

- Nguồn điện DC, nguồn điện liên tục, máy phát điện và truyền tải (HVDC), mạ điện, hàn, sưởi ấm, làm mát, chần lưu điện tử

+ Các ứng dụng truyền động:

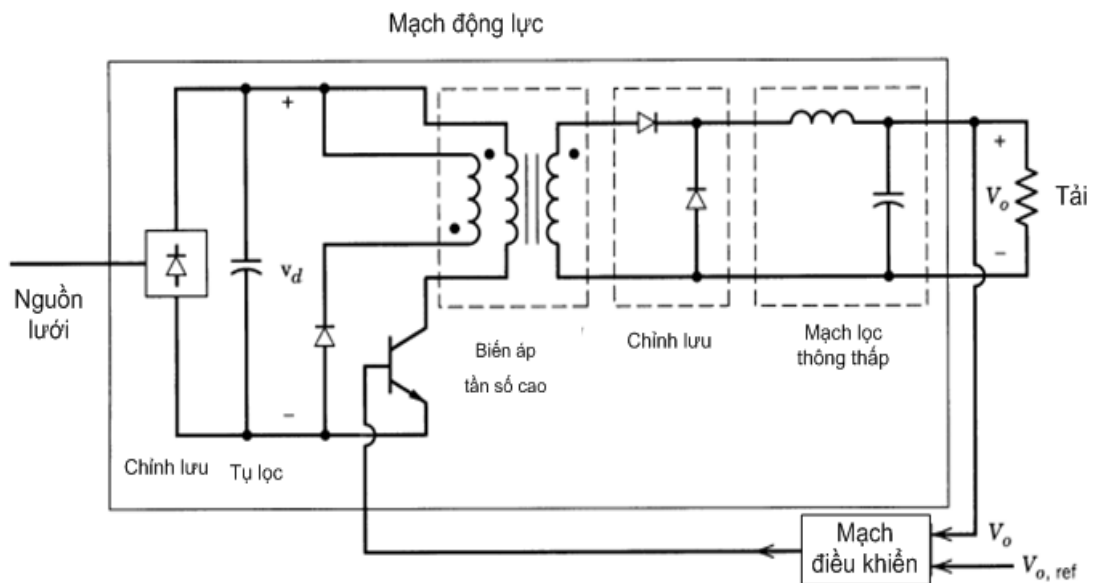
- Mô hình động chứa thành phần di chuyển hoặc xoay như động cơ.

- Ví dụ:

- Xe điện, hệ thống điều hòa nhiệt độ, máy bơm, máy nén, băng tải Belt (Nhà máy tự động hóa).

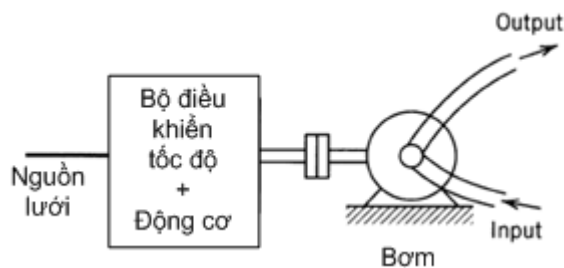
Các ví dụ ứng dụng:

- Nguồn ổn áp xung như hình 1.2



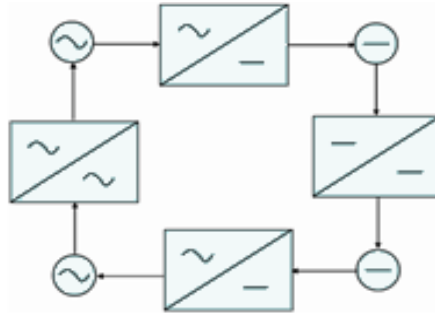
Hình 1.2

- Bộ truyền động công suất như hình 1.3



Hình 1.3

- Các bộ chuyển đổi công suất công suất được mô tả như hình 1.4



Hình 1.4

Hình 1.4 bao gồm 4 kỹ thuật chuyển đổi cốt lõi nhất của điện tử công suất đó là

- AC chuyển đổi thành DC: Chỉnh lưu
- DC chuyển đổi thành DC: Chuyển đổi một chiều sang một chiều
- DC chuyển đổi thành AC: Nghịch lưu
- AC chuyển đổi thành AC: Chuyển đổi điện AC

Trong công nghiệp, ngoài tải riêng ra, phần lớn mạch điện tử công suất là điều khiển động cơ để thực hiện các yêu cầu của tải.

Trong chương này chúng ta khảo sát các nội dung sau:

- Các đại lượng đặc trưng về điện: trị trung bình, trị hiệu dụng, công suất...
- Các linh kiện công suất giao hoán có những đặc tính sau
 - Tốc độ giao hoán nhanh
 - Giảm thiểu công suất tiêu tán
 - Cho phép điều khiển các tải nặng (dòng tải lớn hay điện trở tải nhỏ)
 - Có gắn các bộ vi xử lý, vi điều khiển hoặc PLC
- Các linh kiện công suất giao hoán thông dụng là: Diode, Transistor, Mosfet, SCR, TRIAC, GTO, SCS, IGBT, MCT...

1.1 Các đại lượng đặc trưng:

1.1.1 Giá trị trung bình:

Gọi $i(t)$ là hàm biến thiên tuần hoàn theo thời gian với chu kỳ T_p . Giá trị trung bình của đại lượng $i(t)$, viết tắt là I_{AV} (AV: average là giá trị trung bình) được xác định bởi hệ thức:

$$I_{AV} = \frac{1}{T_p} \int_{t_0}^{t_0+T_p} i(t) dt \quad (1.1)$$

Với t_0 là thời điểm đầu của chu kỳ được lấy tích phân. Các đại lượng thông dụng được tính trung bình bao gồm

- Tính trị trung bình của dòng điện I_{AV}
- Tính trị trung bình của điện áp U_{AV}
- Tính trị trung bình của công suất P_{AV}

Nếu dòng qua tải có giá trị không đổi trong cả chu kỳ. Công suất trung bình có thể tính bởi hệ thức:

$$P_d = U_d I_d \quad (1.2)$$

Các trường hợp đặc biệt:

a. Tải R

Quan hệ giữa điện áp và dòng điện tức thời qua điện trở R là:

$$u_R = RI_R \quad (1.3)$$

Lấy trị trung bình hai vế ta được:

$$U_{RAV} = RI_{RAV} \quad (1.4)$$

b. Tải L

Quan hệ giữa điện áp và dòng điện tức thời qua cảm L là:

$$u_L = L \frac{di_t}{dt} \quad (1.5)$$

c. Tải R-L

$$U_{LAV} = 0 \quad (1.6)$$

$$\text{Tương tự: } U_z = Ri_z + L \frac{di_z}{dt} \quad (1.7)$$

$$\text{Trị áp trung bình: } U_{ZAV} = RI_{ZAV} + U_{LAV} = RI_{ZAV} \quad (1.8)$$

$$\text{Từ đó: } I_{ZAV} = U_{ZAV}/R$$

Trị trung bình dòng không phụ thuộc vào giá trị L mà chỉ phụ thuộc vào R và điện áp U_z

d. Tải R-L-E

$$U_z = Ri_z + L \frac{di_z}{dt} + E \quad (1.9)$$

Với E là suất điện động không đổi $E = \text{const.}$

$$U_{ZAV} = RI_{ZAV} + E \quad (1.10)$$

1.1.2 Giá trị hiệu dụng

Giả thiết đại lượng $i(t)$ biến thiên theo thời gian, theo một hàm tuần hoàn với chu kỳ T_p hoặc với chu kỳ theo góc $X_p = \omega T_p$. Giá trị trung bình của đại

lượng $i(t)$ được tính theo công thức

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_P} \int_{t_0}^{t_0+T_P} i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{X_P} \int_{x_0}^{x_0+X_P} i^2 dx} \quad (1.11)$$

Chỉ số RMS: Root Mean Square – giá trị hiệu dụng

1.1.3 Công suất

Công suất tức thời của một tải tiêu thụ được xác định bằng tích điện áp và dòng điện tức thời dẫn qua nó.

$$p(t) = u(t) \cdot i(t)$$

Công suất trung bình

$$P_{AV} = \frac{1}{T_P} \int_{t_0}^{t_0+T_P} p(t) dt = \frac{1}{T_P} \int_{t_0}^{t_0+T_P} u(t) i(t) dt \quad (1.12)$$

Nếu dòng qua tải không đổi thì

$$P_{AV} = U_{AV} \cdot I = U_{AV} \cdot I_{AV} \quad (1.13)$$

Nếu điện áp đặt trên tải không đổi thì

$$P_{AV} = U \cdot I_{AV} = U_{AV} \cdot I_{AV} \quad (1.14)$$

$$\text{Tải L: } P_{AV} = 0 \quad (1.16)$$

$$\text{Tải C: } P_{AV} = 0 \quad (1.17)$$

1.1.4 Hệ số công suất

Hệ số công suất PF định nghĩa cho một tải tiêu thụ, như là tỉ số giữa công suất tiêu thụ thực tế trên tải P và công suất biểu kiến S của nguồn cung cấp cho tải đó.

$$pf = \frac{P}{S} \quad (1.18)$$

Trong trường hợp đặc biệt của nguồn áp dạng sin và tải tuyến tính chứa các phần tử như R, L, C không đổi và suất điện động dạng sin cùng tần số của nguồn

áp với góc lệch pha có độ lớn bằng Φ . Ta có công thức tính hệ số công suất như

sau:

$$P = mUI \cos \Phi$$

$$S = mUI$$

$$Pf = \frac{P}{S} = \cos \Phi \quad (1.19)$$

Trong đó U , I là các giá trị hiệu dụng của điện áp và dòng điện qua tải, m là tổng số pha.

Các bộ biến đổi công suất là những thiết bị có tính phi tuyến. Giả sử nguồn cung cấp

dạng sin và dòng điện qua nó có dạng tuần hoàn không sin. Dựa vào phân tích Fourier áp dụng cho dòng điện i , ta có thể tách dòng điện thành các sóng hài cơ bản i_1 cùng tần số với nguồn áp và các sóng hài bậc cao $i_2, i_3, \dots$ dễ dàng thấy rằng sóng điện áp nguồn và sóng hài cơ bản của dòng điện tạo nên công suất tiêu thụ của tải

$$P = P_1 = mUI_1 \cos \Phi_1 \quad (1.20)$$

Trong đó Φ_1 là góc lệch pha giữa điện áp và dòng điện hài cơ bản. Các sóng hài bậc cao tạo nên công suất ảo

Ta có:

$$\begin{aligned} S^2 &= (mUI)^2 = m^2 U^2 (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots) \\ S^2 &= m^2 U^2 I_1^2 + m^2 U^2 \sum_{j=2}^{\infty} I_j^2 \\ &= m^2 U^2 I_1^2 \cos^2 \varphi_1 + m^2 U^2 I_1^2 \cos^2 \varphi_2 + m^2 U^2 \sum_{j=2}^{\infty} I_j^2 \\ S^2 &= P^2 + Q^2 + D^2 \end{aligned} \quad (1.21)$$

Với: $P = mUI_1 \cos \Phi_1$: là công suất tiêu thụ trên tải

$Q = mUI_1 \sin \Phi_1$: là công suất phản kháng (công suất ảo do sóng hài cơ bản của dòng điện tạo nên)

$$D = \sqrt{m^2 U^2 \sum_{j=2}^{\infty} I_j^2} \quad (1.22)$$

D : là công suất biến dạng (công suất ảo do các sóng hài bậc cao của dòng điện tạo nên)

Khái niệm biến dạng (Deformative) xuất hiện từ ý nghĩa của các sóng dòng điện này đi vào lưới điện tạo nên sụt áp trên các nội trở của nguồn, từ đó sóng áp thực tế cấp cho tải bị méo dạng.

Từ đó ta rút ra biểu thức tính hệ số công suất theo các thành phần công suất như sau:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.23)$$

Các cách tăng hệ số công suất

- Giảm Q : Công suất ảo của sóng hài cơ bản, có nghĩa là thực hiện bù công suất phản kháng. Các biện pháp thực hiện như bù bằng tụ điện, bù bằng máy điện đồng bộ kích từ dư hoặc dùng thiết bị hiện đại bù bán dẫn.
- Giảm D : Công suất ảo của sóng hài bậc cao. Tùy theo phạm vi hoạt động của dải tần số của sóng hài bậc cao được bù ta có thể phân biệt các biện pháp sau

đây

- Lọc sóng hài: Áp dụng cho các sóng hài bậc cao, lớn hơn các sóng hài cơ bản đến giá trị khoảng hàng KHz. Có thể sử dụng các mạch lọc cộng hưởng LC. Ví dụ dùng mạch lọc LC cộng hưởng với sóng hài bậc 5,7,9,11... mắc song song với nguồn cần lọc

- Khử nhiễu: Áp dụng cho các sóng hài bậc cao có tần số khoảng KHz đến hàng MHz. Các sóng tần số cao này phát sinh từ các mạch điều khiển phát sóng với tần số cao hoặc do quá trình đóng ngắt các linh kiện công suất. Các sóng hoạt động trong các mạch điện có khả năng phát sóng điện trường lan truyền vào môi trường và tạo nên tác dụng gây nhiễu cho các thiết bị xung quanh, thậm chí gây nhiễu cho chính bản thân mạch điều khiển các thiết bị công suất. Các thiết bị biến đổi công suất thường phải trang bị khử nhiễu nghiêm ngặt. Một trong các biện pháp sử dụng là dùng tụ, dùng biện pháp bọc kim dây dẫn hoặc dùng lưới chống nhiễu cho thiết bị

- Ngoài ra, có thể dẫn giải hệ thức hệ số công suất theo hệ thức sau

$$pf = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 \quad (1.24)$$

- Độ méo dạng THD: (Total Harmonic Distortion)

Là đại lượng để đánh giá tác dụng sóng hài bậc cao (bậc 2, 3...) xuất hiện trong nguồn điện cho bởi hệ thức sau

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^m I_j^2}}{I_1} \cdot 100[\%] \quad (1.25)$$

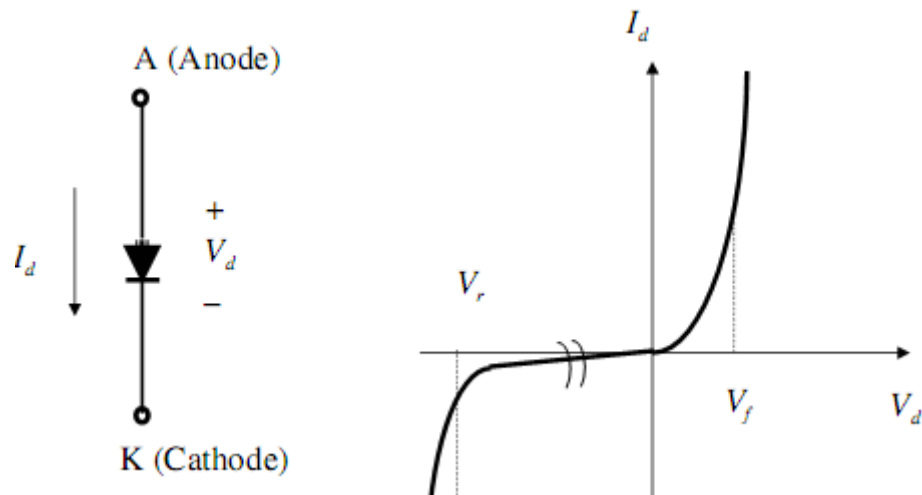
Trong đó I_j là trị hiệu dụng của sóng hài bậc j , $j \geq 2$ và I_1 là trị hiệu dụng dòng điện nguồn

1.2 Linh kiện điện tử công suất

1.2.1 Diode công suất

Diode công suất hoạt động giống như diode công suất nhỏ (nối p-n) nhưng với dòng điện lớn từ vài chục đến vài trăm Ampe.

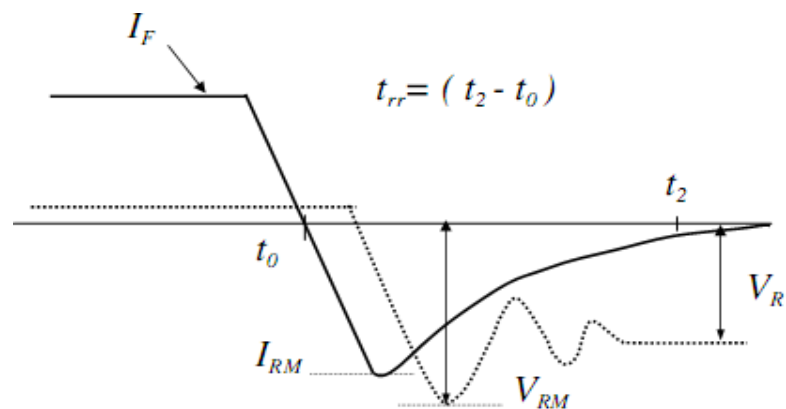
Ký hiệu và đặc tuyến như hình 1.5



Hình 1.5

- Thời gian hồi phục

Khi diode đang dẫn lập tức chuyển sang trạng thái ngưng, diode không thể ngưng ngay mà có thời gian chuyển tiếp do sự hồi phục của các hạt tải trong nối p-n làm dòng và áp có dạng như hình 1.6



Hình 1.6

- t_{rr} (thời gian hồi phục nghịch): là thời gian khi dòng điện giảm từ trị số 0 đến trị số I_{RM} rồi lại trở về trị số 0. Thời gian t_{rr} có giá trị từ vài ns $\rightarrow$ μ s ,

$$t_{rr} = t_2 - t_0$$

- t_2 thời gian tích trữ, khi điện thế giảm nhanh từ thuận đến nghịch nhưng số hạt tải điện vẫn còn di chuyển trong vùng hiếm làm dòng điện thay đổi từ trị số 0 đến trị số I_R .
- t_0 thời gian chuyển tiếp, là thời gian dòng điện chuyển đổi từ trị số I_{RM} về trị số hay một trị số tối thiểu I_0 nào đó tùy theo loại diode.
- Đối với các diode có thời gian hồi phục nhanh, ta có thể xem đường cong hồi

phục như một tam giác và tính được

Điện tích tích trữ

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} I_{RM} t_{rr} \quad (1.26)$$

Với $I_{RM} = \left(\frac{\partial i_D}{\partial t} \right) t_s$

- Suy ra thời gian hồi phục nghịch $t_{rr} = \frac{2Q_{rr}}{\left(\frac{\partial i_D}{\partial t} \right) t_s}$

- Các trường hợp giới hạn :

Trường hợp $t_t = 0$ hay $t_s = t_{rr}$ (giao hoán nhanh)

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{\frac{\partial i_D}{\partial t}}}; I_{RM} = \sqrt{\left[2Q_{rr} \left(\frac{\partial i_D}{\partial t} \right) \right]} \quad (1.27)$$

Trường hợp $t_s = t_t = t_{rr}/2$

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{4Q_{rr}}{\frac{\partial i_D}{\partial t}}}; I_{RM} = \sqrt{\left[Q_{rr} \left(\frac{\partial i_D}{\partial t} \right) \right]} \quad (1.28)$$

Khi điện thế biến thiên ở tần số cao $f = 100\text{kHz}$, thì diode bình thường không còn hoạt động ở chế độ giao hoán nữa (do có sự chuyển đổi trạng thái nhanh).

• Công suất thất thoát của diode công suất

Tương tự như đã tính ở trên ta có công suất tiêu tán tổng cộng bằng

$$P_T = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW} \quad (1.29)$$

Với:

$$P_{ON} = V_F I_F \frac{t_{ON}}{T}$$

$$P_{OFF} = V_R I_R \frac{t_{OFF}}{T}$$

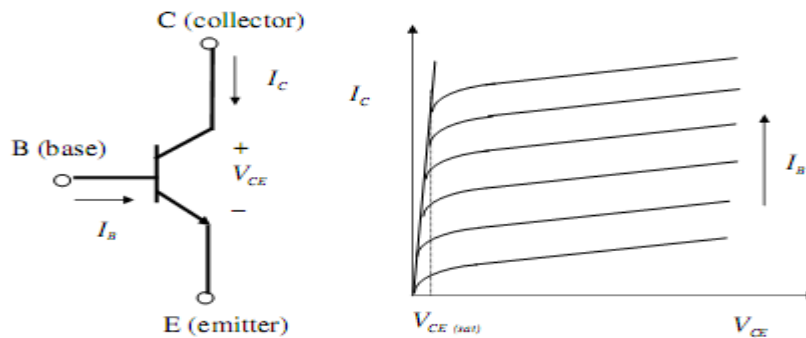
$$P_{sw} = P_{swon} + P_{swoff} = \frac{1}{6} V_{F(\max)} I_{F(\max)} (t_{swon} + t_{swoff}) f$$

1.2.2 Transistor công suất:

a. BJT (Bipolar Junction Transistor)

Để chịu được dòng điện rất lớn, transistor phải có điện tích trong vùng phát thật lớn, do đó các transistor công suất này được thiết kế với độ rộng vùng phát hẹp (để giảm thiểu điện trở nền ký sinh) và có cấu trúc xen kẽ (interdigitated structure) của nhiều

cực nền và cực phát, điện trở cực phát rất nhỏ. Kí hiệu và đặc tuyến như hình 1.7



Hình 1.7: Kí hiệu BJT và đặc tuyến v-i

- Đặc tính của transistor công suất
- Độ lợi dòng nhỏ (20 – 100) và tùy thuộc vào dòng thu I_C và nhiệt độ.

Dòng thu càng lớn độ lợi dòng càng nhỏ.

- Ngoài hiện tượng huỷ thác do phân cực nghịch ra còn có hiện tượng huỷ thác thứ cấp do transistor hoạt động ở điện thế và dòng điện lớn.
- Công suất thất thoát

Cách tính toán như trên với các lưu ý sau

- Khi transistor dẫn bão hoà, ta có:

$$P_{ON} = (V_{CEhh} I_{CM} + V_{BEhh} I_B) \frac{t_{ON}}{T} \approx V_{CEhh} I_{CM} \frac{t_{ON}}{T} \quad (1.30)$$

- Khi transistor ngưng dẫn và dòng rỉ I_r rất bé, ta có:

$$P_{OFF} = V_{CC} I \frac{t_{OFF}}{T} \quad (1.31)$$

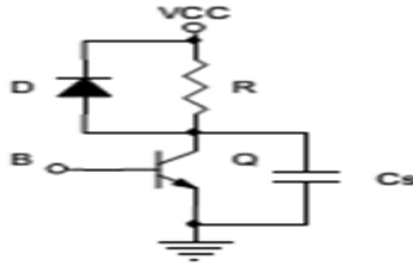
- Khi giao hoán, ta có:

$$W_{sw} = W_{swon} + W_{swoff} = \frac{1}{6} V_{CEM} I_{CM} (t_{swon} + t_{swoff}) \quad (1.32)$$

- Vậy công suất tiêu tán tổng cộng của transistor bằng

$$P_{Tb} = (P_{ON} t_{ON} + P_{OFF} t_{OFF} + W_{swon} + W_{swoff}) f \quad (1.33)$$

- Mạch bảo vệ Transistor

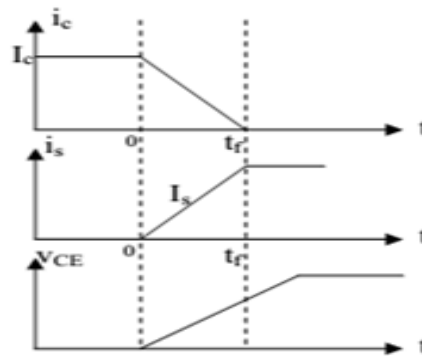


Hình 1.8

Để tránh nối C-E chịu điện thế quá lớn khi transistor chuyển trạng thái từ dẫn đến ngưng ta mắc thêm mạch hỗ trợ theo như hình 1.8

Khi transistor dẫn, điện thế V_{CEbh} rất bé, tụ C_S xả (vì trước đó đã nạp đầy), transistor hoạt động bình thường.

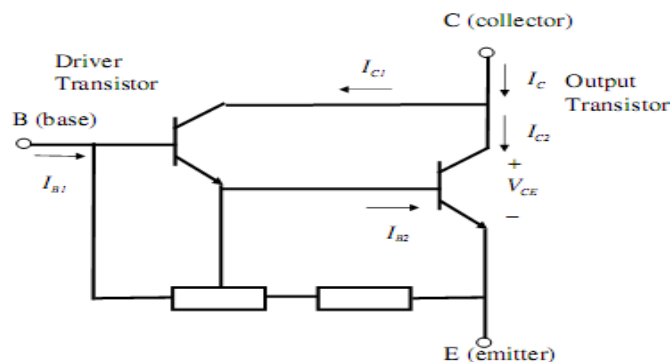
Khi transistor lập tức chuyển sang ngưng, điện thế cực thu tăng nhưng không tăng nhanh đột ngột mà tăng từ từ do tụ C_S nạp điện, và giữ V_{CE} gần như không đổi sau khi tụ nạp đầy. Nhờ đó Transistor không bị phá hủy vì điện thế cao và dòng lớn hình 1.9



Hình 1.9

BJT ghép Darlington như hình 1.10

Thường được sử dụng khi yêu cầu có độ lợi dòng cao



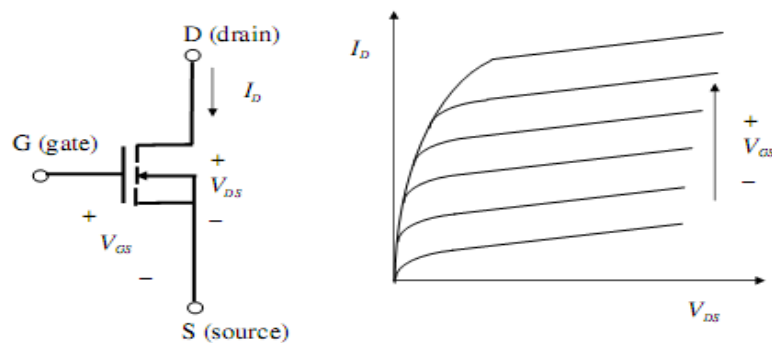
Hình 1.10

$$\begin{aligned}
\beta &= \frac{I_C}{I_{B1}} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} + \frac{I_{C2}}{I_{B1}} \\
&= \beta_1 + \left(\frac{I_{C2}}{I_{B2}} \right) \cdot \left(\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right) = \beta_1 + \beta_2 \cdot \left(\frac{I_{B1} + I_{C1}}{I_{B1}} \right) \\
&= \beta_1 + \beta_2 \cdot (1 + \beta_1) \\
\Rightarrow \beta &= \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2
\end{aligned}$$

b. MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

Mosfet công suất có cấu trúc chữ V (còn gọi là VMOSFET) để cấp dòng lớn hình 1.11. Thành phần của VMOS được đưa ra là do hiện tượng dòng máng nguồn chảy thẳng đứng do cấu trúc của nó gây ra. Cực máng bây giờ được đặt trên một mảnh vật liệu bán dẫn được gắn thêm vào. Điều này cho phép cực máng của mosfet được đặt với các cánh tỏa nhiệt để có thể phân tán nhiệt tỏa ra từ linh kiện. Cổng có dạng hình V điều khiển hai mosfet, mỗi transistor nằm hai bên khe lõm. Bằng cách làm song song hai chân cực S, khả năng dòng tăng gấp đôi. VMOS không đối xứng vì thế D và S không thể thay thế cho nhau như mosfet công suất thấp. Các loại fet cổ điển giới hạn dòng khoảng vài mA, nhưng VMOS có khả năng cấp dòng đến 100A. Như vậy nó có khả năng chịu được công suất lớn hơn nhiều so với fet cổ điển.

Các linh kiện VMOS có thể áp dụng tốt các ứng dụng ở tần số cao, công suất lớn. Đồng thời có ưu điểm là có hệ số nhiệt độ âm nên tránh được hiện tượng trôi nhiệt, dòng rỉ rất nhỏ và chúng còn có khả năng thực hiện chuyển mạch ở tốc độ cao. VMOS có thể có các khoảng cách giữa các đường đặc tuyến bằng nhau theo các giá trị bằng nhau của áp cổng, vì thế nó có thể sử dụng giống như BJT cho các mạch khuếch đại tuyến tính công suất cao



Hình 1.11

Kí hiệu MOSFET kênh N

Đặc tuyến v-i

- Đặc tuyến có trị giới hạn tối đa, không có hiện tượng hủy thác thứ cấp như ở transistor công suất.
- Dòng thoát I_{DS} từ vài chục đến vài trăm Ampe, điện thế đánh thủng cực đại BV_{DS} từ 500V – 800V
- Điện trở động khi dẫn nhỏ r_{dson} vài chục mΩ

- Tổng trở vào rất lớn.
- V_{GSmax} lớn khoảng 20 V
- Thời gian giao hoán nhanh khoảng $f > 100kHz$
- Thời gian đáp ứng trên khoảng nhiệt độ rộng
- Thiết kế mạch điều khiển đơn giản
- Khác với Mosfet công suất nhỏ, dòng thoát I_{DS} của Mosfet công suất cho bởi:

$$i_D = k(V_{GS} - V_{TH}) \quad (1.34)$$

- Công suất thất thoát của VMOSFET Cách tính tương tự như trên, ta có
- Công suất tổn hao khi dẫn

$$P_{ON} = I_D^2 R_{DS(on)} \frac{t_{ON}}{T} \quad (1.35)$$

- Công suất tổn hao khi ngưng dẫn

$$P_{OFF} = V_{DSmax} I_{DSS} \frac{t_{OFF}}{T} \quad (1.36)$$

- Năng lượng tổn hao khi khởi dẫn

$$W_{swon} = \frac{1}{6} V_{DSmax} I_D t_{swon} \quad (1.37)$$

- Năng lượng tổn hao khi khởi ngưng

$$W_{swoff} = \frac{1}{6} V_{DSmax} I_D t_{swoff} \quad (1.38)$$

- Công suất tổn hao trong thời gian giao hoán bằng

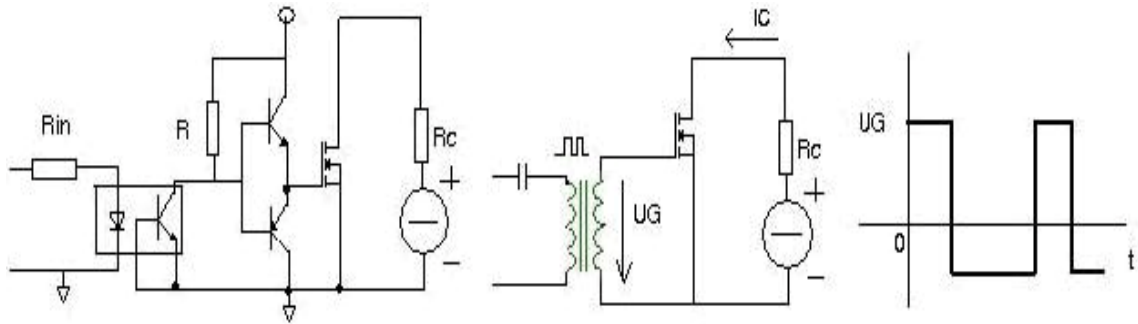
$$P_{SW} = (W_{SWON} + W_{SWOFF}) f \quad (1.39)$$

- Công suất tổn hao tổng cộng của Vmosfet

$$P_T = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW} \quad (1.40)$$

- Bảo vệ cho Mosfet công suất

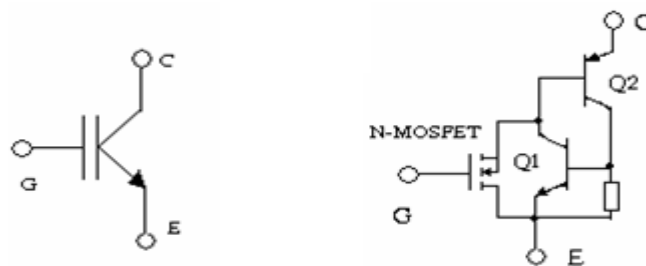
Cấu tạo khác biệt của MOSFET so với BJT làm cho linh kiện hoạt động tốt mà không cần bảo vệ nhiều như BJT. Tuy nhiên, ta có thể sử dụng mạch RC nhỏ mắc song song với ngõ ra của linh kiện để hạn chế tác dụng các dây điện áp và các xung nhiễu dao động xuất hiện khi linh kiện đóng



Hình 1.12

c. IGBT: (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Kí hiệu và sơ đồ tương đương như hình 1.13



Hình 1.13

IGBT mang hai ưu điểm:

- + Đóng cắt nhanh của MOSFET
- + Chịu tải lớn của transistor thường.

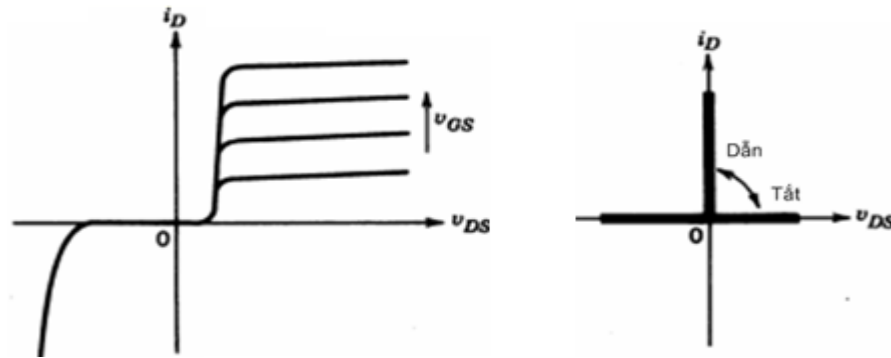
Đặc điểm:

- + Điều khiển được bằng điện áp: Công suất yêu cầu nhỏ
- + Cấu trúc giống một transistor pnp với dòng Bazơ được điều khiển bởi một MOSFET

Nguyên lý điều khiển:

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

Đặc tuyến V-A như hình 1.14



Hình 1.14

Đặc tính đóng cắt của IGBT

Do cấu trúc p-n-p nên điện áp thuận U_{CE} trong chế độ dẫn dòng thấp hơn so với MOSFET, nhưng thời gian đóng cắt chậm đặc biệt khi khoá.

Dòng qua IGBT gồm 2 thành phần:

- + I_1 dòng qua MOSFET
- + I_2 dòng qua transistor

Dòng I_1 khoá nhanh, I_2 không thể suy giảm nhanh do điện tích tích lũy tại lớp n⁻

Yêu cầu đối với tín hiệu điều khiển IGBT

IGBT mở bằng tín hiệu điện áp: Điện áp phải có mặt liên tục trên cực điều khiển G và E để xác định chế độ mở, khoá. Tín hiệu mở có biên độ U_{GE} , tín hiệu khoá có biên độ $-U_{GE}$ cung cấp qua điện trở R_G .

Mạch GE được bảo vệ bởi ổn áp $\pm 18V$

1.2.3 Thyristor

Gồm các linh kiện công suất có cấu trúc gần với Thyristor (SCR gọi theo phòng thí nghiệm Bell từ năm 1956) và các linh kiện kích cho các linh kiện công suất theo bảng tóm tắt sau

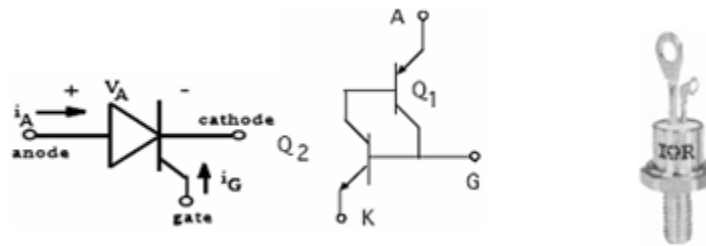
Thyristor được ứng dụng trong các ứng dụng sau: relay, bộ nguồn cấp điện ổn định, mạch trễ, công tắc tĩnh (công tắc giao hoán), điều khiển động cơ, mạch chopper, mạch Inverter, biến tần (cycloconverter), mạch nạp accu, điều khiển

hiệu điện thế, lò nung, mạch điều khiển pha... Nên SCR thường được sử dụng trong công nghiệp, các xí nghiệp sản xuất, điều khiển công suất lớn...

a. SCR (Silicon Controlled Rectifier)

Còn được gọi là linh kiện chỉnh lưu có điều khiển làm bằng chất bán dẫn silic

- Hình dạng và ký hiệu SCR như hình 1.15



Hình 1.15

Có thể xem SCR như gồm 2 transistor npn và pnp ghép với nhau.

Khi phân cực nghịch ($V_A < V_K$ và $V_{AK} < 0$), các nối đều phân cực nghịch nên ngưng dẫn, SCR ngưng dẫn, có dòng rỉ rất bé qua SCR.

Khi phân cực thuận ($V_A > V_K$ và $V_{AK} > 0$) các nối J_1, J_3 phân cực thuận nên dẫn, nhưng lúc V_{AK} còn nhỏ thì nối J_2 phân cực nghịch nên ngưng và do đó SCR vẫn còn ngưng dẫn, cho đến khi nào V_{AA} tăng lên đủ lớn làm xảy ra hiện tượng huỷ thác của nối giữa J_2 , tạo dòng điện ào ạt chạy qua SCR làm SCR dẫn. Kết quả khi SCR dẫn dòng I_A rất lớn và V_{AK} giảm đến trị số nhỏ (do các hạt tải tràn ngập các nối).

Khi SCR đã dẫn, nếu ta tăng điện thế phân cực lên thì dòng I_A càng tăng nhưng V_{AK} gần như không đổi (xem đặc tuyến ở hình 1.16).

Khi có thêm dòng kích $I_G > 0$ thì hiện tượng huỷ thác sẽ xảy ra sớm hơn với điện thế V_{AA} thấp hơn khi chưa có I_G ($I_G = 0$). I_G càng lớn thì SCR càng dẫn ở điện thế huỷ thác nhỏ hơn.

- Công thức dòng I_A

Ta có thể chứng minh điều kiện để SCR dẫn điện bằng cách xem SCR như do sự ghép chặt của 2 transistor npn và pnp.

Ta có các công thức sau theo định luật Kirchhoff và do cách gọi các dòng I_A và I_K :

$$I_K = I_A + I_G; \quad I_A = I_{E1}; \quad I_K = I_{E2}$$

Ngoài ra các công thức của transistor cho:

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{E1} + I_{CBO1};$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2} + I_{CBO2};$$

$$\text{Và do: } I_{B1} = I_{C2}$$

lần lượt thay các công thức trên vào nhau ta được

$$\begin{aligned}
I_A = I_{E1} &= I_{C1} + I_{B1} = I_{C1} + I_{C2} = \\
&= (\alpha_1 I_{E1} + I_{CBO1}) + (\alpha_2 I_{E2} + I_{CBO2}) = \\
&= \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + (I_{CBO1} + I_{CBO2}) = \alpha_1 I_A + \alpha_2 (I_A + I_G) + (I_{CBO1} + I_{CBO2}) \\
\Rightarrow I_A &= \frac{\alpha_2 I_G + (I_{CBO1} + I_{CBO2})}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}
\end{aligned} \tag{1.41}$$

Từ công thức 1.60 ta rút ra được các trường hợp sau

Khi $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 0$, dòng I_A rất bé, SCR ngưng (OFF)

Khi $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$, dòng $I_A \rightarrow \infty$ (vô cùng lớn), SCR dẫn (ON)

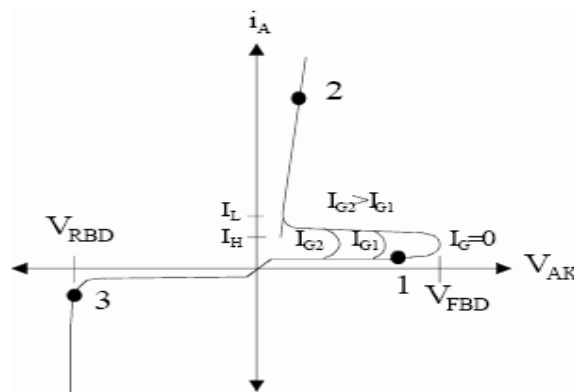
Khi I_G càng lớn, SCR càng dẫn sớm hơn (và điện thế huỷ thác nhỏ hơn)

Có 5 cách làm tăng dòng anode I_A để làm SCR từ trạng thái ngưng sang trạng thái dẫn

- Tăng điện thế anod- cathode, làm tăng dòng rỉ I_{CBO} , làm xảy ra hiện tượng huỷ thác $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$
- Tăng dòng cửa I_G để các transistor nhanh chóng đi vào dẫn bão hoà
- Tăng nhiệt độ môi nối làm tăng dòng trong transistor
- Tăng tốc độ tăng thế dV/dt tạo dòng nạp cho điện dung nối pn, làm cho $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$ (ở $T_j = 100^\circ\text{C}$ có $dV/dt = 200 \mu\text{V/sec}$)
- Sử dụng năng lượng quang học như ánh sáng để làm dẫn các SCR quang (LASCR – Light actived SCR)

• Đặc tuyến của SCR

Mạch điện để vẽ đặc tuyến SCR như ở hình 1.16, và đặc tuyến ở hình:



Hình 1.16

Theo đặc tuyến ta thấy:

- Khi SCR đã dẫn thì nó sẽ tiếp tục dẫn ngay cả khi ta cắt dòng kích I_G
- Khi SCR đã dẫn, muốn làm SCR ngưng ta phải sử dụng 1 trong 3

cách sau:

Cắt bỏ nguồn cấp điện V_{AK} .

Thắng động lực: dùng một bộ phận có điện trở thật nhỏ mắc song song với SCR để tạo ra dòng $I_A < I_H$

Tạo $V_{AK} < 0$ (dòng xoay chiều, xung giao hoán...)

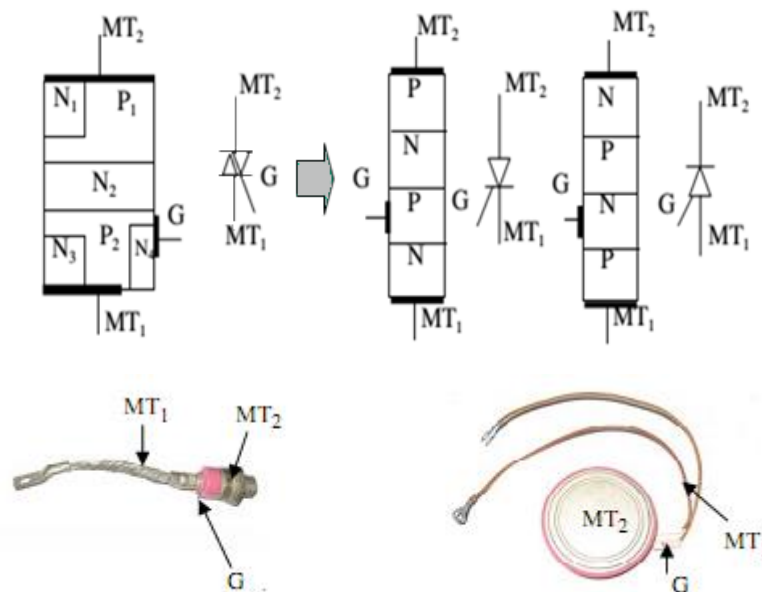
- Các thông số kỹ thuật
 - Điện thế huỷ thác thuận V_{FBO} : Điện thế huỷ thác thuận $I_G=0$
 - Dòng thuận tối đa I_{Fmax} (I_{DRM}): Dòng điện anod I_A tối đa mà SCR có thể chịu được liên tục khi có giải nhiệt đầy đủ. I_{Fmax} có trị từ vài Ampere đến vài trăm Ampe.
 - Điện thế thuận V_{Fmax} (Volt Forward): Điện thế cực đại giữa anode và catode khi SCR dẫn. V_{Fmax} có trị từ $0,7 \div 3,0V$ (thường là 1,6)
 - Điện thế huỷ thác ngược tối đa BVR_{max} (Break Volt Reverse): Là điện thế ngược tối đa có thể tác động vào 2 đầu anode-catode mà không làm SCR hư (SCR dẫn nhưng chưa xảy ra hiện tượng huỷ thác). BVR_{max} có trị từ 50V - vài ngàn Volt (2000 - 5000V).
 - Dòng điện duy trì I_H (Holding current): Là dòng điện I_A tối thiểu mà SCR còn dẫn và khi $I_A < I_H$ sẽ làm SCR đang dẫn trở thành ngưng.
 - Dòng chốt I_L (Latching current): Dòng I_A tối thiểu để giữ cho SCR dẫn khi $I_G=0$. Thường I_L lớn hơn I_H đôi chút (ở SCR công suất nhỏ) và gấp nhiều lần (ở SCR công suất lớn).
- Chú ý : Các thông số V_{FBO} , V_F , I_H , I_L giảm theo nhiệt độ.
- Dòng cổng tối thiểu I_{Gmin} : Khi V_A bằng V_{BRO} thì SCR dẫn với dòng $I_G = 0$.
 - Trong thực tế SCR hoạt động ở chế độ AC ta phải tạo dòng I_G để SCR dẫn ngay (mà không đợi V_A lớn) ta gọi đó là I_{Gmin} (có trị từ vài mA đến vài chục mA). Với SCR công suất lớn I_G càng lớn nhưng I_G không được quá lớn vì sẽ làm hư SCR. I_G lớn nhất có thể đến vài trăm mA.
 - Thời gian khởi dẫn t_{on} (turn on time): Thời gian từ khi bắt đầu có xung kích ở cực G cho đến khi SCR gần dẫn tối đa (dẫn hoàn toàn, hay bằng 0,9 I_F định mức).
 - Do đó thời gian tác dụng của xung kích phải lâu ít nhất bằng thời gian khởi dẫn (t_{on} vào khoảng 1 – 5 μs).

- Thời gian khởi tắt t_{off} (turn off time): Thời gian từ lúc điện thế anod giảm xuống 0V cho đến lên cao trở lại mà SCR vẫn còn ngưng (chưa dẫn trở lại). t_{off} có trị vào khoảng vài chục μs (5 – 19 μs). Trong trường hợp tải là cảm kháng t_{off} nhỏ hơn nhiều.
- Để cải tiến người ta chế tạo các linh kiện tác động nhanh và chịu công suất lớn như MOSSCR, GTO (gate turn off SCR, SCR tắt bằng cổng G).
- Về tốc độ thì SCR còn kém xa Transistor kể cả Transistor công suất.
- Tốc độ tăng thế thuận dv/dt : Là tốc độ tăng thế lớn nhất của anod mà SCR chưa dẫn và nếu vượt qua trị số đó SCR sẽ dẫn (mặc dù V_A không cần lớn). Tuy nhiên đây không phải là cách hay nhất để kích SCR mà trái lại phải tránh (bằng cách ráp trên mạch bảo vệ RC như đã biết ở Transistor, thường chọn R từ vài chục đến vài trăm Ω và C vài nF đến vài chục nF (47 nF); $C = 0,1 \mu F$ khi dòng $I_A < 10A$).
- Tốc độ tăng dòng thuận di/dt : Là trị số tối đa của tốc độ tăng dòng cho phép qua SCR, vượt trên trị số này SCR có thể bị hư. Lý do là khi SCR đang chuyển từ ngưng sang dẫn hiệu thế giữa anod và catod còn lớn trong lúc dòng I_A tăng lên khiến công suất tức thời có thể quá lớn. Lúc SCR bắt đầu dẫn, công suất tiêu tán không tỏa ra khắp SCR mà chỉ tập trung ở vùng nhỏ gần cổng G nên nếu công suất lớn có thể làm vùng này bị hỏng. Tốc độ tăng dòng tùy thuộc vào nguồn điện DC và tải.
- Đặc tính của cực cổng G
- Đặc tính của cổng được giới hạn PGM, IGM, VGM. Để SCR dẫn các dòng và thế phải lớn hơn mức tối thiểu.
- Thí dụ với SCR C38 của hãng GE, ta có:
 - Ở $-65^{\circ}C$ dòng cổng cực tiểu có thể kích SCR là 80mA
 - Ở $+150^{\circ}C$ dòng cổng cực tiểu có thể kích SCR là 20mA
 - Tác dụng của nhiệt độ trên điện thế cực tiểu V_{gmin} thường không được chỉ dẫn trên đặc tuyến cổng vì lẽ điện thế cổng 3V hay hơn thường được dùng đến dễ dàng, nhưng theo hình vẽ, một điện thế cực tiểu 3V được biểu thị cho mọi SCR với dãy nhiệt độ cần thiết.
- Thông số cực cổng
- Điện thế đỉnh ngược V_{GRM} : là điện thế DC có trị âm cực đại mà không làm hư cổng – cathode.
- Dòng kích cực đại I_{GTM} : là dòng cổng DC cực đại cho phép SCR khởi dẫn.
- Điện thế kích cực đại V_{GRM} : Là điện thế DC cần thiết tạo nên I_{GTM} .

- Công suất công tiêu tán cực đại PGM: Bằng tích số VGTM và IGTM.
- Điện thế kích công tối thiểu VGmmin: Là điện thế công tối thiểu mà làm SCR dẫn.
- Dòng kích công tối thiểu IGmmin: Là dòng công DC tối thiểu để làm SCR dẫn.

b. TRIAC (Bidirectional Triode Thyristors)

- Cấu tạo, hình dạng và ký hiệu như hình 1.17



Hình 1.17

Có thể xem Triac như gồm 2 SCR ghép đối song nhưng chỉ có 1 cổng kích chung.

- Cách hoạt động - Đặc tuyến

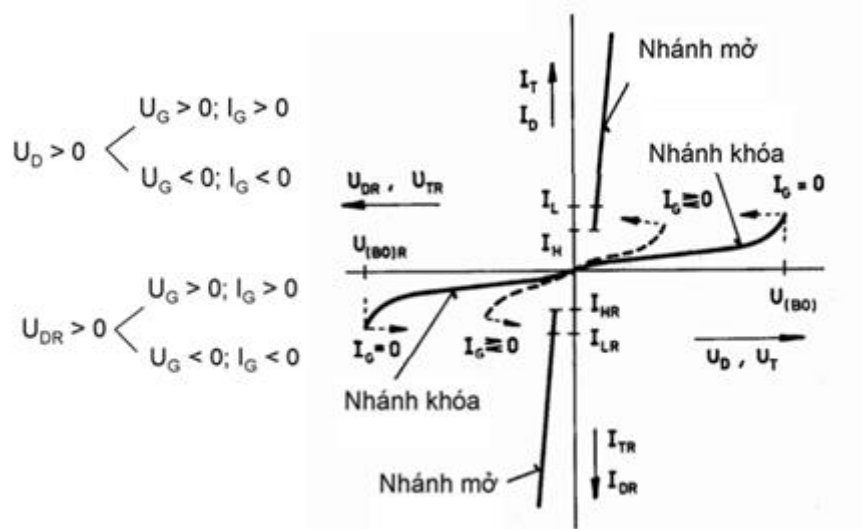
Kiểu I+	Kiểu I-	Kiểu II+	Kiểu II-
$V_{MT1MT2} > 0$	$V_{MT1MT2} > 0$	$V_{MT1MT2} < 0$	$V_{MT1MT2} < 0$
$I_G > 0$ (Dòng vào)	$I_G < 0$ (Dòng ra)	$I_G > 0$ (Dòng vào)	$I_G < 0$ (Dòng ra)
Dòng từ $MT1 \rightarrow MT2$	Dòng từ $MT1 \rightarrow MT2$	Dòng từ $MT1 \rightarrow MT2$	Dòng từ $MT1 \rightarrow MT2$

Trong 4 kiểu hoạt động trên, thì kiểu I+ là nhạy nhất (dòng kích nhỏ nhất), kiểu II- là nhạy vừa, kiểu II+ là chậm nhất.

Thí dụ: Với TRIAC ta thường có: Kiểu I+: $I_G = 30\text{mA}$; Kiểu II-: $I_G = -40\text{mA}$; Kiểu I-: $I_G = -70\text{mA}$; Kiểu II+: $I_G = 90\text{mA}$. Với Triac 40668 ta có: $I_G = 10\text{mA}$

(I+); -15mA (II-); -20mA (I-); 30mA (II+).

Đặc tuyến Triac như hình 1.18



Hình 1.18

Triac là linh kiện có đặc tính dẫn điện cả 2 chiều trong điện AC. Hiện nay Triac chỉ hoạt động với dòng lớn nhất $< 500A$, $V_{BR} < 1000V$ và tần số $f < 400Hz$. Đặc tính công của Triac tương tự như đã khảo sát ở SCR.

- *Các cách kích triac*

Vì Triac dẫn trong cả 2 chiều nên cách kích bằng điện DC ít thông dụng hơn cách kích bằng điện AC và bằng xung.

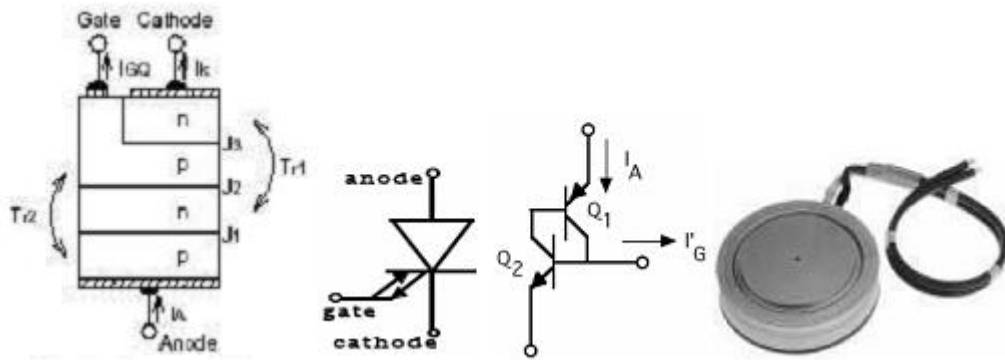
- Kích bằng điện AC
- Kích bằng xung

Mạch tạo xung được tạo nên từ UJT, IC 555, mạch số, Flip flop..., nhưng đặc biệt vẫn là mạch dùng DIAC

Để cải tiến, ta dùng mạch thời hằng đôi cho mạch kích và mạch hỗ trợ cho Triac

d. GTO (Gate Turn – Off Thyristor)

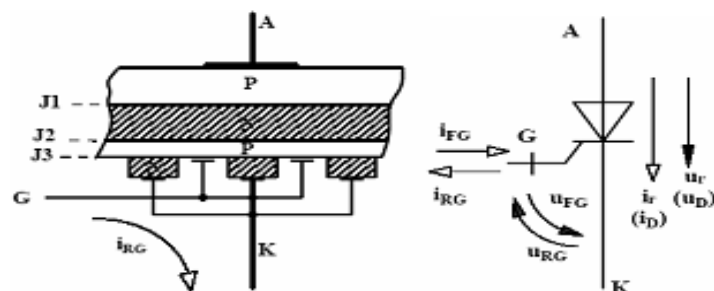
Có cấu tạo phức tạp hơn SCR cổ điển để có thể tắt SCR đang dẫn bằng cách cho xung âm vào cực G (mà trước đó đã làm SCR dẫn bằng cách xung dương vào G) hình 1.19



hình 1.19

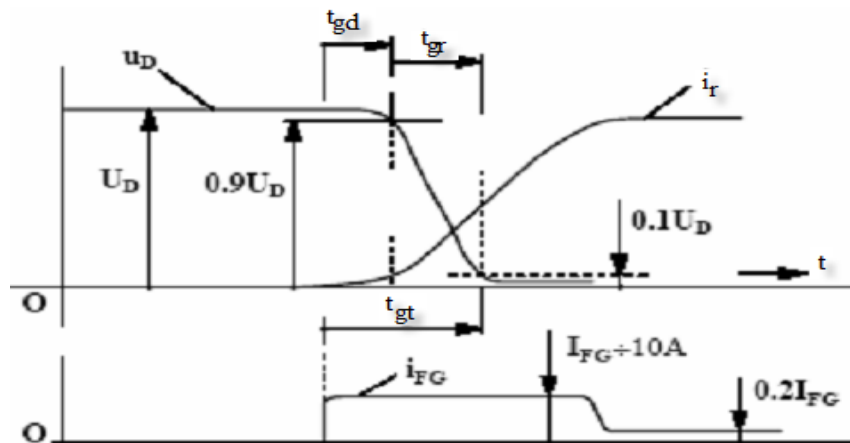
GTO có cấu tạo gồm bốn lớp pnpn tương tự với thyristor thông thường (SCR)- hình 1.19, với các tính năng tương tự của thyristor với điểm khác biệt là có thể điều khiển ngắt dòng điện qua nó. Mạch tương đương GTO được vẽ trên hình 1.19 có cấu trúc tương tự mạch mô tả SCR nhưng có thêm cổng kích ngắt mắc song song cổng kích đóng. Ký hiệu linh kiện GTO vẽ trên hình 1.19. Cấu trúc thực tế (loại GTO đối xứng) hình 1.19

GTO được kích đóng bằng xung dòng điện tương tự như khi kích đóng thyristor thông thường. Dòng điện kích đóng được tăng đến giá trị I_{GM} và sau đó giảm xuống đến giá trị I_G . Điểm khác biệt so với yêu cầu xung kích đóng SCR là dòng kích i_G phải tiếp tục duy trì trong suốt thời gian GTO dẫn điện.



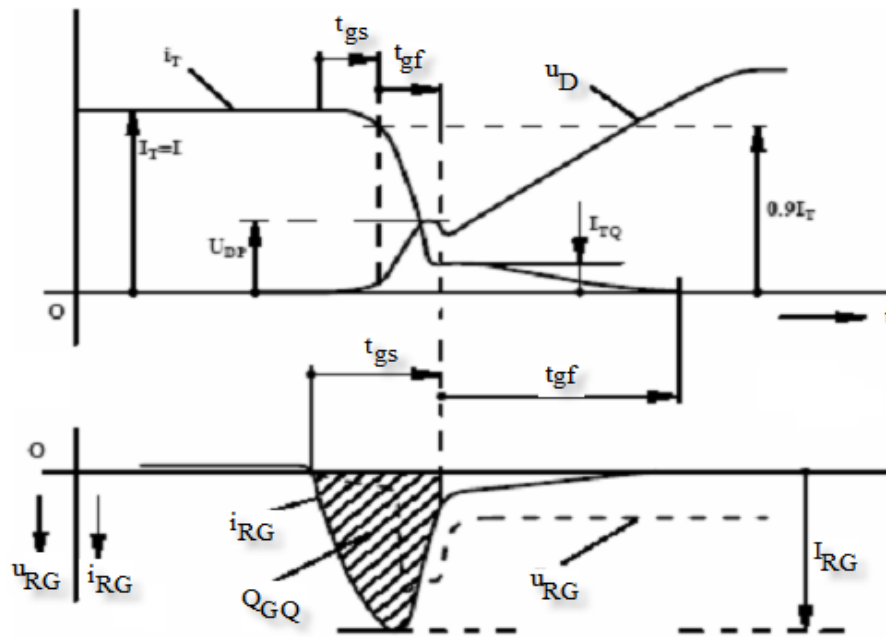
Hình 1.20

Mở GTO như hình 1.21



Hình 1.21

Đóng GTO hình 1.22



Hình 1.22

Để kích ngắt GTO, xung dòng điện âm lớn được đưa vào cổng G – cathode với độ dốc (di_{GQ}/dt) lớn hơn giá trị qui định của linh kiện, nó đẩy các hạt mang điện khỏi cathode, tức ra khỏi emitter của transistor pnp và transistor npn sẽ không thể hoạt động ở chế độ tái sinh. Sau khi transistor npn tắt, transistor pnp còn lại sẽ hoạt động với cổng kích đóng ở trạng thái mở và linh kiện trở về trạng thái không dẫn điện. Tuy nhiên, dòng điện yêu cầu mạch cổng G để tắt GTO có giá trị khá lớn. Trong khi xung dòng điện cần đưa vào cổng để kích đóng GTO chỉ cần đạt giá trị khoảng 3-5%, tức khoảng 30A với độ rộng xung $10\mu s$ đối với loại linh kiện có dòng định mức 1000A thì xung dòng điện kích cổng để ngắt GTO cần đạt đến khoảng 30-50%, tức khoảng 300A với độ rộng xung khoảng 20-50 μs . Mạch cổng phải thiết kế có khả năng tạo xung dòng kích tối thiểu đạt các giá trị yêu cầu trên (I_{GQM}). Điện áp cung cấp mạch tổng để tạo xung dòng lớn vừa nêu thường có giá trị thấp, khoảng 10-20V với độ rộng xung khoảng 20-50 μs , năng lượng tiêu tốn cho việc thực hiện kích ngắt GTO không cao. Năng lượng kích ngắt GTO nhiều gấp 10-20 lần năng lượng cần cho quá trình kích đóng GTO. Điểm bất lợi về mạch kích ngắt là một nhược điểm của GTO khi so sánh nó với IGBT. Hệ quả là thời gian ngắt dòng điện kéo dài, khả năng chịu di/dt , dv/dt kém, mạch bảo vệ khi kích đóng và kích ngắt làm tăng chi phí lắp đặt cũng như làm công suất tổn hao tăng lên.

Do khả năng kích ngắt chậm nên GTO được sử dụng trong các bộ nghịch lưu điều chế độ rộng xung (PWM) với tần số đóng ngắt thấp. Tuy nhiên, điều này chấp nhận được trong các ứng dụng công suất lớn. Mạch điều khiển kích ngắt GTO có giá thành tương đương giá thành linh kiện.

Độ sụt áp của GTO khi dẫn điện cao hơn khoảng 50% so với thyristor nhưng thấp

hơn 50% so với IGBT với cùng định mức. GTO có khả năng chịu tải công suất lớn hơn IGBT và được ứng dụng trong các thiết bị điều khiển hệ thống lưới điện (FACTS Controller) đến công suất vài trăm MW.

GTO được chia làm hai loại

- loại cho phép chịu áp ngược (symmetrical), và loại “nổi tắt anode” (anode short GTO thyristor) chỉ có khả năng khoá áp thuận trị số lớn. Loại thứ nhất có cấu trúc giống như SCR, có khả năng chịu được áp khóa và áp ngược với giá trị lớn gần như nhau. Loại thứ hai- GTO có anode nổi tắt, có một phần lớn J_1 bị nổi tắt nhờ lớp n^+ hình 1.28. Do đó, khả năng khóa áp ngược của loại GTO này kém bằng khả năng chịu áp ngược của lớp J_3 (khoảng dưới 15V). Tuy nhiên, bù lại, cấu tạo của nó cho phép đạt được khả năng chịu áp khóa và dòng điện lớn cũng như khả năng giảm sụt áp khi dẫn điện và nó thích hợp cho các ứng dụng đòi hỏi tần số đóng ngắt lớn nhưng không cần khả năng chịu áp ngược cao (chẳng hạn các bộ nghịch lưu áp). Để tăng cường hiệu quả sử dụng, các GTO còn được chế tạo với diode ngược tích hợp trong linh kiện (reverse conducting GTO Thyristor hoặc asymmetric GTO). Cấu tạo linh kiện gồm phần GTO có anode đối xứng và phần gọi là diode phục hồi nhanh (fast recovery diode), cho phép linh kiện dẫn dòng điện ngược mà không cần lắp đặt diode ngược ở ngoài linh kiện, làm giảm kích thước và khối lượng mạch điện sử dụng GTO.

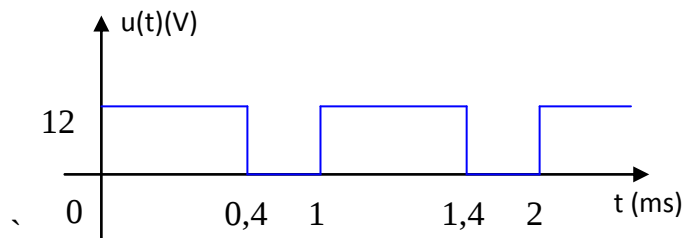
Câu hỏi ôn tập:

Phần Lý thuyết

1. Trình bày về sự phân cực của mặt ghép P-N.
2. Trình bày cấu trúc, ký hiệu và đặc tính V-A của diode.
3. Trình bày cấu trúc, ký hiệu và đặc tính V-A của Transistor lưỡng cực.
4. Trình bày cấu trúc, ký hiệu và đặc tính V-A của Transistor MOSFET công suất.
5. Trình bày cấu trúc, ký hiệu và đặc tính V-A của SCR.
6. Trình bày về quá trình mở cho dòng chảy qua của SCR..
7. Trình bày về quá trình khoá không cho dòng chảy qua của SCR.

Phần bài tập

Bài tập 1: Tính trị trung bình và trị hiệu dụng của $u(t)$ cho bởi đồ thị sau:



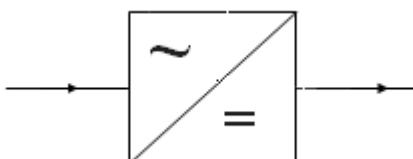
Chương 2 : CHỈNH LƯU

.....

Định nghĩa: Chỉnh lưu là quá trình biến đổi dòng điện xoay chiều thành một chiều.

Về nguyên tắc mạch chỉnh lưu nguồn lưới một pha được xem là kinh điển. Trong công nghiệp điện áp chỉnh lưu không cần lọc thay vào đó là đề cao vai trò *lưu dòng điện của Diode Không* (freewheeling diode). Chỉnh lưu công suất thường được thực hiện từ nguồn lưới ba pha nó được mở rộng từ chỉnh lưu một pha.

Kí hiệu tổng quát của một bộ chỉnh lưu như hình 2.1



Hình 2.1

Có nhiều loại sơ đồ chỉnh lưu và được phân loại như sau:

- Theo số pha: Chỉnh lưu một pha, chỉnh lưu 3 pha và chỉnh lưu n pha.
- Theo sơ đồ kết nối: Chỉnh lưu nửa chu kì, chỉnh lưu 2 nửa chu kì hay cả chu kì, chỉnh lưu hình tia, chỉnh lưu hình cầu.
- Theo sự điều khiển: Chỉnh lưu có điều khiển, chỉnh lưu không điều khiển.

2.1 Chỉnh lưu 1 pha:

Phân loại theo	Không điều khiển	Bán điều khiển	Điều khiển
Linh kiện	Toàn diode	Diode + SCR	SCR hay Transistor
Hướng biến đổi	Một chiều, không thay đổi cực tính điện áp trên tải	Một chiều điều chỉnh, không thay đổi cực tính điện áp trên tải	Biến đổi hai chiều

Các ký hiệu và thuật ngữ:

Để tránh hiểu lầm, điện áp lưới xem là thuần sin và các loại điện áp ký hiệu là v , hay V . Các loại điện áp phía chỉnh lưu ký hiệu bằng u , hay U .

Ký hiệu	ký hiệu khác	Nghĩa	Công thức
$V_m = V_{\max}$	$V_{peak} = V_p$	giá trị cực đại của nguồn xoay chiều hình sin	$V_m = \sqrt{2} V_{rms}$

V_{rms}	V	giá trị hiệu dụng của nguồn xoay chiều hình sin	
U_{rms}	$U_{load,rms}$	giá trị hiệu dụng của điện áp chỉnh lưu (một chiều)	
U_{avg}	U_{dc}	giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu (trị DC)	
I_{rms}	I_{AC}	giá trị hiệu dụng của dòng phía xoay chiều	
$I_{DC,rms}$	I_{DC}	giá trị hiệu dụng của dòng điện phía chỉnh lưu	
$I_{dc,avg}$	I_{dc}	giá trị trung bình của dòng điện phía chỉnh lưu	
u		Giá trị tức thời của điện áp chỉnh lưu, chứa thành phần trung bình dc và thành phần hài ac	
u_{ac}		Thành phần điện áp xoay chiều của điện áp chỉnh lưu không chứa thành phần trung bình dc	

- Khai triển hàm tuần hoàn theo chuỗi Fourier:

Hàm tuần hoàn $u = u(t)$, chu kỳ $T = \frac{2\pi}{\omega_1}$, khai triển theo chuỗi Fourier

$$u = U_0 + \sum V_{k,max} \cos(\omega_k t + \varphi_k) \quad (k=1,...\infty)$$

$U_0 = U_{dc}$ gọi là thành phần dc, các thành phần còn lại gọi là sóng hài, và

$$u - U_{dc} = u_{ac} = \sum V_{k,max} \cos(\omega_k t + \varphi_k) \quad (k=1,...\infty).$$

Trị hiệu dụng của u được tính theo công thức

$$U_{rms} = \sqrt{U_0^2 + \sum \left(\frac{V_{k,max}^2}{2} \right)} \quad \text{và do } (\sqrt{2} V_{k,rms} = V_{k,max}) \text{ nên}$$

$$U_{rms} = \sqrt{U_0^2 + V_{1,rms}^2 + V_{2,rms}^2 + V_{3,rms}^2 + \dots} = \sqrt{U_0^2 + U_{ac,rms}^2}$$

- Hệ số gợn sóng (ripple factor) đo độ mềm mại của sóng chỉnh lưu: tỷ giữa giá trị hiệu dụng của thành phần ac với thành phần dc (phía chỉnh lưu).

$$ripple = \frac{\text{effective value of all ac components}}{\text{average, or dc component}} = \frac{I_{ac,rms}}{I_{dc}} = \frac{U_{ac,rms}}{U_{dc}} = \sqrt{\frac{U_{rms}^2}{U_{dc}^2} - 1}$$

- Hệ số công suất $\cos \varphi$ (power factor p.f):

$$\cos \varphi = p.f = \frac{P_{load}}{S_{line}} = \frac{U_{Load,rms} \cdot I_{Load,rms}}{V_{rms} \cdot I_{in,rms}}$$

- Hiệu suất chỉnh lưu (efficiency of rectification):

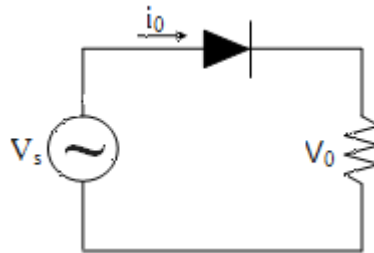
$$\eta_R = \frac{U_{dc} I_{dc}}{U_{Load,rms} \cdot I_{Load,rms}}$$

- Biến áp nguồn dùng cho chỉnh lưu thường không chở dòng sin, hoặc chỉ chuyên chở dòng sin trong một phần cuộn dây ứng với một phần thời gian. Sóng hài làm biến áp nóng mà không cung cấp công suất dc, do đó làm tăng công suất biểu kiến của biến áp. Có thể định nghĩa các hệ số:

- Hệ số sử dụng máy biến áp UF: Hệ số sử dụng (utility factor) của biến áp chỉnh lưu là tỷ số giữa công suất dc tải với công suất biểu kiến máy biến áp.
- SUF, PUF lần lượt là hệ số sử dụng cuộn thứ , hệ số sử dụng cuộn sơ của máy biến áp

2.1.1 Chỉnh lưu không điều khiển (một diode, một pha – tải thuần trở):

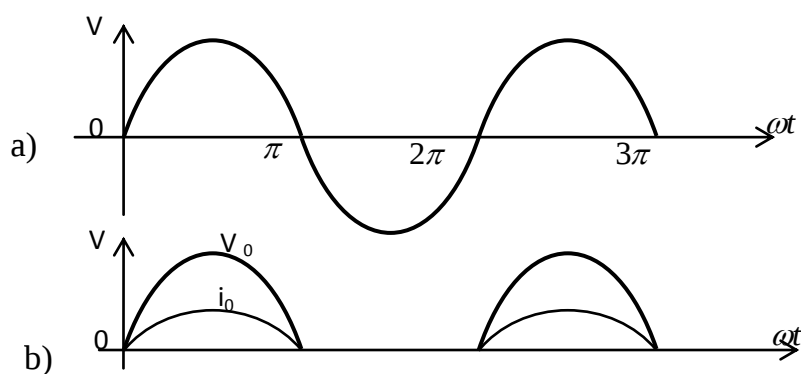
Quá trình làm việc của sơ đồ chỉnh lưu phụ thuộc vào tính chất của phụ tải nên ta xét riêng cho từng loại tải.



Hình 2.2

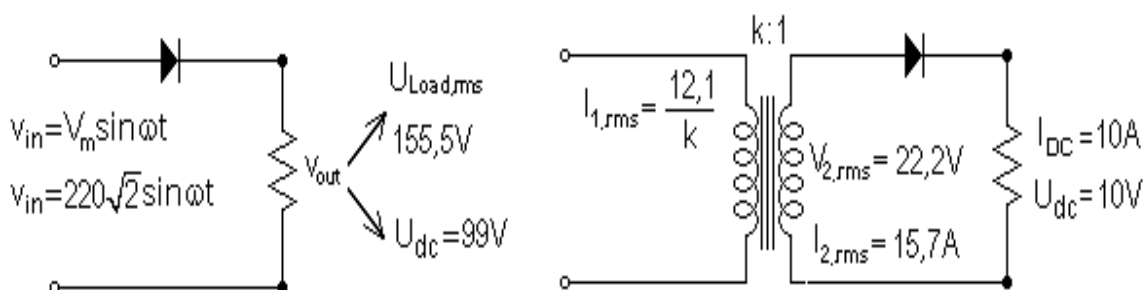
Hình 2.2 biểu thị sơ đồ chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ với tải thuần trở. Giả thiết bỏ qua điện áp trên diode. Ở nửa chu kỳ dương của điện áp nguồn diode phân cực thuận sẽ dẫn dòng qua tải. Dòng điện qua tải đồng pha với điện áp nguồn (hình 2.3b). Dòng qua tải là dòng một chiều (vì không có phần âm) nhưng sẽ bị nhấp nhô một lần trong một chu kỳ. Ở nửa chu kỳ âm diode bị phân áp ngược sẽ khoá, dòng qua tải bằng 0. Vì diode không cho dòng điện đi theo chiều ngược lại nên toàn bộ điện áp ngược khi đó của nguồn sẽ đặt lên 2 cực của diode.

Dạng sóng vào /ra của chỉnh lưu một pha



Hình 2.3 Giải đồ điện áp và dòng điện theo thời gian

Ví dụ Các quan hệ giá trị bằng số giữa các đại lượng dòng và áp



Hình 2.4 Quan hệ giữa các đại lượng dòng và áp

Công thức tổng quát cho chỉnh lưu một diode tải thuần trở

Điện áp ra tức thời trên tải Sóng ra hiện hữu cả sóng cơ bản lẫn hài bậc chẵn	Khai triển theo chuỗi Fourier $u_{out} = V_{max} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2k} \frac{\cos n \omega t}{(n-1)(n+1)} \right)$	2.1
Điện áp ra trung bình trên tải (tính theo phía xoay chiều)	$U_{dc} = \frac{V_{max}}{\pi} = 0,318 V_{max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{rms} = 0,45 V_{rms}$	2.2
Điện áp ra hiệu dụng trên tải (tính theo phía xoay chiều)	$U_{Load,rms} = 0,5 V_{max} = 0,707 V_{rms}$	2.3
Quan hệ giữa áp hiệu dụng trên tải và trung bình trên tải	$U_{Load,rms} = \frac{\pi}{2} U_{dc} = 1,57 U_{dc}$	2.4

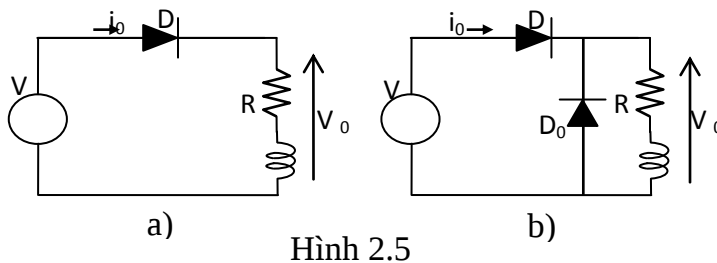
Hệ số công suất (power factor) (ký hiệu $\cos \varphi$ không hợp lý)	$p.f = \frac{U_{Load,rms} \cdot I_{Load,rms}}{V_{in,rms} \cdot I_{in,rms}} = \frac{U_{Load,rms}}{V_{in,rms}} = \frac{\sqrt{2}}{2}$	2.5
Độ gợn sóng	$ripple = \sqrt{\frac{U_{Load,rms}^2}{U_{dc}^2} - 1} \times 100\% = 121\%$	2.6
Hiệu suất chỉnh lưu	$\eta_R = \frac{P_{dc,output}}{P_{ac,input}} = \frac{U_{dc} I_{dc}}{U_{load,rms} \cdot I_{in,rms}} = \frac{4}{\pi^2} (40,6\%)$	2.7

Công thức theo dòng trung bình I_{dc} và áp trung bình U_{dc} (dùng tính toán biến áp)

Dòng hiệu dụng thứ cấp	$I_{2,rms} = \frac{\pi}{2} I_{dc} = 1,57 I_{dc}$	2.8
Dòng hiệu dụng sơ cấp	$I_{1,rms} = \frac{I_{dc}}{2k} \sqrt{\pi^2 - 4} = \frac{1,21}{k} I_{dc}$	2.9
Điện áp hiệu dụng thứ cấp	$V_{2,rms} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{dc} = 2,22 U_{dc}$	2.10
Công suất cuộn thứ cấp	$P_2 = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} P_{dc} = 3,49 P_{dc}$	2.11
Công suất cuộn sơ cấp	$P_1 = 2,69 P_{dc}$	2.12

Ghi chú: Công suất biến áp (nếu dùng) lớn hơn ba lần công suất tải yêu cầu, mặt khác do cuộn thứ tồn tại dòng trung bình I_{dc} nên có thể đẩy biến áp sớm bão hoà khiến phát sinh thêm các sóng hài vô ích.

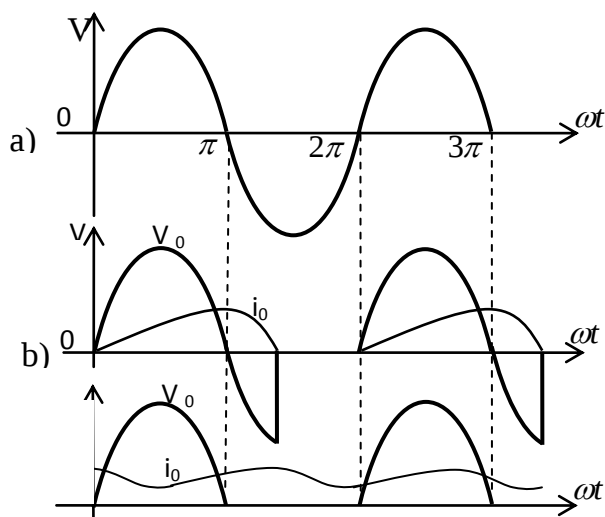
2.1.2. Chỉnh lưu không điều khiển (một diode, một pha – tải có tính cảm):



Trường hợp này (hình 2.5a) diode dẫn ở nửa chu kì được phân áp thuận, tính cảm kháng nên dòng điện không biến thiên cùng nhịp với điện áp nguồn (hình 2.5b) mà luôn chậm hơn (tăng chậm hơn, giảm chậm hơn) nguyên nhân là do sức điện động tự cảm của cuộn dây luôn có xu hướng chống lại sự biến thiên của điện áp nguồn.

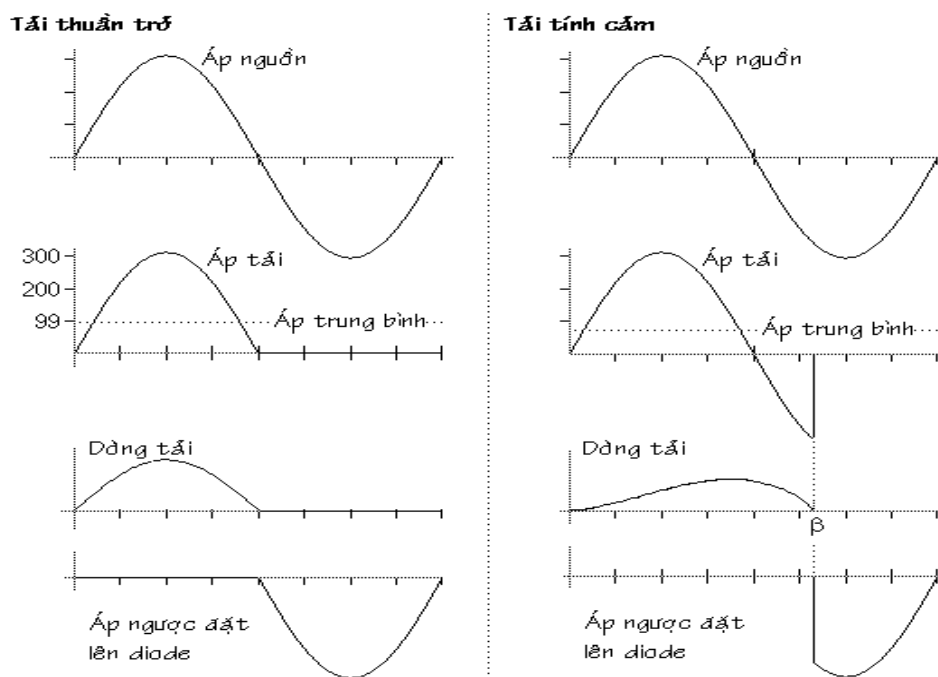
Tải có tính cảm thì dòng qua tải biến thiên trễ so với áp, dòng tải vẫn tồn tại ngay cuối nửa bán kỳ dương và một phần bán kỳ âm. Điện áp đặt lên tải lúc này là âm, diode tiếp tục dẫn dòng cho đến khi dòng này triệt tiêu.

Giản đồ điện áp và dòng điện theo thời gian của chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ với tải cảm như hình 2.6



Hình 2.6

Hình 2.7 so sánh hai dạng sóng theo hai loại hình tải.



Hình 2.7

Chú ý: Đối với tải tính cảm, dù giá trị điện áp trung bình $U_{DC} < 3,18 V_m$, nhưng giá trị hiệu dụng của điện áp ra cao hơn $0,5 V_m$

Thuần trở	Tải tính cảm
$U_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{rms} = 0,45 V_{rms}$ (2.2)	$U_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} V_{rms} (1 - \cos \beta)$ (2.13)
$\cos \varphi = 0.707$ (2.5)	$\cos \varphi = \sqrt{\frac{\beta - \sin \beta \cos \beta}{2\pi}}$ (2.14)
$U_{load,rms} = \frac{V_{rms}}{\sqrt{2}}$ (2.3)	$U_{load,rms} = V_{rms} \sqrt{\frac{\beta - \sin \beta \cos \beta}{2\pi}}$ (2.15)

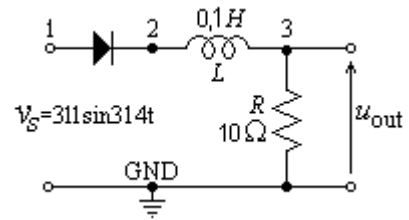
Các vấn đề liên quan đến chỉnh lưu bán kỳ

a) Minh họa về dòng gián đoạn trong chỉnh lưu một diod tải tính cảm

Thí dụ 1: Chỉnh lưu hình 2.8, nguồn lưới 220V / 50Hz, tải tính cảm được giả lập như gồm cuộn dây hệ số tự cảm L và điện trở R .

Xác định

- dạng sóng dòng điện trên tải
- dòng trung bình trên tải.
- dạng sóng điện áp trên tải u_2 , điện áp ra trung bình.
- dạng sóng điện áp trên L



Hình 2.8

Giải: Đặt $\tau = L/R$, $\theta = \omega t$

o Dạng sóng dòng điện

i) Phương pháp kinh điển:

Xem dòng điện như xếp chồng của hai dòng điện: dòng xác lập i_{ss} và dòng quá độ i_{tr} , với điều kiện đầu $i_{ss}(0) + i_{tr}(0) = i(0) = 0$ hay $i_{tr}(0) = -i_{ss}(0)$

- Dòng xác lập: $[i_{ss} = 9,44 \sin(\omega t - 1,262)] \Rightarrow [i_{ss}(0) = -8,99 A]$
- Dòng quá độ: dòng quá độ là hàm mũ suy giảm theo thời hằng $\tau = L/R = 0,01$
 $[i_{tr} = i_{tr}(0) e^{-100t}] \Rightarrow [i_{tr} = 8,99 e^{-100t}]$
- Suy ra $i_{Load}(t) = 8,99 e^{-100t} + 9,44 \sin(\omega t - 1,262)$

- Biểu thức trên chỉ đúng khi mà dòng tải ≥ 0 , xu hướng đổi chiều của dòng điện sẽ ngắt vì diod phân cực ngược. Dòng bị ngắt vào thời điểm $t = 14,72 \text{ (msec)}$ ứng với $\beta = 4,624 \text{ rad}$ hay 265°

ii) Dùng biến đổi Laplace:

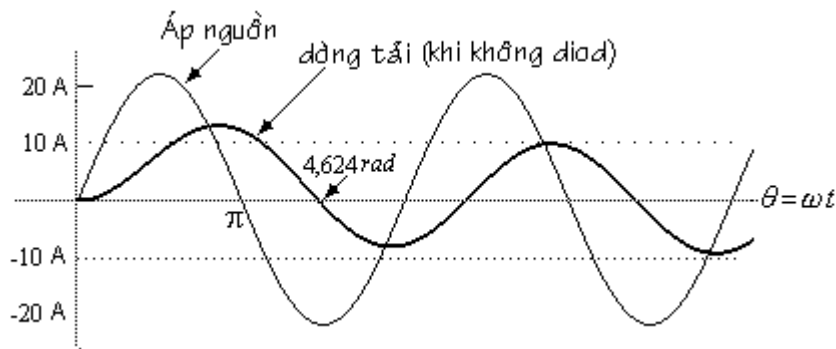
Giả sử không có diode, dòng qua tải là

- $$I_{Load}(s) = \frac{220\sqrt{2}}{10} \times \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \times \frac{1}{1 + \tau s}$$
- Suy ra:
$$i_{load}(t) = 22\sqrt{2} \times \left(\frac{\tau\omega}{1 + (\tau\omega)^2} e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{1}{\sqrt{1 + (\tau\omega)^2}} \sin(\omega t - \arctg(\tau\omega)) \right)$$

với $\tau\omega = \pi$

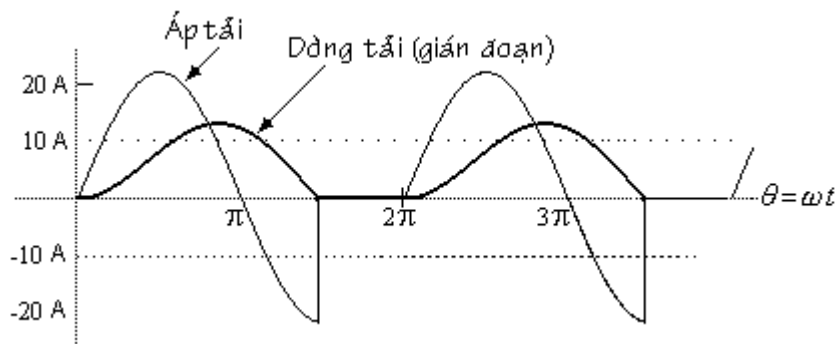
- Suy ra
$$i_{load}(t) = 8,99 e^{-100t} + 9,44 \sin(\omega t - 1,262)$$

Dạng sóng dòng khi không có diode được cho ở hình 2.9; điện áp trên tải (hình 2.10). có phân âm.



Hình 2.9 Quan hệ giữa áp nguồn và dòng tải khi xem như không có diode

Chú ý: Khi có diode dòng sẽ ngắt tại điểm $4,624 \text{ rad}$ và lặp lại ở chu kỳ kế như hình 2.9



Hình 2.10 Dù dòng tải dương, nhưng áp trên tải vẫn có lúc âm.

Tổng quát

$$i_{load}(t) = A e^{-t/\tau} + \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$\varphi = \arctg \frac{L\omega}{R}; \quad A = \frac{V_{max} \sin \varphi}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} = \frac{V_{max} L\omega}{R^2 + (L\omega)^2}$$
(2.16)

○ Điện áp trung bình trên tải: $U_{dc} = \frac{V_{max}}{2\pi} \int_0^\beta \sin \theta d\theta$ (có thể áp dụng trực tiếp công thức (2.13))

$$U_{dc} = 0,45 \times 220 \times \left(\frac{1 - \cos \beta}{2} \right) = 53,85 V$$

Điện áp này được đo bằng vai đo DC và có cùng giá trị dù đo ở điểm 2 hay ở điểm 3 ; nói khác đi

$$(u_{LR})_{avg} = (u_R)_{avg}$$

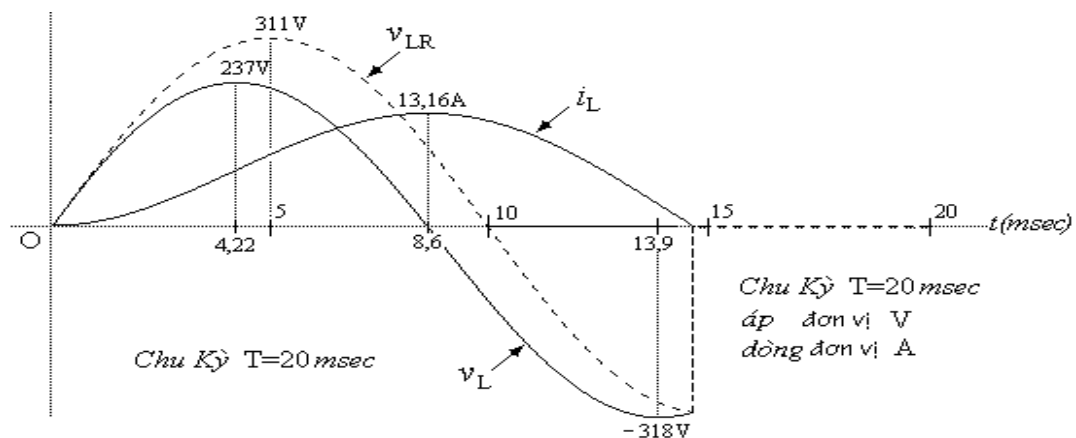
Chú ý là đối với tải tính cảm, dù giá trị điện áp trung bình $U_{dc} < 0,318 V_{max} = 0,45 V_{rms}$, nhưng giá trị hiệu dụng của điện áp ra $U_{load,rms} = 186,8 V$ lại cao hơn $0,5 V_{max} = 155,5 V$ (có thể nhận biết điều này thông qua dạng sóng điện áp tải hay áp dụng công thức (2.15))

○ Dòng trung bình và hiệu dụng trên tải: $I_{dc} = \frac{U_{dc}}{R} = 5,385 A$, $I_{load,rms} = 7,367 A$

Chú ý: Dòng qua diode (tức là dòng phía xoay chiều) và dòng qua tải tính cảm là như nhau, do đó có thể thấy: hệ số công suất $p.f = \frac{U_{load,rms}}{V_{rms}} \approx 0,85 \geq \frac{\sqrt{2}}{2}$

○ Dạng sóng điện áp trên cuộn dây :

Dạng sóng trên cuộn dây L chỉ có ở mặt lý thuyết (hình 2.11), nhưng hữu ích trong quá trình tư duy. Để vẽ, áp dụng phương trình: $v_L = v_{source} - Ri$ (hay $v_L = -L \frac{di}{dt}$)



Hình 2.11

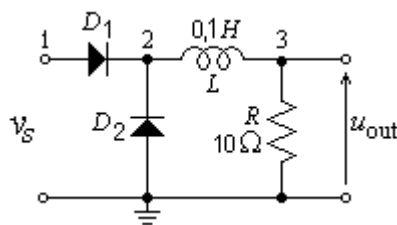
Điện áp cuộn dây đạt cực trị tại điểm uốn của dòng điện và bằng 0 tại hai cực trị của dòng điện.

Có thể chứng minh được diện tích phần dương bằng đúng diện tích phần âm

b) Dòng liên tục trong chỉnh lưu bán kỳ dùng diode thoát (freewheeling diode) tải tính cảm

Thí dụ 2: Chỉnh lưu hình 2.12, như hình 2.8 ở thí dụ 1 ngoại trừ có thêm diode thoát D_2 (diode “lưu dòng”, diode duy trì dòng, hay diode “lái”, diode “không”). Xác định

- dạng sóng dòng điện trên tải, dòng qua D_1 D_2
- dòng trung bình trên tải.
- dạng sóng điện áp trên tải u_2 , điện áp ra trung bình.
- dạng sóng điện áp trên L



Hình 2.12

Giải: Dùng biến $\theta = \omega t$ (đơn vị rad)

○ Dạng sóng dòng điện

Trong nửa bán kỳ dương D_1 thông, D_2 khóa diễn biến dòng như thí dụ 1, tức

$$i_{load}(\theta) = A_F e^{-\theta/\omega\tau} + \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\theta - \varphi) \quad \text{khi } 0 \leq \theta \leq \pi \quad (i)$$

Nửa bán kỳ âm D_2 thông, D_1 khóa, dòng chảy biến thiên theo hàm mũ suy giảm với dòng ban đầu $i_{load}(\pi)$ tức

$$i_{load}(\theta) = [i_{load}(\pi)] \left[e^{-\frac{(\theta - \pi)}{\omega\tau}} \right] \quad \text{khi } \pi \leq \theta \leq 2\pi \quad (ii)$$

Dễ thấy dòng tải phải liên tục và tuần hoàn, do đó giá trị A_F và $i_{load}(\pi)$ có thể tìm được từ (i) và (ii)

- Gán cho θ ở phương trình (i) lần lượt giá trị 0 và π để có $i_{load}(0)$ và $i_{load}(\pi)$
- Gán cho θ ở phương trình (ii) giá trị 2π để có $i_{load}(2\pi)$
- Chú ý $i_{load}(0) = i_{load}(2\pi)$ vì dòng liên tục và tuần hoàn

$$\text{Đặt } \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = I \quad \text{và} \quad \frac{R\pi}{\omega L} = \frac{\pi}{\omega\tau} = p$$

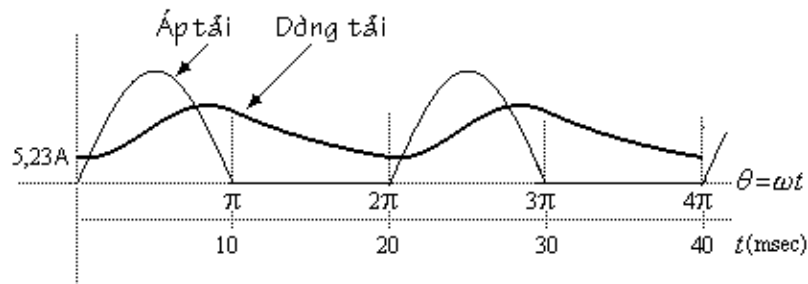
Kết hợp ba bước trên có thể tính A_F theo biểu thức (chú ý $\sin(\pi - \varphi) = \sin \varphi$)

$$A_F = I \sin \varphi \left(\frac{e^p + 1}{e^p - e^{-p}} \right) \quad (iii)$$

điều thú vị là dễ chứng minh được $i_{load}(\pi) = A_F$ (iv)

Áp dụng (i), (ii), (iii) và (iv) suy ra (hình 2.8):

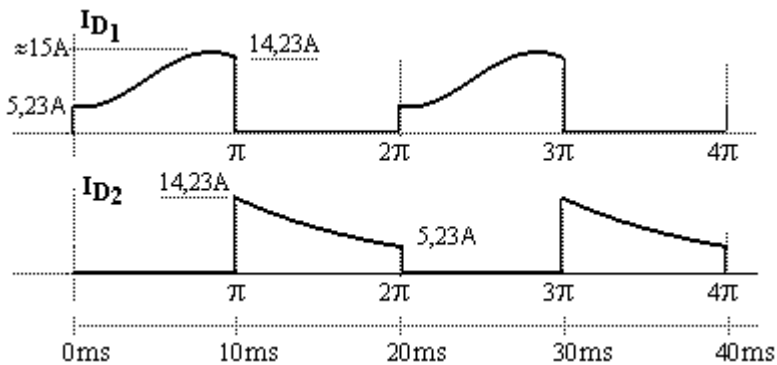
$$i_{load}(t) = \begin{cases} 14,23e^{-100t} + 9,44\sin(314t - 1,262) & \text{khi } 0 \leq t \leq 10 \text{ msec} \\ 14,23e^{-100(t-0,01)} & \text{khi } 10 \text{ msec} \leq t \leq 20 \text{ msec} \end{cases}$$



Hình 2.13

Tác dụng của diode “không” khiến điện áp chỉnh lưu giống như điện áp chỉnh lưu tải thuần trở, dòng qua tải liên tục và có trị trung bình lớn hơn so với khi không có diode D_2

○ Dòng qua các diode (hình 2.12)



Hình 2.14:

$$I_{D1,avg} \approx 10,82 \text{ A} \quad I_{D2,avg} \approx 8,99 \text{ A}$$

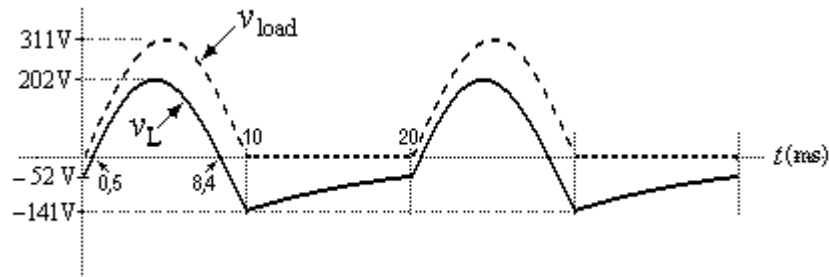
Một cách xấp xỉ : $I_{load,avg} = avg(I_{D1,avg}, I_{D2,avg}) \approx 9,9 \text{ A}$

○ Áp đặt lên cuộn dây

Trong một chu kỳ gồm hai đoạn

$$v_L = v_{source} - Ri \quad \text{khi } 0 \leq t \leq 10 \text{ msec}$$

$$v_L = -Ri \quad \text{khi } 10 \leq t \leq 20 \text{ msec}$$



Hình 2.15:

Điện áp trên tải (đường chấm chấm) và điện áp trên cuộn dây (đường đậm)

- Điện áp trung bình trên tải: (áp dụng trực tiếp công thức (2.2))

$$U_{dc} = 0,45 \times 220 = 99 \text{ V}$$

- Dòng trung bình trên tải: $I_{dc} = \frac{U_{dc}}{R} = 9,9 \text{ A}$

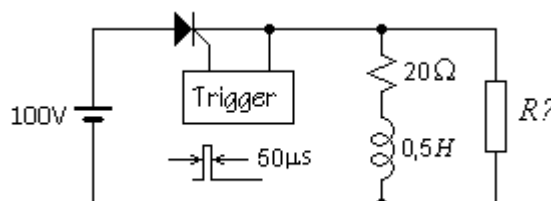
- Dòng hiệu dụng trên tải $I_{load,rms} \approx 10,48 \text{ A}$

Chú ý: Dòng qua diode D_1 là dòng phía xoay chiều), do đó có thể thấy :

$$p.f = \frac{U_{load,rms} \times I_{load,rms}}{V_{rms} \times I_{D_1,rms}} \approx \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{10,48}{11,48} < \frac{\sqrt{2}}{2}$$

c) Về dòng giữ I_{hold} của SCR:

Thí dụ 3: SCR ở hình 2.16 có dòng $I_{hold} = 50 \text{ mA}$ và được kích bằng xung có độ rộng $50 \mu \text{s}$. Chứng tỏ rằng khi được môi thông SCR sẽ khóa trở lại ngay sau khi kết thúc xung môi. Để SCR có thể “nhớ” sau khi đã được môi thông, cần phải đấu thêm điện trở $R \leq 2500 \Omega$.



Hình 2.16

Giải: Nếu không có điện trở R , ngay khi bắt đầu xung môi, SCR thông theo qui luật

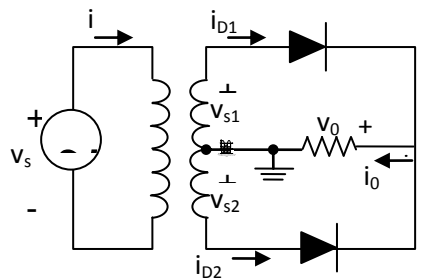
$$i = 5(1 - e^{-40t}) \text{ (A)}.$$

Như vậy sau khi kết thúc xung môi dòng điện đạt giá trị $i_{50} \approx 10 \text{ (mA)}$ vẫn còn thiếu 40 mA để vượt qua dòng $I_{hold} = 50 \text{ mA}$. Thêm điện trở rẽ tiền $R \leq 2,5 \text{ k}\Omega$ là phương án đẹp.

Ghi chú: Dòng i_{50} có thể tính trực tiếp hay xấp xỉ dòng điện trùng với đường tiếp tuyến tại $t = 0$

2.1.3 Chỉnh lưu toàn kỳ một pha: (full-wave)

Sơ đồ chỉnh lưu một pha 2 nửa chu kì có điểm giữa như hình 2.17



Hình 2.17

Máy biến áp có 2 cuộn dây thứ cấp, V_{S1} và V_{S2} ngược pha luân phiên cho dòng đi qua tải (hình 2.17). Trong nửa chu kỳ đầu V_{S1} có điện thế cao hơn nên D_1 dẫn, D_2 ngưng dẫn. Trong nửa chu kỳ sau V_{S2} có điện thế cao hơn nên D_2 dẫn, D_1 ngưng dẫn. Như vậy trong cả chu kỳ lúc nào cũng có dòng i_0 đi qua tải (hình 2.19b).

Điện áp trung bình ngõ ra :

$$V_0 = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.9V \quad (2.17)$$

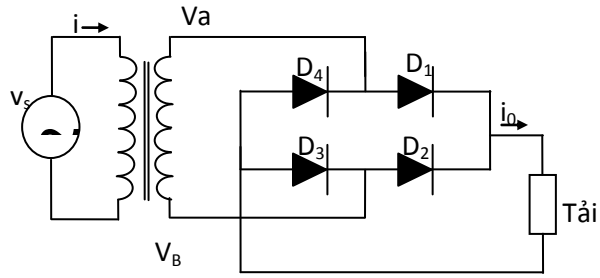
Dòng điện chỉnh lưu đồng pha với điện áp và có giá trị trung bình là:

$$I_0 = \frac{V_0}{R} = 0.9 \frac{V}{R} \quad (2.18)$$

Điện áp ngược đặt lên 2 diode là: $V_{ng,max} = 2V$

Đối với tải cảm thì do dòng điện tăng chậm và giảm chậm nên dòng không bao giờ về 0 (hình 2.14c).

Trong trường hợp máy biến áp không có điểm giữa thì chỉnh lưu toàn sóng được thực hiện bằng cầu 4 diode (hình 2.18).

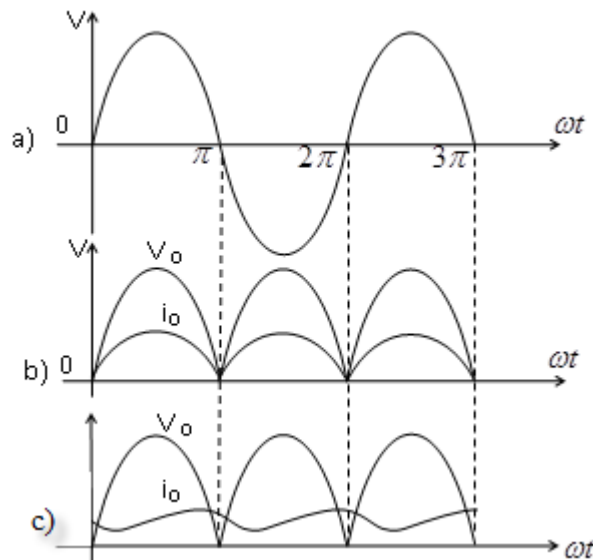


Hình 2.18 Sơ đồ chỉnh lưu cầu một pha

Trong nửa chu kì dương của điện áp nguồn. Giả sử $V_A > V_B$ dòng điện đi từ V_A - D_1 - phụ tải - D_4 về nguồn.

Trong nửa chu kì âm của điện áp nguồn. Điện áp $V_B > V_A$ dòng điện đi từ V_B - D_2 - phụ tải - D_3 về nguồn.

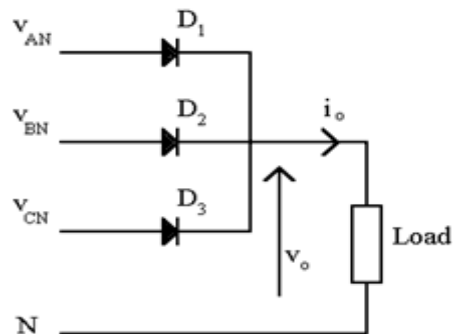
Điện áp và dòng điện chỉnh lưu đối với tải thuần trở (hình 2.19b). Đối với tải cảm (hình 2.19c).



Hình 2.19 Giản đồ điện áp và dòng điện

2.2 Chỉnh lưu không điều khiển ba pha

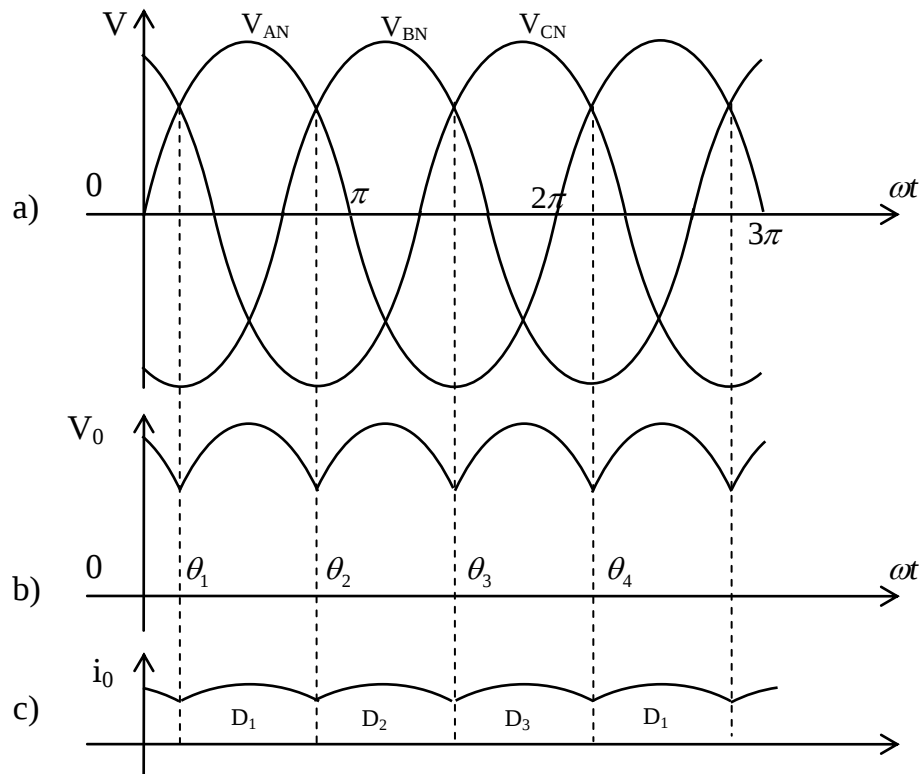
2.2.1 Chỉnh lưu nửa kỳ ba pha không điều khiển



Hình 2.20 Sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng ba pha

Trong chỉnh lưu một pha 2 nửa chu kì, các diode thay phiên nhau dẫn dòng từ nguồn tới phụ tải. Đó là sự chuyển mạch, nhưng trong chỉnh lưu ba pha thì sự dẫn của diode này sang diode khác sơ đồ hình 2.20 biểu diễn sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng ba pha.

Nguyên tắc chuyển mạch là: tại một thời điểm nào đó diode nào có điện áp cao hơn sẽ dẫn, còn các diode khác sẽ khoá, khi điện áp của 2 diode còn lại như nhau thì diode nào có điện áp đang tăng sẽ dẫn còn diode nào có điện áp đang giảm sẽ khoá.



Hình 2.21 Giản đồ điện áp và dòng điện theo thời gian của chỉnh lưu ba pha nửa chu kì

Trong khoảng θ_1 đến θ_2 thế pha a dương hơn 2 pha b và c ($V_{AN} > V_{BN}, V_{AN} > V_{CN}$) nên D_1 dẫn, D_2 và D_3 khoá. Dòng điện từ nguồn V_{AN} qua D_1 tới tải về điểm trung tính. Từ đó, điện áp trên phụ tải bằng V_{AN} .

Trong khoảng θ_2 đến θ_3 , thế pha b dương hơn 2 pha a và c ($V_{BN} > V_{AN}, V_{BN} > V_{CN}$) nên D_2 dẫn, D_1 và D_3 khoá. Dòng điện phụ tải $i_0 = i_{D2}$ và điện áp trên phụ tải $V_0 = V_{BN}$.

Tương tự, trong khoảng θ_3 đến θ_4 : diode D_3 dẫn lúc này điện áp trên phụ tải bằng điện áp V_{CN} . Vậy trong chu kì của nguồn 3 pha sẽ có 3 lần chuyển mạch như thế (hình 2.21).

Giá trị trung bình của điện áp chỉnh lưu theo tính toán là:

$$V_0 = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V = 1,71V \quad (2.19)$$

Trong trường hợp mạch chỉnh lưu không điều khiển ta có :

Chúng ta thấy mỗi diode trễ nhau 120^0 , khi D1 dẫn thì D2 và D3 không dẫn.

Dòng điện trung qua phụ tải là:

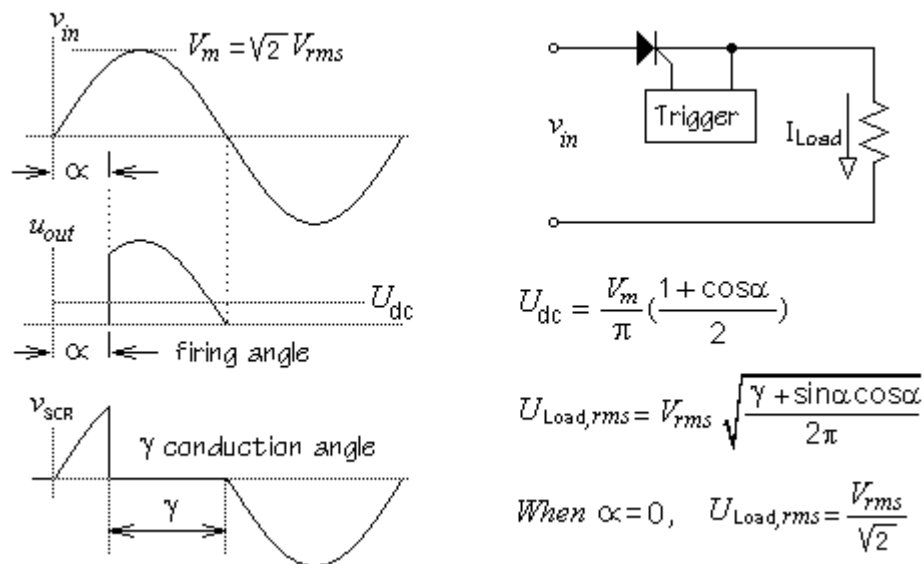
$$i_0 = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi R} V = 1.17 \frac{V}{R} \quad (2.20)$$

Dòng trung bình qua mỗi diode là:

$$I_D = \frac{i_0}{3} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi R} V = 0.39 \frac{V}{R} \quad (2.21)$$

2.3. Chỉnh lưu điều khiển một pha

2.3.1 Chỉnh lưu điều khiển một SCR một pha tải trở

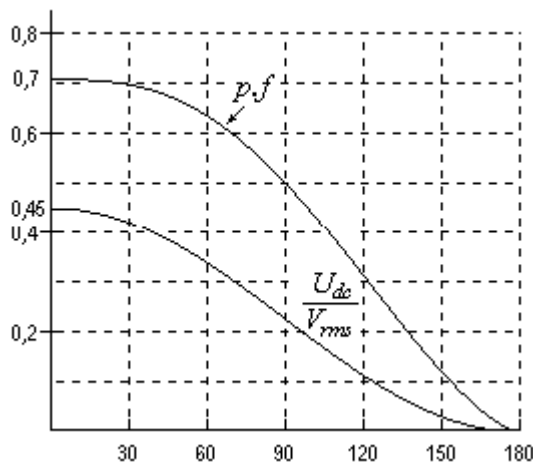


Hình 2.22 Chỉnh lưu điều khiển một SCR một pha tải trở .
(α là góc kích (còn gọi là góc trễ), và γ là góc thông)

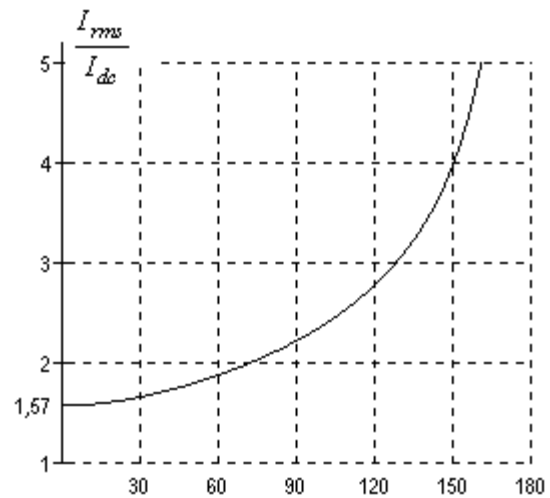
Điện áp trung bình so với điện áp hiệu dụng nguồn	$U_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} V_{rms} (1 + \cos \alpha) = 0,45 \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) V_{rms}$	2.22
Điện áp hiệu dụng tải so với điện áp hiệu dụng nguồn	$U_{Load,rms} = V_{rms} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin \alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}}$	2.23
Hệ số công suất	$p.f = \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin \alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}}$	2.24

Dòng hiệu dụng tải so với dòng trung bình	$\frac{I_{rms}}{I_{dc}} = 4,44 \frac{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin \alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}}}{1 + \cos \alpha} = 4,44 \frac{p \cdot f}{1 + \cos \alpha}$	2.25
Hệ số gợn sóng (ripple)	$ripple = \sqrt{\frac{U_{rms}^2}{U_{dc}^2} - 1}$	2.26

Thường người ta dùng đồ thị tính quan hệ về các trị trung bình và hiệu dụng (hình 2.23).



Hình 2.23.a : $p \cdot f$ và tỉ số điện áp



Hình 2.23.b: Tỉ số dòng điện

Thí dụ 4: Chỉnh lưu có điều khiển hình 2.22, $R = 10\Omega$, góc kích thông ứng với $\alpha = 60^\circ$. Tính các giá trị trung bình trên tải, công suất nhiệt của tải, và hệ số công suất $\cos \varphi$. Tính chọn SCR, biết điện áp hiệu dụng nguồn xoay chiều hình sin là 220(Volts)

Giải: Từ đồ thị hình 2.13.a và 2.13.b ứng với $\alpha = 60^\circ$ thì

$$\frac{U_{dc}}{V_{rms}} = 0,338 \quad \frac{I_{rms}}{I_{dc}} = 1,88 \quad p \cdot f = 0,635 \quad \text{suy ra:}$$

- $U_{dc} = 74,4(V) \quad I_{dc} = 7,44(A)$
- $I_{rms} = 1,88 \times 7,44 = 14(A)$
- Công suất tác dụng trên tải
 $[P = RI_{rms}^2] \quad \therefore P = 1960(W)$
- Công suất biểu kiến mà nguồn phải cung cấp
 $[S = V_{rms}I_{rms}] \quad \therefore S = 3084(VA)$
- Có thể kiểm tra lại hệ số công suất

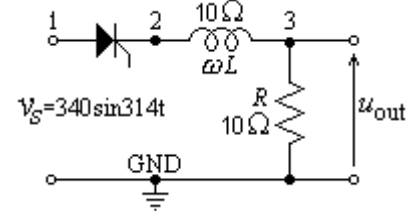
$$\cos \varphi = \frac{1960}{3080} = 0,635$$

Chọn SCR có dòng 10 A, 500V (SCR như vậy có dòng hiệu dụng 15,7 A).

2.3.2 Chỉnh lưu điều khiển một SCR một pha tải có tính cảm

Thí dụ 5: Chỉnh lưu hình 2.24, nguồn lưới 240V / 50Hz, tải tính cảm được giả lập như gồm cuộn dây L và điện trở R . Cho biết góc kích thông $\alpha = 30^\circ$. Xác định

- dạng sóng dòng điện trên tải
- dòng trung bình trên tải.
- dạng sóng điện áp trên tải u_2 , điện áp ra trung bình.
- dạng sóng điện áp trên L



Hình 2.24

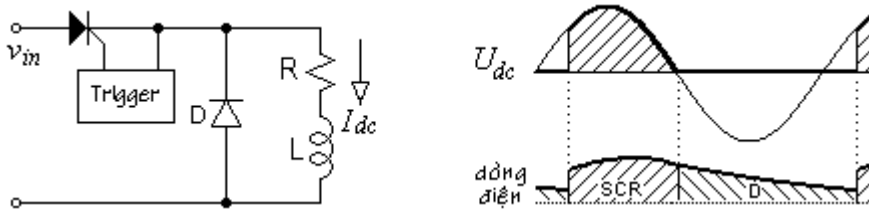
Ký hiệu $\theta = \omega t$ và dùng phép dời trục cho hàm mũ như đã dùng ở [thí dụ 2] thì công thức tổng quát rất giống công thức (2.16) ở [thí dụ 1] ngoại trừ xuất hiện thêm góc kích thông α

$$\begin{aligned} i_{load}(t) &= A e^{-\frac{\theta-\alpha}{\omega\tau}} + \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\omega t - \varphi) \\ \varphi &= \arctg \frac{L\omega}{R}; \quad A = \frac{V_{max} \sin(\varphi - \alpha)}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Áp dụng (2.22) với chú ý là $\omega\tau = 1$

$$i_{load}(t) = 6,29 e^{-(314t - 0,5236)} + 24,04 \sin(314t - 0,785)$$

Công thức chỉnh lưu một pha, một SCR, một diode freewheeling, dòng liên tục



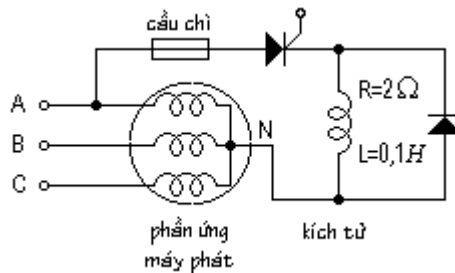
Hình 2.25 Chỉnh lưu SCR dùng diode đệm

$$U_{dc} = 0,45 \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) V_{rms}; \quad I_{dc} = \frac{U_{dc}}{R} \quad (2.28)$$

$$\text{Chọn SCR} \quad \begin{cases} I_{dc, scr} = \frac{\gamma^o}{360^o} I_{dc} \\ I_{rms, scr} = \sqrt{\frac{\gamma^o}{360^o}} I_{dc} \end{cases} \quad (2.29)$$

$$\text{Chọn diode} \quad \begin{cases} I_{dc, diod} = \frac{360^o - \gamma^o}{360^o} I_{dc} \\ I_{rms, diod} = \sqrt{\frac{360^o - \gamma^o}{360^o}} I_{dc} \end{cases} \quad (2.30)$$

Thí dụ 6: Máy phát điện ba-pha-tự-kích-từ điện áp pha hiệu dụng $V_{rms} = 230V$. Điện áp kích từ được trích từ pha A, như hình 2.26. Kích từ có thông số: $R_L = 2\Omega$, $L = 0.1H$, $U_{dc} = 40V$. Chọn linh kiện dùng cho mục đích này.



Hình 2.26: Mạch tự kích từ cho máy phát ba pha

- Dùng công thức (2.22) suy ra $\alpha = 103^o$, $\gamma = 77^o$
- Do $\omega L = 31,4\Omega \gg R_L = 2\Omega$ nên dòng tải xem như phẳng $I_{dc} = 20A$
- Diode và SCR được chọn như bảng dưới đây (Áp đỉnh 325V):

	Diode	SCR
Dòng trung bình	15,7	4,3
Dòng hiệu dụng	17,7	9,3

- SCR chọn loại 10A/600V, Diode chọn loại 20A/400V

2.4. Chỉnh lưu bán điều khiển cầu một pha (semi-rectifier)

2.4.1 Chỉnh lưu hai bán kỳ - bán điều khiển

Sơ đồ chỉnh lưu như hình 2.27

Điện áp trung bình trên tải

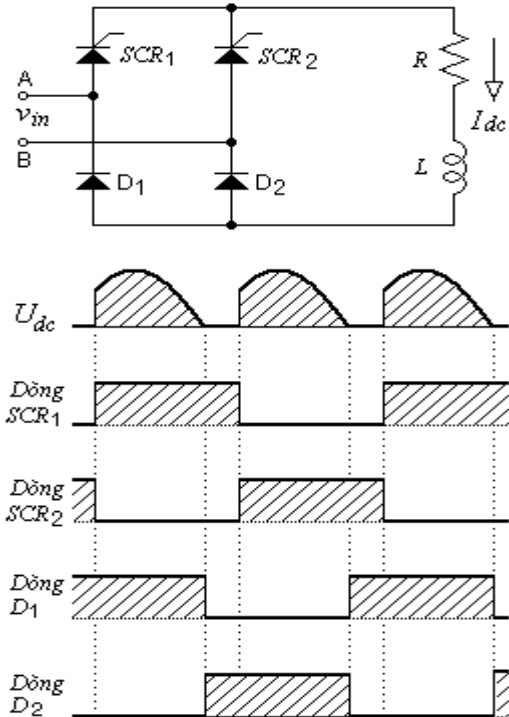
$$U_{dc} = \frac{V_{max}}{\pi}(1 + \cos \alpha)$$

$$U_{dc} = 0,45 V_{rms}(1 + \cos \alpha) \quad (2.31)$$

Điện áp hiệu dụng trên tải

$$U_{rms} = V_{rms} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (2.32)$$

Khi SCR_1 thông, dòng tải từ nguồn qua SCR_1 , đến tải, qua D_2 trở về nguồn; cho đến cuối bán kỳ dương điện thế nguồn ở điểm A trở thành âm, điểm B trở thành dương, do tải cảm nên dòng tải vẫn giữ chiều ban đầu, SCR_1 vẫn tiếp tục thông, lúc này D_2 khóa (do thế ở B âm) dòng tải chuyển đường thông: *Dòng tải từ nguồn qua SCR_1 , đến tải, qua D_1 trở về nguồn.* Vậy dòng chảy qua các SCR và các diode hầu như bằng nhau, để chọn linh kiện dùng các công thức (2.23), (2.24)

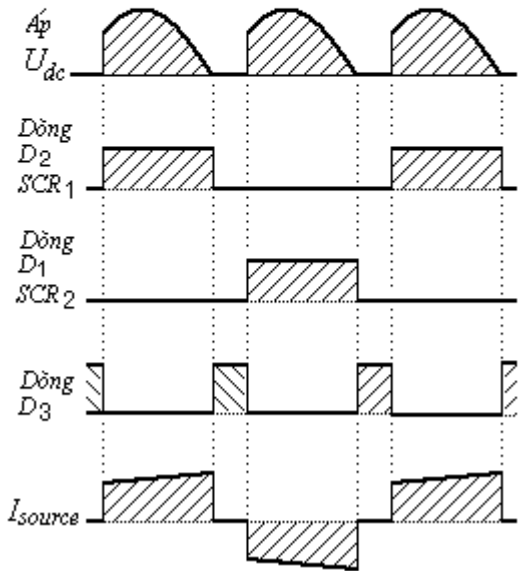
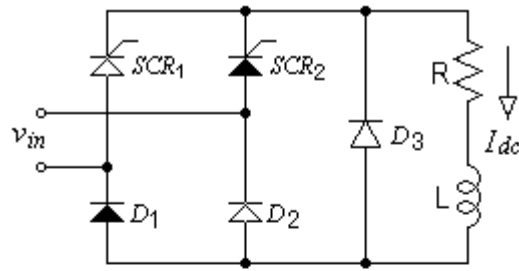


Hình 2.27: Chỉnh lưu bán điều khiển

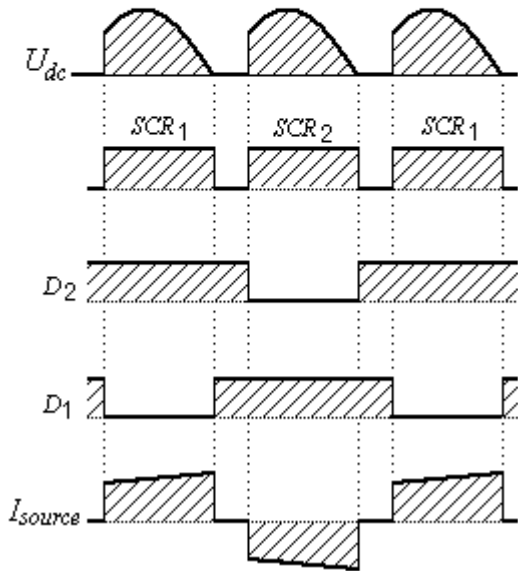
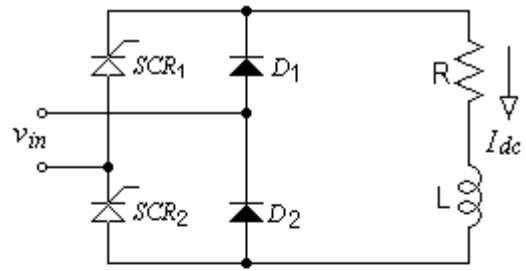
Thí dụ 7: Nguồn lưới điện áp hiệu dụng $V_{rms} = 220V$ chỉnh lưu như hình 2.27. Biết $\alpha = 60^\circ$, $R = 5\Omega$, cảm kháng lớn sao cho dòng tải là liên tục. Chọn linh kiện dùng cho mục đích này.

- Dùng công thức (2.25) : $U_{dc} = 149 V$, dòng tải xem như phẳng $I_{dc} \approx 30 A$
- Diode và SCR thông như nhau trong 180° do đó
- $I_{dc} = 15 A$
- $I_{rms} = 15\sqrt{2} A$

2.4. 2 Chỉnh lưu hai bán kỳ bán-điều-khiển, dùng diode freewheeling



Hình 2.28



Hình 2.29

Hình 2.18 là sơ đồ thông dụng mỗi diode và SCR cần các thông số sau:

- Điện áp cực đại $V_{Source\max}$, Dòng cực đại $\frac{I_{dc}}{\sqrt{2}}$
- Diode đệm D gần như thông liên tục khi mà góc $\alpha \rightarrow 180^\circ$ do đó phải chọn diode có dòng định mức bằng I_{dc}
- Hệ số công suất $\cos \varphi = 0,45 \times (1 + \cos \alpha) \times \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha}}$

Hình 2.29 là sơ đồ cầu hỗn hợp một pha không đối xứng (diode vừa đóng vai trò chỉnh lưu vừa đóng vai trò đệm) ít được dùng vì lý do điều khiển (hai cathode SCR không cùng điện thế) và khi góc mở $\alpha > 150^\circ$ và có một SCR mất môi, cầu có thể hỏng.

Thí dụ 8: Lập lại thí dụ 7 khi dùng mạch hình 2.28 (có diode đệm)

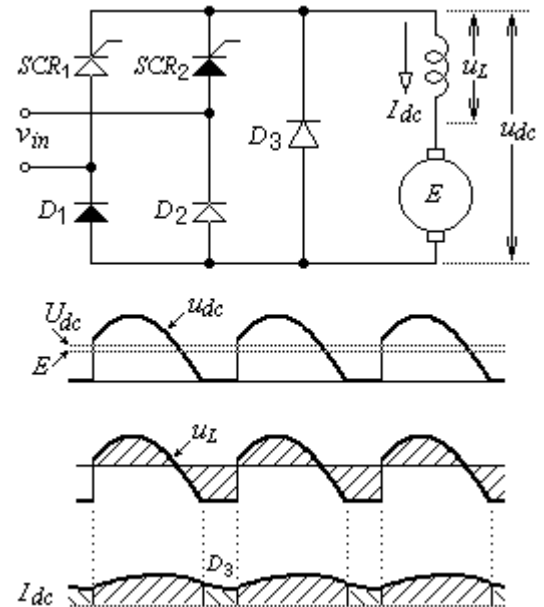
- Diode và SCR thuộc cầu (tức D_1, D_2, SCR_1, SCR_2) thông trong $180^\circ - 60^\circ = 120^\circ$
- Diode freewheeling D_3 thông trong $2 \times 60^\circ$ nên
- $I_{dc} = 10A$ và $I_{rms} = 17,3A$

- Chú ý là dòng hiệu dụng phía nguồn $I_{Source} = \sqrt{\frac{240^0}{360^0}} \times I_{dc} = 24,5 A$

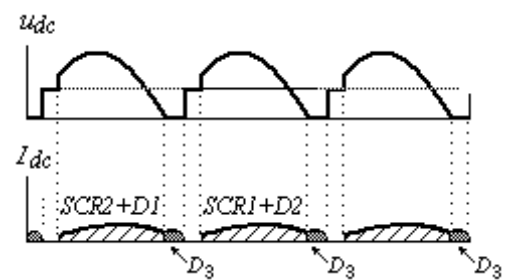
2.4.3 Chỉnh lưu hai bán kỳ bán-điều-khiển, diode freewheeling, tải là động cơ

Tải là động cơ, sức phản điện động có thể làm cho các SCR thông trong thời gian ngắn với dòng lớn; về phía động cơ dòng đảo chiều ở chổi than lớn có thể gây tia lửa lớn (dòng trung bình không lớn nhưng dòng hiệu dụng lớn). Do đó khi dùng semi-converter cho động cơ nhất thiết phải nối tiếp với động cơ cuộn kháng nhằm lọc phẳng các xung động (hình.2.30). Nếu điện cảm của cuộn kháng rất lớn dòng điện gần như phẳng; các sóng hài bị loại bỏ: SCR, diode, và cả nguồn xoay chiều có thể chọn tiết kiệm nhất.

Chú ý: Khi động cơ mang tải nhẹ dòng qua động cơ có thể không liên tục. Tình huống này có thể được minh họa ở hình 2.31



Hình.2.30



Hình.2.31

2.4.4. Chỉnh lưu điều khiển cầu một pha (dùng bốn SCR):

Có thể cho động cơ hoạt động ở góc phần tư thứ hai bằng sơ đồ cầu một pha dùng bốn SCR như hình 2.32. Về nguyên tắc, mạch không dùng cho tải thuần trở, do đó các công thức dưới đây chỉ có giá trị tham khảo (α là góc kích mở (firing angle), γ là góc thông):

Điện áp trung bình trên tải:	$U_{dc} = \frac{V_{max}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = 0,45 V_{rms} (1 + \cos \alpha)$
Điện áp hiệu dụng trên tải:	$U_{rms} = V_{rms} \sqrt{\frac{2\gamma + 2 \sin \alpha \cos \alpha}{2\pi}}$

Khi $\alpha = 0$, kết quả như cầu bốn diode:

$$U_{rms} = V_{rms}$$

Trường hợp tải là động cơ

Nếu cuộn kháng L_a đủ lớn để dòng điện tải liên tục thì

- $0 < \alpha < 90^\circ$ thì cả hai U_{dc} và I_{dc} đều dương

Mạch làm việc chế độ chỉnh lưu, năng lượng cấp một chiều từ nguồn đến động cơ.

- $\alpha > 90^\circ$: $U_{dc} < 0$ còn $I_{dc} > 0$, dòng tải dương còn áp trung bình âm

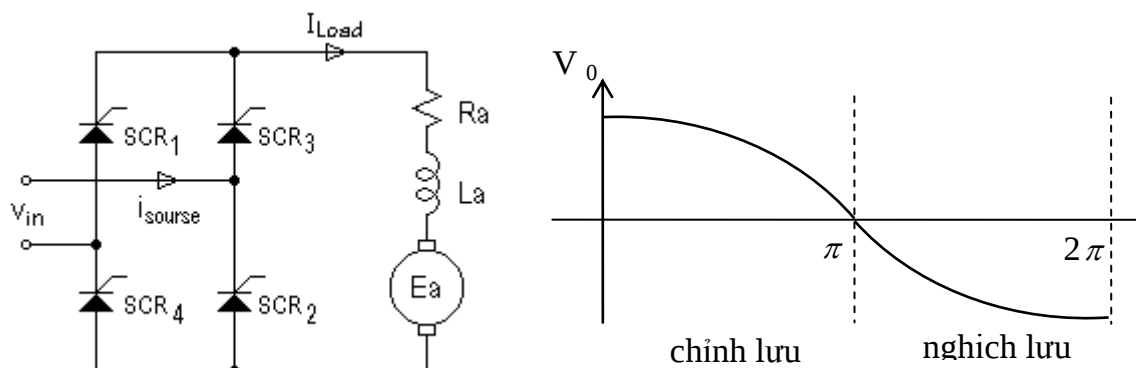
Điều này chứng tỏ dòng năng lượng chảy từ động cơ trả về nguồn, mạch cầu điều khiển toàn phần làm việc ở chế độ đảo lưu (*inversion mode*). Ta có thể thấy khi mà SCR_3 và SCR_4 thì xuất hiện điện áp nghịch đặt lên hai SCR_1 và SCR_2 ; hiện tượng này được gọi là chuyển mạch lưới (line commutation).

Trong cả hai trường hợp (có hay không đảo lưu) điện áp ra tải là:

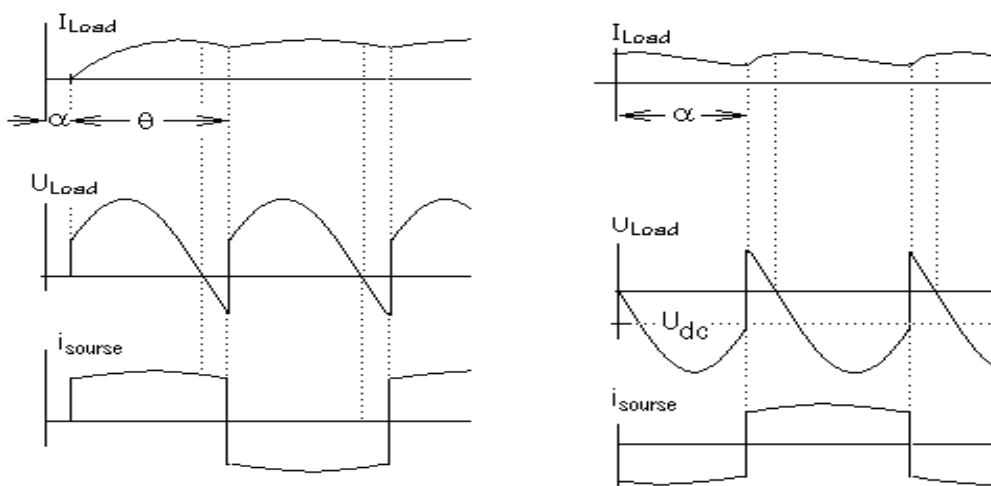
$$U_{dc} = \frac{2}{\pi} V_{\max} \cos \alpha = 0,9 V_{Source,rms} \cos \alpha \quad (2.33)$$

hệ số công suất $\cos \varphi = 0,9 \times \cos \alpha$

Chú ý: công thức sẽ không đúng khi dòng tải không liên tục.



Hình 2.32 Chỉnh lưu cầu điều khiển toàn phần (dùng bốn SCR)



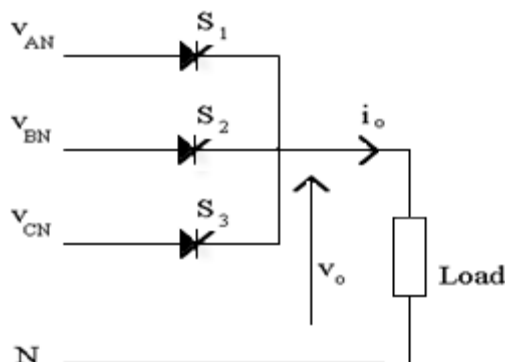
Hình 2. 33

a) Góc kích mở : $0 < \alpha < 90^\circ$
chế độ chỉnh lưu

b) Góc kích mở: $\alpha \approx 120^\circ$
chế độ đảo lưu

2.5 Chỉnh lưu nửa kỳ ba pha có điều khiển (dùng SCR)

Thay các diode biểu diễn được thay bằng các thyristor hình 2.34 ta được bộ chỉnh lưu có điều khiển bằng cách thay đổi góc kích α , có thể điều chỉnh điện áp ra trung bình. Và xung điều khiển trung tâm cho ba xung mỗi lệnh nhạ 120° để tạo nên cùng một góc mở cho từng thyristor.



Hình 2.34 Sơ đồ chỉnh lưu ba pha nửa chu kì có điều khiển

Lúc này 3 pha được kích lúc $\omega t_1 = 30 + \alpha$, $\omega t_2 = 180 + \alpha$ và $\omega t_3 = 270 + \alpha$. Trong trường hợp tải chứa S1 dẫn tại π , S2 tại $\pi + 2\pi/3$ và S3 tại $\pi + 4\pi/3$. Lúc này điện áp trung bình trên tải là.

$$V_0 = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos \alpha \quad (2.34)$$

Nếu $\alpha = 0$ thì chỉnh lưu có điều khiển trở thành chỉnh không điều khiển và ngõ ra trung bình la lớn nhất.

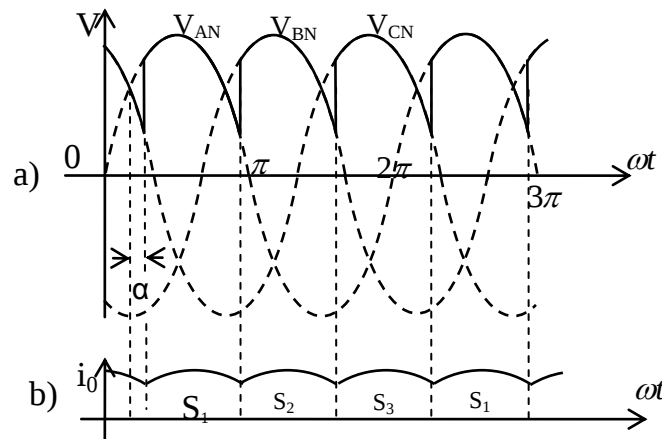
Chỉnh lưu với tải là cuộn cảm L có thể làm mẫu bởi thí dụ :

Thí dụ 9: Nếu tải dùng chỉnh lưu nửa kỳ 3 pha, thiết bị điều chỉnh bao gồm điện trở R và cuộn cảm L lớn (dòng điện ngõ ra i_O liên tục và sóng độc lập). Trường hợp khi góc kích $\alpha = 60^\circ$

a. Vẽ dạng sóng của V_O và I_O

b. Xác định điện áp trung bình V_O nếu $V = 120V$

Dạng sóng ngõ ra V_O khi chỉnh lưu ba pha bán kì có điều khiển



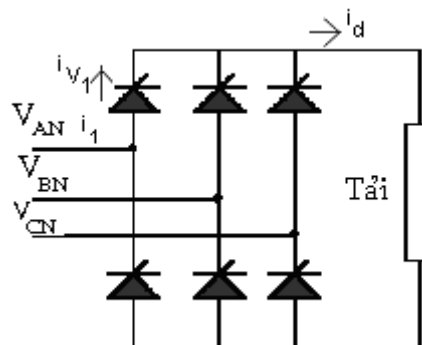
Hình 2.35 Giản đồ điện áp và dòng điện theo thời gian của chỉnh lưu ba pha nửa chu kì có điều khiển

Điện áp trung bình V_O khi $V=120(V)$

$$V_0 = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}120}{2\pi} \cos \frac{\pi}{3} = 70.2 (V) \quad (2.35)$$

2.6 Mạch chỉnh lưu toàn kỳ 3 pha dùng SCR

Sơ đồ chỉnh lưu mạch chỉnh lưu toàn sóng dùng SCR như hình 3.36



Hình 2.36

Đây là chỉnh lưu cầu toàn sóng 3 pha: S1, S2, S3 dẫn lúc điện áp cao trong nửa chu kỳ đầu của pha mà chúng liên tục còn S4, S5, S6 dẫn lúc điện áp thấp trong nửa chu kỳ sau của pha đó.

Ngoài ra chúng ta giả sử công suất của cuộn cảm để duy trì dòng điện liên tục như thiết bị một chiều dòng điện ngõ ra sẽ liên tục và hoạt động như sau:

Lúc $\alpha = 60^\circ$ tại $\omega t = \pi/6 + \alpha$, S1 dẫn trước khi S6 dẫn dòng I_O công suất điện đến pha A và B

Ví dụ 10: $V_O = V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$ (vì điện áp ngõ ra khác khoảng V_{AN} và V_{BN})

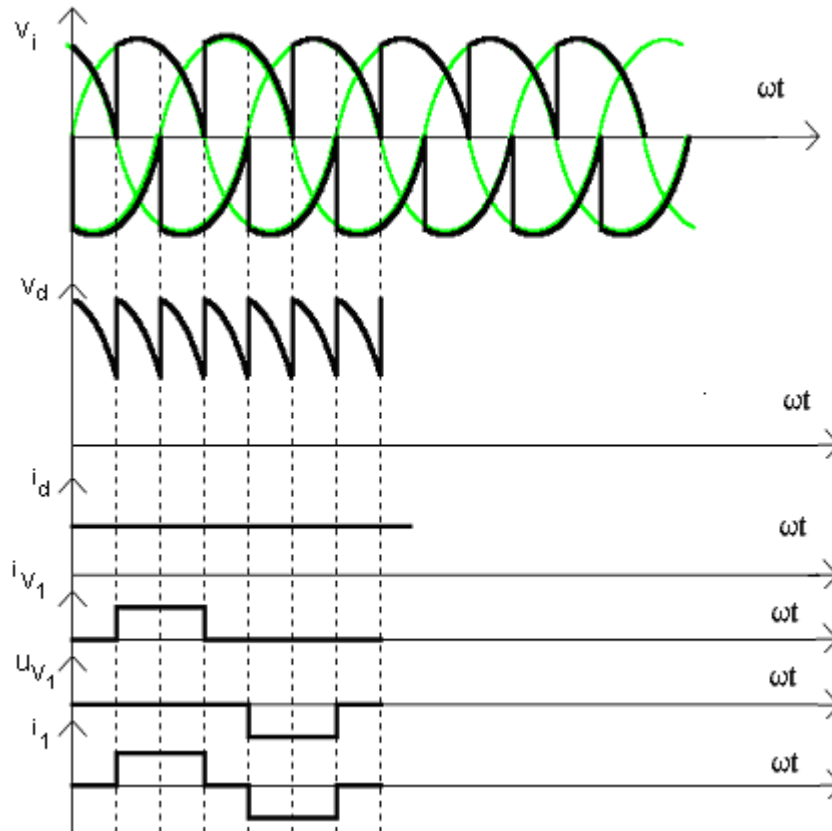
Lúc $\omega t = \pi/6 + \alpha + \pi/3$, S2 dẫn và V_{CB} đi qua S6 để quay về (xuyên qua đường truyền). Dòng điện từ S6 di chuyển đến S2 và ngõ ra trở thành V_{AC} .

Cứ sau 60° thì SCR dẫn theo thứ tự.

Chú ý mỗi thiết bị điều khiển để chu kỳ bằng 120° nhưng điện áp trung bình ngõ ra có thể biểu diễn

$$V_0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha \quad (2.36)$$

Dạng sóng như sau :



Hình 2.37 Giải đồ điện áp và dòng điện theo thời gian của chỉnh lưu toàn sóng ba pha có điều khiển

2.7 Tính toán mạch chỉnh lưu:

Dòng điện chỉnh lưu chảy qua điện trở tải R_t lần lượt tạo bởi các dòng điện i_{D1}, i_{D2}, i_{D3} .

Trị trung bình (trong một chu kì) của dòng điện qua diode

$$u = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \sqrt{2}u_2 \cos \alpha dt = \frac{\sqrt{2}u_2 \sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} = 1,17u_2$$

Điện áp ngược trên diode được xác định bằng điện áp giữa các pha vì anode của diode không dẫn được nối vào pha khác, còn cathode của nó được nối qua diode đang dẫn điện vào cuộn dây thứ cấp của pha khác (bỏ qua sụt áp trên diode đang dẫn)

Giá trị cực đại của điện áp ngược bằng biên độ điện áp giữa các pha:

Dựa vào dòng trung bình qua diode và điện áp ngược ta sẽ chọn được diode chỉnh lưu.

Trong hai sơ đồ này (Y) trị trung bình hiệu dụng của điện áp pha

Trị hiệu dụng của dòng điện thứ cấp (đường cong có dạng hình chữ nhật)

Công suất tính toán của máy biến áp khi các cuộn dây nối hình sao

Trong sơ đồ thứ cấp mắc tam giác điện áp thứ cấp sẽ giảm nhỏ (căn bậc 3) lần so với điện áp pha

Nếu hệ số biến áp K_T được xác định theo hệ số U_1/U_2 còn của dòng điện sơ cấp so với dòng thứ cấp được thiết lập theo tỉ số vòng dây (khi cân bằng $I_1.W_1=I_2.W_2$) thì ngoài hệ số biến áp còn phải nhân căn 3 vào tỉ số các dòng điện I_1 và I_2 . Công suất tính toán của các cuộn dây thứ cấp khi chúng được mắc theo hình tam giác

Khi nối các cuộn dây theo hình tam giác hệ số công suất tính toán sẽ tăng lên nhiều. Điều này do trong lượng đồng của hai cuộn dây nối với nhau tăng lên gấp đôi(so với 1 cuộn) trong khi các điện áp tổng (do các cuộn dây đặt trên các lõi khác nhau và suất điện động cảm ứng trên các cuộn dây lệch pha nhau 120° chỉ tăng lên 1,73 lần

Trị hiệu dụng của dòng sơ cấp trong sơ đồ tam giác cũng giống như trong sơ đồ sao. Công thức tính toán của các cuộn sơ cấp:

$$P_T=3U_1i_1=1,21P_d$$

2.7.1 Công suất tính toán của biến áp

So sánh công suất tính toán của của máy biến áp khi nối hình sao và hình tam giác ta thấy hệ số tính toán trong sơ đồ nối tam giác lớn 1,11 lần so với sơ đồ nối sao.

Chỉnh lưu cầu ba pha:

Điện áp chỉnh lưu :

$$\text{Khi } m=6 \quad ; \quad U_{CL}=2,34U_2$$

U_{CL} : điện áp chỉnh lưu

U_2 : điện áp pha

Tại trung bình của dòng điện

Dòng điện này chạy liên tiếp qua 2 diode

Trị cực đại của điện áp ngược, xác định theo hiệu số các điện áp tổng hợp bên thứ cấp.
Trị cực đại của điện áp ngược bằng biên độ của điện áp dây

$$U_{ng\max} = 1.4U_d = \sqrt{3}U_p = 1.045U_{CL}$$

Phần nhảy vọt ban đầu của điện áp ngược xuất hiện khi kết thúc góc chuyển mạch f

$$U_{ng} = \sqrt{6} U_f \sin f$$

Diode phải chịu đựng được điện áp nhảy vọt ban đầu khi đó dòng điện ngược có giá trị cực đại và điện áp ngược có giá trị cực đại mà không bị đánh thủng

Để xác định công suất tính toán máy biến áp trước hết ta tìm trị hiệu dụng của dòng điện thứ cấp và dòng sơ cấp của cuộn dây biến áp. Dòng điện trong cuộn dây thứ cấp là dòng xoay chiều

Trong phần dương của chu kỳ, dòng điện của diode thuộc nhóm cathode chảy qua cuộn dây

Trong phần chu kỳ âm, có dòng điện thuộc nhóm anode. Trị hiệu dụng của nhóm thứ cấp khi có dạng hình chữ nhật và khi có sự chuyển mạch dòng điện xảy ra tức thời sẽ

$$\text{bằng: } I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{4\pi}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

Vì dòng điện thứ cấp chảy đồng thời qua các cuộn dây đặt trên hai trụ khác nhau.

Nên dòng điện sơ cấp chỉ khác với dòng thứ cấp qua hệ số biến áp K_T

$$I_1 = \frac{1}{K_T} I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{K_T} I_d$$

Công suất tính toán của cuộn dây bằng công suất tính toán của biến áp và bằng

$$K_1 = P_2 = P_T = 3 \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \frac{U_d}{2.34} = 1.045 I_d$$

Ví dụ 11: Bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha điều khiển mắc vào tải chứa $R=10$ ohm, $E=50V$ và L rất lớn làm dòng tải liên tục và phẳng. Áp nguồn xoay chiều ba pha có trị hiệu dụng $U=220V$ mạch ở trạng thái xác lập.

a/ Tính trị trung bình của điện áp chỉnh lưu và dòng chỉnh lưu khi góc điều khiển

$$\alpha = \frac{\pi}{3} (\text{rad})$$

b/ Tính trung bình dòng qua mỗi linh kiện

c/ Tính trị hiệu dụng dòng qua mỗi pha nguồn

d/ Tính hệ số công suất nguồn

Giải

a/ Dòng qua tải liên tục nên suy ra:

$$V_o = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot 220 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = 128.6 \text{ (V)}$$

Mạch ở trạng thái xác lập nên ta có:

$$i_o = \frac{V_o - E}{R} = \frac{128.6 - 50}{10} = 7.87 \text{ (A)}$$

b/ Do dòng tải phẳng nên ta sử dụng công thức tính công suất trung bình

$$P_o = V_o \cdot i_o = 128.6 \times 7.87 = 1012.8 \text{ (W)}$$

c/ Mỗi linh kiện dẫn điện trong khoảng thời gian bằng nhau và bằng 1/3 chu kỳ lưới. Từ đó, dòng trung bình qua mỗi linh kiện bằng:

$$I_{TB} = \frac{i_o}{3} = \frac{7.87}{3} = 2.63 \text{ (A)}$$

d/ Từ dạng đồ thị dòng qua pha nguồn của bộ chỉnh lưu, ta có trị hiệu dụng dòng pha nguồn I

$$I = \frac{I_o}{\sqrt{3}} = 4.54 \text{ (A)}$$

e/ Hệ số công suất của nguồn, nếu bỏ qua công suất tổn hao trên linh kiện

$$P = P_o = 1012.8 \text{ W} = 1.012 \text{ kW}$$

Công suất biểu kiến của nguồn

$$S = V_1 I_1 + V_2 I_2 + V_3 I_3 = 3 V_1 I_1$$

$$\text{Với } V_1 = V = 220 \text{ V}; I_1 = I = 4.54 \text{ A}$$

Hệ số công suất của nguồn S

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{1012.8}{2996.4} = 0.338$$

Chú ý hệ số công suất thay đổi phụ thuộc vào góc điều khiển và có độ lớn giảm dần khi góc điều khiển tăng dần và đạt giá trị lớn nhất khi góc điều khiển = 0

2.7.2 Máy biến áp cấp nguồn cho các bộ chỉnh lưu:

a. Chức năng máy biến áp (MBA)

MBA vừa là nguồn xoay chiều cho các bộ chỉnh lưu có các chức năng như sau:

- Cung cấp điện áp nguồn phù hợp với tải
- Cách ly áp nguồn của bộ chỉnh lưu với lưới điện áp. Do đó, tải có thể chạy ngắn mạch trong thời gian ngắn
- Tác dụng lọc các sóng hài bậc cao
- Tạo thành cảm kháng chuyển mạch do đó hạn chế sự biến dạng gây ra từ quá trình chuyển mạch

- Tạo hệ thống nguồn xoay chiều nhiều pha để cung cấp cho bộ phận chỉnh lưu nhiều xung

b. Tính toán máy biến áp

Phân tích dạng điện áp và dòng điện MBA :

- Điện áp máy phía sơ cấp và thứ cấp được xem có dạng sin và tỷ số các điện áp này bằng tỉ số vòng dây cuộn sơ và cuộn thứ cấp
- Dòng điện qua cuộn thứ cấp được xác định phụ thuộc vào cấu hình bộ chỉnh lưu.
- Dòng điện cuộn thứ cấp được xác định phụ thuộc vào thành phần xoay chiều của dòng qua cuộn sơ cấp. Thành phần dòng điện một chiều qua cuộn thứ cấp có tác dụng đưa trạng thái mạch từ vào chế độ bão hòa nên cần được hạn chế.

$$i_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{1s}^2 dx} = \frac{i_d}{\sqrt{3}}$$

$$i_p = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{1s}^2 dx} = K \frac{\sqrt{2}}{3} i_d$$

k: là tỉ số máy biến áp

- *Định mức điện áp phía thứ cấp MBA*

$$U_{dmax} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \cos \alpha_{\min}$$

Chọn $\alpha_{\min} = 0$ $S_t = \frac{S_s + S_t}{2} K_t P_d \Rightarrow U_{dmax} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}$

- *Định mức dòng điện phía thứ cấp MBA :*

Dòng điện định mức cuộn thứ cấp được tính theo trị định mức của dòng tải.

→ Mạch chỉnh lưu tia ba pha : $I_s = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$

- *Định mức công suất biểu kiến MBA*

Xét bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha . Công suất biểu kiến MBA :

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = K_t P_d$$

trong đó: K_t : Hệ số sử dụng MBA

S_s, S_p là công suất biểu kiến phía sơ cấp và thứ cấp MBA

P_d là công suất tải

$$S_p = m_p U_p I_p; S_s = m_s I_s U_s$$

m_s là số pha ; U, I :trị hiệu dụng điện áp và dòng điện. Từ kết quả phân tích dòng điện qua MBA ta có:

$$I_s = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = k \frac{\sqrt{2}}{3} I_d$$

Trị hiệu dụng áp nguồn

$$U_s = U$$

$$U_p = \frac{1}{k} U_s = \frac{1}{k} U = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \frac{U_d}{k}$$

$$\text{từ đó : } S_p = 3U_p I_p = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \frac{U_d}{k} k \frac{\sqrt{2}}{3} I_d = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_d I_d = \frac{2}{3\sqrt{3}} P_d$$

$$S_s = 3U_s I_s = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_d \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \pi P_d$$

$$\text{Và : } S_t = \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_d + \frac{\sqrt{3}}{3} \pi P_d \right) = 1.35 P_d$$

Vì thế , hệ số sử dụng MBA $K_t = 1,35$

Ví dụ12: Cho bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn. Nguồn điện áp xoay chiều lấy từ phía thứ cấp $U=220V$, tần số $\omega=314$ rad/s. Tải $R=0,1\Omega$, L rất lớn dùng làm dòng tải liên tục và phẳng. $E=220V$ góc điều khiển $\alpha = \frac{\pi}{3} \text{ rad}$.

- 1) Tính trị trung bình áp U_d và dòng I_d
- 2) Trị trung bình và trị hiệu dụng dòng qua SCR
- 3) Tính trị hiệu dụng và dòng điện qua nguồn xoay chiều
- 4) Giả sử trong quá trình làm việc do tải thay đổi (E) góc điều khiển α thay đổi trong phạm vi $(0, \pi)$. Dòng tải được điều chỉnh chính xác như ở câu 1. Tính công suất MBA

Giai:

$$1) U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} 220 \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = 257(V)$$

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} = \frac{257 - 200}{0,1} = 572(A)$$

$$2) I_{tb} = \frac{I_d}{3} = 190,6(A) ; I_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} . 572 = 467(A)$$

$$3) S = \frac{S_p + S_s}{2}$$

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d; S_s = 3U_s I_s = 3U \sqrt{\frac{2}{3}}$$

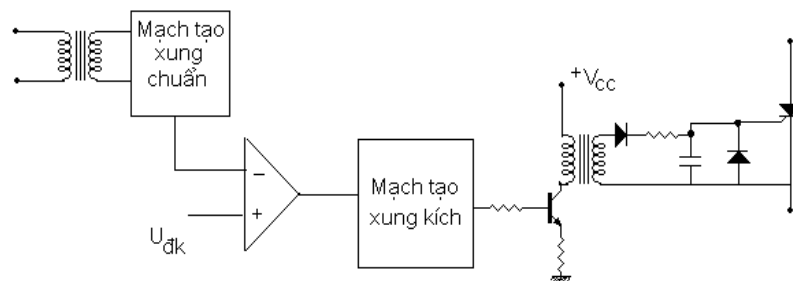
$$u_{dmax} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_s (\alpha = 0); U_p = \frac{N_p}{N_s} U_s; I_p = \frac{N_s}{N_p} I_s$$

$$4) S = 1,05 U_{dmax} I_d; U_{dmax} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} 220 = 514,5(V)$$

$$I_d = 257(A) ; S = 1,05.514,5.257 = 309KVA$$

2.7.3 Phương pháp điều khiển bộ chỉnh lưu

Thời điểm đưa xung kích đóng các thyristor trong các bộ chỉnh lưu tương ứng với góc điều khiển α dựa vào kết quả so sánh hai tín hiệu cơ bản: tín hiệu điều khiển và tín hiệu chuẩn.



Hình 2.38

Tín hiệu chuẩn cần tạo ra mốc chuẩn về thời gian cần cho việc xác định góc điều khiển, đồng thời xác lập đặc tính giữa áp chỉnh lưu trung bình U_d và áp điều khiển U_{dk} . Do đó tín hiệu chuẩn được chọn sao cho thay đổi trong khoảng thời gian xuất hiện điện áp khóa trên linh kiện và nó dựa vào dạng điện áp nguồn xoay chiều.

Tín hiệu điều khiển xác định điểm làm việc trên đặc tính điều khiển và cho biết độ lớn góc điều khiển.

CÁC BÀI TẬP

Bài tập 1: Cho nguồn 1 pha 110V. Tốc độ 1200rpm, thiết bị 1 chiều với $R_a = 0,4 \Omega$ và $L_a = 5mH$. Thay đổi thành 120V 60Hz motor không đổi $K_\Phi = 0,09V/rev$.

Thiết bị hoạt động như lúc 1000V/P và truyền dòng điện tuần hoàn trong máy phát điện là 30A. Xác định góc kích α .

Đáp số : $\alpha = 19,2^\circ$

Hệ số công suất $pf = 0,85$

Nếu chiều motor ngược nhau thì trị hiệu dụng thay đổi hoàn toàn. Xác định góc kích lúc dòng điện là 30 A và tốc độ là 1000V/P

Đáp số : $\alpha = 136,2^\circ$

Bài tập2: Nếu tải dùng chỉnh lưu nửa sóng 3 pha, thiết bị điều chỉnh bao gồm điện trở R và cuộn cảm L lớn (dòng điện ngõ ra i_O liên tục và sóng độc lập). Trường hợp khi góc kích $\alpha = 60^\circ$

a. Vẽ dạng sóng của V_O và I_O

b. Xác định điện áp trung bình V_O nếu $V = 120V$

Đáp số : $V = 70,2V$

Bài tập3: Bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha điều khiển mắc vào tải chứa $R = 10\Omega$, $E = 50V$ và L rất lớn làm dòng tải liên tục và phẳng. Áp nguồn ba pha có trị hiệu dụng $U = 220V$. Mạch ở trạng thái xác lập

a. Tính trị trung bình của điện áp chỉnh lưu và dòng chỉnh lưu khi góc điều khiển

$$\alpha = \pi/3(\text{rad})$$

b. Tính trị trung bình dòng qua mỗi linh kiện

c. Tính trị hiệu dụng dòng qua mỗi pha nguồn

d. Tính hệ số công suất nguồn

Đáp số: a) $U = 128,6V$; $I = 7,87A$; b) $P = 101,8W$; c) $I_{TB} = 2.62A$; dòng hiệu dụng $I = 4,54A$; d) $PF = 0.3481$

Bài tập 4: Cho bộ cầu chỉnh lưu điều khiển hoàn toàn với áp pha nguồn $120V$, $f = 50Hz$. Tải R- L mắc nối tiếp $R = 10\Omega$, $L = 100mH$. Góc kích $\alpha = 60^\circ$. Xác định điện áp ngõ ra tải

Đáp số: $V_O = 54V$

Bài tập 5: Cho bộ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển hoàn toàn. Áp nguồn $u = 220\sqrt{2}\sin 314t$. Tải $R = 1\Omega$, $L = 0,01H$ và E. Mạch ở trạng thái xác lập với góc điều khiển

$$\alpha = \frac{2\pi}{3}(\text{rad}). \text{ Kết luận gì về áp và dòng nếu:}$$

a. $E = 150V$; b. $E = -150V$

Bài tập 6: Cho bộ cầu chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn với áp nguồn $V = 480V$, $f = 50Hz$. Tải $R = 10\Omega$, $L = 50mH$. Xác định góc kích để dòng tải trung bình bằng $50A$

Bài tập 7: Cho bộ cầu chỉnh lưu cầu một pha điều khiển hoàn toàn với áp nguồn $V = 220V$, $f = 50Hz$.

Tải RLE, với $R = 1\Omega$. Giải thuyết rằng dòng điện tải liên tục với L vô cùng lớn làm dòng tải phẳng với độ lớn $i_O = 20A$. Cho biết góc điều khiển $\alpha = 120^\circ$. Xác định độ lớn sức điện động E. Tính công suất phát ra của sức điện động và công suất nguồn AC nhận được.

Bài tập 8: Bộ chỉnh lưu một pha nửa chu kỳ trên hình 2.11 cung cấp điện áp thấp cho tải từ nguồn xoay chiều $20V$. Giả thiết dòng qua tải liên tục.

Tính điện áp trung bình của tải khi góc mở là 60° có kể đến điện áp rơi là $1.5V$ đối với diode

Bài tập 9: Đặt điện áp 120V vào bộ chỉnh lưu cầu diode một pha. Xác định điện áp tải trung bình. Điện áp rơi trên mỗi diode là 0,7V.

Bài tập 10: Đặt điện áp 120V vào bộ chỉnh lưu cầu một pha có điều khiển. Xác định điện áp trung bình của tải khi các góc mở là $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$, giả thiết dòng điện liên tục. Điện áp rơi trên mỗi thyristor là 1.5V. Tính điện áp ngược cực đại của từng thyristor.

Bài tập 11: Đặt điện áp 120V vào bộ chỉnh lưu cầu một pha bán điều khiển biểu diễn trên hình 2-17. Bỏ qua các điện áp rơi, xác định điện áp trung bình của tải khi các góc mở là $0^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 135^\circ, 180^\circ$. Xác định các đặc tính của các linh kiện khi tải có tính chất điện cảm tiêu thụ dòng điện 25A.

Bài tập 12: Điện áp pha của nguồn chỉnh lưu ba pha nửa chu kỳ biểu diễn trên hình 2-19 là 150V. Xác định điện áp trung bình của tải và các đặc tính của các diode, giả thiết rằng dòng điện tải bằng phẳng là 25A và điện áp rơi trên các diode là 0,7V.

Bài tập 13: Điện áp pha của nguồn chỉnh lưu ba pha nửa chu kỳ có điều khiển là 150V. Xác định điện áp trung bình của tải với các góc mở bằng $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ và 90° , giả thiết điện áp rơi trên thyristor là 1,5V và dòng điện tải không đổi.

CHƯƠNG 3: ĐỔI ĐIỆN MỘT CHIỀU RA ĐIỆN MỘT CHIỀU (DC-DC CONVERTER)

.....

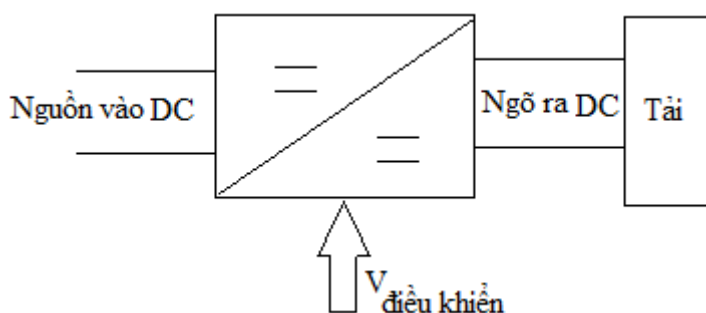
Trong nhiều trường hợp phụ tải cần bấm áp từ nguồn điện một chiều, một điện áp hay dòng điện thay đổi với công suất lớn mà biến trở không dùng được vì hiệu suất thiết bị là một điều phải quan tâm.

Bộ biến đổi điện một chiều ra điện một chiều được lắp ráp theo nhiều sơ đồ rất đa dạng mà giáo trình không thể bao quát tất cả. Do vậy, ta chỉ đề cập đến một số sơ đồ phổ biến có nguyên lý làm việc rất cơ bản và có thể tiếp cận với rất nhiều sơ đồ gặp phải sau này. Đó là các sơ đồ: buck, boost, buck – boost, cuk, flyback, forward, push – pull, half bridge và full bridge.

Khái niệm:

Bộ biến đổi DC – DC là bộ biến đổi mà ngõ vào DC không điều chỉnh để điều khiển ngõ ra DC với một điện áp ra như mong muốn.

Sơ đồ khối tổng quát:



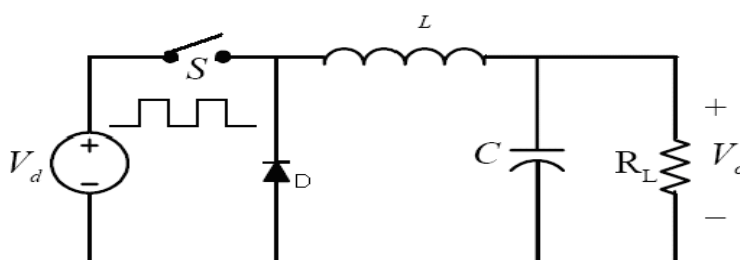
Hình 3.1 Sơ đồ khối tổng quát

Ứng dụng:

- Bộ nguồn nuôi theo kiểu chuyển mạch.
- Điều khiển động cơ DC.
- Nạp bình ắc quy.

3.1 Bộ biến đổi buck :

3.1.1 Sơ đồ mạch điện như hình 3.2:



Hình 3.2

3.1.2 Nguyên lý hoạt động:

Công tắt đóng như hình 3.3

- Diode được phân cực ngược, dòng điện từ nguồn qua công tắt qua cuộn dây. Do đó, điện áp ở cuộn dây là:

$$v_L = V_d - V_o$$

$$\text{mà : } v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\Rightarrow i_L = \frac{1}{L} \int v_L . dt$$

Vậy: i_L biến thiên tuyến tính theo thời gian .

Ta có : Điện áp của cuộn dây

$$v_L = V_d - V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_d - V_o}{L}$$

- Khi dẫn i_L là một hằng số dương. Do đó, i_L phải tăng tuyến tính như hình 3.4.

Từ hình 3.4 ta có:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_d - V_o}{L}$$

$$(\Delta i_L)_{\text{closed}} = \frac{V_d - V_o}{L} DT \quad (3.1)$$

Khi công tắt mở như hình 3.5

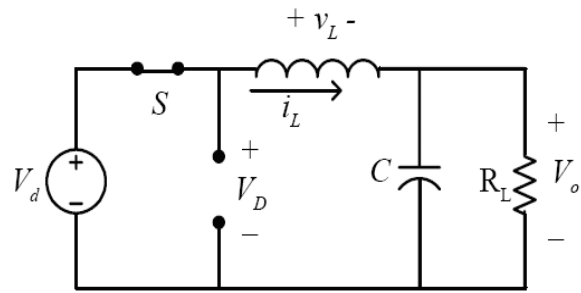
- Bởi vì nguồn cảm ứng còn lưu trữ nên i_L vẫn liên tục dẫn.

- Diode được phân cực thuận. Dòng điện tức thời qua diode và $v_L = -V_o$

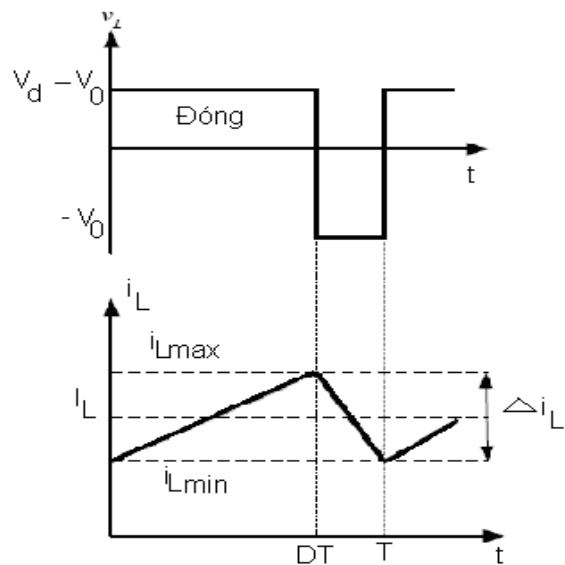
$$\text{Ta có : } v_L = L \frac{di_L}{dt} = -V_o$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L}$$

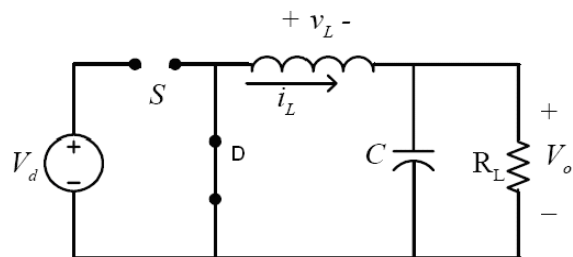
- Khi dẫn i_L là một hằng số âm. Do đó, i_L phải giảm một cách tuyến tính



Hình 3.3



Hình 3.4



Hình 3.5

Từ hình 3.5 ta có :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_0}{L}$$

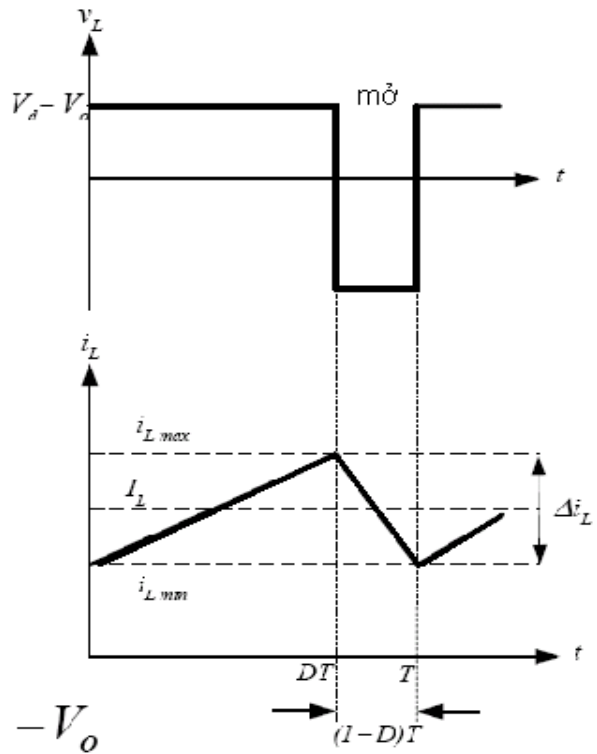
$$(\Delta i_L)_{opened} = \frac{-V_0}{L} \cdot (1-D) \cdot T \quad (3.2)$$

D: hệ số chu kỳ hay tỷ số thời gian dẫn trên thời gian làm việc.

$T = \frac{1}{f}$: chu kỳ đóng ngắt.

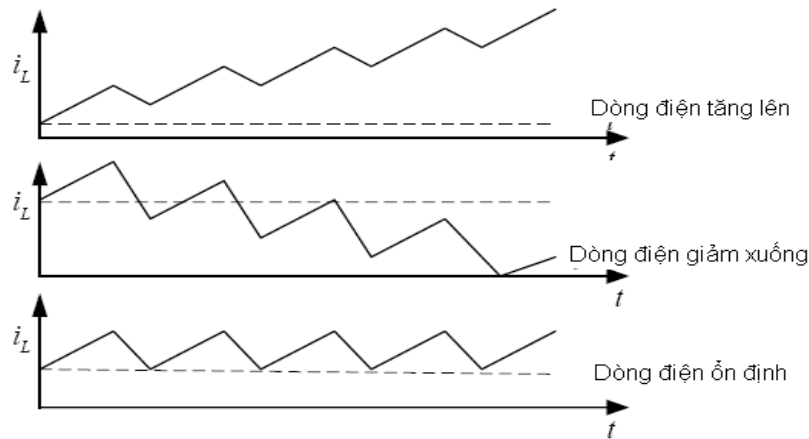
f là tần số đóng ngắt .

f = 10 KHz → 100 KHz



Hình 3.6

3.1.3 Trạng thái làm việc ổn định của mạch :



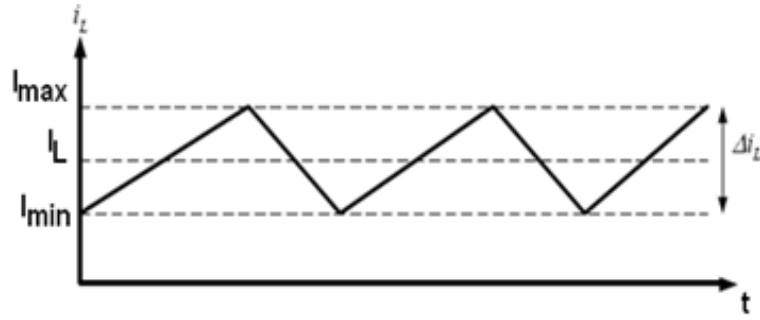
Hình 3.7

Trạng thái làm việc ổn định đòi hỏi i_L ở sự chuyển mạch của chu kỳ cuối thì giống như bắt đầu chu kỳ tới. i_L thay đổi trên một chu kỳ là 0. Từ (3.1) và (3.2)

$$\text{Ta có : } (\Delta i_L)_{closed} + (\Delta i_L)_{opened} = 0 \Leftrightarrow \frac{V_d - V_0}{L} DT - \frac{V_0}{L} (1-D)T = 0$$

$$\Rightarrow V_0 = D \cdot V_d \quad (3.3)$$

Giá trị trung bình, cực đại và nhỏ nhất của dòng cảm được biểu diễn như hình 3.8.



Hình 3.8

Ta có : $I_{Avg.L} = I_{R_L} \Rightarrow I_L = I_R = \frac{V_0}{R}$

$$I_{L,max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_0}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_0}{L} (1-D).T \right] \Rightarrow I_{L,max} = V_0 \cdot \left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2.L.f} \right] \quad (3.4)$$

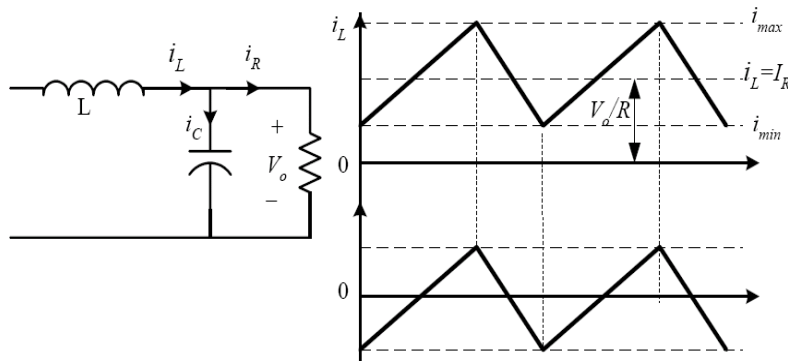
$$I_{L,min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_0}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_0}{L} (1-D).T \right] \Rightarrow I_{L,min} = V_0 \cdot \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2.L.f} \right] \quad (3.5)$$

Điều kiện để có dòng liên tục là $I_{L,min} \geq 0$

$$\Rightarrow V_0 \cdot \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2.L.f} \right] \geq 0 \Rightarrow L \geq L_{min} = \frac{(1-D)}{2f} . R \quad (3.6)$$

- Đây là dòng điện nhỏ nhất trong cuộn dây để đảm bảo cho mạch làm việc liên tục. Thường chọn $L \gg L_{min}$

Sự dao động điện áp ngả ra :



Hình 3.9

Ta có : $i_C = i_L - i_R$

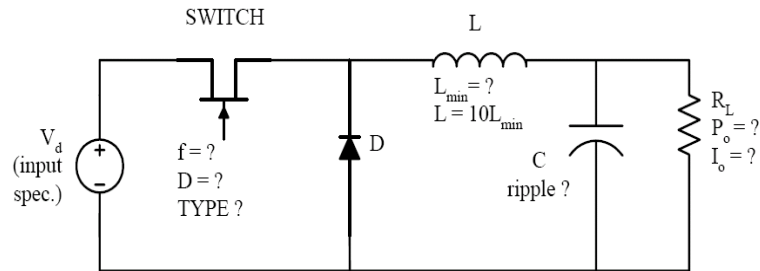
$$\text{Và : } \Rightarrow Q = C.V_0 \Rightarrow \Delta Q = C.\Delta V_0 \Rightarrow \Delta V_0 = \frac{\Delta Q_0}{C}$$

Từ hình 3.9, dựa vào dạng sóng tam giác ta có :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{1}{T} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T \Delta i_L}{8} = C \Delta V_0 \Rightarrow \Delta V_0 = \frac{T \Delta i_L}{8C} = \frac{(1-D)}{8LCf^2} V_0$$

$$\text{Vì thế, hệ số dao động (rợn sóng ngõ ra) là : } r = \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{(1-D)}{8.L.C.f^2} \quad (3.7)$$

3.1.4. Phương pháp thiết kế cho mạch buck :



Hình 3.10

- Tính toán D để đạt được điện áp ngõ ra theo yêu cầu .
- Lựa chọn tần số chuyển mạch riêng.
- Chọn $f > 20 \text{ KHz}$ thì nhiều không đáng kể.
- Tần số càng cao kết quả L càng nhỏ, nhưng thiết bị tổn hao cao hơn. Vì thế, hiệu quả giảm xuống và bộ giải nhiệt lớn. Tụ C cũng giảm .
- Linh kiện có thể là: Mosfet, IGBT và BJT. Nguồn thấp Mosfet có thể thay đổi lên đến MHz.
- Xác định $L_{\min}$. Tăng $L_{\min}$ lên 10 lần để đảm bảo dao động liên tục.
- Tính toán tụ C cho hệ số dao động theo yêu cầu :
- Trị số tụ điện.
- + Phải chịu được điện áp đỉnh.
- + Đòi hỏi phải chịu được dòng điện hiệu dụng.
- Kích thước dây cần chú ý :

Thường xem như giá trị hiệu dụng. Nhưng i_L được biết như dòng đỉnh, giá trị hiệu dụng của i_L được cho như sau :

$$I_{L,RMS} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{\Delta i_L / 2}{\sqrt{3}} \right)^2}$$

Ví dụ 1 :

Bộ biến đổi buck được cung cấp từ nguồn 50V. Cho $L = 400 \mu\text{H}$, $C = 100 \mu\text{F}$, $R = 20 \Omega$, $f = 20 \text{ KHz}$ và $D = 0,4$. Tính :

- a. Điện áp ngõ ra.

b. Dòng điện qua cuộn dây lớn nhất và nhỏ nhất.

c. Hệ số dao động ngõ ra.

Bài giải.

a. Điện áp ngõ ra là:

$$V_0 = D \cdot V_d = 0,4 \cdot 50 = 20 \text{ (V)}$$

b. Dòng điện qua cuộn dây là :

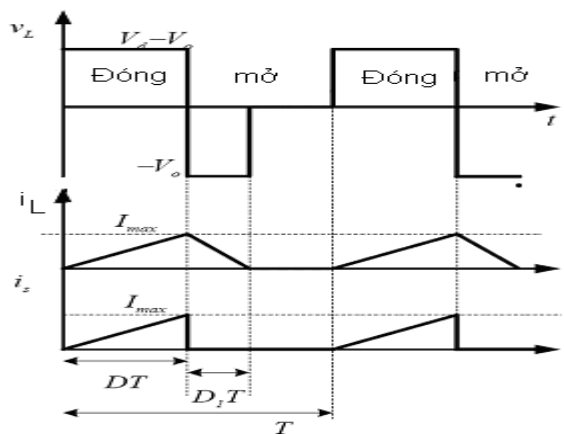
$$I_{L.\max} = V_0 \cdot \left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2 \cdot L \cdot f} \right] = 20 \cdot \left[\frac{1}{20} + \frac{(1-0,4)}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3} \right] = 1,75 \text{ (A)}$$

$$I_{L.\min} = V_0 \cdot \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2 \cdot L \cdot f} \right] = 20 \cdot \left[\frac{1}{20} - \frac{(1-0,4)}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3} \right] = 0,25 \text{ (A)}$$

c. Hệ số dao động ngõ ra là $r = \frac{(1-D)}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} = \frac{1-0,4}{8 \cdot 4 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-4} \cdot (20 \cdot 10^3)^2} = 4,68 \cdot 10^{-3}$

3.1.5. Bộ biến đổi buck trong DCM :

(DCM : Discontinuous Current Mode)



Hình 3.11

Điện áp trung bình qua cuộn dây là 0 : $(V_d - V_0) \cdot DT - V_0 \cdot D_1 \cdot T = 0$

$$\Rightarrow (V_d - V_0) \cdot D = V_0 \cdot D_1 \Rightarrow \frac{V_0}{V_d} = \frac{D}{D + D_1}$$

Dòng trung bình qua cuộn dây bằng dòng qua tải (vì dòng trung bình qua tụ là 0)

$$I_L = I_R = \frac{V_0}{R} \quad (i)$$

Từ hình 3.11:

$$I_L = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot I_{\max} \cdot DT + \frac{1}{2} \cdot I_{\max} \cdot D_1 T \right) = \frac{1}{2} \cdot I_{\max} (D + D_1) \quad (ii)$$

Điện áp qua cuộn dây là :

$$\Rightarrow I_{\max} = \Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_0}{L} \right) \cdot DT = \frac{V_0 \cdot D_1 \cdot T}{L}$$

$$V_L = V_d - V_0 \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_d - V_0}{L} \Rightarrow \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{I_{\max}}{DT} \quad (iii)$$

Từ (i), (ii) và (iii) ta được :

$$I_L = \frac{1}{2} \cdot I_{\max} (D + D_1) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_0 \cdot D_1 \cdot T}{L} (D + D_1) = \frac{V_0}{R}$$

$$\Leftrightarrow D_1^2 + D \cdot D_1 - \frac{2L}{R \cdot T} = 1 \quad \text{Cho : } D_1^2 + D \cdot D_1 - \frac{2L}{R \cdot T} = 0$$

Giải phương trình ta được $\Rightarrow D_1 = \frac{-D \pm \sqrt{D^2 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot T}}}{2}$

Do đó $V_0 = V_d \frac{D}{D + D_1} = V_d \cdot \left(\frac{2 \cdot D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot T}}} \right)$

Ví dụ 2: Cho hệ biến đổi buck:

$V_D = 24V$, $L = 200\mu H$, $R = 20\Omega$, $C = 100\mu F$, $f = 10\text{ KHz}$, $D = 0,4$.

- Vẽ hình biểu diễn dòng điện qua cuộn dây là không liên tục .
- Tính điện áp ngõ ra .

Bài giải:

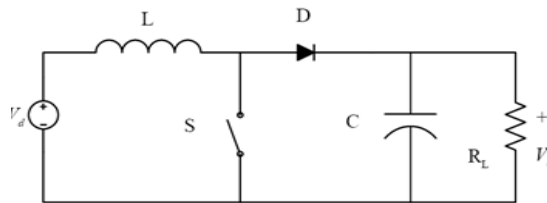
Cho dòng điện không liên tục , $D_1 < 1 - D$, D_1 được tính bởi :

$$D_1 = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot T}}}{2} = \frac{-0,4 + \sqrt{0,4^2 + \frac{8 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4}{20}}}{2} = 0,29$$

$$V_0 = V_d \frac{D}{D + D_1} = 24 \cdot \left(\frac{0,4}{0,4 + 0,29} \right) = 13,97 (V)$$

3.2 Bộ biến đổi boost :

3.2.1 Sơ đồ mạch điện như hình 3.12 :



Hình 3.12

3.2.2 Hoạt động :

Khi công tắc đóng như hình 3.13:

Diode được phân cực ngược. Do đó, ngõ ra được tách biệt. Ngõ vào cung cấp năng lượng đến cuộn dây

$$V_L = V_d = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d}{L} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT}$$

$$\Rightarrow (\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_d \cdot D \cdot T}{L} \quad (3.8)$$

Khi công tắc mở như hình 3.14:

Ngõ ra nhận năng lượng từ ngõ vào cũng như từ cuộn dây. Do đó, ngõ ra lớn.

$$V_L = V_d - V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d - V_o}{L}$$

$$\text{mà: } \frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D) \cdot T}$$

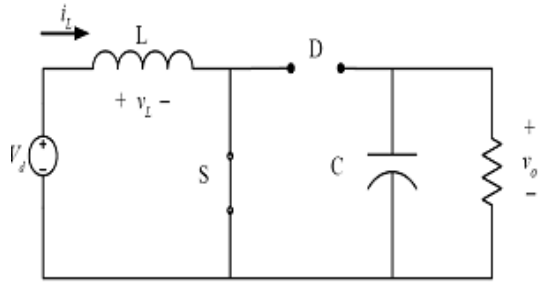
$$\Rightarrow (\Delta i_L)_{opened} = \frac{(V_d - V_o) \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (3.9)$$

3. 2.3 Trạng thái làm việc ổn định của mạch :

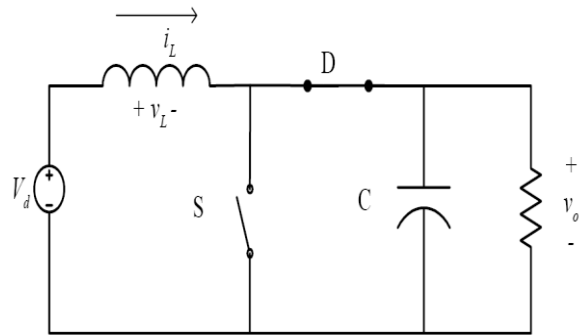
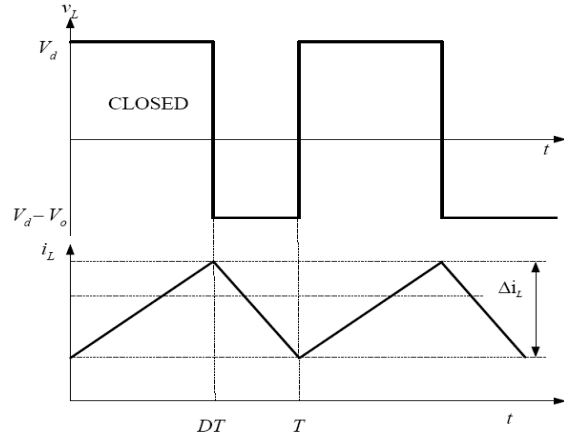
Ta có :

$$\Leftrightarrow \frac{V_d \cdot D \cdot T}{L} + \frac{(V_d - V_o) \cdot (1-D) \cdot T}{L} = 0$$

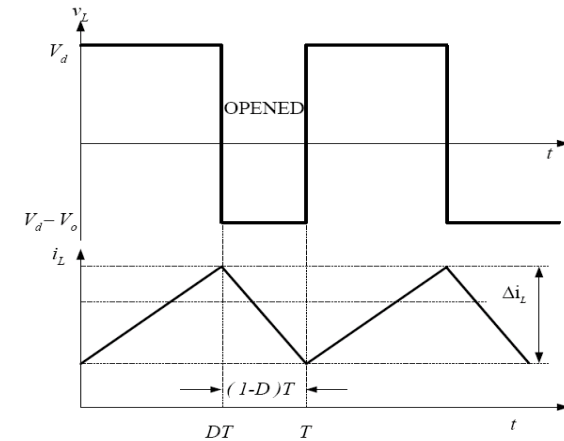
$$\Rightarrow V_o = \frac{V_d}{1-D} \quad (3.10)$$



Hình 3.13



Hình 3.14



Điện áp ngõ ra luôn luôn là hằng số do tụ C lớn .

Giá trị trung bình , cực đại và cực tiểu của dòng điện qua cuộn dây : $P_d = P_o$

- Dòng trung bình qua cuộn dây :

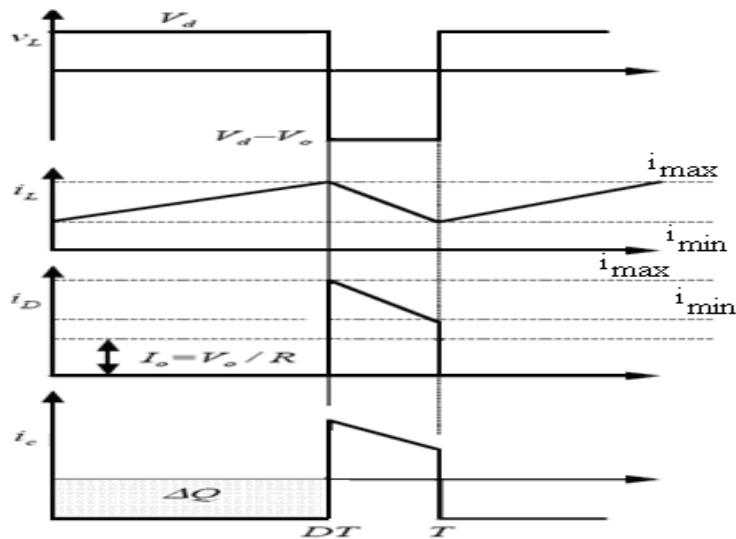
$$I_{avg,L} = \frac{V_d}{(1-D)^2 \cdot R}$$

- Dòng max , min qua cuộn dây :

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d}{(1-D)^2 \cdot R} + \frac{V_d \cdot D}{2L \cdot f} \quad (3.11)$$

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d}{(1-D)^2 \cdot R} - \frac{V_d \cdot D}{2L \cdot f} \quad (3.12)$$

Điều kiện dòng liên tục :



Hình 3.15

$$I_{Lmin} \geq 0 \Leftrightarrow \frac{V_d}{(1-D)^2 \cdot D} - \frac{V_d \cdot D \cdot T}{2L} \geq 0$$

$$L_{min} = \frac{D \cdot (1-D)^2 \cdot R \cdot T}{2} = \frac{D \cdot (1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f}$$

Hệ số dao động :

$$|\Delta Q| = \frac{V_o \cdot D \cdot T}{R} = C \cdot \Delta V_o$$

$$\Rightarrow \Delta V_o = \frac{V_o \cdot D \cdot T}{R \cdot C \cdot f} = \frac{V_o \cdot D}{R \cdot C \cdot f}$$

$$\rightarrow r = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f} \quad (3.13)$$

Ví dụ 3:

Bộ biến đổi boost có các thông số: $V_d=20V$, $D=0,6$, $R=12,5\Omega$
 $L=65\mu H$, $C=200\mu F$, $f_s=40KHz$

Xác định :

- Điện áp ngõ ra .
- Giá trị trung bình, max, min của dòng điện qua cuộn dây .
- Hệ số dao động ngõ ra .

Bài giải.

- a. Điện áp ngõ ra là :

$$V_0 = \frac{V_d}{1-D} = \frac{20}{1-0,6} = 50(V)$$

- b. Giá trị dòng điện qua cuộn dây :

$$I_{L_{\max}} = \frac{V_d}{(1-D)^2 \cdot R} + \frac{V_d \cdot D}{2L \cdot f} = \frac{20}{(1-0,6)^2 \cdot 12,5} + \frac{20 \cdot 0,6}{2 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3} = 12,31(A)$$

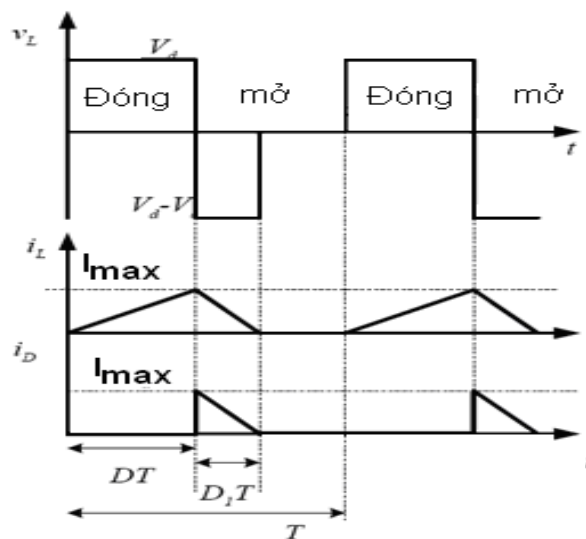
$$I_{L_{\min}} = \frac{V_d}{(1-D)^2 \cdot R} - \frac{V_d \cdot D}{2L \cdot f} = \frac{20}{(1-0,6)^2 \cdot 12,5} - \frac{20 \cdot 0,6}{2 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3} = 7,7(A)$$

$$I_{\text{avg}L} = \frac{V_d}{(1-D)^2 \cdot R} = \frac{20}{(1-0,6)^2 \cdot 12,5} = 10(A)$$

- c. Hệ số dao động ngõ ra :

$$r = \frac{D}{R \cdot C \cdot f} = \frac{0,6}{12,5 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^4} = 6 \cdot 10^{-3}$$

3.2.4 Bộ biến đổi boost trong DCM :



Hình 3.16

- Điện áp trung bình của cuộn dây là 0

$$V_d \cdot D \cdot T + (V_0 - V_0) \cdot D_1 \cdot T = 0$$

$$\Rightarrow (V_d - V_0) \cdot D = V_0 \cdot D_1 \Rightarrow \frac{V_0}{V_d} = \frac{D + D_1}{D} \quad (i)$$

- Dòng trung bình qua diode là :

$$I_D = \frac{1}{2} I_{L\max} \cdot D_1 \cdot T = \frac{1}{2} I_{L\max} \cdot D_1$$

- I_D thay đổi giống như dòng qua cuộn dây khi công tắt đóng :

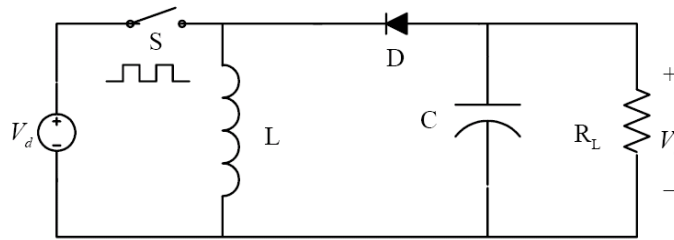
$$I_{L\max} = \Delta i_L = \frac{V_d \cdot D \cdot T}{L} \Rightarrow I_D = \frac{V_d \cdot D \cdot T \cdot D_1}{2 \cdot L} = \frac{V_0}{R} \Rightarrow D_1 = \frac{2 \cdot L \cdot V_0}{V_d \cdot R \cdot D \cdot T} \quad (ii)$$

Từ (i) và (ii) ta được:

$$\left(\frac{V_0}{V_d} \right)^2 - \left(\frac{V_0}{V_d} \right) - \left(\frac{D^2 \cdot R \cdot T}{2 \cdot L} \right) = 0 \Rightarrow \frac{V_0}{V_d} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot D^2 \cdot R \cdot T}{L}} \right) \quad (3.14)$$

3.3 Bộ biến đổi buck –boost :

3.3.1 Sơ đồ mạch điện như hình 3.17 :



Hình 3.17

3.3.2 Hoạt động :

Công tắt đóng :

D phân cực ngược nên không dẫn.

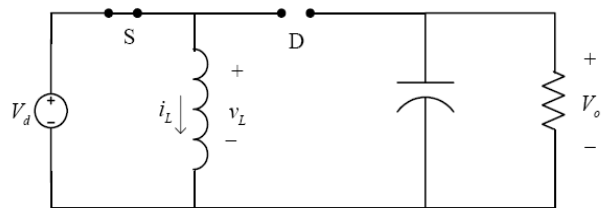
$$v_L = V_d = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$

$$\text{Ta có } \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d}{L}$$

$$\text{mà : } \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{D \cdot T} = \frac{V_d}{L}$$

$$\Rightarrow (\Delta i_L)_{\text{closed}} = \frac{V_d \cdot D \cdot T}{L} \quad (3.15)$$

Khi công tắt mở :



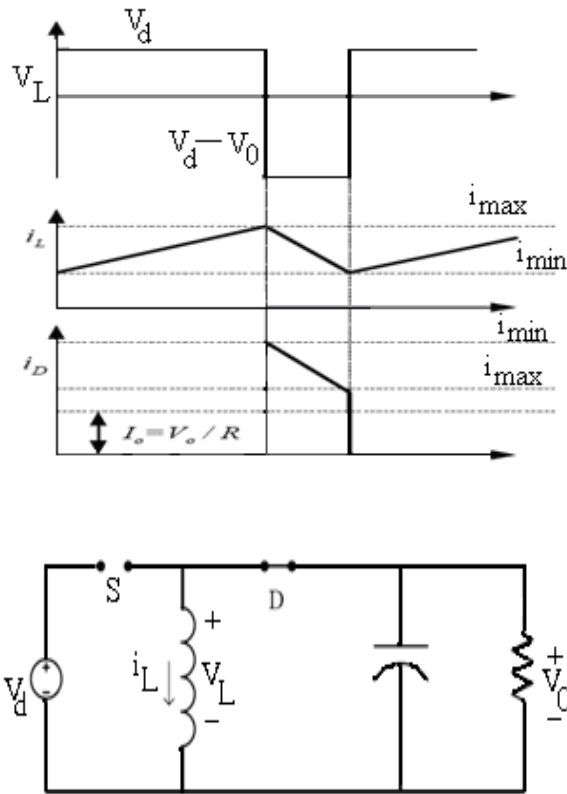
Hình 3.18

$$v_L = V_0 = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_0}{L}$$

$$\text{mà : } \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D).T} = \frac{V_0}{L}$$

$$\Rightarrow (\Delta i_L)_{opened} = \frac{V_0 \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (3.16)$$



Hình 3.19

3.3.3 Trạng thái làm việc ổn định của mạch :

Từ 3.15 và 3.16

$$\text{Ta có : } (\Delta i_L)_{closed} + (\Delta i_L)_{opened} = 0$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_d \cdot D \cdot T}{L} + \frac{V_0 \cdot (1-D) \cdot T}{L} = 0$$

$$\Rightarrow V_0 = -V_d \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (3.17)$$

Chú ý : Ngõ ra của bộ biến đổi buck-boost cao hơn hoặc thấp hơn điện áp ngõ vào

- + Nếu $D > 0,5$, ngõ ra lớn hơn .
- + Nếu $D < 0,5$, ngõ ra thấp hơn .
- Điện áp ngõ ra thì luôn luôn âm.
- Ngõ ra không trực tiếp .
- Khi liên kết với tải năng lượng được chứa trong cuộn dây khi công tắc đóng và truyền đến tải khi công tắc mở.

Dòng trung bình qua cuộn dây :

a. Giả sử bộ biến đổi không tổn hao công suất, công suất mà tải tiêu thụ phải bằng công suất mà nguồn cung cấp.

$$P_0 = P_S; \quad \frac{V_0^2}{R} = V_d \cdot I_S$$

b. Nhưng dòng trung bình của nguồn liên quan với dòng trung bình của cuộn dây như :

$$I_S = I_L \cdot D \Rightarrow \frac{V_0^2}{R} = V_d \cdot I_L \cdot D \Rightarrow I_L = \frac{V_0^2}{R \cdot V_d \cdot D} = \frac{P_0}{V_d \cdot D} = \frac{V_d \cdot D}{R(1-D)^2}$$

Giá trị max, min của dòng qua cuộn dây :

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d \cdot D}{R(1-D)^2} + \frac{V_d \cdot D}{2L \cdot f} \quad (3.18)$$

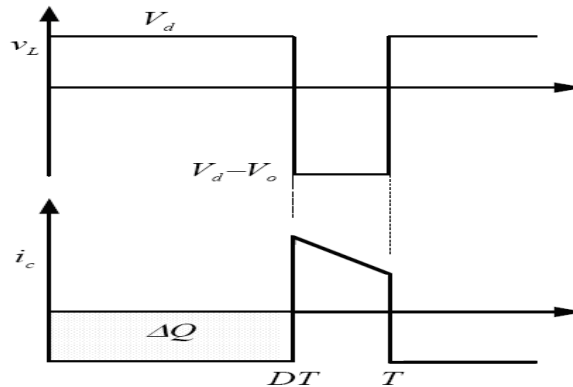
$$I_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d \cdot D}{R(1-D)^2} - \frac{V_d \cdot D}{2L \cdot f} \quad (3.19)$$

- Để có dòng điện liên tục thì $I_{Lmin} = 0$

$$\Rightarrow \frac{V_d \cdot D}{R(1-D)^2} - \frac{V_d \cdot D}{2L \cdot f} = 0 \Rightarrow I_{Lmin} = \frac{R(1-D)^2}{2f}$$

Hệ số dao động ngõ ra là :

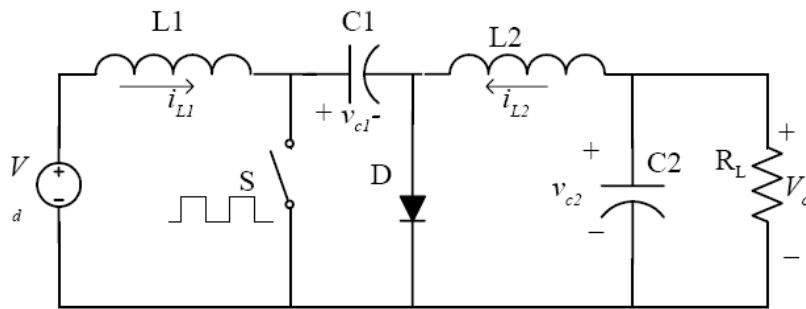
$$|\Delta Q| = \frac{V_0 \cdot D \cdot T}{R \cdot C} = \frac{V_0 \cdot D}{R \cdot C \cdot f} \Rightarrow r = \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f} \quad (3.20)$$



Hình 3.20

3.4 Bộ biến đổi Cuk :

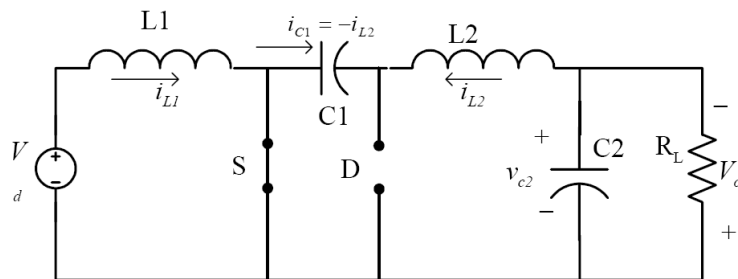
3.4.1 Sơ đồ như hình 3.21:



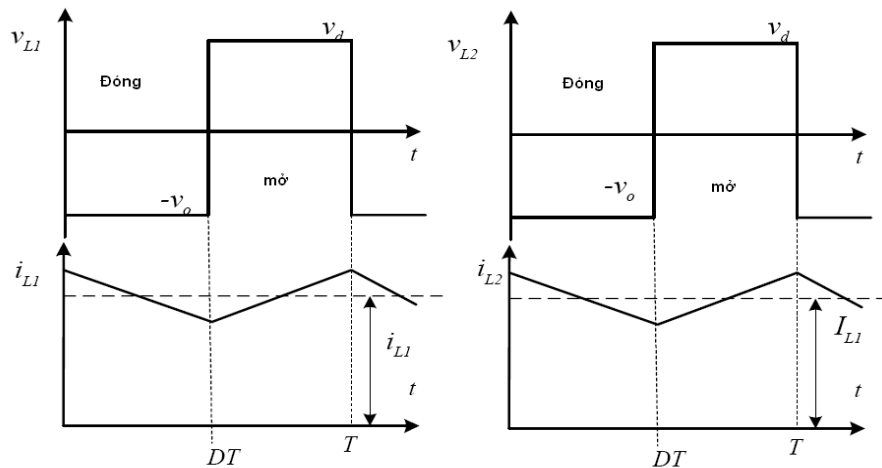
Hình 3.21

3.4.2 Nguyên lý hoạt động :

Công tắc đóng:



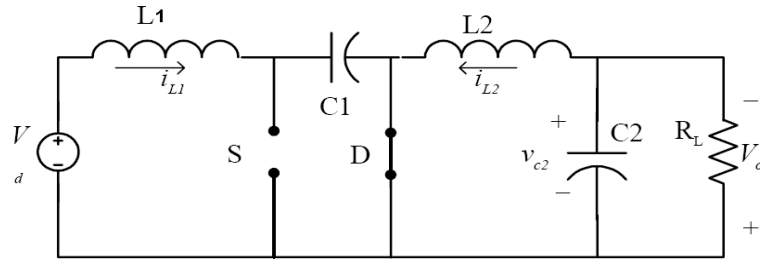
Hình 3.22



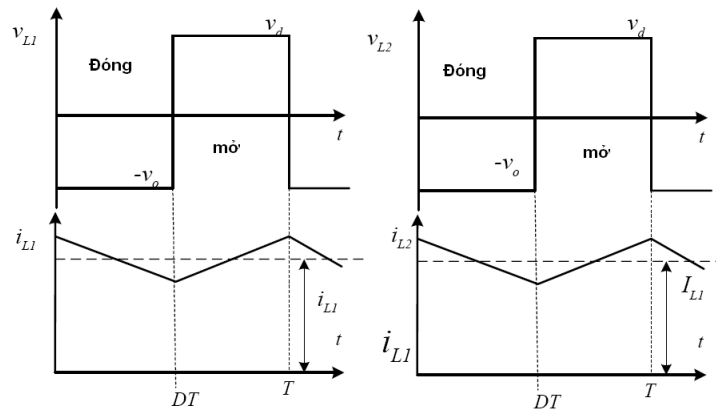
Hình 3.23

- Điện áp ngõ ra: $V_o = -V_d$. Đó là nguyên nhân dẫn đến I_{L1} giảm.
- Khi công tắc đóng, V_{C1} phân cực ngược diode. Dòng i_{L1} và i_{L2} chạy qua công tắc.
- Khi $V_{C1} > V_o$, tụ C_1 xả điện qua công tắc và truyền năng lượng đến ngõ ra L_2 . Do đó, i_{L2} tăng.
- Ngõ vào truyền năng lượng đến L_1 dẫn đến i_{L1} tăng.

Công tắc mở :



Hình 3.24



Hình 3.25

- Ở trạng thái ổn định, ta có thể giả sử rằng V_{L1} và V_{L2} là 0 .

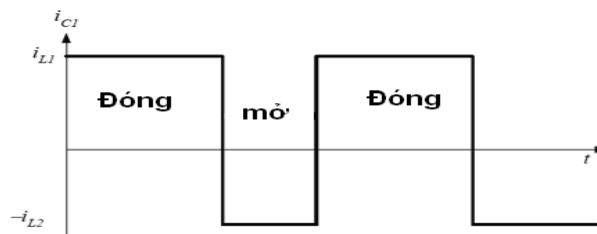
$$V_{C1} = V_d + V_o .$$

- Ta cũng có thể thấy rằng V_{C1} lớn hơn V_d và V_o .
- Khi công tắc mở, i_{L1} và i_{L2} chạy qua diode. Tụ C_1 được nạp điện qua diode do năng lượng từ V_d và L_1 . Điện áp qua cuộn dây L_1 có thể được viết như sau :

$$V_{L1} = V_d + V_{C1} .$$

- Ở bán kỳ âm khi $V_{C1} > V_d$. Dẫn đến i_{L1} giảm.

3.4.3 Trạng thái làm việc ổn định của mạch :



Hình 3.26

- Điện áp trung bình qua C_1 được tính bằng KV .

$$V_{C1} = V_d - V_0 .$$

- Khi công tắc đóng , diode tắt và dòng điện C_1

$$(i_{c1})_{closed} = -i_{L2}$$

- Khi công tắc mở, dòng điện L_1 và L_2 qua diode. Dòng trên C_1 là:

$$(i_{c1})_{opened} = -i_{L1}$$

- Công suất mà tải tiêu thụ bằng công suất mà nguồn cung cấp .

$$- V_0 \cdot I_{L2} = V_d \cdot I_{L1}$$

$$\Rightarrow \frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{-V_0}{V_d} \quad (i)$$

- Khi làm việc trong một chu kỳ, dòng điện trung bình là 0

$$\left[(i_{C1})_{closed} \right] \cdot DT + \left[(i_{C1})_{open} \right] \cdot (1-D) = 0$$

Thay thế vào ta được :

$$\Rightarrow \frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (ii)$$

Từ (i) và (ii) , điện áp ngõ ra có thể viết như sau :

$$\frac{V_0}{V_d} = -\frac{D}{(1-D)} \quad (3.21)$$

- Chú ý rằng tầng ra (L_2, C_2 và R) thì giống như dạng của bộ biến đổi buck.

Do đó :

$$\frac{\Delta V_0}{V_d} = \frac{1-D}{8 \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot f^2}$$

- Trong khoảng thời gian DT khi công tắc đóng .

$$v_{L1} = v_d = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \Rightarrow \frac{\Delta i_{L1}}{DT} = \frac{V_d}{L_1}$$

$$\text{Hay : } \Delta i_{L1} = \frac{V_d DT}{L_1} = \frac{V_d D}{L_1 f}$$

- Dòng khi làm việc liên tục :

$$L_{1,\min} = \frac{(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot D \cdot f}; \quad L_{2,\min} = \frac{(1-D) \cdot R}{2 f} \quad (3.22)$$

Cân bằng tích hợp điện áp qua L_1 và L_2 :

$$L_1 : V_d.D.T + (V_d - V_{C1}).(1-D) = 0$$

$$\Rightarrow V_{C1} = \frac{V_d}{1-d}.$$

$$L_2 : (V_{C1} - V_0).D.T - V_0.(1-D).T = 0$$

$$\Rightarrow V_{C1} = \frac{V_0}{D}$$

Kết hợp ta được :

$$\frac{V_0}{V_d} = \frac{D}{1-D}$$

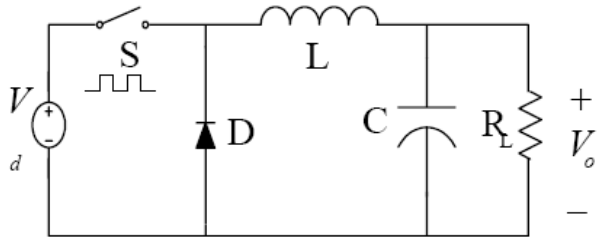
(3.23)

Tóm tắt :

Buck

$$\frac{V_0}{V_d} = D; \frac{\Delta V_0}{V_d} = \frac{1-D}{8LCf^2}$$

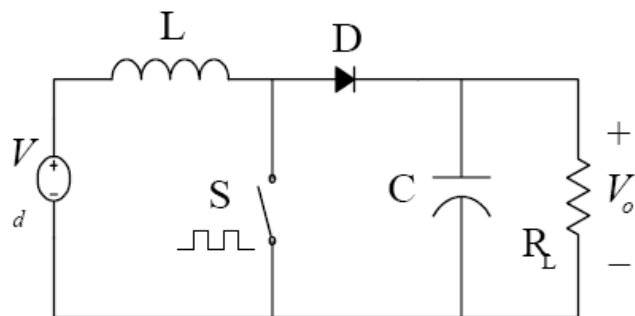
$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f}$$



Boost

$$\frac{V_0}{V_d} = \frac{1}{1-D}; \frac{\Delta V_0}{V_d} = \frac{D}{RCf}$$

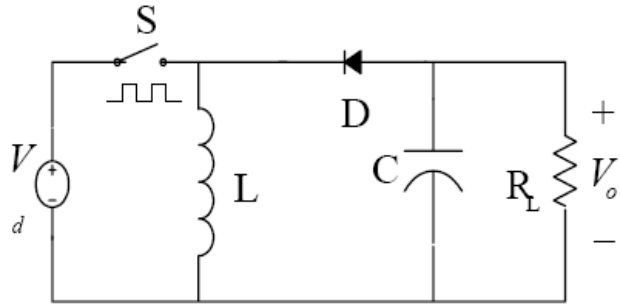
$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f}$$



Buck-Boost

$$\frac{V_0}{V_d} = -\frac{D}{1-D}; \frac{\Delta V_0}{V_d} = \frac{D}{RCf}$$

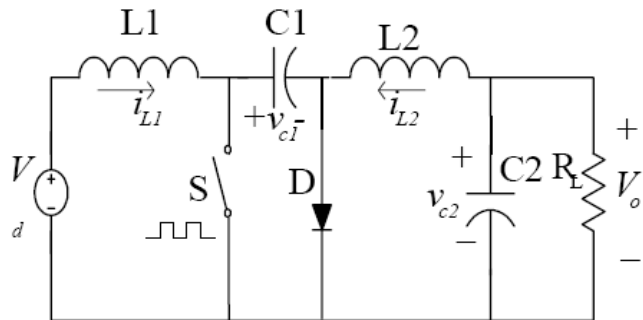
$$L_{\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f}$$



Cuk

$$\frac{V_0}{V_d} = -\frac{D}{1-D}; \frac{\Delta V_0}{V_d} = \frac{1-D}{8RCf^2}$$

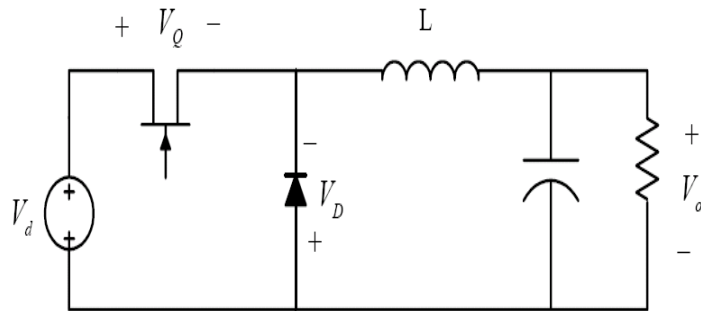
$$L_1 = \frac{(1-D)^2 R}{2Df}; L_2 = \frac{(1-D)R}{2f}$$



3.5. Những hiệu ứng không lý tưởng trên sự thực hiện bộ biến đổi :

Ví dụ 4:

Bộ biến đổi buck :



Hình 3.26

Khi công tắc đóng :

$$V_L = V_d - V_0 - V_Q$$

V_Q là điện áp qua công tắc .

Khi công tắc mở :

$$V_L = -V_d - V_D$$

V_D là điện áp qua diode.

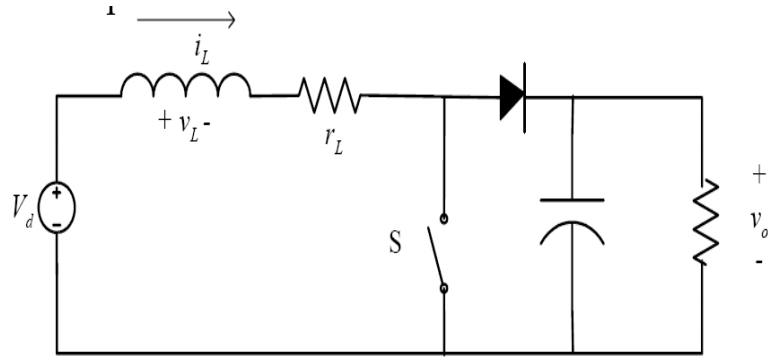
Trong thời kỳ chuyển mạch thì điện áp trung bình qua cuộn dây = 0 .

$$V_L = (V_d - V_0 - V_Q).D + (-V_d - V_D).(1-D) = 0$$

$$\Rightarrow V_0 = V_d.D - V_Q.D - V_D.(1-D). \quad (3.24)$$

Ví dụ 5:

Bộ biến đổi boost.



Hình 3.27

Công suất mà tải và tải cảm tiêu thụ phải bằng công suất mà nguồn cung cấp .

$$P_S = P_0 + P_{rL}$$

$$V_d I_L = V_0 I_D + I_L^2 ; I_D = I_L(1-D)$$

$$\Rightarrow V_d I_L = V_0 I_L(1-D) + I_L r_L$$

$$\text{Nhưng: } I_L = \frac{I_D}{(1-D)} = \frac{V_0}{R.(1-D)}$$

Ta được :

$$V_d = V_0.(1-D) + \frac{V_0.r_L}{R.(1-D)}$$

$$\Rightarrow V_0 = V_d \cdot \frac{R.(1-D)}{r_L + (1-D)^2.R} \quad (3.25)$$

-Hiệu suất :

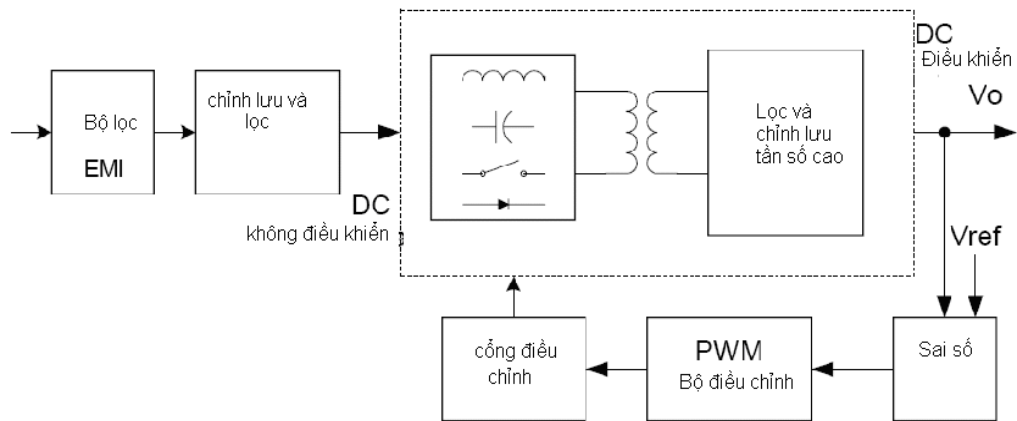
$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{\text{loss}}} = \frac{\frac{V_0^2}{R}}{\frac{V_0^2}{R} + I_L^2.r_L}$$

Thay thế $I_L = \frac{V_0}{R.(1-D)}$ ta được :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R.(1-D)^2}} \quad (3.26)$$

Khi tỷ số tăng thì hiệu suất của bộ biến đổi boost giảm

3.6. Bộ nguồn nuôi theo kiểu chuyển mạch :



Hình 3.28

Ưu điểm:

- Hiệu suất đạt 70% đến 90%.
- Giảm tải trọng và tiết diện .

Nhược điểm :

- Thiết kế khó khăn, phức tạp .

Vì thế, SMPS là sự lựa chọn khả thi duy nhất .

- **Những kiểu của SMPS :**

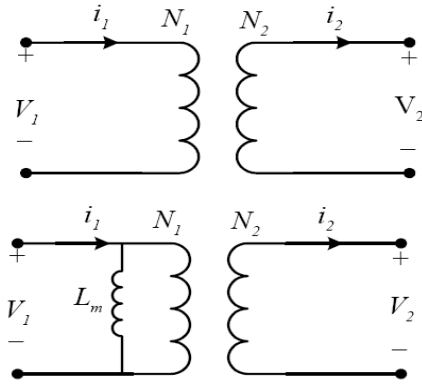
- Flyback.

- Forward.

- Push – pull .

- Bridge (half và full).

- **Bộ biến thế cao tần :**



Hình 3.29

- Nhiệm vụ cơ bản :

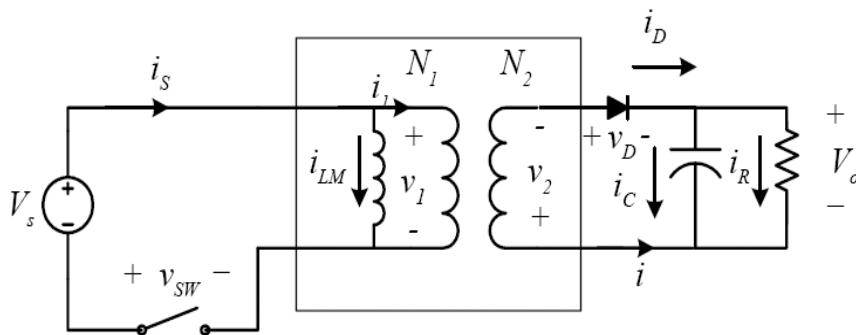
- + Cách li điện ngõ vào và ngõ ra .
- + Biến đổi điện áp tăng – giảm .

Mối quan hệ cơ bản của ngõ vào và ngõ ra :

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2}; \quad \frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1}$$

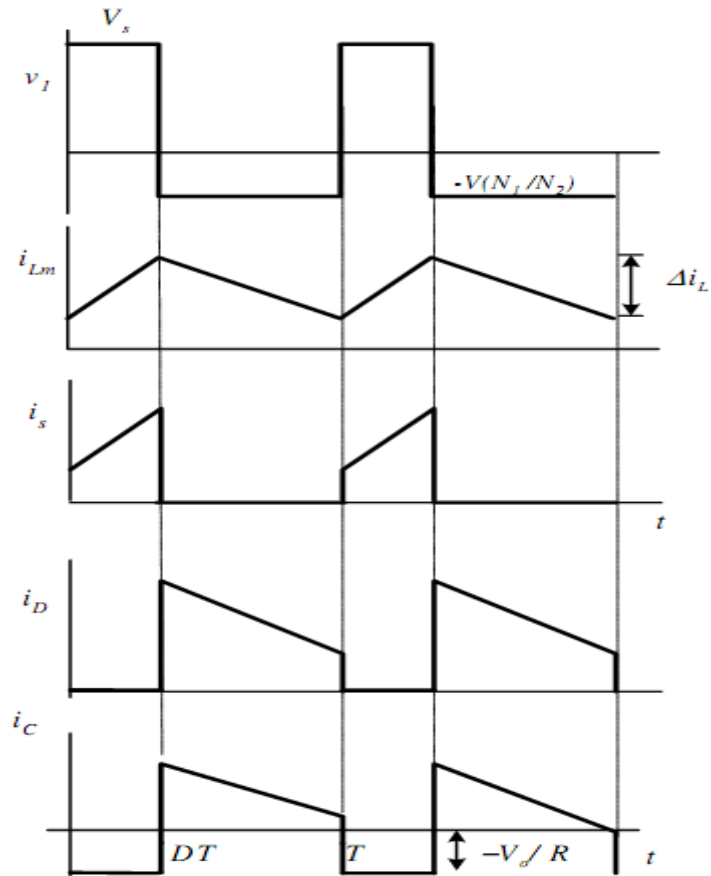
3.6.1 Bộ biến đổi flyback :

a. Sơ đồ mạch :



Hình 3.30

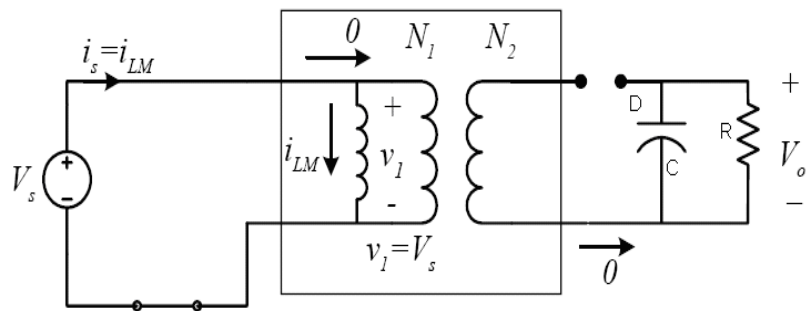
b. Dạng sóng :



Hình 3.31

c. Hoạt động :

Khi công tắc đóng :



Hình 3.32

- Điện áp phía sơ cấp

$$v_1 = V_d = L_m \cdot \frac{di_{Lm}}{dt}$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{D.T} = \frac{V_d}{L_m}$$

$$\Rightarrow (\Delta i_{Lm})_{closed} = \frac{V_d \cdot D \cdot T}{L_m} \quad (3.27)$$

Điện áp phía thứ cấp .

$$v_2 = v_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} = V_d \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

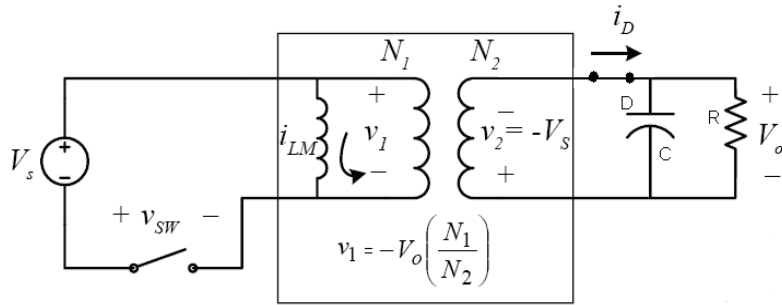
Điện áp ngược tại Diode là ;

$$v_D = -v_2 - V_0 = -V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_0 = -(V_0 + V_d \cdot \frac{N_2}{N_1}) < 0$$

Do đó : $i_1 = 0$.

$$i_2 = 0.$$

Khi công tắc mở :



Hình 3.33

Điện áp tại cuộn N_2 đảo cực tính làm D dẫn .

$$v_1 = -V_0 \cdot \frac{N_1}{N_2}; v_2 = -V_0 \Rightarrow v_1 = v_2 \cdot \frac{N_1}{N_2} = -V_0 \cdot \frac{N_1}{N_2}$$

$$L_m \cdot \frac{di_{Lm}}{dt} = v_1 = -V_0 \cdot \frac{N_1}{N_2}$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D) \cdot T} = \frac{-V_0 \cdot N_1}{L_m \cdot N_2}.$$

$$\Rightarrow (\Delta i_{Lm})_{opened} = -\frac{V_0 \cdot (1-D) \cdot T}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.28)$$

d . Trạng thái làm việc ổn định:

Khi làm việc ổn định ta có :

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} + (\Delta i_{Lm})_{opened} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{V_d D T}{L_m} - \frac{V_0 \cdot (1-D) \cdot T}{L_m} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right) = 0$$

$$\Rightarrow V_0 = V_d \cdot \frac{D}{(1-D)} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (3.29)$$

Dòng điện cảm trung bình :

Ta có: $P_s = P_0$

$$\Leftrightarrow V_d \cdot I_s = \frac{V_0^2}{R} ; \text{ mà } : I_s = \frac{I_{Lm} \cdot DT}{T} = I_{Lm} \cdot D \Rightarrow V_d \cdot I_{Lm} \cdot D = \frac{V_0^2}{R} \Rightarrow I_{Lm} = \frac{V_0^2}{V_d \cdot DR}$$

Dòng cảm trung bình cũng được viết như sau :

$$I_{Lm} = \frac{V_d \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_0}{(1-D) \cdot R} \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

Dòng điện cảm cực đại :

$$I_{Lm, \max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{V_d \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 + \frac{V_d \cdot D \cdot T}{2L_m} \quad (3.30)$$

Dòng điện cảm cực tiểu:

$$I_{Lm, \min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{V_d \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_d \cdot D \cdot T}{2L_m} \quad (3.31)$$

Điều kiện để có dòng liên tục:

Khi làm việc liên tục thì

$$I_{Lm, \min} = 0 \quad \Leftrightarrow \frac{V_d \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_d \cdot D \cdot T}{2L_m} = 0$$

Vậy điều kiện để có dòng liên tục là

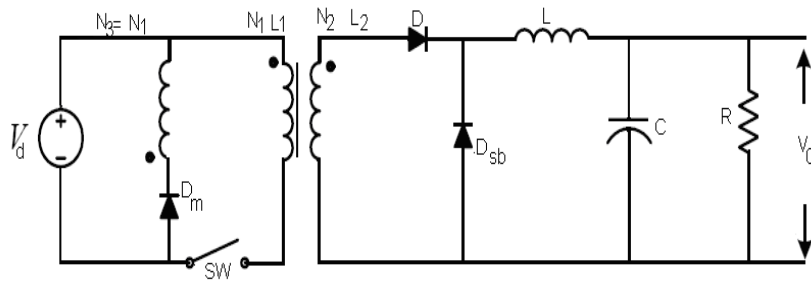
$$L_m = \frac{R \cdot (1-D)^2}{2f} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (3.32)$$

Hệ số dao động :

$$r = \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f} \quad (3.33)$$

3.6.2 Bộ biến đổi forward :

a. Sơ đồ mạch :



Hình 3.34

Sơ đồ gồm các linh kiện :

- N_1, N_2, N_3 máy biến áp mạch từ ferit .
- D_m : diode dẫn dòng trả năng lượng từ mạch về nguồn điện V_d .
- SW : công tắc
- D_{sb} : diode sang bằng dòng qua I_0 .
- L : cuộn cảm tích điện năng.
- C : tụ điện lọc.
- R : là phụ tải.

b. Hoạt động:

Chu kỳ làm việc gồm ba giai đoạn.

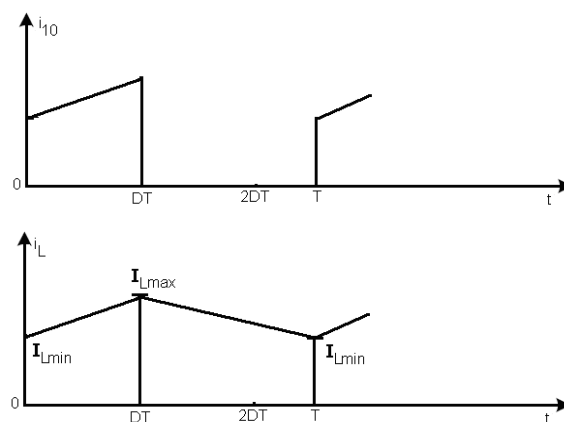
D : hệ số chu kỳ hay tỉ số thời gian dẫn trong một chu kỳ.

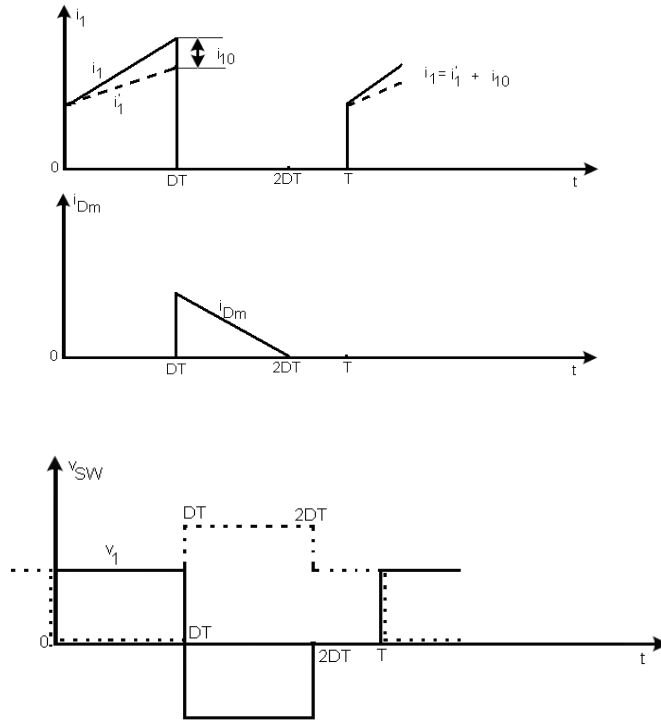
T : chu kỳ đóng ngắt .

$f = \frac{1}{T}$: tần số đóng ngắt .

$f = 10\text{KHz}$ đến 100KHz .

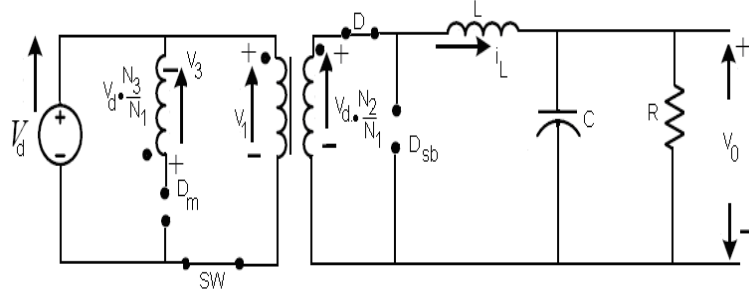
I_{10} : dòng từ hóa máy biến áp .





Hình 3.35

Giai đoạn 1: $0 < t < DT$



Hình 3.36

Công tắc đóng, cuộn N_1 nối vào điện áp V_{v1} do chiều quấn dây, cực tính điện áp tại các cuộn dây N_1 , N_2 và N_3 được ghi ở hình vẽ. D_m và D_{sb} phân cực nghịch không dẫn, D dẫn. Điện áp tại cuộn $N_2 = V_d \cdot \frac{N_2}{N_1}$

$$\text{Do đó: } v_L = V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_0 \quad (3.34)$$

Vậy từ thông mạch từ tăng .

$$i_L = \left(V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_0 \right) \cdot \frac{t}{L} + I_{L\min} = i_D$$

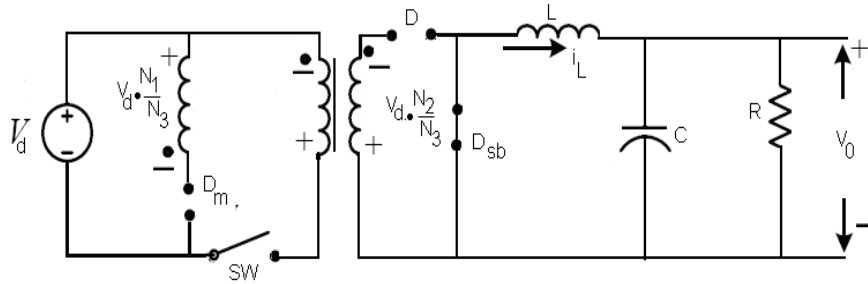
Điện năng từ nguồn được tích vào mạch từ máy biến áp , vào cuộn cảm L ,vào tụ điện C và cấp cho phụ tải R . i_L tăng từ I_{Lmin} đến I_{Lmax} trong thời gian DT .

$$I_{Lmax} - I_{Lmin} = \left(V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_0 \right) \cdot \frac{DT}{L} \quad (i)$$

$$V_{Dm} = - \left(V_d + V_d \cdot \frac{N_3}{N_1} \right)$$

$$V_{Dsb} = -V_d \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

Giai đoạn 2 : $DT < t < 2DT$



Hình 3.37

Công tắc mở từ thông mạch từ giảm , i_L giảm từ I_{Lmax} đến I_{Lmin} . Điện cực các điện áp tại N_1, N_2 và N_3 ghi ở hình vẽ. Do đó, D_m dẫn, D_{sb} giúp cho i_L liên tục .

$$v_L = -V_0.$$

$$\text{Do đó : } i_L = -\frac{V_0}{L} \cdot (t - DT) + i_{Lmax}$$

i_L giảm từ I_{Lmax} đến I_{Lmin} , phóng năng lượng vào phụ tải cho đến cuối giai đoạn 3, D_m trả năng lượng tích ở mạch từ về nguồn V_d trong thời gian DT vì cuộn dây phóng năng lượng có số vòng $N_3 = N_1$, năng lượng phóng bằng năng lượng nạp, quá trình nạp và phóng đều thực hiện ở cùng một điện áp .

$$I_{Lmin} - I_{Lmax} = -\frac{V_0}{L} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (ii)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_0}{L} \cdot (1 - D) \cdot T$$

Cộng về các đẳng thức (i) và (ii) ta có :

$$\left(V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_0 \right) \frac{DT}{L} - \frac{V_0}{L} (1 - D) T = 0$$

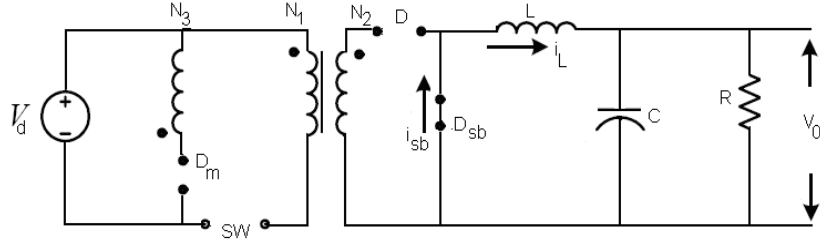
$$\Rightarrow V_0 = \frac{N_2}{N_1} D V_d \quad (iii)$$

$$SW = V_d + \left(\frac{N_1}{N_3} \right) V_d = V_d \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right) = 2V_d$$

$$(N_1 = N_3) \Rightarrow V_d = -V_0 \left(1 + \frac{N_2}{N_3} \right)$$

L phóng năng lượng cho phụ tải R

Giai đoạn 3: $2DT < t < T$



Hình 3.38

L tiếp tục phóng thích năng lượng cho phụ tải. D_m ngưng dẫn do quá trình trả năng lượng mạch từ nguồn V_d đã chấm dứt.

$$I_0 = \frac{V_0}{R} = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2}$$

Ta có:

$$I_{Lmax} + I_{Lmin} = \frac{2V_0}{R} \quad (iv)$$

Cộng về các phương trình (i) và (iv) ta được :

$$2I_{Lmin} = \frac{2V_0}{R} - \frac{V_0}{L} \cdot (1-D) \cdot T$$

$$\Rightarrow I_{Lmin} = \frac{V_0}{R} - \frac{V_0}{2.L.f} \cdot (1-D) \quad (3.35)$$

Điều kiện để có dòng liên tục là :

$$I_{Lmin} = 0 = \frac{V_0}{R} - \frac{V_0}{2.L.f} \cdot (1-D) \Rightarrow L = \frac{R}{2f} \cdot (1-D)$$

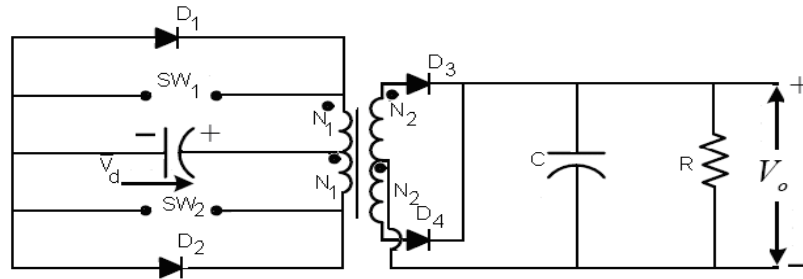
Ở phía thứ cấp, dòng i_L biến thiên giống như dòng ở sơ đồ buck, do đó phương pháp tính hệ số dao động cũng tương tự.

$$\text{Ta có : } \Delta V_0 = \Delta V_C = \frac{V_0(1-D)}{8LCf^2}$$

$$\text{Hoặc : } \Delta V_0 = V_0 \frac{N_2}{N_1} \frac{D(1-D)}{8LCf^2}$$

$$\Rightarrow r = \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D(1-D)}{8LCf^2} \quad (3.36)$$

3.6.3 Bộ biến đổi push-pull:



Hình 3.39

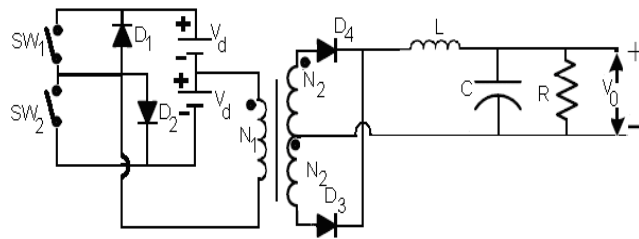
Về cơ bản sơ đồ push –pull đây là hai sơ đồ forward làm việc luân phiên. D₃ và D₄ vừa là diode chỉnh lưu, vừa là diode sang bằng dòng. Người ta chứng minh rằng :

$$V_o = 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot D \cdot V_d \quad (3.37)$$

(0 < D < 0.5)

3.6.4 Bộ biến đổi cầu (bridge) :

a. Nửa cầu(Half bridge) :



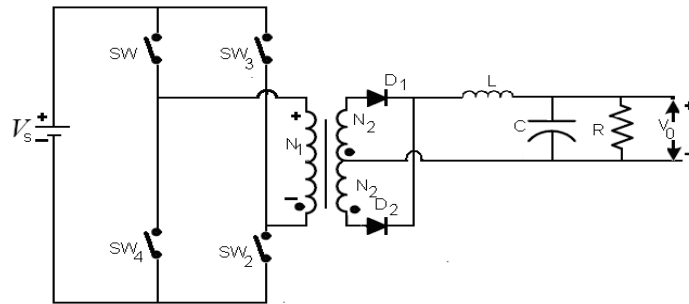
Hình 3.40

- 2 công tắc SW1 và SW2 luân phiên nhau làm việc như sơ đồ đẩy kéo.
- Sơ đồ half bridge này dùng 2 nguồn điện một chiều khác với sơ đồ đẩy kéo ,tuy nhiên nguyên lý làm việc lại giống nhau.

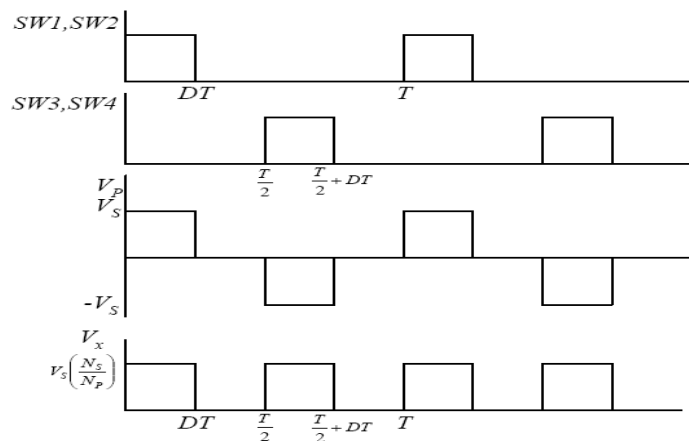
$$\text{- Điện áp ngõ ra : } V_o = 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot D \cdot V_d \quad (3.38)$$

$$\text{- Điện áp diode max : } V_{D_{\max}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d$$

b. Toàn cầu(Full bridge) :



Hình 3.41



Hình 3.42

Các công tắc SW1 và SW2 cùng dẫn luân phiên với SW3 và SW4. Mỗi đôi dẫn trong thời gian DT trong mỗi chu kỳ làm việc .

$$\text{Điện áp ngõ ra : } V_0 = 2 \frac{N_2}{N_1} DV_s \quad (3.39)$$

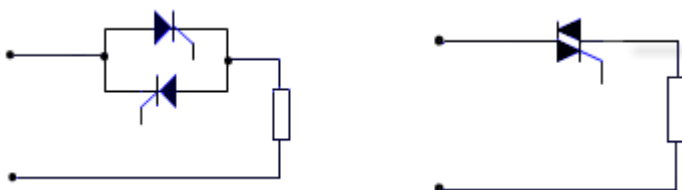
Câu hỏi ôn tập:

1. Sẽ sơ đồ và trình bày hoạt động của bộ biến đổi Buck
2. Sẽ sơ đồ và trình bày hoạt động của bộ biến đổi Boost
3. Sẽ sơ đồ và trình bày hoạt động của bộ biến đổi Buck-Boost
4. Sẽ sơ đồ và trình bày hoạt động của bộ biến đổi Cuck
5. Trình bày nguyên lý hoạt động các loại bộ nguồn theo kiểu chuyển mạch.

Chương 4: BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU

Bộ điều khiển điện thế AC hay còn gọi là bộ điều thế AC, dùng chuyển đổi nguồn điện AC cố định thành nguồn điện AC thay đổi. Tần số ngõ ra bằng tần số ngõ vào.

Một phương cách đơn giản để điều khiển điện thế AC vào tải là dùng công tắc AC. Công tắc AC có thể là 1 Triac hay 2 SCR mắc đối song như hình 4.1 hoặc linh kiện giao hoán 2 chiều



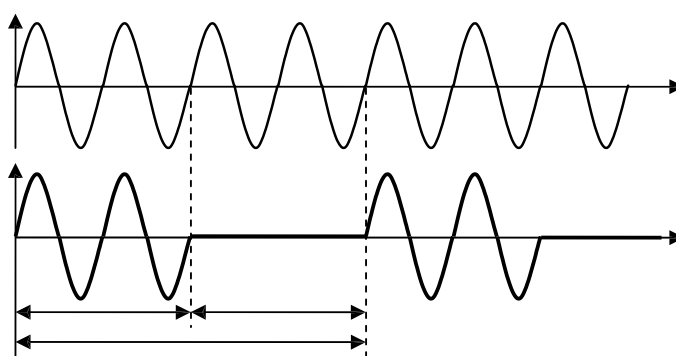
Hình 4.1

Trong phần lớn trường hợp, kết quả điều khiển độc lập với công tắc được sử dụng. Để đạt công suất lớn thường chọn SCR hơn là Triac

Phần lớn những ứng dụng của bộ điều chỉnh AC là điều khiển ánh sáng, nung nhiệt trong công nghiệp, hàn điện, bộ chỉnh ổn điện thế máy phát điện AC, điều khiển tốc độ động cơ cảm ứng

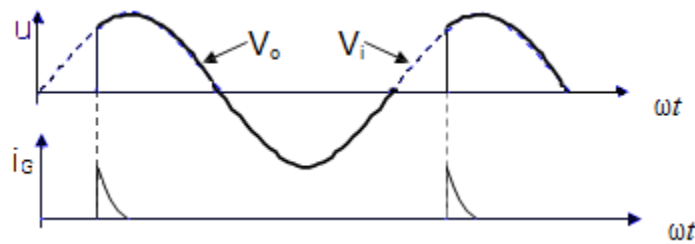
Có 2 phương cách điều khiển công suất cho tải

- Điều khiển toàn chu kỳ hay còn gọi là điều khiển giao hoán (on – offn control). Điều khiển toàn chu kỳ thích hợp với các hệ thống có thời hằng lớn như hệ thống điều khiển nhiệt độ. Công suất tải được điều khiển bằng cách nối nguồn vào tải trong 1 số chu kỳ và tiếp đó cắt nguồn ra khỏi tải trong 1 số chu kỳ khác, và lặp lại chu kỳ giao hoán đó như hình 4.2. Nhưng cách điều khiển giao hoán này không thích hợp với tải có thời hằng bé



Hình 4.2

- Điều khiển pha (phase control) như hình 4.3. Điều khiển pha thích hợp với tải có thời hằng bé. Trong điều khiển pha, công tắc nối tải với nguồn tại một phần của mỗi chu kỳ điện thế nguồn vào. Góc kích có thể thay đổi từ 0 đến 180^0 , do đó điện thế trên tải thay đổi từ 0 đến điện thế của nguồn vào V_i



Hình 4.3

So với công tắc cơ khí, công tắc AC có các ưu và khuyết điểm sau

- Ưu điểm

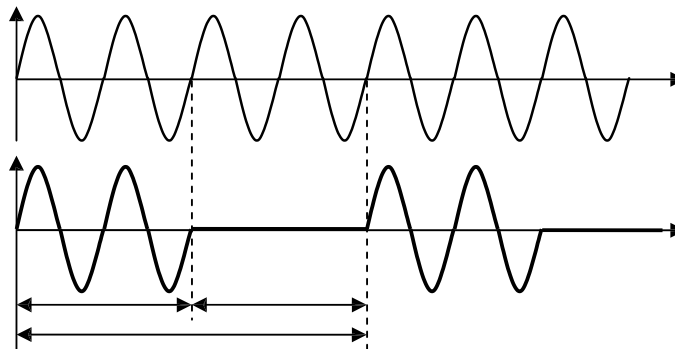
Tác động nhanh, điều khiển chính xác tại thời điểm mong muốn. Chịu được điện thế và dòng điện lớn vài ngàn volt và vài ngàn Ampe. Có kích thước gọn nhẹ, điều khiển dễ dàng

- Khuyết điểm

Dễ hư khi có quá tải. Có điện thế sụt thế đáng kể khi dẫn. Hoạt động không tiếng động nên khó biết công tắc có hoạt động không

4.1 Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha điều khiển toàn chu kỳ

Bộ điều khiển toàn chu kỳ. Mạch điều khiển toàn chu kỳ như hình 4.1 khi có góc kích $\alpha = 0$ sẽ cho điện thế AC tác động vào tải và khi không có góc kích hiện diện sẽ cắt nguồn AC khỏi tải mà dạng sóng ra như hình 4.4



Hình 4.4

t_{on} : là thời gian dẫn

t_{off} : là thời gian ngưng

T : là chu kỳ giao hoán $T = t_{off} + t_{on}$

D : chu kỳ định $D = \frac{t_{on}}{t_{off} + t_{on}} = \frac{t_{on}}{T}$

Công suất trung bình ra trên tải

$$P_{OAV} = \frac{V_i^2}{R} \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_i^2}{R} D = P_{0max} D \quad (4.1)$$

Điện thế hiệu dụng ngõ ra

$$V_{ORMS} = \frac{V_M}{2} \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} = V_{hd} \sqrt{D} \quad (4.2)$$

- Hệ số công suất

$$PF = \frac{P_o}{S} = \frac{P_{OAV}}{P_{OMAX}} = D \quad (4.3)$$

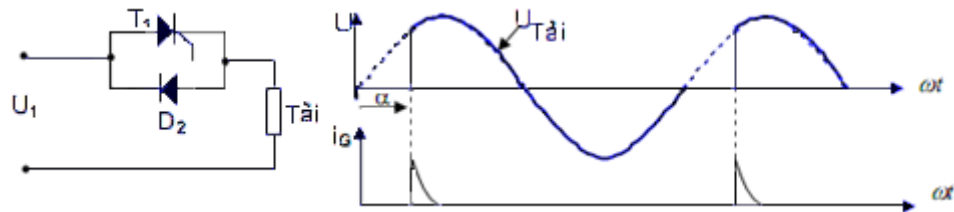
- Ưu điểm: Tải hoạt động trong thời gian lâu hơn 1 bán kỳ. Dễ dàng điều khiển chính xác

- Ứng dụng: Lò nung (kim loại, hóa chất, chất lỏng khác...), tạo nhiệt, truyền nhiệt, công nghệ lạnh

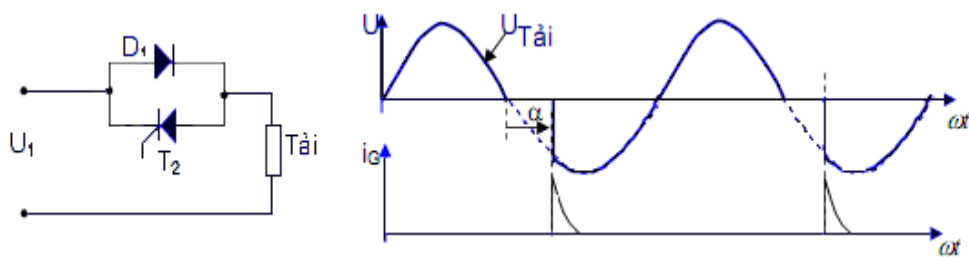
4.2 Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha điều khiển pha

4.2.1 Bộ biến đổi điện AC điều khiển không đối xứng

a. Tải thuần trở R



Hình 4.5



Hình 4.6

Theo hình 4.5 SCR dẫn từ α đến π ; Diode dẫn từ π đến 2π . Ta tính được

- Điện thế trung bình trên tải

$$\begin{aligned} V_{AV} &= V_{AV(SCR)} + V_{AV(Diode)} \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin \omega t d\omega t + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} V_M \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{2\pi} V_M (1 + \cos \alpha) + \frac{1}{2\pi} V_M (-1 - 1) \end{aligned}$$

$$V_{AV} = V_M (\cos \alpha - 1) \leq 0$$

- Dòng điện trung bình

$$I_{AV} = \frac{V_{AV}}{R}$$

- Điện thế hiệu dụng trên tải

$$\begin{aligned} V_{RMS} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\alpha}^{\pi} V_M^2 (\sin \omega t)^2 d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} V_M^2 (\sin \omega t)^2 d\omega t \right)} \\ &= \sqrt{\frac{V_M^2}{4} \left[\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) + \frac{V_M^2}{2\pi} \frac{\pi}{2} \right]} = \sqrt{\frac{V_M^2}{4} \left[\sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} + 1 \right]} \end{aligned}$$

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{2} \left[\sqrt{\left(2 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} \right]$$

- Dòng điện hiệu dụng qua tải

$$I_{ORMS} = \frac{V_{ORMS}}{R} \quad (4.8)$$

- Công suất của tải

$$P_{RMS} = V_{RMS} I_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = \frac{V_M^2}{4R} \left[2 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]$$

$$P_{RMS} = \frac{V_M^2}{4R} \left[2 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right] \quad (4.9)$$

- Hệ số công suất

$$pF = \frac{P_{RMS}}{S} = \frac{V_{RMS}^2 / R}{V_i I_i} = \frac{V_{RMS}^2 / R}{V_i (V_{RMS} / R)}$$

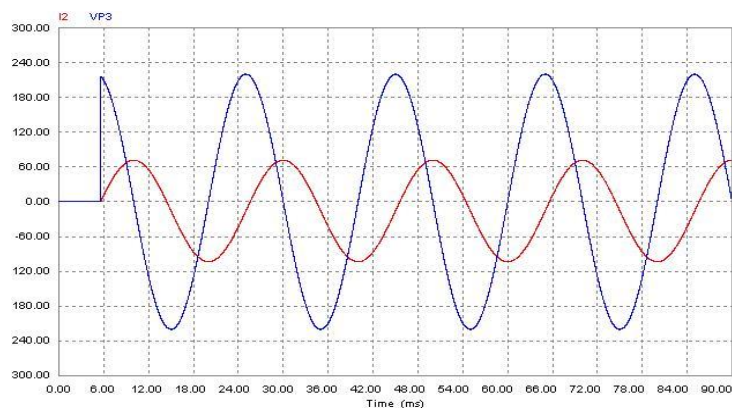
$$pF = \frac{P_{RMS}}{S} = \frac{V_{ORMS}^2 / R}{V_{ihd} I_{ihd}} = \frac{V_{ORMS}^2 / R}{V_{ihd} (V_{ORMS} / R)} = \frac{V_{ORMS}}{V_{ihd}} = \frac{\frac{V_M}{2} \left[\sqrt{\left(2 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} \right]}{V_M / \sqrt{2}}$$

$$pF = \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi} \right)} \quad (4.10)$$

Theo hình 4.6 SCR dẫn từ $\pi + \alpha$ đến 2π ; diode dẫn từ 0 đến π . Ta tính tương tự như hình 4.5 nhưng chú ý lúc này lúc này điện thế trung bình ra có giá trị âm.

b. Tải L

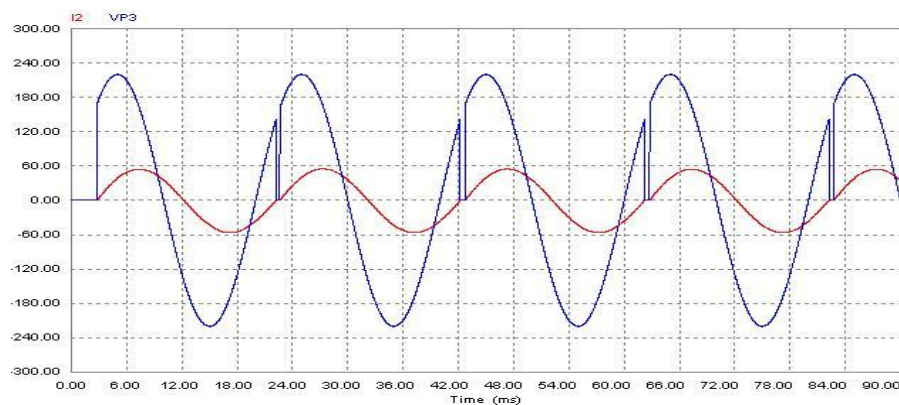
Khi tải L thường giá trị L rất lớn. Với góc kích $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ dòng qua tải liên tục. Điện áp liên tục do ở chu kì âm diode tự dẫn và dòng cảm ứng gây ra, cuộn dây tích điện bằng khoảng diode dẫn nên làm cho dạng sóng liên tục như hình 4.7



Hình 4.7

c. Tải R-L

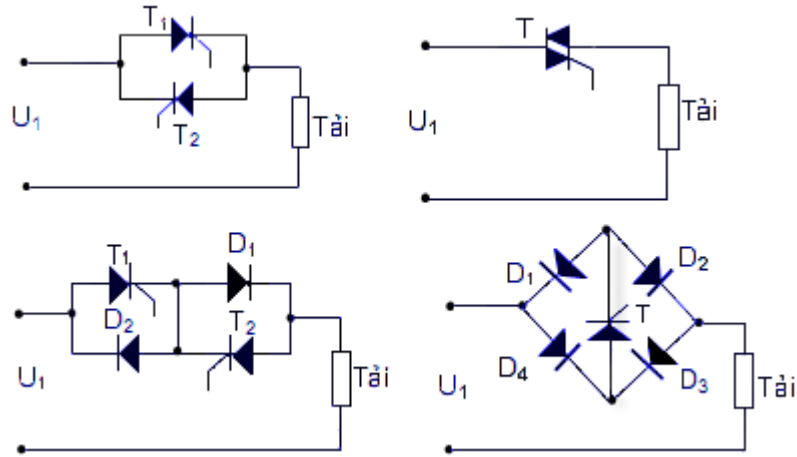
Trong phần này ta khảo sát theo chương trình mô phỏng PSIM với góc kích $\frac{\pi}{3}$ không phân tích chi tiết và nó được phân tích cụ thể trong phần điều khiển đối xứng. Ở chu kì âm diode tự dẫn và có dòng cảm ứng sinh ra do cuộn dây, cuộn dây tích điện nên dạng sóng có dạng như hình 4.8



Hình 4.8

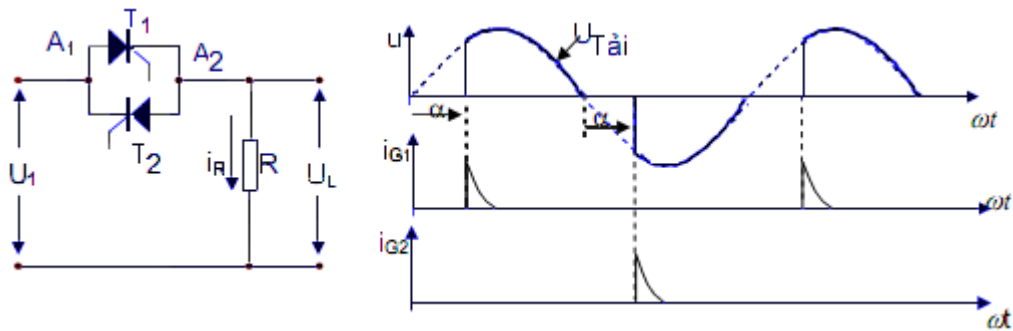
4.2.2 Bộ biến đổi điện AC điều khiển đối xứng

Các dạng mạch điều khiển AC đối xứng thường được sử dụng có dạng như hình 4.9, dạng sóng ra được điều khiển hoàn toàn ở cả hai bán kỳ và góc kích điều khiển cho hai bán kỳ cần được chú ý để dạng sóng ra đối xứng



Hình 4.9

a. Tải thuần trở



Hình 4.10

Mỗi SCR dẫn trong thời khoảng $(\pi - \alpha)$ của mỗi bán kỳ, do đó ta có thể xem như các SCR dẫn từ α đến π trong chu kỳ mới là π nên tính được

– Điện thế hiệu dụng của tải

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_M \sin \omega t)^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{V_M^2}{\pi} \left[\frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4} \right]_{\alpha}^{\pi}}$$

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (4.11)$$

– Dòng điện hiệu dụng qua tải

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R} = \frac{V_M}{R\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (4.12)$$

– Công suất trên tải

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = I_{RMS}^2 R = \frac{V_M^2}{2R} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) \quad (4.13)$$

Khi $\alpha = 0 \Rightarrow V_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}; \Rightarrow P_{RMS} = \frac{V_M^2}{2R}$

Hệ số công suất

$$pF = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (4.14)$$

- Dòng điện trung bình qua SCR bằng

$$I_{AV(SCR)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{V_M}{R} \sin \omega t d\omega t = \frac{V_M}{2\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (4.15)$$

Mỗi SCR có dòng điện bằng 1/2 dòng qua nguồn AC nên dòng hiệu dụng của mỗi SCR bằng

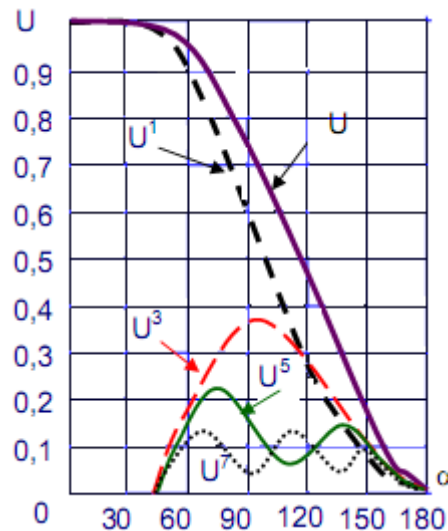
$$I_{RMS(SCR)} = \frac{I_{RMS}}{\sqrt{2}} \quad (4.15)$$

Họa tần: Ta phân tích họa tần theo phân giải Fourier cho kết quả sau

$$\alpha_1 = \frac{I_M}{2\pi} (\cos 2\alpha - 1); b_1 = \frac{I_M}{2\pi} [2(\pi - \alpha) \sin 2\alpha] \quad (4.18)$$

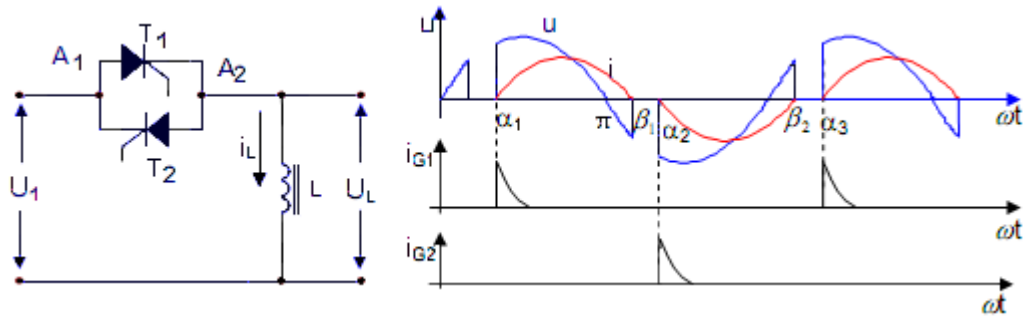
$$\alpha_n = \left[\frac{I_M}{\pi(n^2 - 1)} \right] \left\{ 2 + (n-1) [\cos(n+1)\alpha] - (n+1) [\cos(n-1)\alpha] \right\} \quad (4.19)$$

Ta có đồ thị biên độ họa tần tương đối biến thiên theo góc kích α như hình 4.11



Hình 4.11

b. Tải thuần cảm L



Hình 4.12

Trong bán kỳ dương, nếu có xung kích tại góc kích α thì SCR1 dẫn ta có phương trình

$$v(t) = L \frac{di}{dt} = V_M \sin \omega t \quad (4.21)$$

Tương tự như ở chương 2 ta có:

$$i(t) = -\frac{V_M}{L\omega} \cos \omega t + K$$

$$i(\alpha) = 0 \Rightarrow K = \frac{V_M}{L\omega} \cos \alpha$$

$$i(t) = -\frac{V_M}{L\omega} \cos \alpha - \frac{V_M}{L\omega} \cos \omega t = \frac{V_M}{L\omega} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (4.22)$$

Vì có dòng cảm ứng nên điều kiện để SCR2 dẫn còn tùy thuộc vào điện thế trên catod của SCR2 có đạt trị số âm hay tùy thuộc vào trị số góc kích. Ta xét các trường hợp sau

$$\text{Khi } 0 < \alpha < \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos \alpha > 0$$

Sau khi SCR1 đã dẫn ở tại thời điểm $\omega t = \alpha < \frac{\pi}{2}$ ta phải kích SCR2 tại thời điểm

$\omega t = \alpha + \pi$; nhưng tại thời điểm đó SCR1 còn đang dẫn (chưa ngưng) vì có dòng khác 0, SCR2 có điện thế catod dương hơn anod nên không thể dẫn. Do đó ta không thể chọn góc kích giới hạn

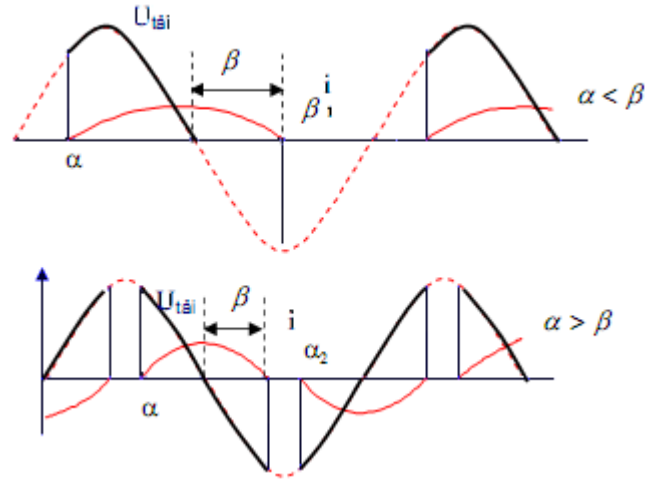
$$\text{Khi } \frac{\pi}{2} < \alpha < \pi \Rightarrow \cos \alpha < 0$$

Ta thấy trong thời khoảng này, khi SCR1 đã tắt trước thời điểm SCR2 được kích dẫn, điện thế cấp cho catod có trị âm so với anod nên SCR2 dẫn

$$\text{Ta nhận thấy } i(t) = 0 \text{ hay: } \frac{V_M}{L\omega} (\cos \alpha - \cos \omega t) = 0 \Rightarrow \omega t = \alpha \text{ và } \omega t = 2\pi - \alpha$$

Vậy để có dòng qua SCR1 dương là: $\alpha < \omega t < 2\pi - \alpha$. Góc kích phải chọn

$\frac{\pi}{2} < \alpha$ xem hình 4.13



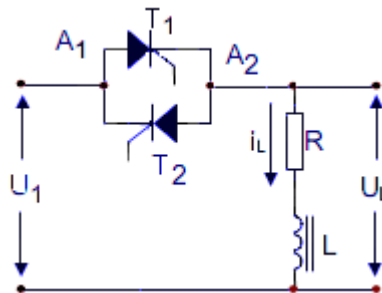
Hình 4.13

Dòng điện hiệu dụng qua tải

$$\begin{aligned}
 I_{RMS} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \left[\frac{V_M}{L\omega} (\cos \alpha - \cos \omega t) \right]^2 d\omega t} \\
 &= \sqrt{\frac{V_M^2}{\pi(L\omega)^2} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\cos^2 \alpha - 2 \cos \alpha \cos \omega t + \cos^2 \omega t) d\omega t} \\
 &= \frac{V_M}{L\omega} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\cos^2 \alpha \omega t \Big|_{\alpha}^{2\pi-\alpha} - 2 \cos \alpha \sin \omega t \Big|_{\alpha}^{2\pi-\alpha} + \frac{1}{2} \omega t \Big|_{\alpha}^{2\pi-\alpha} + \frac{1}{4} \sin 2\omega t \Big|_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \right)} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \left[\frac{V_M}{L\omega} (\cos \alpha - \cos \omega t) \right]^2 d\omega t} \\
 I_{RMS} &= \frac{V_M}{L\omega} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha)(2 + \cos 2\alpha) + 3 \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (4.23)
 \end{aligned}$$

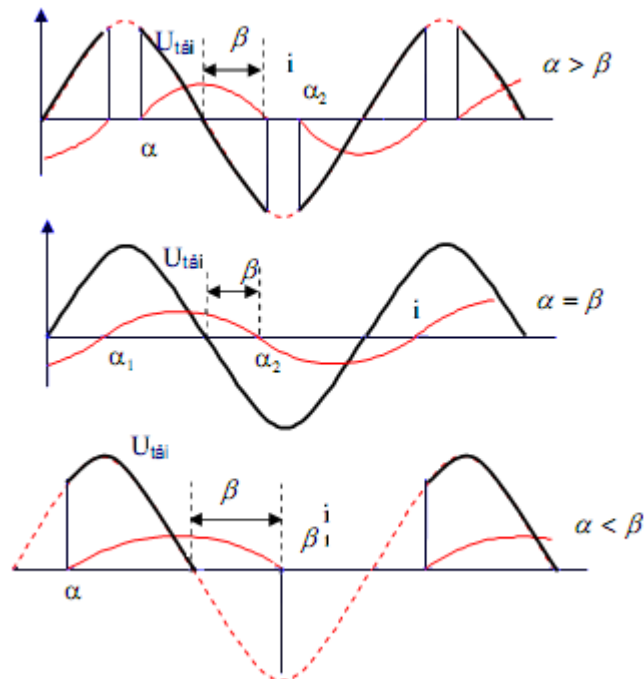
c. Tải trở kháng R – L

Sơ đồ mạch



Hình 4.14

- Dạng sóng vào ra



Hình 4.15

Tính toán các đại lượng

Vì mỗi SCR dẫn trong thời khoảng $\alpha \leq \omega t \leq \beta$, cách giải tương tự như ở chương 2 và có các kết quả sau

$$i(t) = \frac{V_M}{Z} \left[\sin(\omega t - \Phi) - \sin(\alpha - \Phi) e^{-\frac{R}{L\omega}(\omega t - \alpha)} \right] \quad (4.24)$$

Và $i(t) = 0$ ở các trường hợp khác

$$\text{Với: } Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}; \Phi = \arctan\left(\frac{L\omega}{R}\right) \quad (4.25)$$

Biểu thức liên hệ giữa góc tắt và góc kích

$$\sin(\beta - \Phi) = \sin(\alpha - \Phi) e^{-\frac{R}{L\omega}(\beta - \alpha)} \quad (4.26)$$

- Nhận xét

Góc dẫn $\gamma = \beta - \alpha$ phải hơi nhỏ hơn π để cho SCR1 ngưng dẫn trước khi kích SCR2 tại $\omega t = \alpha + \pi$. Trong biểu thức liên hệ trên cho $\gamma = \beta - \alpha > \pi$ thì $\alpha < \Phi$. Do đó ta kết luận rằng α phải lớn hơn hoặc bằng $\alpha \geq \Phi$; $\alpha_{\min} = \Phi$

Nếu chọn $\alpha_{\min} = \Phi$ thì dòng qua SCR1 là hoàn toàn hình sin khi số hạng chuyển tiếp bị khử mất và góc dẫn bằng π ($\gamma = \pi$)

Biểu thức liên hệ cho phép xác định góc dẫn γ khi biết α , Φ .

Có hai trường hợp giới hạn

- $\Phi = 0$: trường hợp tải điện trở thuần

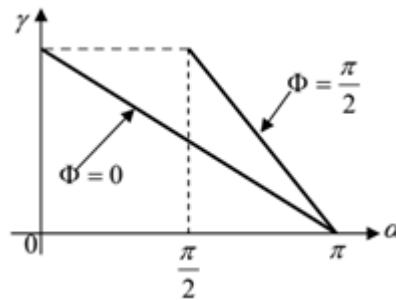
$$i(t) = \frac{V_M}{Z} \sin \omega t \quad (4.27)$$

$i(t)$ là dòng điện hình sin. Góc dẫn bằng $\gamma = \pi - \alpha$

- $\Phi = \frac{\pi}{2}$: trường hợp cảm kháng L

$$i(t) = \frac{V_M}{L\omega} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (4.28)$$

Ta biểu diễn như hình 4.16 biểu diễn sự tương quan của α , Φ để xác định góc dẫn γ



Hình 4.16

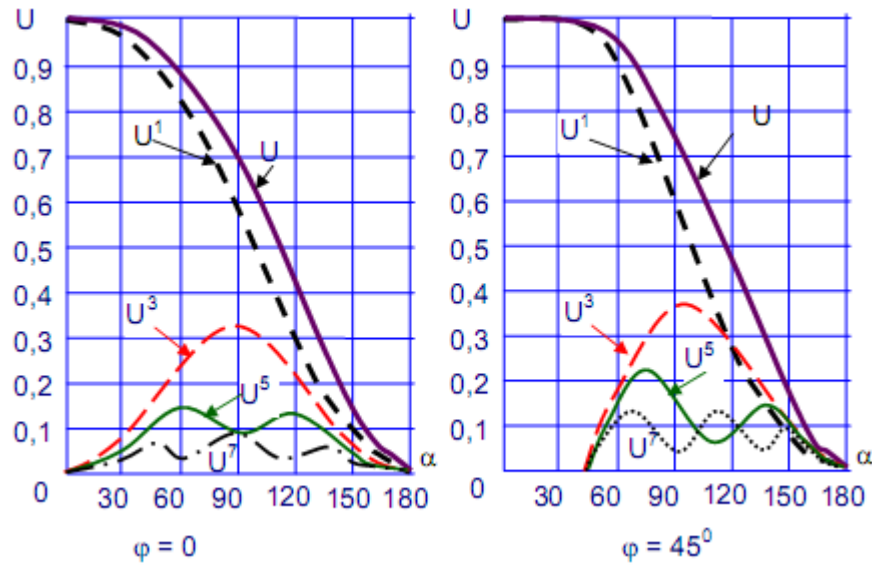
- Hiệu điện thế hiệu dụng qua tải

$$V_{RMS} = \frac{V_L}{2} \sqrt{\left(\frac{2\gamma - \sin 2\alpha - \sin 2\beta}{\pi} \right)} \quad (4.29)$$

- Hoặc thêm góc kích α trong khoảng $\frac{\pi}{2}$ đến π , ta có:

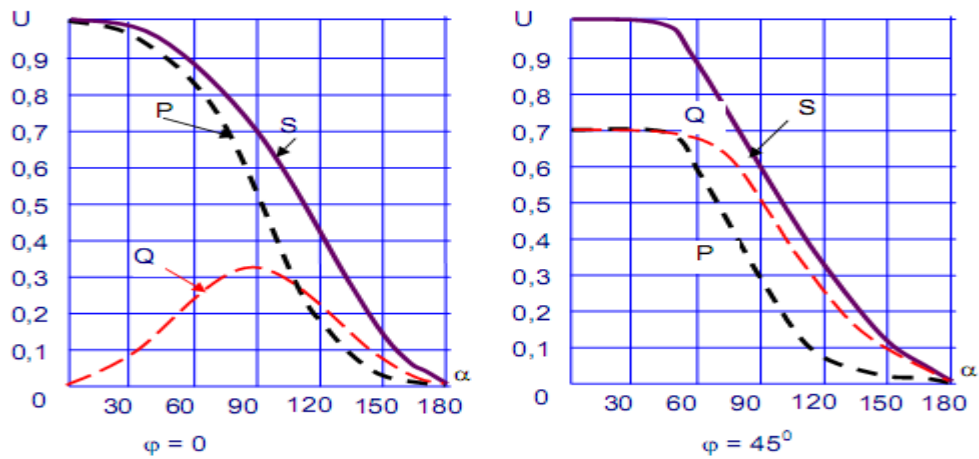
$$I_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}R} \left[4 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \left(\cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{6}{\pi} \sin \alpha \cos \alpha \right]^{1/2} \quad (4.30)$$

- Đặc tính điều khiển góc kích theo trị số điện áp tải



Hình 4.17

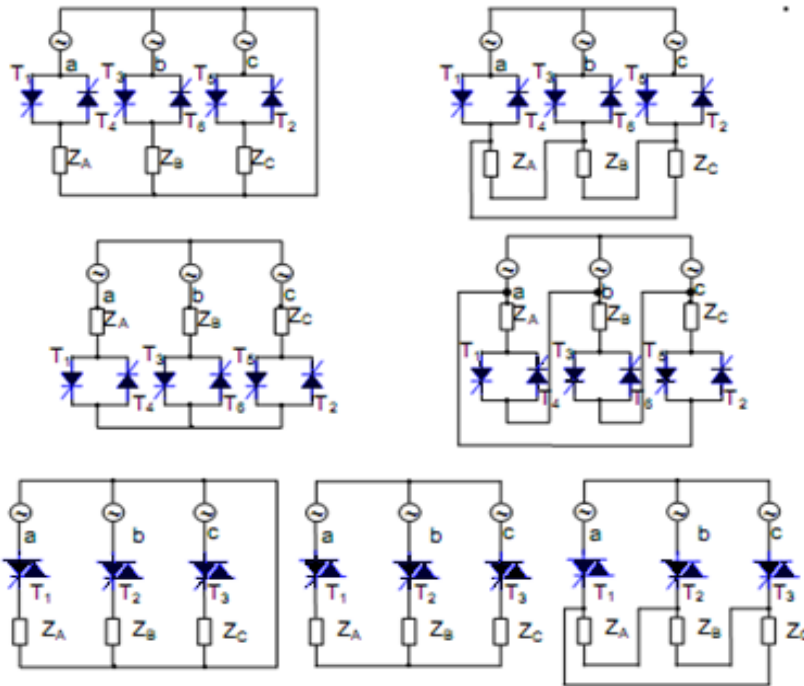
- Sự biến thiên của công suất theo góc mở



Hình 4.18

4.3 Các bộ biến đổi điện áp xoay chiều ba pha

Bộ điều chỉnh AC 3 pha gồm 3 bộ điều chỉnh AC 1 pha nối với nhau và sử dụng nguyên tắc điều khiển pha. Có nhiều cách nối tùy theo các bộ cấp điện 3 pha nối hình sao Y hay tam giác Δ vào tải. Hình 4.20 thể hiện cho ta thấy được các dạng mạch của bộ biến đổi AC thông dụng

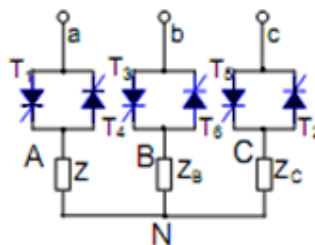


Hình 4.1

4.3.1 Bộ biến đổi điện áp xoay chiều ba pha tải mắc hình sao

a. Tải thuần trở R

- Sơ đồ mạch



Hình 4.210

- Khảo sát hoạt động mạch

Để khảo sát cách hoạt động ta phải lưu ý các nhận xét sau

- Các SCR được kích lần lượt theo thứ tự 1, 2, 3, 4, 5, 6 cách nhau 60°
- Khi có 3 SCR cùng dẫn, điện thế mỗi pha của tải là tương ứng với điện thế đường dây – trung hòa $v_{an} = v_{bn} = (V_{ab}/\sqrt{3})$; xem $V_{SCR} = 0$ khi dẫn
- Khi có 2 SCR cùng dẫn, thí dụ khi A và B cùng dẫn thì ta có điện thế của tải bằng :

$$V_{ao} = \frac{V_{AB}}{2} = \frac{V_{ab}}{2}; \quad V_{bo} = \frac{V_{BA}}{2} = \frac{V_{ba}}{2}$$

và sớm pha 30° so với v_{an} ; với $v_{an}; v_{bo} = v_{BO} = 0$

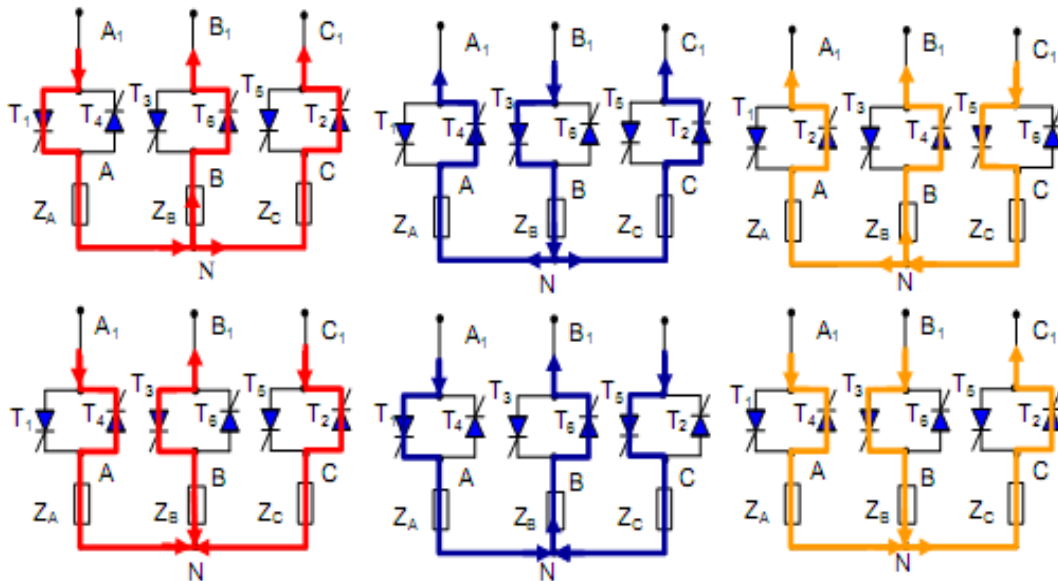
– Góc lệch pha giữa đường dây và pha

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = V_M \sin \omega t - V_M \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) = \sqrt{3} V_M \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

$$\begin{aligned} V_{ac} &= V_{an} - V_{cn} = V_M \sin \omega t - V_M \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = V_M \left[\sin \omega t - \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\ &= 2V_M \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \frac{2\pi}{3} = \sqrt{3} V_M \cos \left[\omega t - \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6} \right) \right] \\ &= \sqrt{3} V_M \cos \left[\left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) - \frac{\pi}{2} \right] = \sqrt{3} V_M \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \end{aligned}$$

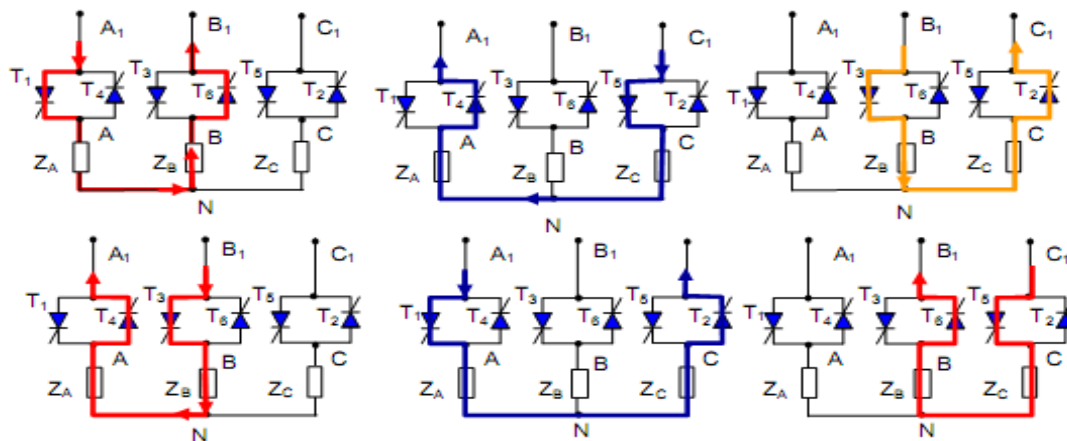
– Nguyên tắc dòng điện dẫn trong sơ đồ điều áp ba pha

○ Dòng dẫn trong trường hợp có 3 SCR cùng dẫn



Hình 4.21

○ Dòng dẫn trong trường hợp có 2 SCR cùng dẫn



Hình 4.22

Xem bảng tóm tắt sau

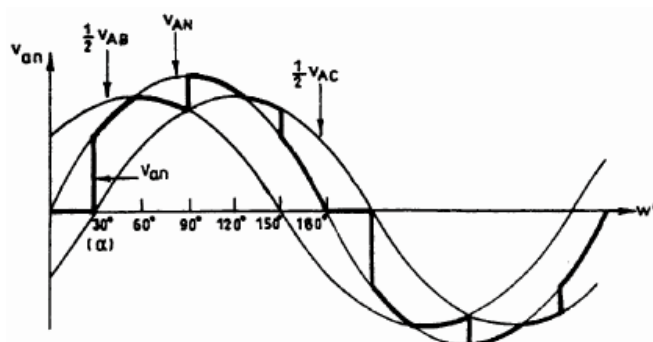
Đường dây dẫn điện	Đường dây không dẫn điện	Điện thế ngõ ra	
		Pha (v_{an})	Dây (v_{ab})
Tất cả	Không có	$v_{AB}/3$	v_{AB}
A, B	C	$\frac{1}{2} v_{AB}$	v_{AB}
B, C	A	0	$\frac{1}{2} v_{CB}$
C, A	B	$\frac{1}{2} v_{AC}$	$\frac{1}{2} v_{AC}$
Không	Tất cả	0	0

Bảng 4.1

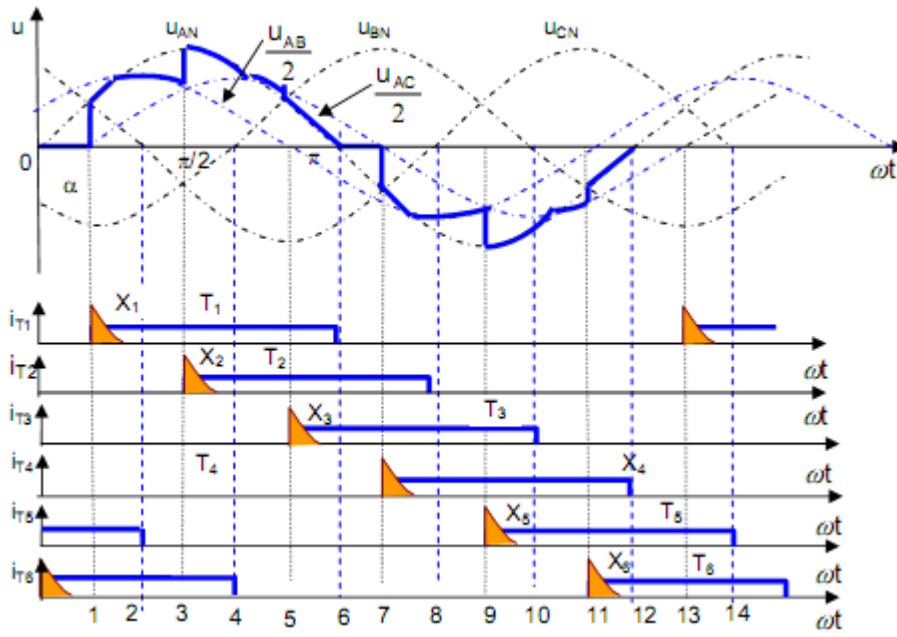
4.3.2 Ba trường hợp điều khiển sóng ra

Trường hợp 1: $0 < \alpha < \frac{\pi}{3}$

Xét trường hợp góc kích $\alpha = 30^\circ$



Hình 4.23



Hình 4.24

Tại $\omega t = 0$: S5 và S6 cùng dẫn, nên không có dòng nào qua Z_a ta có $v_{ao} = 0$

Tại $\omega t = \frac{\pi}{6}$: S1 bắt đầu dẫn, S5 và S6 tiếp tục dẫn, ta có $v_{ao} = v_{an}$

Tại $\omega t = \frac{\pi}{3}$: S5 ngưng, chỉ còn S1 và S6 dẫn, ta có $\frac{v_{ab}}{2} = v_{ao}$

Tại $\omega t = \frac{\pi}{2}$: S2 bắt đầu dẫn, cả ba S1, S6, S5 cùng dẫn, ta có $v_{ao} = v_{an}$

Tại $\omega t = \frac{2\pi}{3}$: S6 ngưng, S1, S2 cùng dẫn, ta có $\frac{v_{ab}}{2} = v_{ao}$

Tại $\omega t = \frac{5\pi}{6}$: cả ba S1, S2, S3 cùng dẫn, ta có $v_{ao} = v_{an}$

Tại $\omega t = \pi$: S1 ngưng $v_{ao} = 0$

– Hiệu điện thế hiệu dụng trên tải

$$V_{ORMS} = \sum V_{RMS}$$

$$V_{ORMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi/3} v_{an}^2 d\omega t \right] + \int_{\pi/3}^{\pi/2} \left(\frac{v_{ab}}{2} \right)^2 d\omega t + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} v_{an}^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} \frac{v_{ac}^2}{2} d\omega t + \int_{5\pi/6}^{\pi} v_{an}^2 d\omega t}$$

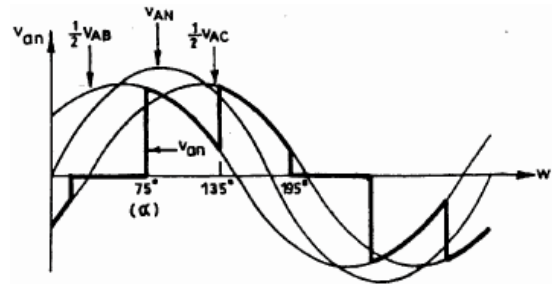
$$V_{ORMS} = V_M \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left(\alpha - \frac{\sin 2\pi}{2} \right) \right]} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3\sin 2\alpha}{4\pi}} \quad (4.31)$$

- Dòng hiệu dụng qua tải

$$P_{ORMS} = I_{ORMS}^2 R$$

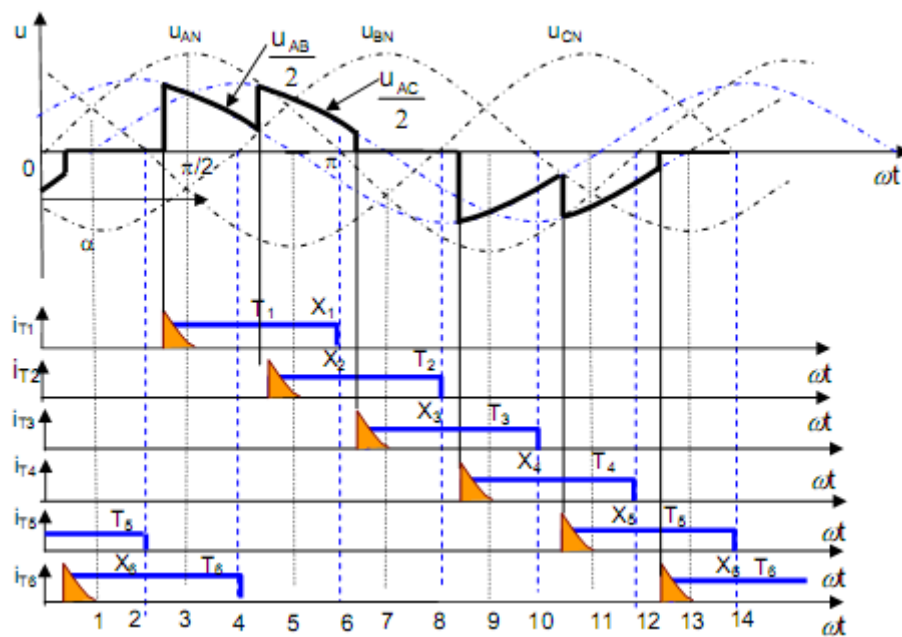
- Công suất trên tải:

- Trường hợp 2: $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{\pi}{2}$



Hình 4.25

Xét trường hợp $\alpha = 75^\circ$. Lúc nào cũng chỉ có 2 SCR cùng dẫn



Hình 4.26

Tại $\omega t \leq 75^\circ$: S5 và S6 cùng dẫn: $v_{ao} = 0$

Tại $\omega t = 75^\circ$: S1 bắt đầu dẫn, S6 tiếp tục dẫn, S5 ngưng vì $v_{cn} < 0$:

$$v_{ao} = \frac{v_{ab}}{2}$$

Tại $\omega t = 135^\circ$: S6 ngưng, S2 bắt đầu dẫn, cả S1 và S2 cùng dẫn:

$$V_{ao} = \frac{V_{ab}}{2}$$

Tại $\omega t = 195^\circ$: S1 tắt, S2 và S3 cùng dẫn: không có dòng qua Z_a , $v_{ao} = 0$

Từ 195° trở đi ta lý luận tương tự nhưng với chiều ngược lại

Theo hình vẽ, ta tính được

- Hiệu điện thế hiệu dụng trên tải

$$V_{ORMS} = \sum V_{RMS}$$

$$V_{ORMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\pi/3} \frac{V_{ab}^2}{2} d\omega t + \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+2\pi/3} \frac{V_{ab}^2}{2} d\omega t \right]}$$

$$V_{ORMS} = V_M \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right)} \quad (4.34)$$

$$V_{ORMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin 2\alpha + \sin(2\alpha + 60^\circ) \right)} \quad (4.35)$$

- Dòng hiệu dụng qua tải: $I_{ORMS} = \frac{V_{ORMS}}{R} \quad (4.36)$

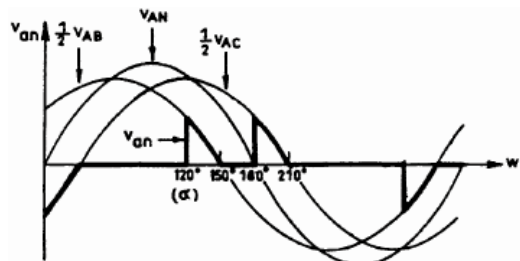
- Công suất trên tải

$$P_{ORMS} = \frac{V_{ORMS}^2}{R} = \frac{3V_M^2}{4\pi R} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right)$$

$$P_{ORMS} = \frac{3V_M^2}{\pi R} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{3}{16} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha \right) \quad (4.37)$$

Trường hợp 3: $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$

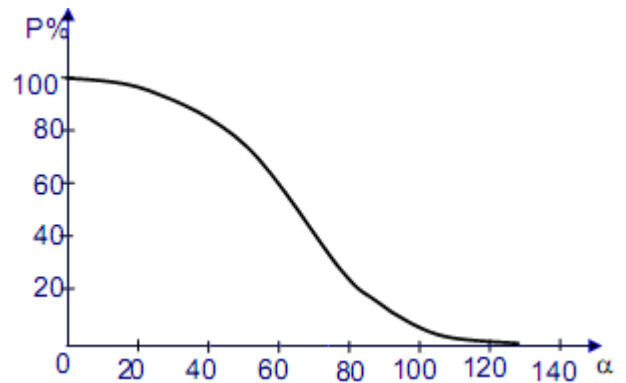
Xét với thí dụ $\alpha = 120^\circ$



Hình 4.27

- Ta có đường biểu diễn giữa công suất và góc kích ở hình 4.26

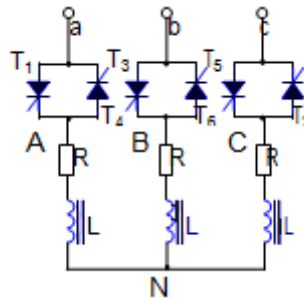
α	P%	α	P%
0	100	90	29,3
20	98,6	100	18,1
30	95,6	110	9,7
40	90,2	120	4,3
50	81,8	130	1,3
60	70,6	140	0,1
70	57,16	150	0
80	42,8		



Hình 4.28

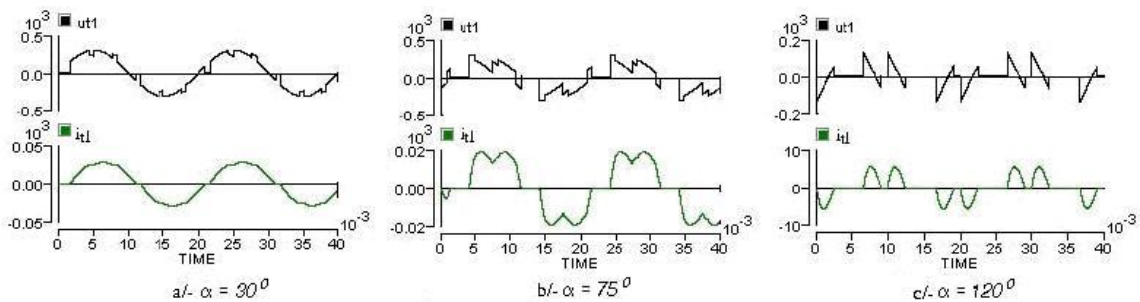
- b. Tải trở kháng R, L

- Ta có sơ đồ mạch như hình 4.30



Hình 4.29

- Các dạng sóng ra điều khiển với các góc kích khác nhau



- Các biểu thức nguồn điện ba pha như sau

$$v_{an} = V_M \sin \omega t$$

$$v_{bn} = V_M \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_{cn} = V_M \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = V_M \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_{AB} = \sqrt{3}V_M \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{AC} = \sqrt{3}V_M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = \sqrt{3}V_M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

Các SCR chỉ dẫn khi có các điện thế $v_{ak} > 0$ hay điện thế đường dây – đường dây dương lớn nhất đồng thời phải có xung kích hiện diện đồng thời hay sớm hơn. Để đơn giản ta xét các trường hợp cụ thể sau

Trường hợp $\alpha < \Phi : \alpha = \frac{\pi}{6}; \Phi = \frac{\pi}{4}$

Trong thời khoảng $\theta_1\theta_2$ do có $v_{ab} > 0, v_{cb} > 0, v_{ac} > 0$ và có các xung kích hiện diện nên các T1, T5 và T6 cùng dẫn

Trong thời gian $\theta_2\theta_3$ lý luận tương tự ta có T1, T6 và T2 cùng dẫn

Trong thời gian $\theta_3\theta_4$: T1, T3 và T2 cùng dẫn Trong thời gian $\theta_4\theta_5$: T3, T2 và T4 cùng dẫn Trong thời gian $\theta_5\theta_6$: T3, T5 và T4 cùng dẫn Trong thời gian $\theta_5 \div 2\pi$: T5, T2 và T6 cùng dẫn

Theo hình vẽ ta thấy ở bất cứ thời điểm nào cũng có 3 SCR cùng dẫn cho dòng chạy qua tải. Mỗi SCR có góc dẫn bằng 180°

– Điện thế trên tải bằng

$$v_{ao} = V_M \sin \omega t$$

$$v_{bo} = V_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{co} = V_M \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.42)$$

– Dòng điện qua tải

$$i_a = \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \Phi)$$

$$i_b = \frac{V_M}{Z} \sin\left(\omega t - \Phi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_c = \frac{V_M}{Z} \sin\left(\omega t - \Phi + \frac{2\pi}{3}\right)$$

✎ Trường hợp $\alpha > \Phi ; \Phi = \frac{\pi}{4}$

Theo đó ta thấy đối với tải ở pha A

Ở thời khoảng $\theta_1 \div \frac{\pi}{3}$ và $\theta_1\theta_2$: cả 3 SCR cùng dẫn: $v_{ao}=v_{an}$

Ở thời khoảng $\theta_1 \div \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)$ có 2 SCR cùng dẫn: $v_{an} = \frac{v_{ab}}{2}$

Ở thời khoảng $\theta_2 \div \pi$ có 2 SCR cùng dẫn: $v_{an} = \frac{v_{ac}}{2}$

Từ π trở đi do $v_{ac} < 0$ nên các SCR ở pha A ngưng: $v_{an} = 0$

- Biểu thức chung cho dòng điện ở mỗi thời khoảng cho bởi

$$i_a = \frac{k_n V_{hd}}{Z} \sin(\omega t - \Phi + \mu) + A e^{\frac{R}{L\omega}(\omega t - \alpha_n)} \quad (4.43)$$

Với: k_n bằng 2 (khi 3 SCR cùng dẫn) hoặc $\frac{\sqrt{3}}{2}$ (khi 3SCR cùng dẫn)

n : thừa số thứ tự của mỗi thời khoảng

$\mu = 0, +\frac{\pi}{6}, -\frac{\pi}{6}$ tùy theo pha

k : hằng số tích phân

α_n : giá trị của θ ở đầu thời khoảng thứ n

Vì giá trị của dòng điện ở thời khoảng thứ n bằng giá trị của dòng ở cuối thời khoảng thứ $n - 1$, nên ta có thể xác định được k

$$k = i_{n-1} - \frac{k_n V_{hd}}{Z} \sin(\alpha_n - \Phi + \mu) \quad (4.44)$$

Thí dụ ở thời khoảng đầu $\theta_1\theta_2$ theo hình 4.31 đó ta có

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}V_{hd}}{Z} \left[\sin(\omega t - \Phi) - \sin(\alpha_1 - \Phi) e^{-\frac{R}{L\omega}(\omega t - \alpha_1)} \right] \quad (4.45)$$

Câu hỏi ôn tập:

1. Trình bày nguyên lý hoạt động bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha điều khiển toàn chu kỳ
2. Trình bày nguyên lý hoạt động bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha điều khiển pha
3. Trình bày nguyên lý hoạt động bộ biến đổi điện AC điều khiển không đối xứng
4. Trình bày nguyên lý hoạt động bộ biến đổi điện AC điều khiển đối xứng
5. Trình bày nguyên lý hoạt động các bộ biến đổi điện áp xoay chiều ba pha

6. Bộ biến đổi áp xoay chiều có trị hiệu dụng 200V, 50Hz. Góc điều khiển $\alpha = \pi/2$ (rad)
 - a. Tính trị hiệu dụng áp tải
 - b. Tính công suất tiêu thụ của tải
 - c. Tính hiệu số công suất
 - d. Để đạt được công suất tải bằng 4kW, tính độ lớn góc kích α
 - e. Định mức linh kiện sử dụng
7. Công tắc xoay chiều ba pha dạng đầy đủ mắc vào tải theo hình sao. Công suất tải $P=20\text{KW}$, hệ số công suất 0,707. Định mức áp và dòng cho linh kiện. Áp nguồn có trị hiệu dụng áp dây 440V.
8. Bộ biến đổi áp xoay chiều một pha mắc vào tải L. Tính trị hiệu dụng áp và dòng tải khi $\alpha = 2\pi/3$ (rad). Tính công suất phản kháng của sóng hài cơ bản. Cho biết $L=0,01\text{H}$, áp nguồn $U=220\text{V}$, $\omega=314\text{rad/s}$
9. Bộ biến đổi áp xoay chiều một pha được điều khiển theo phương pháp tỉ lệ thời gian. Cho biết áp nguồn xoay chiều $U=220\text{V}$, $\omega=314\text{rad/s}$. Thời gian đóng 1s, thời gian ngắt 0.5s. Tải thuần trở $R=50\Omega$
 - a. Tính trị hiệu dụng áp tải và dòng tải
 - b. Tính công suất tải; Tính hệ công suất nguồn

Chương 5: NGHỊCH LƯU VÀ BIẾN TẦN

.....

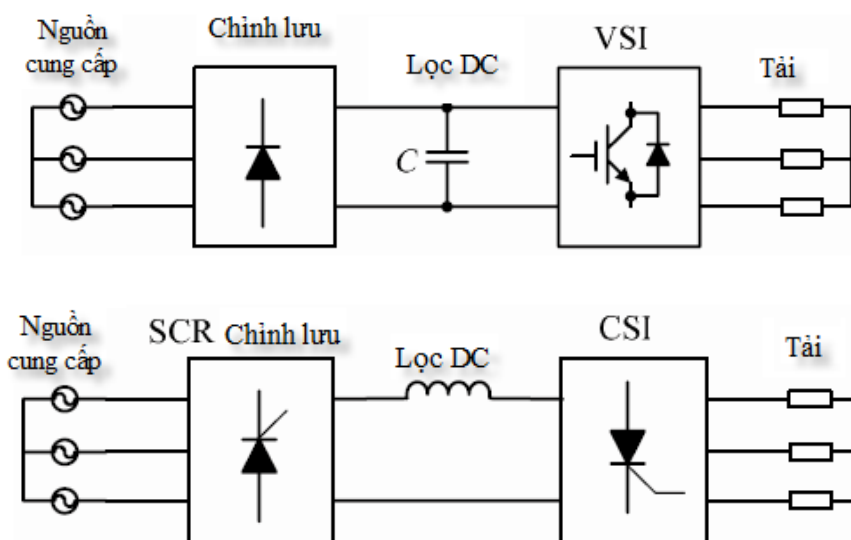
Khái niệm về bộ nghịch lưu

➤ Nghịch lưu là một thiết bị dùng để cung cấp ra điện áp xoay chiều, tín hiệu luôn từ nguồn điện áp DC. Những bộ nghịch lưu bây giờ nói chung dùng ở công nghiệp; được sử dụng bao hàm điều chỉnh tốc độ khác nhau, tạo ra thiết bị nung và hệ thống cung cấp năng lượng.

➤ Nghịch lưu có 4 yếu tố chính: điện áp nguồn, dòng điện nguồn, kỹ thuật điều chế độ rộng xung, bộ điều chế tốc độ.

Phân loại có nhiều cách phân loại khác nhau như:

- Theo hình dạng sóng ra: hình sin, hình vuông...
- Theo cách hoạt động: nguồn thế VSI (Voltage Source Inverter), nguồn dòng CSI (Current Source Inverter), biến đổi độ rộng xung PWM (Pulse Width Modulated Inverter)



Hình 5.1

- Theo cấu hình: nối tiếp, song song, bán cầu đổi điện, cầu đổi điện...
- Theo cấu hình và hoạt động: đường dây giao hoán (line commutated), tự giao hoán (self commutated)

Thông thường ta có thể xét theo cấu hình bộ đổi điện

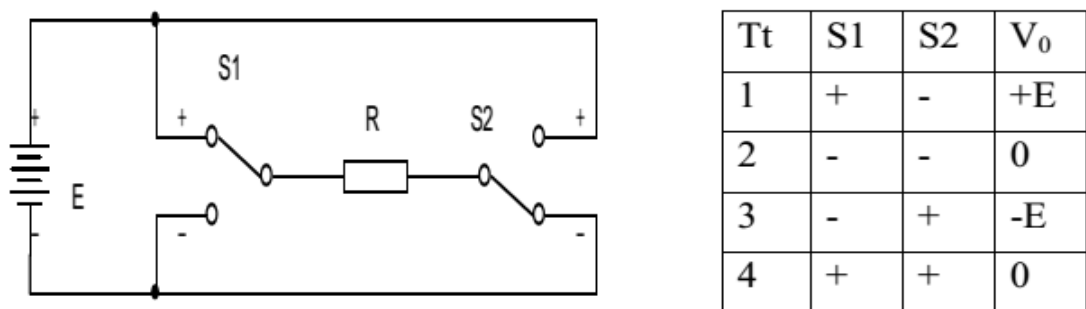
Ứng dụng bộ nghịch lưu có rất nhiều ứng dụng trong thực tế như:

- Điều khiển tốc độ động cơ cảm ứng đồng bộ
- Lò nung cảm ứng
- Bộ nguồn cấp điện UPS (Uninterruptible Power Supplies)
- Truyền tải điện thế cao bằng điện DC (High voltage DC transmission)

5.1 Bộ nghịch lưu một pha

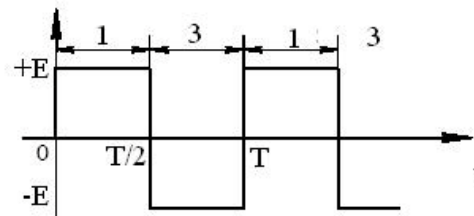
5.1.1 Bộ đổi điện cơ bản

Mạch có dạng bộ đổi điện bán cầu và cách hoạt động hình 5.2



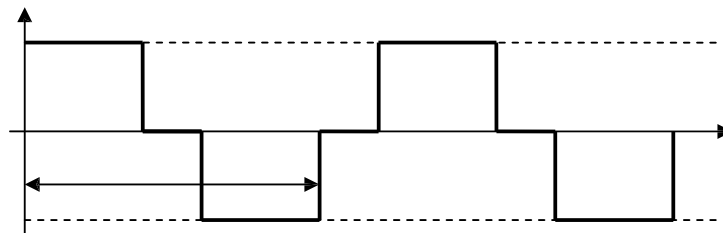
Hình 5.2

Khi chỉ cho mạch hoạt động ở 1 và 3, ta có dạng sóng ra có dạng sóng vuông như hình 5.3a



Hình 5.3a

Khi cho hoạt động cả 1, 2, 3, 4 theo trình tự như hình 5.3b ta có dạng sóng ra có dạng nấc

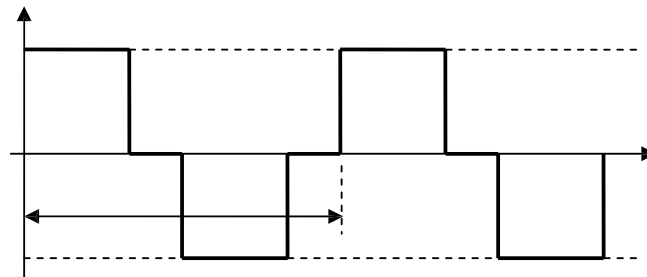
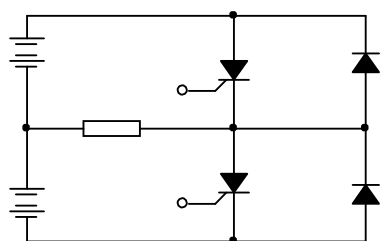


Hình 5.3b

Với chu kỳ T và tần số $f = \frac{1}{T}$

5.1.2 Bộ nghịch lưu bán cầu

a. Tải điện trở thuần R



Hình 5.4

Trong trường hợp sóng ra là sóng nấc như hình 5.4 và tải điện trở thuần R , ta có:

- Điện thế trung bình ngõ ra

$$V_{AV} = \frac{2}{T} \int_0^{t_{ON}} E dt = 2E \frac{t_{ON}}{T} = 2ED ; D = \frac{t_{ON}}{T} \quad (5.1)$$

- Điện thế hiệu dụng ngõ ra

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{t_{ON}} E^2 dt} = E \sqrt{2 \frac{t_{ON}}{T}} = \sqrt{2dE} \quad (5.2)$$

- Dòng tải trung bình

$$I_{AV} = \frac{V_{AV}}{R} \quad (5.3)$$

- Dòng trung bình trong công tắc

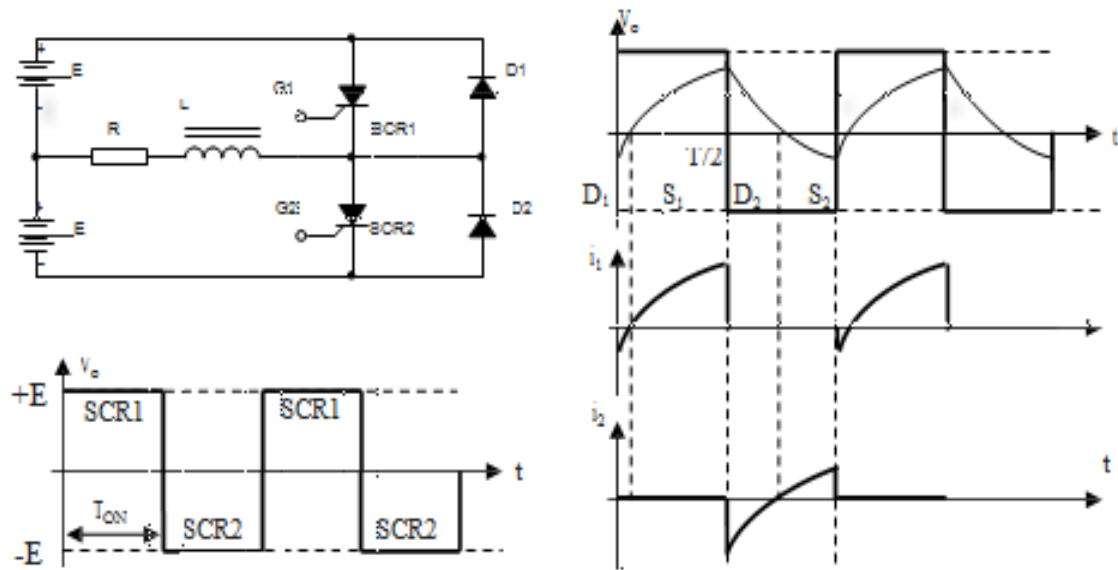
$$I_{AVsw} = \frac{I_{AV}}{2} \quad (5.4)$$

- Công suất hấp thụ trung bình

$$P_{OAV} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = 2d \frac{E^2}{R} \quad (5.5)$$

b. Tải cảm kháng R, L

Trường hợp này dòng điện qua tải thay đổi theo hàm mũ của thời gian trong khi điện thế vẫn là hình vuông hình 5.5



Hình 5.5

Ta có

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E$$

- Giải ta có nghiệm toàn thể

$$i(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) - I_{01} e^{-t/\tau}; 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (5.7)$$

$$i(t) = \frac{-E}{R} \left(1 + e^{-(t-T/2)/\tau} \right) + I_{01} e^{-(t-T/2)/\tau}; 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (5.8)$$

Với thời hằng : $\tau = \frac{L}{R}; I(0+) = I_{01}$

- Tính được tại $t = T/2$

$$i\left(\frac{T}{2}\right) = I_{01} = \frac{E}{R} \left(1 - e^{T/2\tau} \right) - I_{01} e^{T/2\tau} \Rightarrow I_{01} = \frac{E \left(1 - e^{T/2\tau} \right)}{R \left(1 - e^{T/2\tau} \right)} \quad (5.9)$$

- Thay vào ta được

$$i(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) - \frac{E \left(1 - e^{-T/2\tau} \right)}{R \left(1 + e^{-T/2\tau} \right)} e^{-t/\tau} \quad (5.10)$$

Do đối xứng, ta có ở thời khoảng $T/2 < t < T$

$$I_{01} = I_{02} = -(-I_{01})$$

- Thay vào ta được

$$i(t) = \frac{-E}{R} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) - \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-T/2\tau}\right)}{\left(1 + e^{-T/2\tau}\right)} - e^{-t/\tau} \quad (5.11)$$

- Tại $t = t_1$ ta có $i(t_1) = 0$, thay vào trên ta được

$$t_1 = \tau \ln \left(\frac{2}{1 + e^{-T/2\tau}} \right) \quad (5.12)$$

- Trị số dòng hiệu dụng

$$I_{hd} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left[\frac{E}{R} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) - I_{01} e^{-t/\tau} \right]^2 dt} \quad (5.13)$$

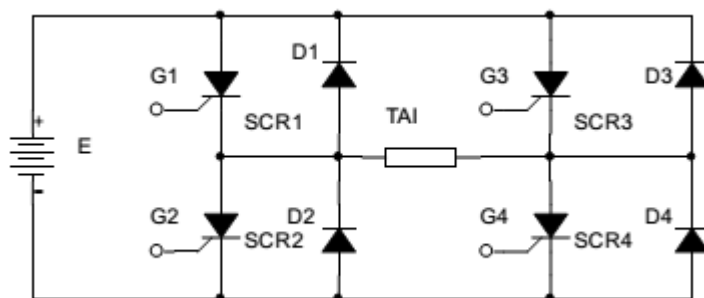
Nếu công tắc là lý tưởng, công suất nguồn cấp điện DC phải bằng công suất hấp thụ bởi tải

$$P_{DC} = V_{DC} I_1 \quad (5.14)$$

5.1.3 Bộ nghịch lưu cầu :

a. Tải điện trở thuần

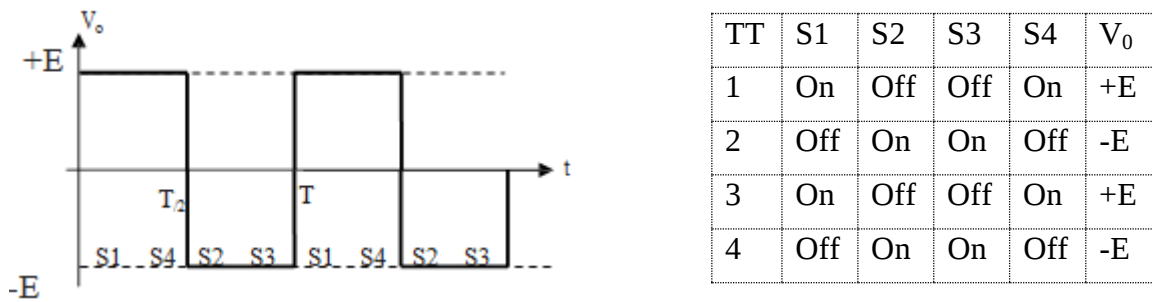
- Mạch có dạng hình 5.6



Hình 5.6

Tùy theo cách hoạt động của các công tắc (SCR) ta có dạng sóng vuông hay dạng nấc. Sau đây ta lần lượt xét các trường hợp nói trên

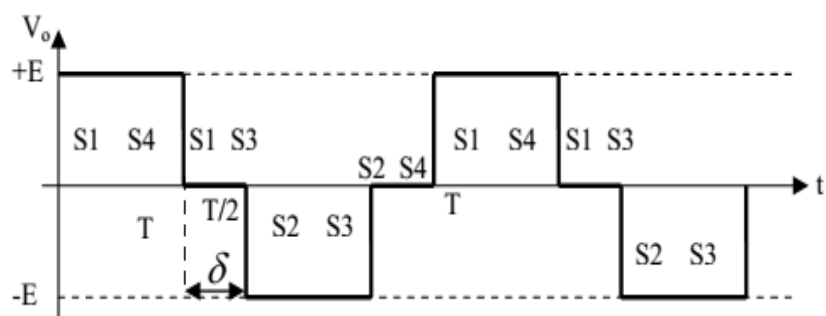
- Sóng hình vuông



Hình 5.7

- Dạng sóng nấc (bước)

TT	S1	S2	S3	S4	V_0
1	On	Off	Off	On	+E
2	On	Off	Off	On	+E
3	On	Off	On	Off	0
4	Off	On	On	Off	-E
5	Off	On	On	Off	-E
6	Off	On	Off	On	0
7	On	Off	Off	On	+E
8	On	Off	Off	On	+E



Hình 5.8

- Tính được điện thế trung bình ngõ ra

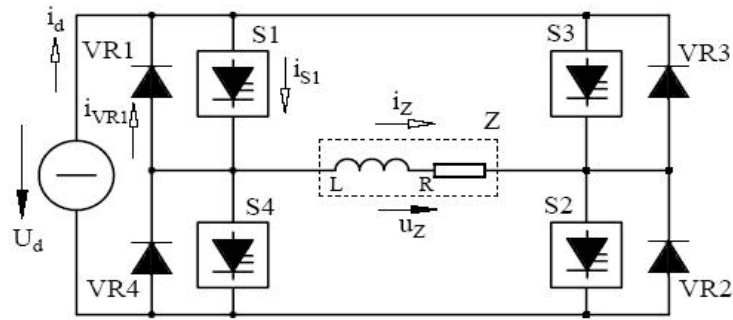
$$V_{OAV} = \frac{2}{T} \int_0^{\left(\frac{T}{2} - \delta\right)} E dt = E \frac{\left(\frac{T}{2} - \delta\right)}{\frac{T}{2}} = E \left(1 - \frac{2\delta}{T}\right) \quad (5.15)$$

- Điện thế hiệu dụng

$$V_{0RMS} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\left(\frac{T}{2}-\delta\right)} E^2 dt} = E \sqrt{1 - \frac{2\delta}{T}} \quad (5.16)$$

b. Tải cảm kháng R, L

Mạch có dạng theo hình 5.9, công tắc điện được chọn là SCR, Transistor, Mosfet công suất... Cách tính như đã xét ở trường hợp bán cầu hoặc tính theo phân giải Fourier.

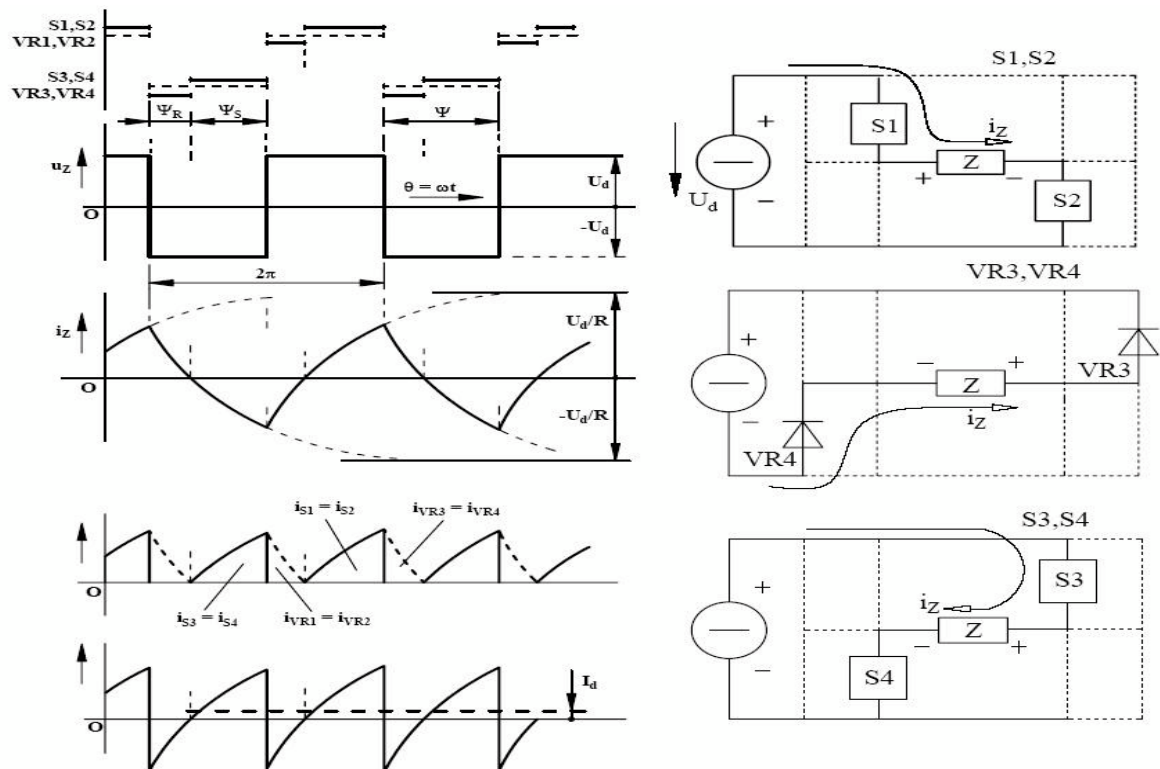


Hình 5.9

Ψ : là góc dự kiến đóng các SCR

Ψ_S : là góc dẫn cho các SCR

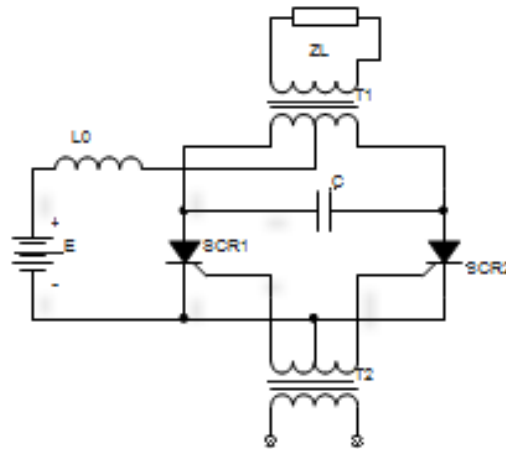
Ψ_R : là góc dẫn cho các diode



Hình 5.10

5.1.4 Bộ đổi điện song song (hay đổi điện với biến thể có điểm giữa)

- Mạch có dạng như hình 5.11



Hình 5.11

- Nguyên lý hoạt động*

Khi có điện thế E tác động vào cùng 1 lúc vào 2 anode SCR thì SCR nào có xung kích dương hiện diện sẽ dẫn trước và làm SCR còn lại ngưng vì xung kích âm

Giả sử lúc đầu SCR1 dẫn trước, $V_{ak1} = 1V$, tụ C nạp điện từ E qua điểm giữa biến thể, qua ngõ anode SCR2, qua C rồi qua SCR1 đang dẫn xuống mass

Ở bán kỳ kế tiếp, khi có xung $i_{G2} > 0$, lúc này SCR1 còn dẫn, điện thế ở 2 anode bằng nhau; nhưng vì ở đầu tụ C phía anode 2 bị giảm thế đột ngột nên cạnh C phía anode 1 cũng phải giảm cùng 1 lượng điện thế, do đó làm anode 1 có điện thế âm hơn mass dẫn tới SCR1 ngưng dẫn. Khi SCR1 ngưng, điện thế tại đầu anode 1 tăng lên bằng E, kết quả là tụ C nạp điện theo chiều ngược lại từ phía anode 1 sang anode 2. Và chu kỳ mới lại tiếp diễn

Do sự thay đổi dòng điện trong cuộn sơ cấp nên sẽ sinh ra dòng cảm ứng ở cuộn sơ cấp tạo nên điện thế thay đổi v_L ở tải mắc vào cuộn thứ cấp. Điện thế này có dạng gần hình vuông nếu xem là lý tưởng

Tụ C được gọi là tụ giao hoán hay tụ chuyển mạch, có nhiệm vụ làm cho 1

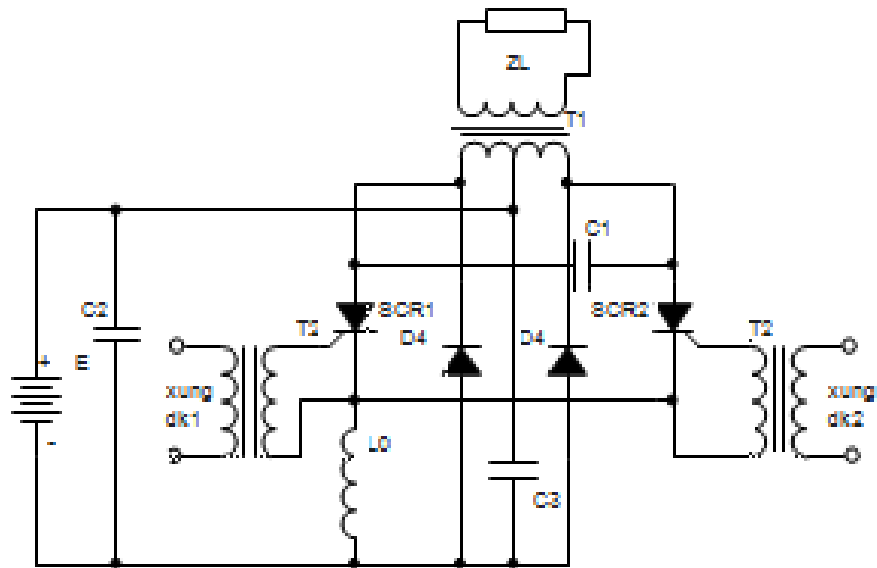
SCR dẫn và SCR kia ngưng và sau đó làm cho SCR ngưng thành dẫn và SCR dẫn thành ngưng. Tụ C phải được tính sao cho có thời gian làm SCR1 ngưng theo ý muốn. Tụ C được tính theo công thức sau

$$C = \frac{I_{t_{off}}}{2E} = \frac{t_{off}}{R} \geq \frac{t_{off}}{0,693R} \quad (5.17)$$

với: t_{off} thời gian ngưng của SCR; I dòng điện ngay trước khi SCR giao hoán

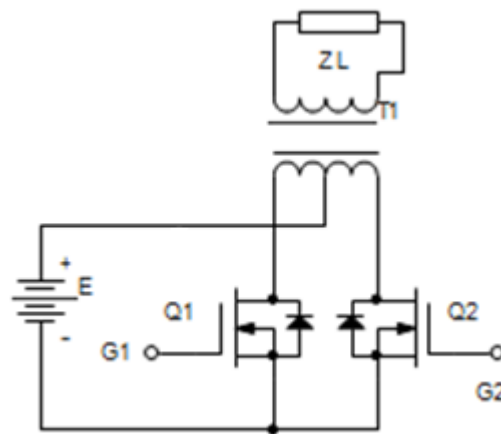
Để tránh sự tăng quá và đảm bảo điện thế ra có dạng hình vuông ta sử dụng

2 diode D1 và D2 và hồi tiếp bằng cuộn cảm L. Cuộn cảm L tạo nên điện thế dương ở catode các SCR nhằm bảo đảm SCR được ngưng nhanh khi chuyển trạng thái như hình 5.12



Hình 5.12

Hoặc mạch sử dụng MOSFET công suất như hình 5.13



Hình 5.13

5.1.5 Kỹ thuật điều khiển điện thế bộ đổi điện

Trong hầu hết ứng dụng của bộ đổi điện đòi hỏi cần có sự điều khiển điện thế ngõ ra. Có nhiều cách để thực hiện sự điều chỉnh điện thế AC ngõ ra, nhưng thường được sắp thành 3 loại sau

Điều khiển điện thế DC cấp vào bộ đổi điện

Điều khiển điện thế AC ngõ ra bộ đổi điện

Điều khiển điện thế trong bộ đổi điện

a. Điều khiển điện thế DC cấp điện:

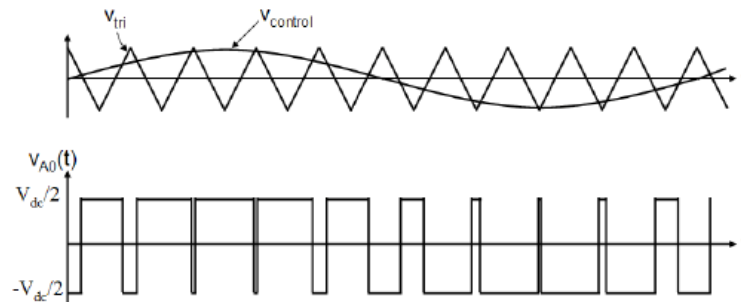
Với 1 mẫu giao hoán, điện thế ra bộ đổi điện tỉ lệ với điện thế vào. Do đó, sự thay đổi điện thế DC cấp điện là cách đơn giản nhất để điều khiển điện thế ra. Nếu nguồn cấp điện DC, kể đó sử dụng 1 mạch chopper để làm thay đổi điện thế DC. Ta cũng có thể sử dụng nguồn cấp điện DC từ mạch chỉnh lưu có điều khiển là tốt hơn

b. Điều khiển điện thế AC từ bộ đổi điện:

Trong phương pháp này, sử dụng mạch điều thế AC giữa bộ đổi điện và tải để điều khiển điện thế AC của bộ đổi điện và do đó điều khiển điện thế ngõ ra

c. Điều khiển điện thế trong bộ đổi điện:

Phương pháp điều biến độ rộng xung PWM là phương pháp thông dụng để điều khiển điện thế trong bộ đổi điện



Hình 5.14

Trong phương pháp này điện thế ra là sóng điều biến độ rộng xung và điện thế được điều khiển bởi thời hạn các xung điện thế ra

Các phương pháp PWM thường được xếp thành 3 nhóm sau

Điều biến độ rộng đơn xung

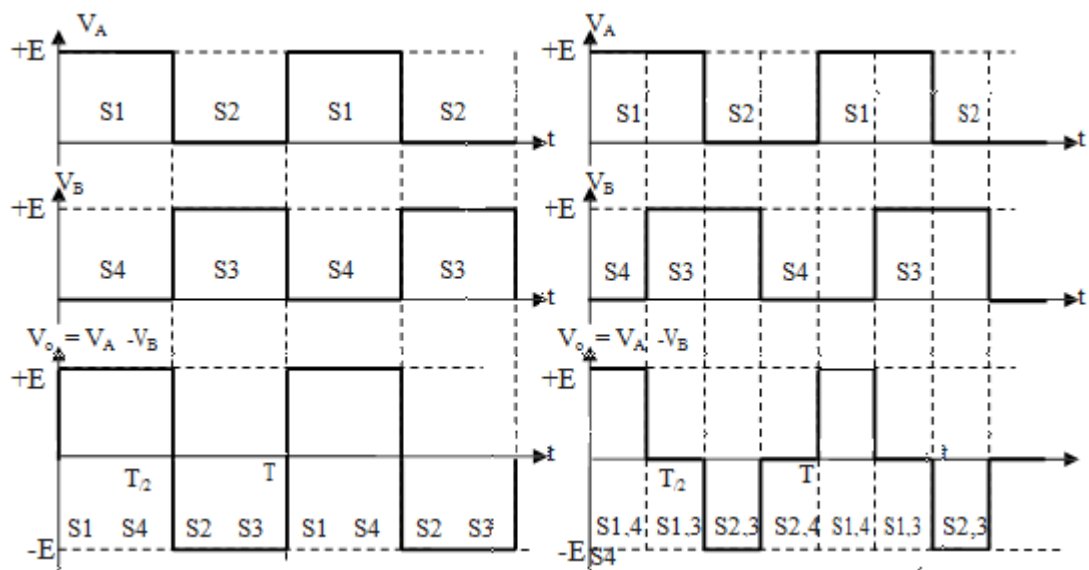
Điều biến độ rộng đa xung

Điều biến độ rộng xung dùng sóng sin

- PWM đơn xung

Trong cách này, dạng sóng điện thế ra gồm 1 xung đơn trong mỗi bán kỳ. Với tần số cho sẵn ($f = 1/T$), độ rộng xung t_w có thể thay đổi để điều khiển điện thế ra

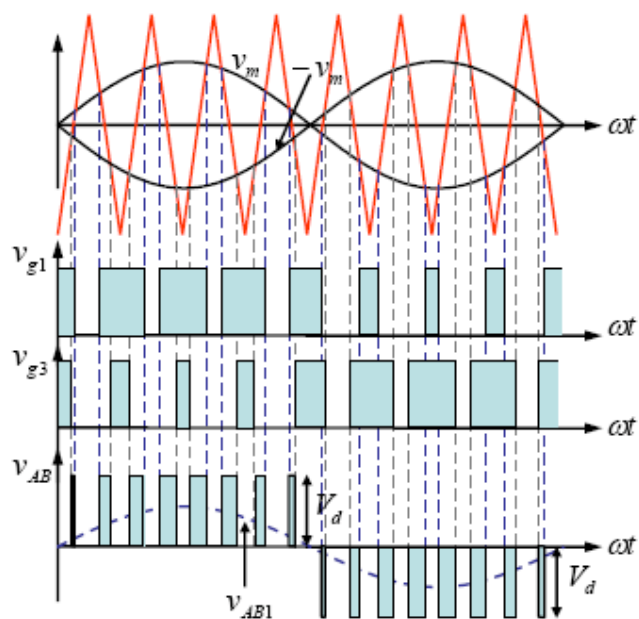
Dạng sóng điện thế ra của bộ đổi điện đơn pha (xem cầu đổi điện) không có điều biến trong đó công tắc S1 và S4 dẫn trong 1 bán kỳ và S2 và S3 dẫn trong bán kỳ tiếp theo để cho điện thế ra cực đại.



Hình 5.15

Điều khiển điện thế được hoàn thành bằng cách thay đổi pha của S3 và S4 theo S1 và S2. Hình 5.15 cho thấy dạng sóng điện thế ra khi thời khoảng dẫn của S3 và S4 sớm pha bởi 1 góc $\delta = 90^\circ$. Điện thế ra có được bằng cách cộng 2 điện thế sóng vuông chung được dịch pha với nhau. Điện thế ra gồm 1 chuỗi xung với độ rộng xung $(180^\circ - \delta) = 90^\circ$

Điện thế ra có thể được điều chỉnh tuyến tính từ trị cực đại đến 0 hoặc bằng cách làm sớm pha hoặc bằng chậm pha sự khởi dẫn của 1 cặp công tắc so với cặp công tắc khác



Hình 5.16

Hình 5.16 mô tả dạng sóng điều biến của mạch bán cầu đổi điện

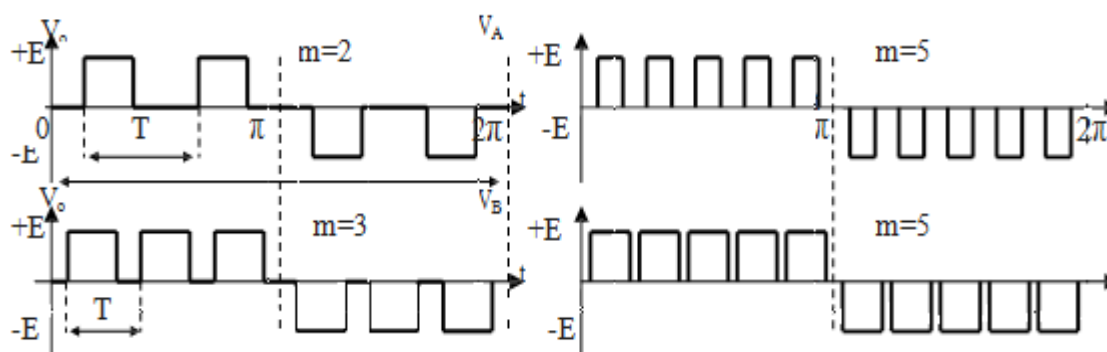
- PWM đa xung

Điện thế ra có thể được giao hoán on/off nhanh nhiều lần trong suốt mỗi bán kỳ để tạo nên chuỗi xung có biên độ không đổi

Hình 5.16 biểu diễn 1 PWM đa xung lý tưởng. Dạng sóng điện thế ra gồm m xung trong mỗi bán kỳ của điện thế ra đòi hỏi. Nếu f là tần số điện thế ra của bộ đổi điện thì tần số xung f_p cho bởi

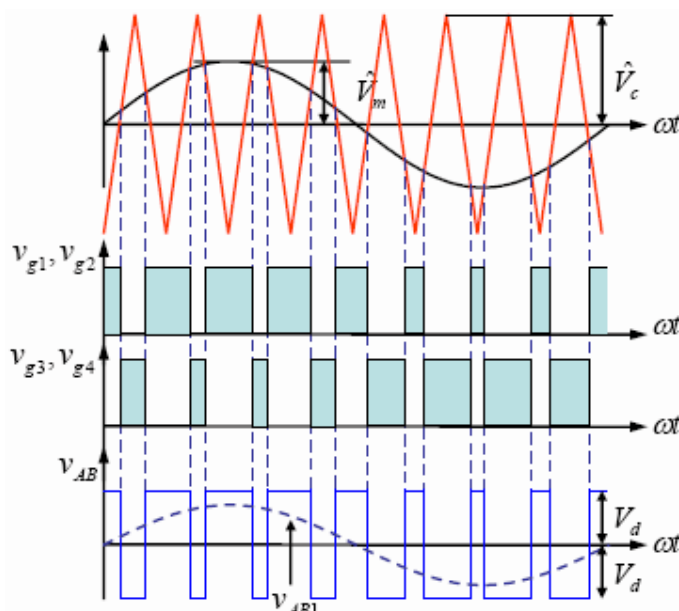
$$f_p = 2mf \quad (5.18)$$

Do đó ô xung trong một chu kỳ: $2m = \frac{f_p}{f}$



Hình 5.16

Hình 5.16 diễn tả dạng sóng điện thế ra với $m = 2$. Độ rộng xung phải nhỏ hơn $\pi/2$

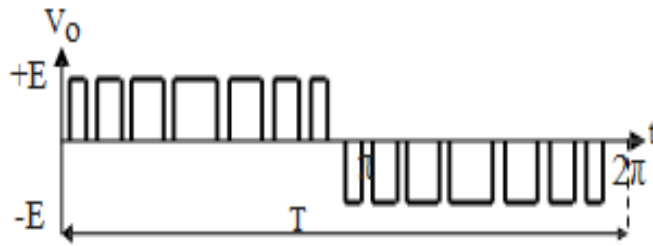


Hình 5.17

Hình 5.17 mô tả dạng sóng điều biến của mạch cầu đổi điện

- Điều biến xung hình sin (SPWM)

Trong SPWM điện thế ra được điều khiển bằng cách làm thay đổi chu kỳ on/off sao cho chu kỳ (độ rộng xung) dài nhất tại đỉnh của dạng sóng hình 5.18



Hình 5.18

Hình 5.19 diễn tả thời gian giao hoán được xác định, trong đó $v_{ca}(t)$ là sóng sin làm điều biến tham chiếu có biên độ cực đại V_m và tần số f_m phải bằng với tần số điện thế ra mong muốn của bộ đổi điện. Một sóng mang tam giác tần số cao có biên độ $v_{st}(t)$ và tần số f_c được so sánh với sóng sin tham chiếu

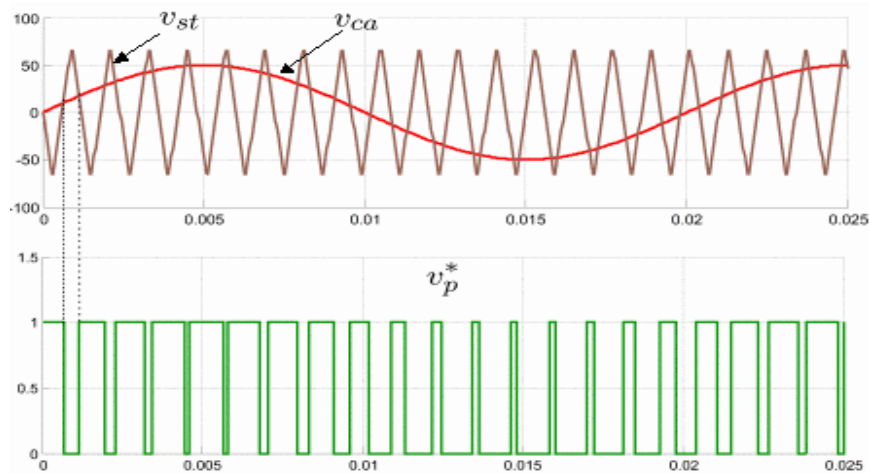
Điểm giao hoán được xác định là giao điểm của sóng sin và sóng tam giác. Độ rộng xung t_w được xác định bởi thời gian trong đó $v_{st}(t) < v_{ca}(t)$ trong bán kỳ dương của $v_{ca}(t)$ và $v_{st}(t) > v_{ca}(t)$ trong bán kỳ âm của $v_{ca}(t)$

Hai thông số điều khiển điều hòa điện thế ra là tỉ số băm N (chopping ratio)

và chỉ số điều biến M

$$N = \frac{f_c}{f_m} \quad (5.19)$$

$$M = \frac{V_R}{V_c} = \frac{V_m}{V_c}; 0 \leq M \leq 1 \quad (5.20)$$



Hình 5.19

Từ đó ta có thể xác định độ rộng của các xung và do đó trị số hiệu dụng của điện thế ra của bộ đổi điện. M thường dùng để điều chỉnh bằng cách làm thay đổi biên độ của sóng tham chiếu trong khi biên độ sóng mang không đổi. Tần số ngõ ra bộ đổi điện thay đổi bằng cách thay đổi tần số sóng tham chiếu

5.1.6 Bộ đổi điện tạo sóng sin

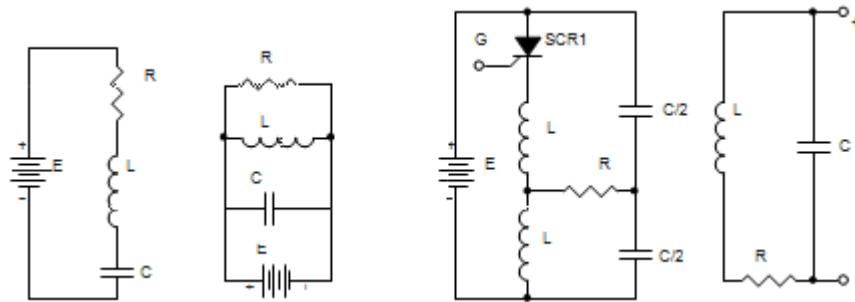
Dạng sóng ngõ ra bộ đổi điện thường có dạng sóng vuông, muốn có dạng sóng sin ta phải dùng một trong các cách sau

Tải cộng hưởng LC Mạch lọc RLC

Điều biến độ rộng xung PWM (pulse width modulation)

a. Tải cộng hưởng

Trong bộ đổi điện song song, ta mắc thêm tụ C vào tải cảm kháng R, L để tạo thành mạch cộng hưởng LC dạng bộ đổi điện song song hoặc nối tiếp hình 5.20



Hình 5.20

- Mạch tạo ra dạng sóng sin có tần số bằng tần số cộng hưởng

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R_L}{2L}\right)^2} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.21)$$

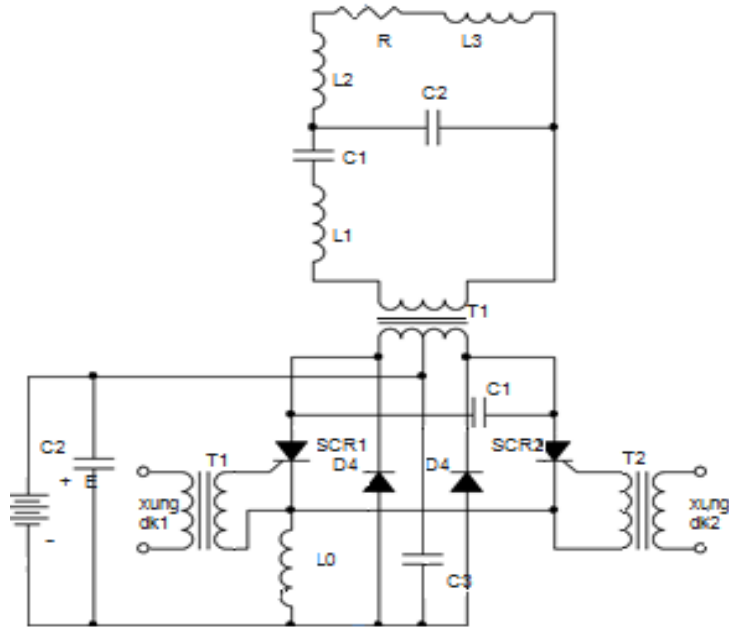
- Thường có

$$\frac{1}{LC} \gg \frac{R^2}{4L^2} \Rightarrow R \leq \frac{2L}{\sqrt{LC}} = 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.22)$$

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C/2} + \frac{1}{C/2} \quad (5.23)$$

b. Mạch lọc OTT

Trong mạch đổi điện song song dùng SCR ở trước hình 5.11, ta mắc mạch lọc OTT xen giữa cuộn sơ cấp và tải Z hình 5.22



Hình 5.22

- Mạch lọc được tính như sau

- Tần số

$$\omega_D = 2\pi f_D \quad (5.24)$$

- Tổng trở

$$Z_D \leq \frac{|Z_L|}{3} (\Omega) \quad (5.25)$$

- Trị số các thành phần được tính theo

$$C_1 = \frac{1}{6Z_D\omega_D} (F); C_2 = \frac{1}{3Z_D\omega_D} (F) \quad (5.27)$$

$$L_1 = \frac{9Z_D}{2\omega_D} (H); L_2 = \frac{Z_D}{\omega_D} (H) \quad (5.28)$$

$$\text{Với } pf = \cos \Phi; R_L = \frac{E^2 pf^2}{P_0} (\Omega); X_L = \frac{R_L}{pf} \sqrt{1 - pf^2} (\Omega) \quad (5.29)$$

- Thí dụ

Thiết kế mạch lọc OTT cho bộ đổi điện 400Hz có: $E_0 = 120V$; $P_0 = 360W$;

$f_0 = 400Hz$; $pf = 0,7$; $E = 28V_{DC}$

Tính được

- Trở kháng tải

$$R_L = \frac{(0.7)^2 (120)^2}{360} = 20\Omega; \quad X_L = \frac{20}{0.7} \sqrt{1 - (0.7)^2} = 20\Omega$$

$$Z_L = \sqrt{20^2 + 20^2} = 28,30\Omega; \quad \angle Z_L = \cos^{-1}(0.7) = \frac{\pi}{4}$$

- Tổng trở mạch lọc thiết kế

$$Z_D \leq \frac{28,3}{2}$$

- Tần số thiết kế:

$$\omega_D = 2(3,14)(400) = 2500 \text{ rad/s}$$

- Trị số các thành phần mạch lọc:

$$C_1 = \frac{1}{6(15)(2500)} = 4,5\mu F; \quad C_2 = \frac{1}{9(15)(2500)} = 9\mu F$$

$$L_1 = \frac{9(15)}{2(2500)} = 27 \text{ mH}; \quad L_2 = \frac{15}{2500} = 6 \text{ mH};$$

- Tổng trở vào mạch lọc:

$$Z_{in} = 15(5.5) \angle -16^\circ = 80 - 23j \Rightarrow R_{in} = 80\Omega; \quad Z_{in} = 23\Omega \Rightarrow |Z_{in}| = 83\Omega$$

- Điện thế vào mạch lọc:

$$E_{sq} = \frac{\sqrt{2}}{4} \pi |Z_{in}| \frac{P_0}{R_{in}} = \frac{\sqrt{2}}{4} (3,14)(83) \frac{360}{80} = 195 \text{ V}$$

Thiết kế bộ đổi điện

- Tỷ số biến thế $n = 195/28 = 7$

- Công suất vào (giả sử hiệu suất 85%):

$$P_i = P_0 (100/85) = 360 (100/85) = 424 \text{ W}$$

- Dòng trung bình trong SCR:

$$I_{tb(SCR)} \cong \frac{P_0 |Z_{in}|}{2ER_{in}} = \frac{360(83)}{2(28)(80)} = 6.8 \text{ A}$$

- Điện thế đỉnh thuận qua SCR: $V_{pk(SCR)} < 2,5E = 2,5(28) = 70V$

Với SCR C141A có $t_{off} = 10 \mu s$; $\left. \frac{dv}{dt} \right|_{max} = 200V / \mu s$

Chọn $t_c = 12 \mu s$ và $I_{pk(SCR)} = 14A$.

Tính được: $L = \frac{6Et_c}{\pi I_{pk(SCR)}} = \frac{6(28)(12)}{3,14(14)} = 45 \mu H$

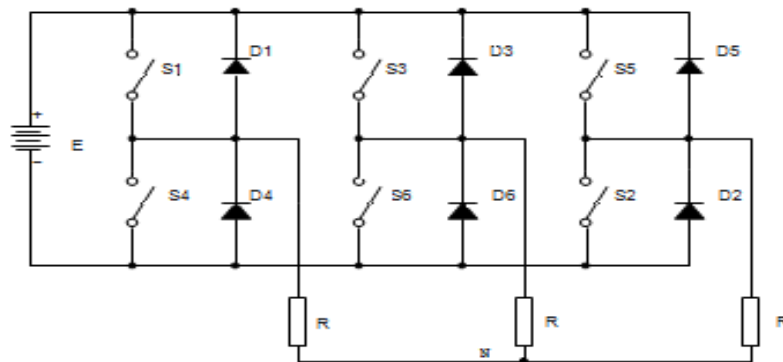
$\frac{dv}{dt} = \frac{3,44E^2}{LI_{pk(SCR)}} = \frac{3,44(790)}{45 \cdot 10^{-6}(14)} = 4,3V / \mu s$

$C = \frac{3t_c I_{pk(SCR)}}{8\pi E} = \frac{3(12 \cdot 10^{-6})(14)}{8(3,14)(28)} = 0,75 \mu F$; $\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{2E}{L} = \frac{2(28)}{45} = 1,25 A / \mu s$

5.2 Nghịch lưu ba pha

5.2.1 Bộ nghịch lưu áp sáu tia tải mắc hình sao

Bộ đổi điện 3 pha gồm 3 bộ đổi điện 1 pha theo hình 5.23



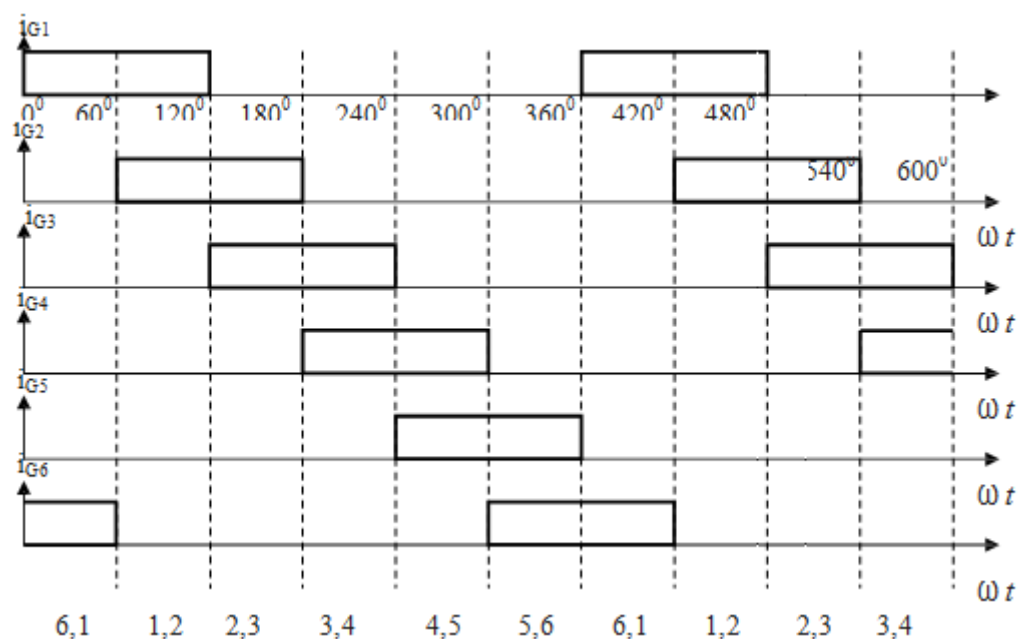
Hình 5.23

Mạch gồm 6 van công suất và 6 diode kẹp kết hợp. Các bậc dẫn ngưng tuần hoàn theo cách sắp xếp tuần tự để tạo dạng sóng ra mong muốn. Tốc độ các van xác định tần số ra của bộ đổi điện. Có nhiều cách hoạt động khả hữu nhưng có 2 cách cơ bản hoàn thành 1 chu kỳ với 6 bậc giao hoán: loại dẫn 120° và loại dẫn 180° .

Các bậc công suất là: SCR, MOSFET, Transistor Công suất, IGBT...

a. Loại dẫn 120° (tải R)

Do cách bố trí linh kiện các bậc sẽ dẫn trong 120° và mỗi cặp bậc sẽ dẫn lệch nhau 60° . Ta có thể tóm tắt trong hình 5.24



Hình 5.24

Ta thấy trong mỗi thời khoảng (60°) chỉ có 2 bậc cùng dẫn, nên theo hình 5.24 ta có điện thế pha bằng

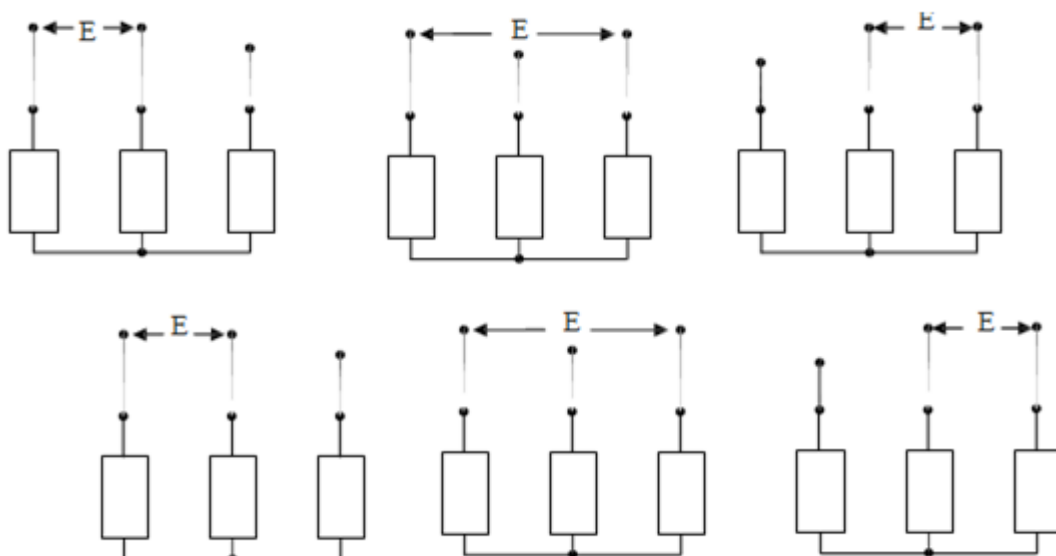
$$v_{an} = \frac{R}{R+R} E = \frac{E}{2} \quad (5.30)$$

Với

Khi bậc số lẻ dẫn $V_i > 0$ cho: $+E/2$

Khi bậc số chẵn dẫn $V_i < 0$ cho: $-E/2$

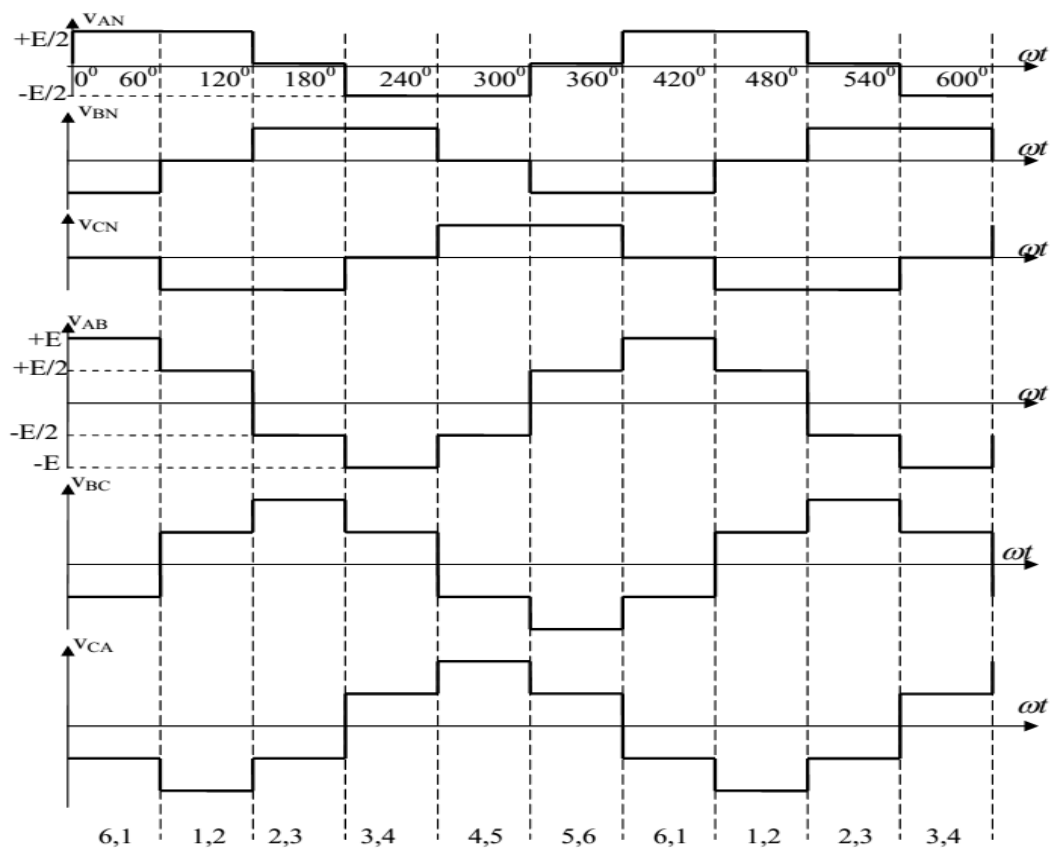
Khi không có bậc nào dẫn cho: $V_0 = 0$



Hình 5.25

Ta có kết quả các điện thế pha và điện thế dây

T.kh (^o)	0-60	60-120	120-180	180-240	240-300	300-360	360-420
v_{an}	$+E/2$	$+E/2$	0	$-E/2$	$-E/2$	0	$-E/2$
v_{bn}	$-E/2$	0	$+E/2$	$+E/2$	0	$-E/2$	$-E/2$
v_{cn}	0	$-E/2$	$-E/2$	0	$+E/2$	$+E/2$	0
v_{ab}	$+E$	$+E/2$	$-E/2$	$-E$	$-E/2$	$+E$	$+E$
v_{bc}	$-E/2$	$+E/2$	$+E$	$+E/2$	$-E/2$	$-E$	$-E/2$
v_{ca}	$-E/2$	$-E$	$-E/2$	$+E/2$	$+E$	$+E/2$	$-E/2$



Hình 5.26

- Từ các kết quả trên tính được

- Công suất cho bởi

$$P_0 = \frac{\left(\frac{E}{2}\right)^2}{R} + \frac{\left(\frac{E}{2}\right)^2}{R} = \frac{E^2}{2R} \quad (5.31)$$

- Điện thế hiệu dụng pha

$$V_{l-n(RMS)} = V_{an(SMS)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3} \left(\frac{E}{2}\right)^2 d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \left(\frac{E}{2}\right)^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{E^2}{4} \frac{\pi}{3} + \frac{E^2}{4} \frac{\pi}{3}\right)}$$

$$V_{l-n(RMS)} = V_{an(SMS)} = \sqrt{\frac{2E^2}{12}} = \frac{E}{\sqrt{6}} \quad (5.32)$$

- Điện thế hiệu dụng đường dây

$$V_{l-l(RMS)} = V_{ab(RMS)} = \sqrt{3} V_{l-n(RMS)} = \frac{E}{\sqrt{2}}$$

- Dòng hiệu dụng qua van

$$i_{sw(RMS)} = \frac{E}{2\sqrt{3}R} \quad (5.34)$$

- Dòng ra hiệu dụng

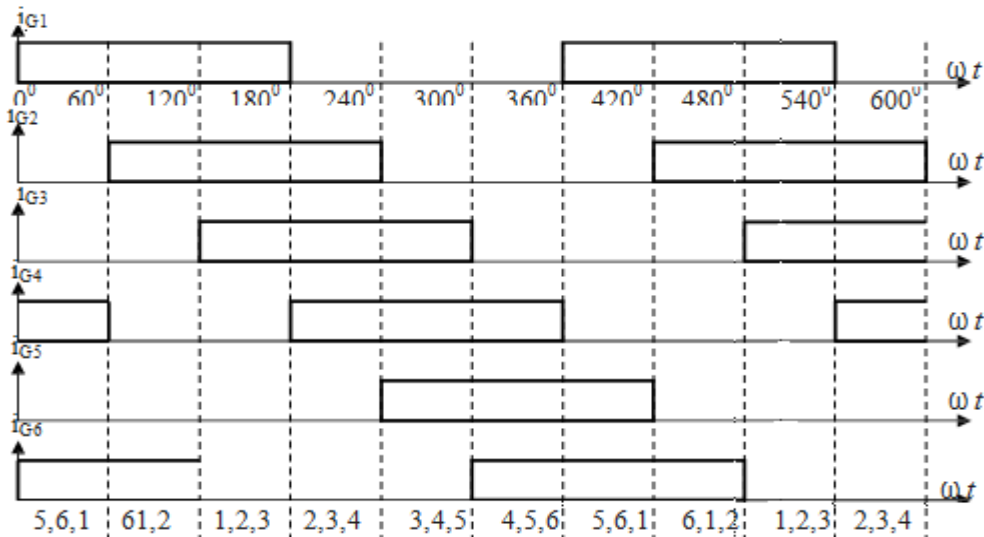
$$I_{o(RMS)} = \sqrt{2} I_{SW(RMS)} \quad (5.35)$$

- Điện thế nghịch cực đại của van

$$V_{SWRM} = E \quad (5.36)$$

b. Loại dẫn 180° (tải R)

Trường hợp này ta có cách dẫn như sau, mỗi bậc lệch pha nhau 60° theo thứ tự hình 5.27

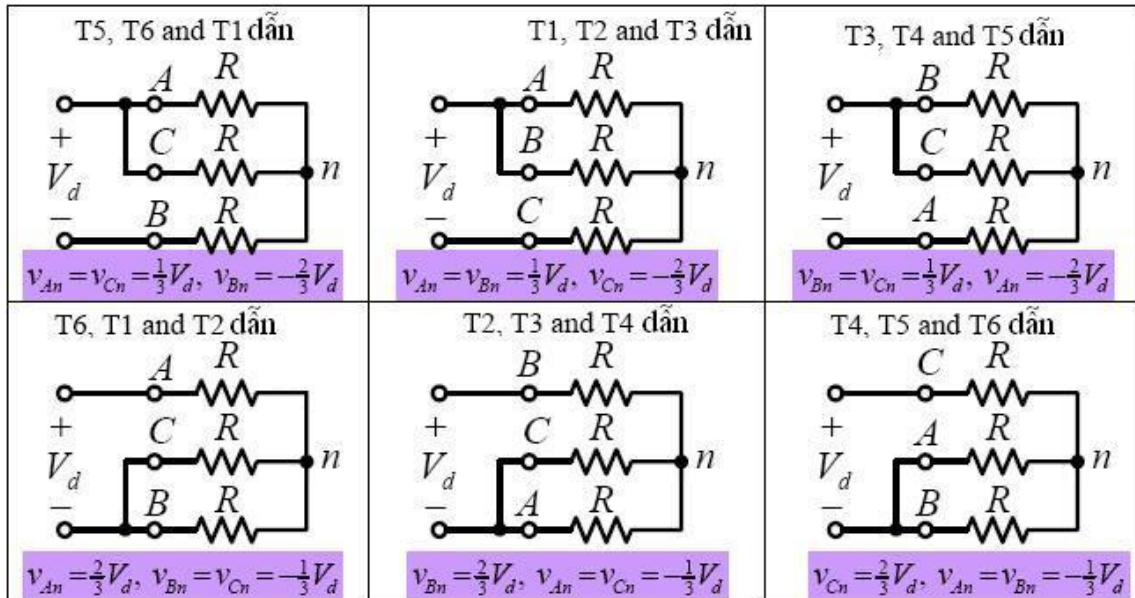


Hình 5.27

Theo trên ta thấy trong mỗi thời khoảng có 3 bậc cùng dẫn, do đó theo

H.2.28 điện thế pha bằng

$$V_{an} = \frac{R}{R + \frac{R}{2}} E = \frac{2}{3} R \quad (5.37)$$



Hình 5.37

Nhận xét

Khi bậc lẻ dẫn $V_i > 0$

Khi bậc chẵn dẫn $V_i < 0$

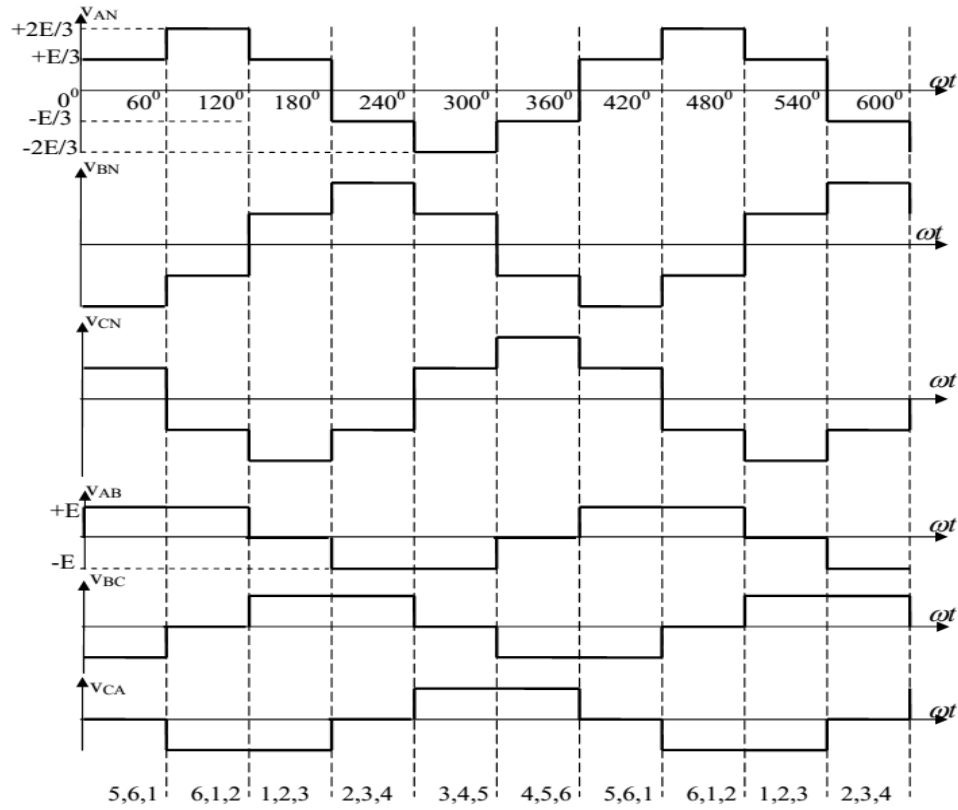
Khi phía có 2 bậc cùng dẫn cho $+E/3$

Khi phía chỉ có 1 bậc dẫn cho $2E/3$

- Ta có bảng trị số điện thế

T.kh $\alpha_0 \backslash$	0-60	60-120	120-180	180-240	240-300	300-360	360-420
V_{an}	$+E/3$	$+2E/3$	$+E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	$-E/3$	$+E/3$
V_{bn}	$-2E/3$	$-E/3$	$+E/3$	$+2E/3$	$+E/3$	$-E/3$	$-E/3$
V_{cn}	$+E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	$-E/3$	$+E/3$	$+2E/3$	$+E/3$
V_{ab}	$+E$	$+E$	0	$-E$	$-E$	0	$+E$
V_{bc}	$-E$	0	$+E$	$+E$	0	$-E$	$-E$
V_{ca}	0	$-E$	$-E$	0	$+E$	$+E$	0

Dạng sóng điện thế pha và đường dây được vẽ ở hình 5.3



Hình 5.38

- Tính được
- Công suất cấp cho tải:

$$P_0 = \frac{\left(\frac{E}{3}\right)^2}{R} + \frac{\left(\frac{E}{3}\right)^2}{R} + \frac{\left(\frac{2E}{3}\right)^2}{R} = \frac{2E^2}{3R} \quad (5.38)$$

- Điện thế hiệu dụng pha:

$$V_{l-n(RMS)} = \sqrt{\left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3} \left(\frac{E}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \left(\frac{2E}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{\pi} \left(\frac{E}{3}\right)^2 d\omega t \right]}$$

$$V_{t-n(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{3} E$$

$$V_{an} = V_{bn} = V_{cn} = \frac{\sqrt{2}}{3} E \quad (5.39)$$

- Điện thế hiệu dụng đường dây

$$V_{l-l(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{3} E \sqrt{3} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E$$

$$V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \quad (5.40)$$

– Với tỉ số PWM của α

$$V_{l-n(RMS)} = \frac{\sqrt{3}}{3} \alpha E \quad (5.41)$$

$$V_{l-l(RMS)} = \frac{\sqrt{3}}{3} \alpha E \quad (5.42)$$

Dòng hiệu dụng qua bậc giao hoán

$$V_{sw(RMS)} = \frac{E}{3R} \quad (5.43)$$

Dòng hiệu dụng ngõ ra $I_{o(RMS)} = \sqrt{2} I_{sw(RMS)}$ \quad (5.44)

Dòng DC vào $I_i = \frac{3\sqrt{2}I_0}{\pi} \cos \theta \quad (5.45)$

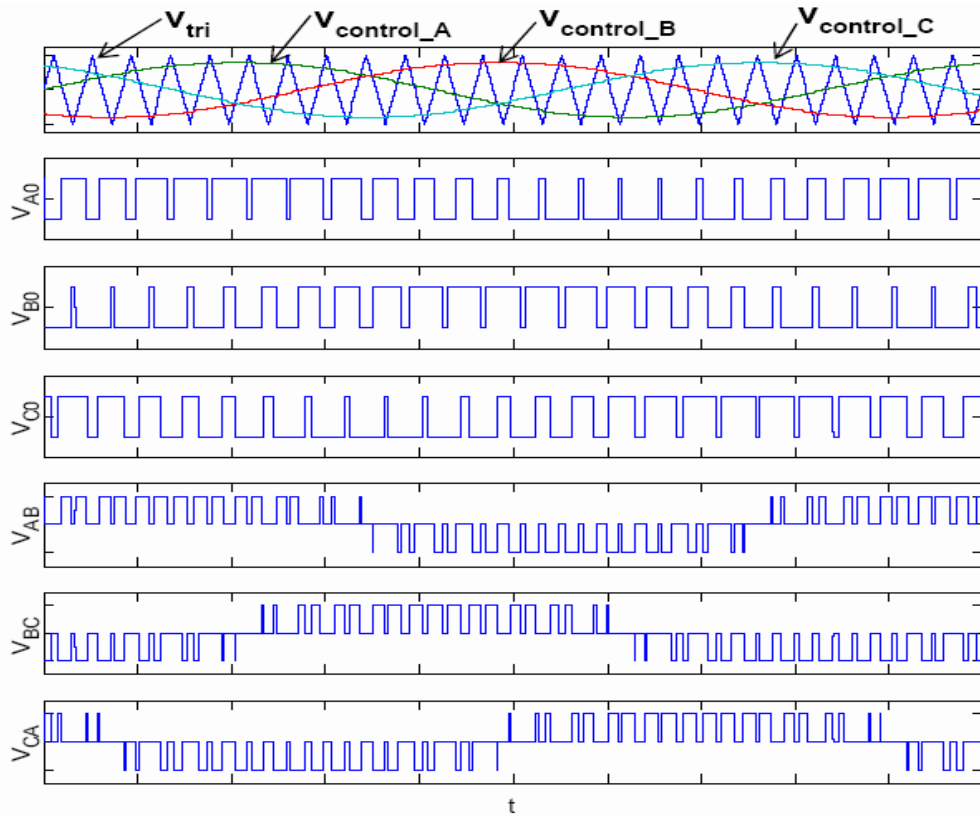
Với PWM: $I_i = \frac{3\sqrt{2}I_0}{\pi} \alpha \cos \theta \quad (5.46)$

trong đó θ là góc pha của tải

– Công suất vào cấp bởi nguồn

$$P_i = EI_i \quad (5.47)$$

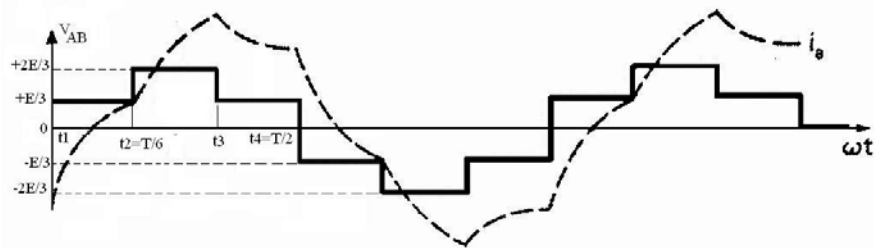
• Dạng sóng của bộ đổi điện PWM hình 5.39



Hình 5.39

c. Loại dẫn 180° (Tải cảm kháng R, L)

Do các bậc có góc kích lệch nhau 60° , các bậc dẫn trong 180° và tải cảm kháng ta có dạng sóng điện thế tương tự như ở trường hợp trước và dòng điện như hình 5.40



Hình 5.40

- Trong thời khoảng từ t_1 đến t_2
- Ta có phương trình dòng tải $i(t)$

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \frac{E}{3} \quad (5.48)$$

chọn $t_1 = 0$, tại $t = 0 : i(0) = I_1$, nghiệm tổng quát của phương trình

$$i(t) = \frac{E}{3R} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) + I_1 e^{-t/\tau} \quad (5.49)$$

- tại $t = t_2 = T/6$: $i(T/6) = I_2$.

$$i\left(\frac{T}{6}\right) = I_2 = \frac{E}{3R}\left(1 - e^{-T/6\tau}\right) + I_1 e^{-T/6\tau} \quad (5.50)$$

- Trong thời khoảng từ t_2 đến t_3 :

Ta có $L \frac{di}{dt} + Ri = \frac{2E}{3}$

chọn $t_2 = 0$; tại $t = 0$: $i(0) = I_2$, nghiệm tổng quát của phương trình

$$i(t) = \frac{2E}{3R}\left(1 - e^{-t/\tau}\right) + I_2 e^{-t/\tau} \quad (5.51)$$

- tại $t = t_3 = T/6$: $i(T/6) = I_3$

$$i\left(\frac{T}{6}\right) = I_3 = \frac{2E}{3R}\left(1 - e^{-T/6\tau}\right) + I_2 e^{-T/6\tau} \quad (5.52)$$

thay I_2 ở 5.50 vào 5.52 ta được

$$\begin{aligned} I_3 &= \frac{2E}{3R}\left(1 - e^{-T/6\tau}\right) + \left[\frac{E}{3R}\left(1 - e^{-T/6\tau}\right) + I_1 e^{-T/6\tau}\right] e^{-T/6\tau} \\ &= \frac{E}{3R}\left(2 - e^{-T/6\tau} - e^{-T/3\tau}\right) + I_1 e^{-T/3\tau} \end{aligned} \quad (5.53)$$

- Thời khoảng t_3 đến t_4 :

- Ta có phương trình dòng tải $i(t)$

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \frac{E}{3} \quad (5.54)$$

chọn $t_3 = 0$: $i(0) = I_3$, nghiệm tổng quát của phương trình

$$i(t) = \frac{E}{3R}\left(1 - e^{-t/\tau}\right) + I_3 e^{-t/\tau} \quad (5.55)$$

- tại $t = t_4 = T/6$: $i(T/6) = 0$

$$i\left(\frac{T}{6}\right) = I_4 = \frac{E}{3R}\left(1 - e^{-T/6\tau}\right) + I_3 e^{-T/6\tau} \quad (5.56)$$

thay 5.53 vào 5.56 ta được

$$I_4 = \frac{E}{3R}\left(1 + e^{-T/6\tau} - e^{-T/3\tau} - e^{-T/2\tau}\right) + I_1 e^{-T/2\tau} \quad (5.57)$$

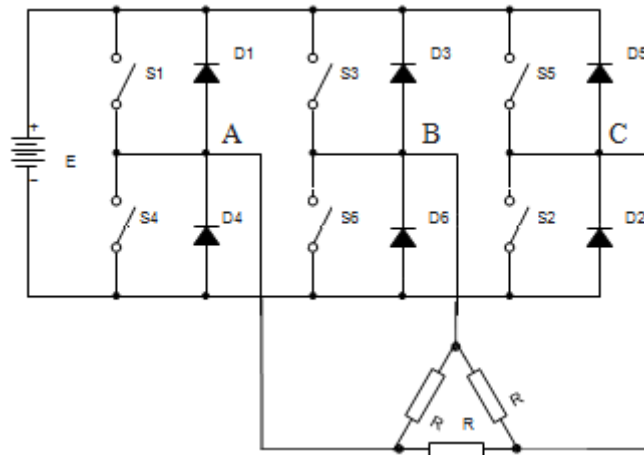
- Do dạng sóng đối xứng, ta có: $I_4 = -I_1$, thay vào 5.57 và sắp xếp lại

$$I_1 = -\frac{E}{3R} \left(\frac{1}{1+e^{-T/2\tau}} \right) \left(1 + e^{-T/6\tau} - e^{-T/3\tau} - e^{-T/2\tau} \right) \quad (5.58)$$

Thay (5.58) vào (5.50) tính được I_2 , thay I_2 vào (5.51) tính I_3 ... Do tính đối xứng ta còn có

$$I_6 = -I_3; I_4 = -I_1; I_5 = -I_2; I_7 = I_1$$

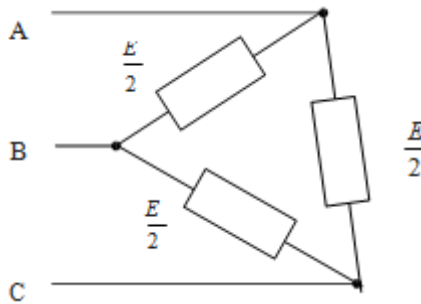
5.2.2 Bộ nghịch lưu áp sáu tia tải mắc hình tam giác



Hình 5.41

a. Dẫn 120° (tải điện R)

- Mạch được mắc theo hình 5.41. Tương tự như ở trường hợp tải mắc chữ Y, ta có trong mỗi thời khoảng chỉ có 2 bậc cùng dẫn, mỗi bậc được kích lệch nhau 60° theo thứ tự



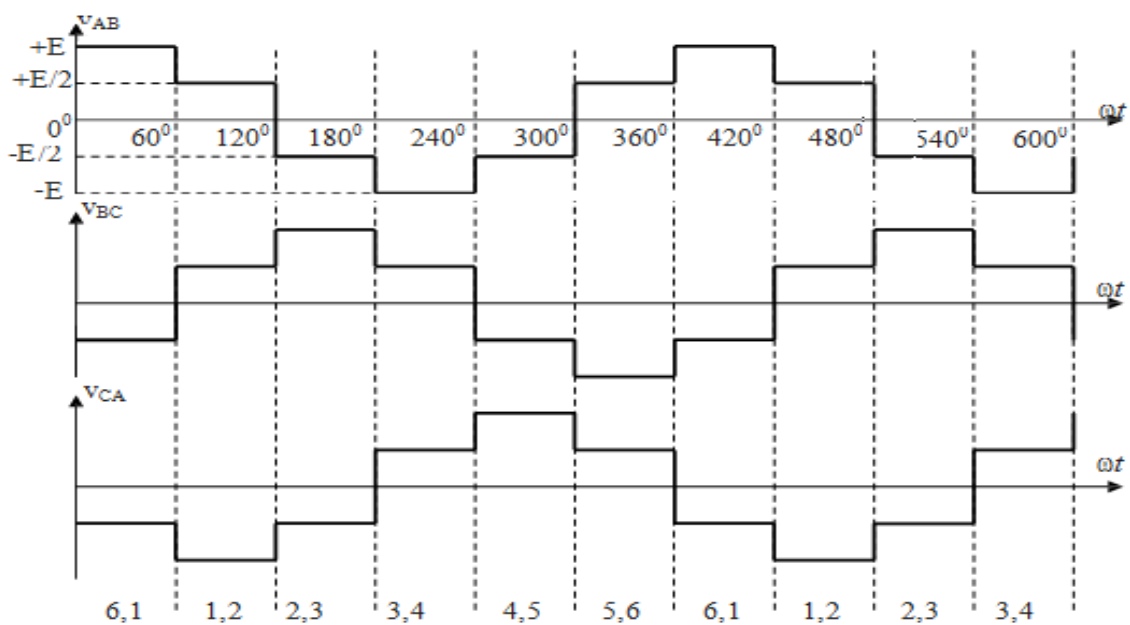
Hình 5.42

- Khi S_1 và S_6 dẫn ta có: $v_{ab} = +E$, nhưng do có tính đối xứng nên ta có v_{ac} và v_{cb} chỉ bằng $+E/2$ hay $v_{ca} = v_{cb} = -E/2$
- Khi S_1 và S_2 dẫn ta có: $v_{ac} = +E$, nhưng $v_{ab} = v_{bc} = E/2$ hay, $v_{ab} = +E/2$, $v_{bc} = +E/2$ và $v_{ca} = -E$

- Lý luận tương tự với các trường hợp còn lại ta có các kết quả tóm tắt trong bảng sau

T.kh	0-60	60-120	120-180	180-240	240-300	300-360	360-420
S.dẫn	6,1	1,2	2,3	3,4	4,5	5,6	6,1
V_{ab}	$+E$	$+E/2$	$-E/2$	$-E$	$-E/2$	$+E/2$	$+E$
V_{bc}	$-E/2$	$+E/2$	$+E$	$+E/2$	$-E/2$	$-E$	$-E/2$
V_{ca}	$-E/2$	$-E$	$-E/2$	$+E/2$	$+E/2$	$+E/2$	$-E/2$

- Ta có dạng sóng Hình 5.43



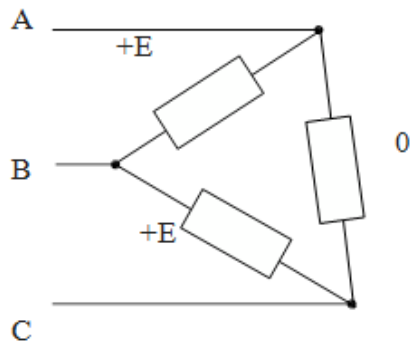
Hình 5.43

Tính toán như trường hợp tải dạng sao

b. Dẫn 180° (tải R)

- Tương tự trong mỗi thời khoảng (60°) ta có 3 bậc cùng dẫn
- Khi S_5, S_6, S_1 cùng dẫn hình 5.44 ta có

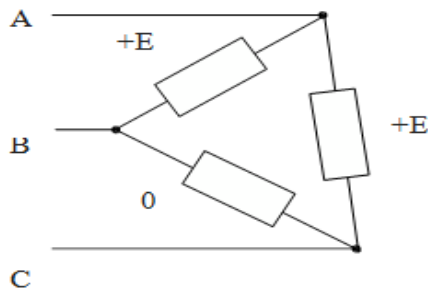
$$V_{ab} = +E, V_{bc} = -E, V_{ca} = 0$$



Hình 5.44

- Khi S_6, S_1, S_2 cùng dẫn hình 5.55 ta có

$v_{ab} = +E, v_{ac} = +E, v_{bc} = 0$ hay: $v_{ab} = +E, v_{bc} = 0, v_{ca} = -E$

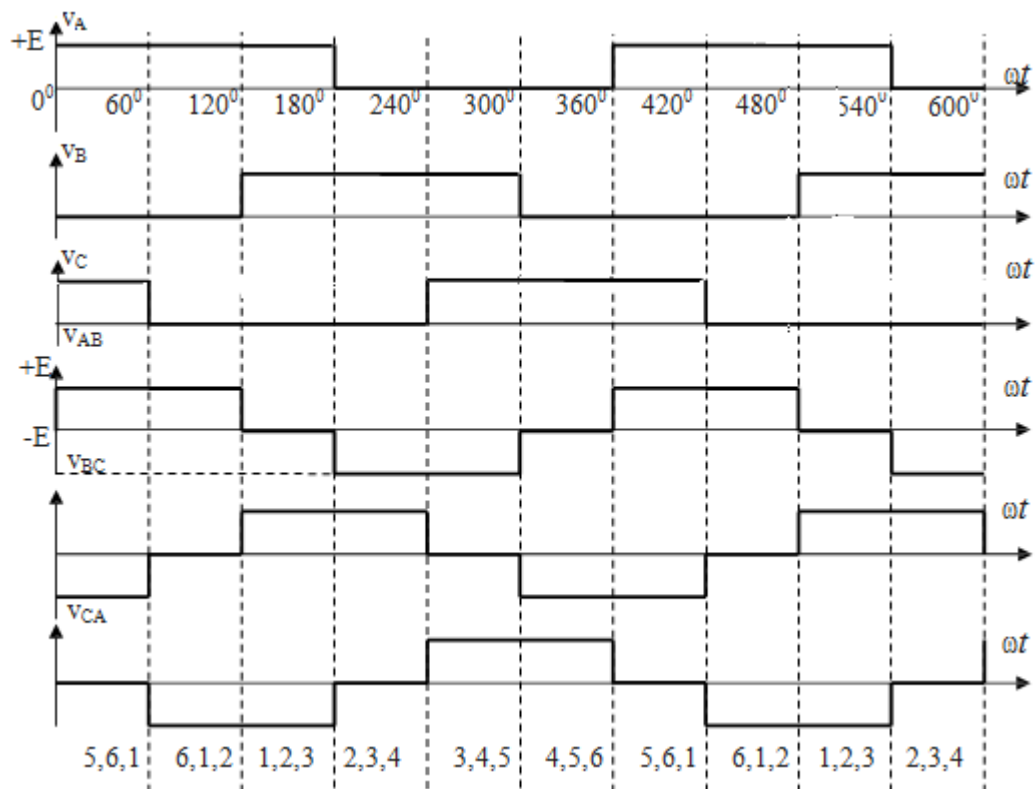


Hình 5.45

- Lý luận tương tự với các trường hợp còn lại ta có các kết quả tóm tắt trong bảng sau

T.kh ⁽⁰⁾							
S dẫn	5,6,1	6,1,2	1,2,3	2,3,4	3,4,5	4,5,6	5,6,1
v_a	+E	+E	+E	0	0	0	+E
v_b	0	0	+E	+E	+E	0	0
v_c	+E	0	0	0	+E	+E	+E
v_{ab}	+E	+E	0	-E	-E	0	+E
v_{bc}	-E	0	+E	+E	0	-E	-E
v_{ca}	0	-E	-E	0	+E	+E	0

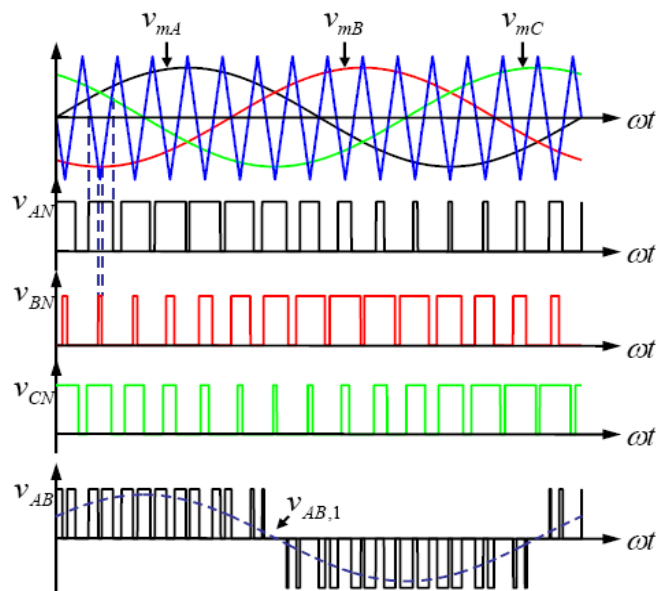
• Dạng sóng điện thế $v_a, v_b, v_c, v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$ được trình bày ở hình 5.46



Hình 5.46

Với $v_{ab} = v_a$; $v_{bc} = v_b - v_c$; $v_{ca} = v_c - v_a$

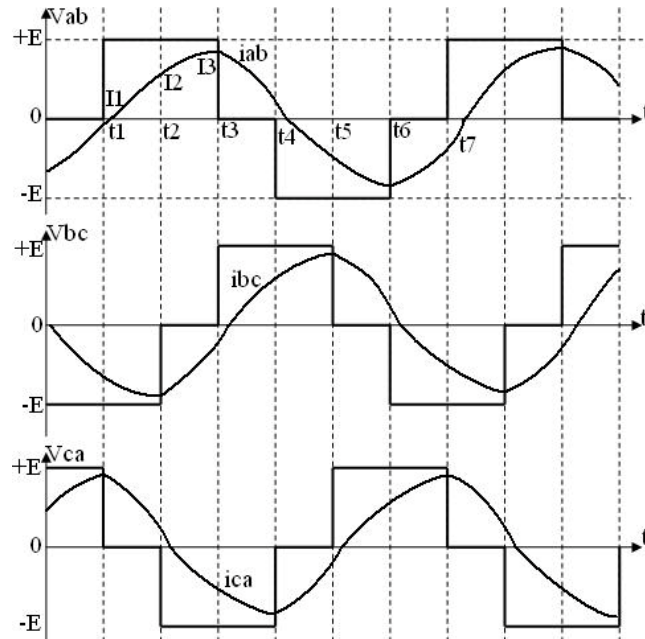
- Điều biến PWM trong bộ nghịch lưu ba pha như hình 5.47



Hình 5.47

5.2.3 Tải cảm kháng R, L, trường hợp dẫn 180° mắc tam giác

Ta có kết quả như tải R về điện thế, còn dòng điện cảm ứng được biểu diễn như hình 5.48 với điện thế đường dây v_{ab}



Hình 5.48

Vì các dạng sóng là giống nhau và chỉ lệch nhau 120° , nên ta chỉ cần tính dòng i_{ab} và suy ra các kết quả i_{bc} , i_{ca}

- Thời khoảng t_1 đến t_3 , ta có

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E \quad (5.59)$$

điều kiện ban đầu cho: $t = t_1$ ta có $I = I_1$, nghiệm của phương trình

$$i(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) + I_1 e^{-t/\tau}; \tau = \frac{L}{R} \quad (5.60)$$

tại t_3 , $t = T/3$: $i(T/3) = I$

$$I_3 = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-T/3\tau} \right) + I_1 e^{-T/3\tau} \quad (5.61)$$

- Thời khoảng t_3 và t_4 ta có

$$L \frac{di}{dt} + Ri = 0 \quad (5.62)$$

điều kiện ban đầu $t = t_3 = 0$: $i = I_3$

$$i(t) = I_3 e^{-t/\tau} \quad (5.63)$$

Thay 6.61 vào 5.63 ta được

$$i(t) = \left[\frac{E}{R} \left(1 - e^{-t/3\tau} \right) + I_1 e^{-t/3\tau} \right] e^{-t/3\tau} \quad (5.64)$$

tại $t = t_4 = T/6$ ta có $i(t_4) = I_4$:

$$I_4 = I_3 e^{-T/6} = \left[\frac{E}{R} \left(1 - e^{-T/3\tau} \right) + I_1 e^{-T/3\tau} \right] e^{-T/6\tau} \quad (5.65)$$

Khi điều kiện tuần hoàn tái lập, để thỏa dạng sóng đối xứng phải có:

$$I_4 = -I_1 \quad (5.6)$$

Thay 5.66 vào 5.67 và giải, ta được

$$I_1 = -\frac{E}{R} \frac{e^{-T/6\tau} - e^{-T/2\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}} \quad (5.67)$$

Công thức 5.67 cho ta trị số I_1 tại t_1 là một trị số của 4 thời điểm tại đó dạng sóng không liên tục, I_4 là trị tại t_4 bằng I_1 nhưng ngược dấu. Hai trị số không liên tục khác là I_3 và I_6 tại t_3 và t_6 . Trị I_3 có được bằng cách thay I_1 từ 5.67 vào I_3 ở 5.61 và sắp xếp lại

$$I_3 = \frac{E}{R} \frac{1 - e^{-T/3\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}} \quad (5.68)$$

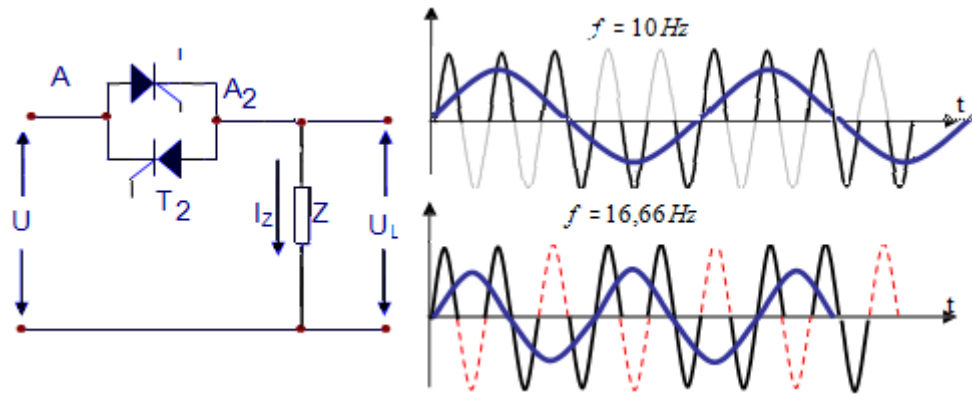
- Tại t_6 dòng I_6 có cùng biên độ như I_3 nhưng khác dấu

$$I_6 = -I_3$$

5.3 Bộ biến tần

Bộ biến tần là mạch có nhiệm vụ biến đổi điện thế AC đầu vào có tần số f_1 thành điện thế AC ngõ ra tần số f_2 có thể điều chỉnh được

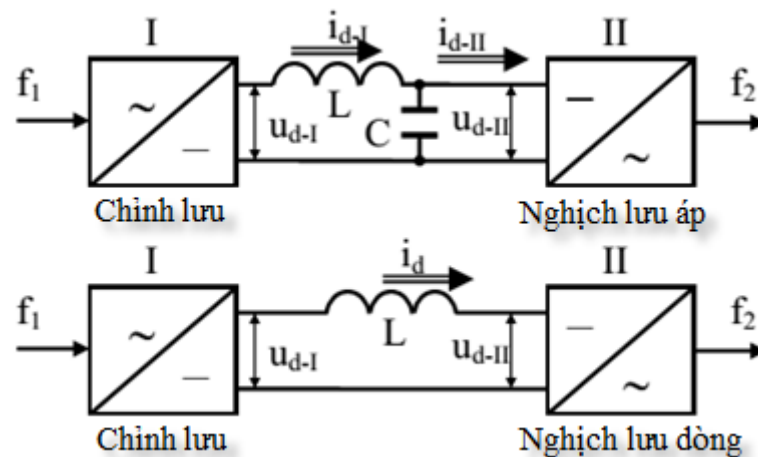
- Có 2 loại biến tần: Biến tần trực tiếp và biến tần gián tiếp
- Biến tần trực tiếp: là loại biến đổi từ điện thế AC (f_1) có sẵn thành điện thế AC (f_2) ví dụ bộ biến tần trực tiếp đơn giản như hình 5.47



Hình 5.47

- Biến tần gián tiếp: biến đổi từ điện thế AC chỉnh lưu thành điện thế DC

(nhờ mạch chỉnh lưu) hoặc từ nguồn điện DC cho sẵn, rồi sau đó biến đổi điện DC thành điện AC có tần số mong muốn hình 5.48 bao gồm bộ biến tần gián tiếp nguồn dòng và nguồn áp



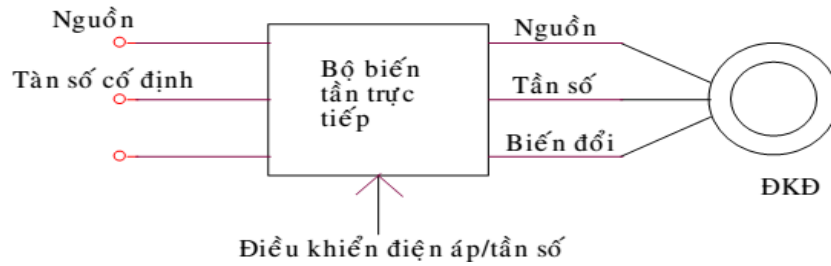
Hình 5.48

Các bộ biến tần thường được sử dụng trong việc điều khiển động cơ AC (động cơ đồng bộ, không đồng bộ) trong sản xuất, trong công nghiệp, và trong các lĩnh vực kỹ thuật khác

5.3.1 Biến tần trực tiếp một pha

- Sơ đồ khối bộ biến tần trực tiếp

Biến tần trực tiếp là thiết bị biến đổi trực tiếp nguồn xoay chiều có tần số f_1 sang nguồn xoay chiều có tần số f_r



Hình 5.49

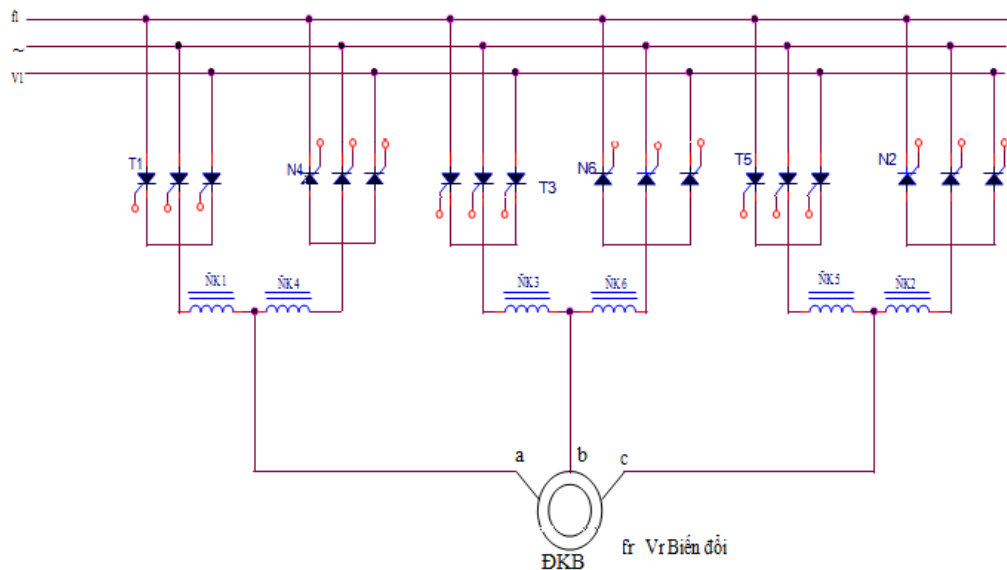
- Nguyên lý hoạt động của bộ biến tần trực tiếp

Bộ biến tần trực tiếp gồm hai nhóm chuyển mạch nối song song ngược (sơ đồ nguyên lý của bộ biến tần trực tiếp được trình bày như hình vẽ sau). Cho xung mở lần lượt hai nhóm chỉnh lưu trên ta sẽ nhận được dòng điện xoay chiều chạy qua tải.

Ở mỗi pha ở đầu ra (a, b, c) được cấp điện bởi hai nhóm Thyristor. Nhóm T tạo ra dòng điện chạy thuận và nhóm N tạo ra dòng chạy ngược. Mỗi nhóm là một bộ chỉnh lưu (hoặc nghịch lưu phụ thuộc) ba pha. Để hạn chế dòng ký sinh

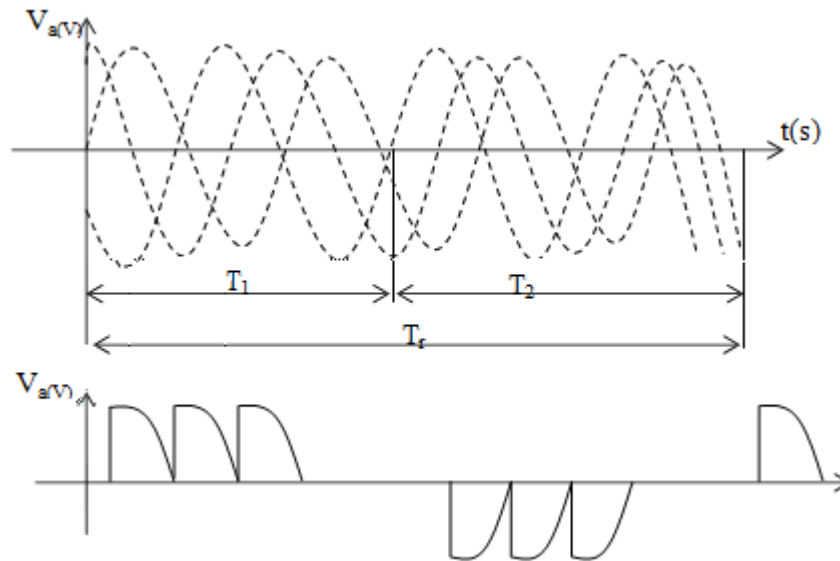
chạy qua hai Thyristor của nhóm T và nhóm N đang dẫn, người ta dùng các cuộn kháng ĐK1 và ĐK6

- Sơ đồ nguyên lý bộ biến tần trực tiếp dùng Thyristor



Hình 5.50

Khi điều khiển theo nhóm thì mỗi nhóm được mở trong nửa chu kỳ điện áp đầu ra. Xét sự làm việc pha a theo đồ thị sau



Hình 5.51

Trong khoảng thời gian t_1 : nhóm T1 mở, còn trong khoảng t_2 thì nhóm N4 mở. Các Thyristor trong cùng một nhóm chuyển mạch cho nhau nhờ điện áp lưới (chuyển mạch tự nhiên). Mỗi Thyristor mở $1/3$ chu kỳ của điện áp lưới. Thay đổi số Thyristor mở trong mỗi nhóm ta sẽ thay đổi được thời gian của chu kỳ điện áp đầu ra $T_2 = t_1 + t_2$ do đó thay đổi được tần số đầu ra của biến tần.

Từ đồ thị ta tìm được mối quan hệ giữa tần số lưới và tần số ra

$$\frac{f_r}{f_l} = \frac{T_1}{T_2} = \frac{m}{2n + m - 2} \quad (5.69)$$

Trong đó:

m : số pha đầu vào của bộ biến tần ($m=3$).

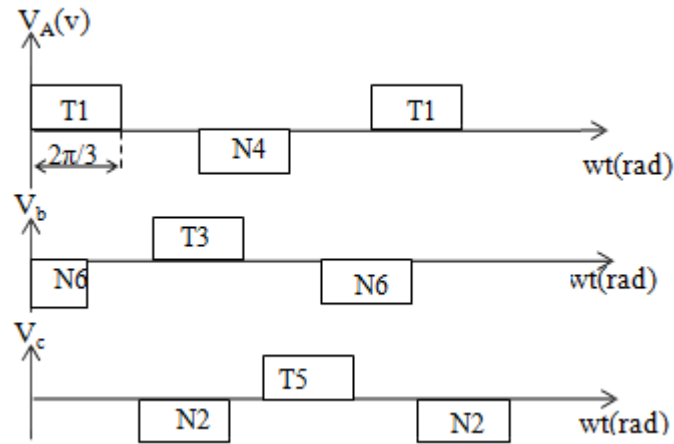
n : số đỉnh hình sin (tức số Thyristor mở ở mỗi nhóm) trong một nửa chu kỳ của điện áp ra.

Theo công thức trên ta thấy tần số đầu ra luôn lớn hơn tần số lưới vì n là số nguyên nên tần số ra được điều chỉnh nhảy cấp.

Điện áp ra V_r được thay đổi bằng cách thay đổi góc chậm của các Thyristor

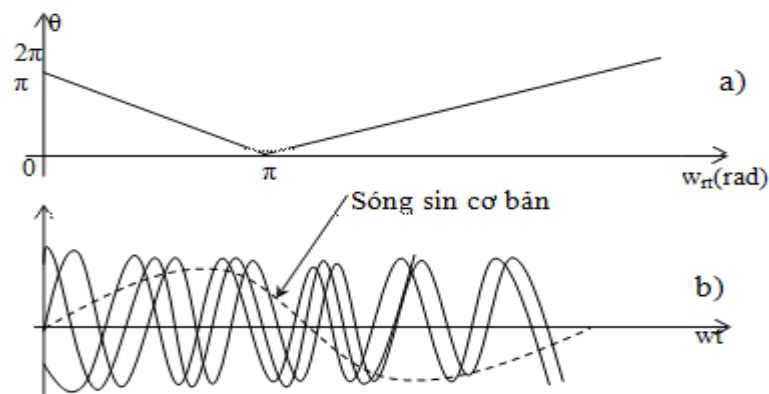
Vì số đỉnh hình sin n ở trường hợp này giống như hình 19.3 nên tần số đầu ra của hai trường hợp như nhau, nhưng điện áp ở hình b có giá trị nhỏ hơn.

Để tạo ra điện áp ba pha ở đầu ra ta điều khiển các nhóm Thyristor mở theo thứ tự $T_1-N_2-T_3-N_4-T_5-N_6-T_1$ mỗi nhóm cho mở $1/3$ chu kỳ của điện áp ra. Nếu điện áp ra được lọc phẳng hoàn toàn thì bằng cách điều khiển như trên ta được đồ thị điện áp ra ở ba pha như trên hình 19.4 (hệ thống điện áp ba pha ở đầu ra bộ biến tần trực tiếp)



Hình 5.52

Để có thể điều chỉnh tần số ra và tạo được điện áp ra có dạng gần hình sin hơn, ta áp dụng phương pháp điều khiển góc mở Thyristor cần thiết cho các Thyristor ở mỗi pha của điện áp đầu ra và kết quả ta được đồ thị điện áp ra một pha đầu ra như hình vẽ 5.53 thành phần sóng điều hòa bậc nhất (theo tần số w_r của điện áp này là đường đứt)



Hình 5.53

a) Quan hệ $\theta = f(t)$

b) Đồ thị điện áp ra của bộ biến tần trực tiếp khi điều khiển góc theo qui luật hình sin

Nhận xét

- Hiệu suất cao vì tổn thất năng lượng không đáng kể, không cần dùng tụ chuyển mạch.

- Chỉ cho tần số $f_r < f_1$ tức $\alpha < 0$.

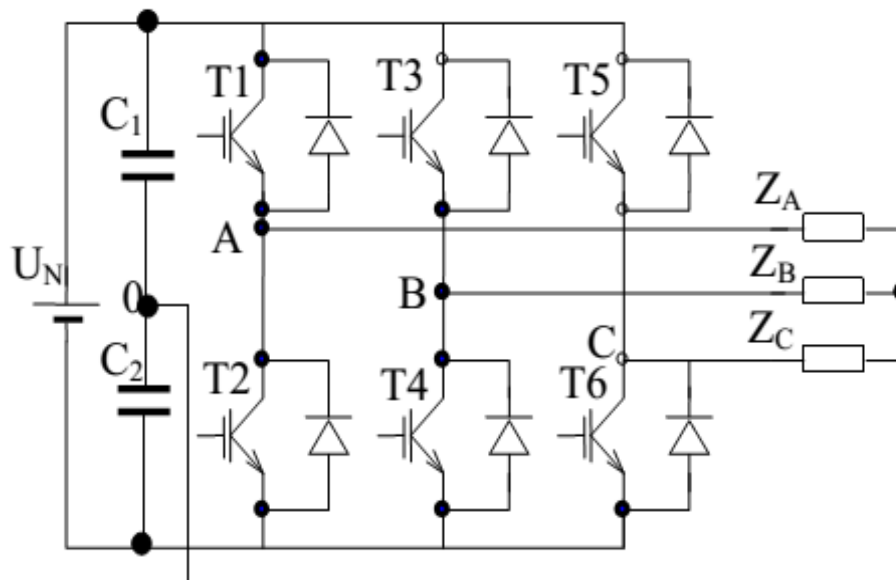
- Làm việc ở độ tĩnh nên thuận tiện đối với những cơ cấu cần di chuyển nhiều

5.3.2 Biến tần ba pha

Trong bộ biến tần 1 pha, dạng sóng ra không hình sin. Muốn có dạng sóng sin ta sử dụng bộ biến tần 3 pha

a. Biến tần nửa cầu

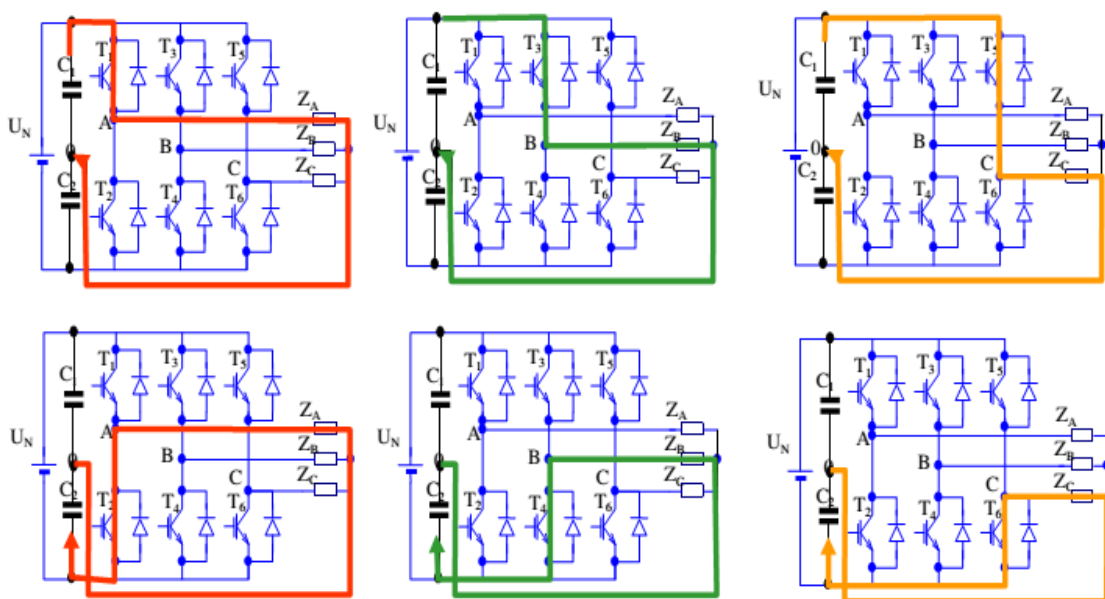
- Sơ đồ mạch



Hình 5.54

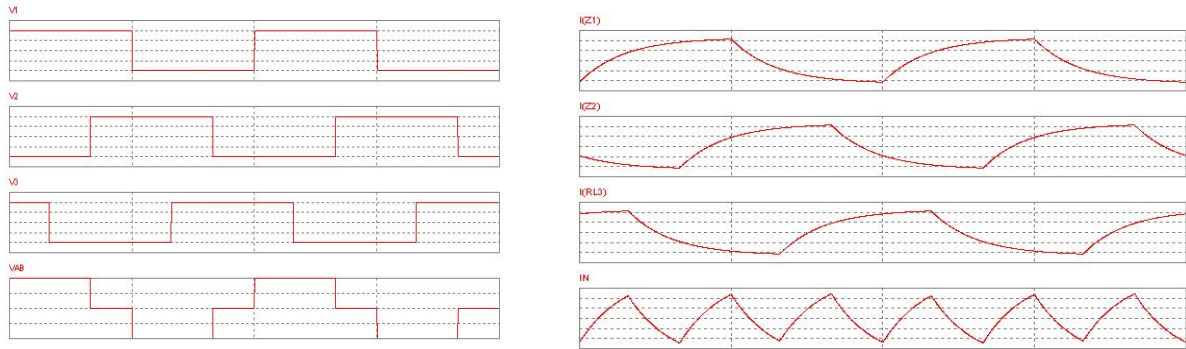
- Nguyên lý hoạt động

Đường đi của dòng điện của các pha như hình 5.55



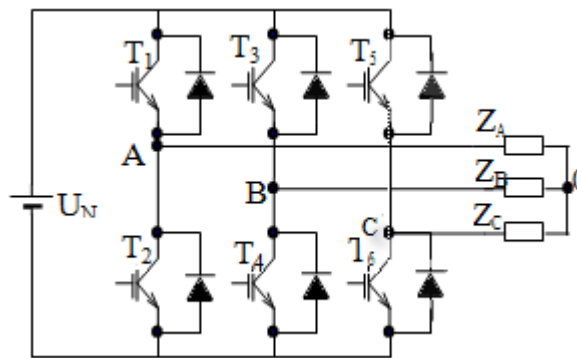
Hình 5.55

- Dạng sóng dòng và điện áp



Hình 5.56

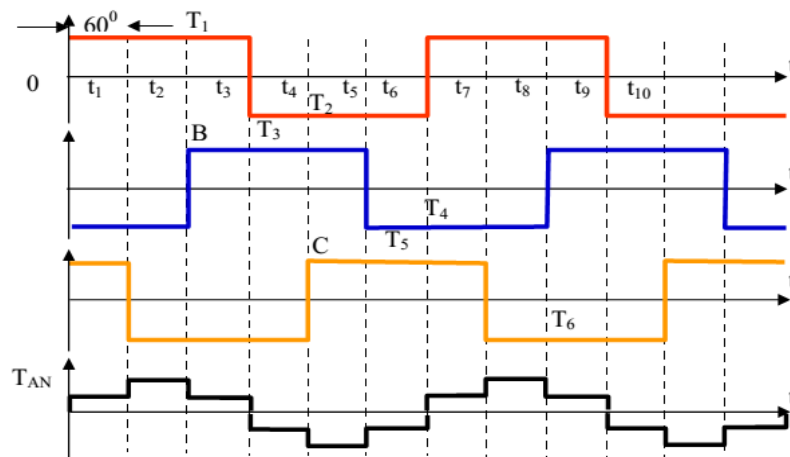
- b. Biến tần độc lập ba pha nguồn áp dạng cầu
- Sơ đồ mạch



Hình 5.57

- Nguyên tắc điều khiển

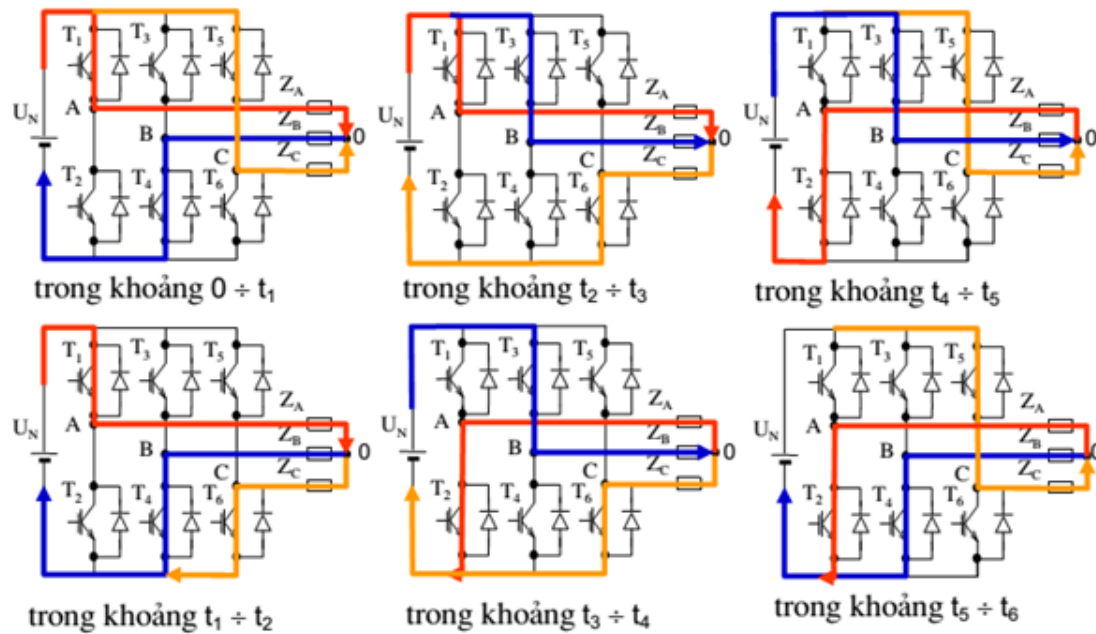
Các van của ba pha được điều khiển dịch pha nhau một góc 60° dạng song như hình 5.58



Hình 5.58

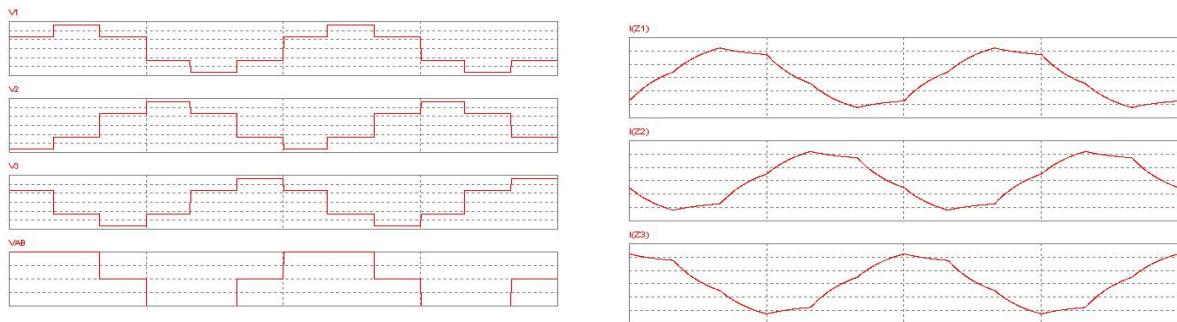
- Nguyên lý hoạt động

Hình 5.59 mô tả đường đi của dòng điện qua các van và tải theo từng thời điểm trong một chu kỳ làm việc



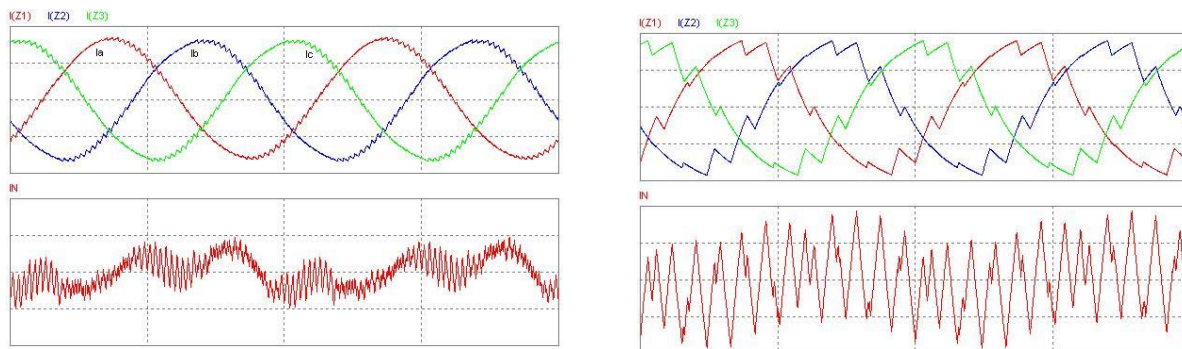
Hình 5.59

- Dạng sóng dòng và điện áp



Hình 5.60

Bộ biến tần điều khiển với tần số sóng mang 5kHz cho ra dạng sóng ra điện áp và dòng điện ở tải như hình 5.61



Hình 5.61

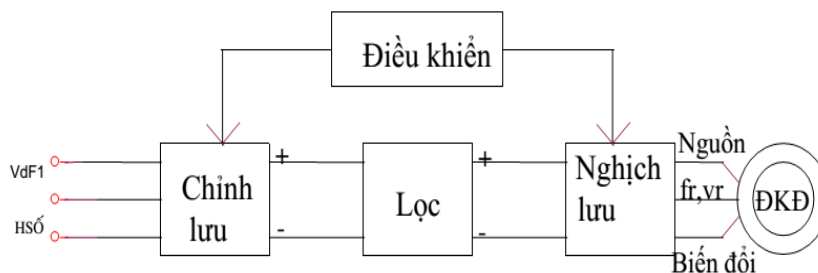
5.4 Bộ biến tần gián tiếp

Bộ biến tần gián tiếp là bộ biến đổi nguồn điện xoay chiều có V_1, f_1 là hằng số thành nguồn điện xoay chiều có V_r, f_r biến đổi, qua khâu trung gian một chiều. Tần số đầu ra được xác định bởi nhịp đóng mở của các thiết bị nghịch lưu.

Thiết bị biến tần gián tiếp gồm ba khâu cơ bản.

- Khâu chỉnh lưu: biến đổi nguồn xoay chiều sang một chiều.
- Bộ lọc: để giảm bớt độ nhấp nhô của áp và dòng ở đầu ra của bộ chỉnh lưu.
- Khâu nghịch lưu: biến đổi điện áp một chiều để đặt vào động cơ.

Thiết bị nghịch lưu có thể là Thyristor hoặc transistor công suất



Hình 5.62

Do tính chất khác nhau của các khâu trung gian ta có hai loại biến tần là biến tần áp và biến tần dòng

5.4.1 Biến tần áp

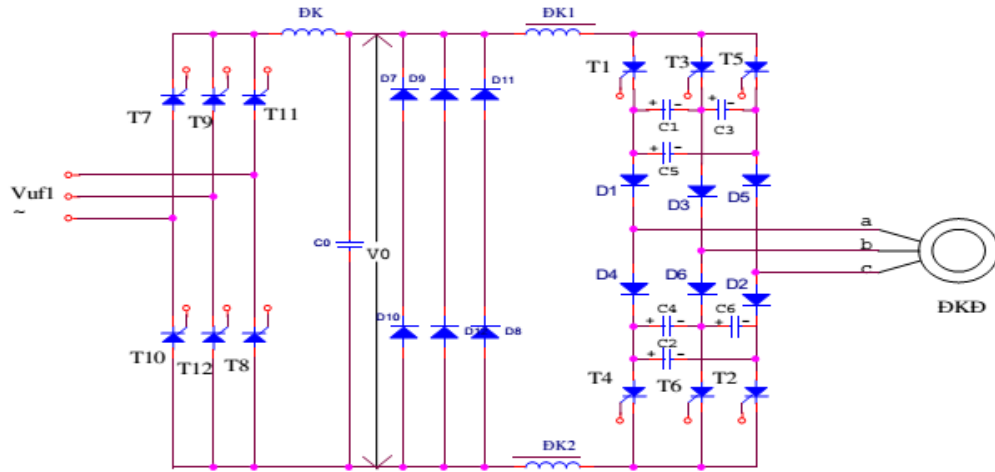
a. Biến tần áp dùng Thyristor

Sơ đồ nguyên lý biến tần áp dùng Thyristor như hình vẽ.5.63

Nhóm chỉnh lưu gồm 6 Thyristor T_7 đến T_{12} vừa làm chức năng biến đổi dạng điện áp từ xoay chiều thành một chiều vừa có nhiệm vụ điều chỉnh giá trị điện áp v_o . Bộ lọc phẳng gồm các cuộn kháng ĐK và tụ C_0 . Phần chỉnh lưu của nhóm nghịch lưu là

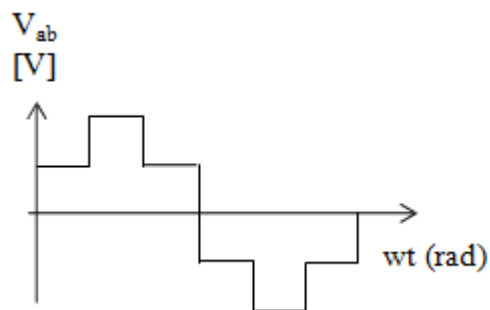
các Thyristor T_1 - T_6 . Chúng được mở theo thứ tự T_1 - T_2 ---- T_6 . Cách nhau $1/6$ chu kỳ điện áp ra. Như vậy tại mọi thời điểm có hai Thyristor mở, một nối với cực dương và một nối với cực âm của điện áp v_0 .

Kết quả điện áp dây đầu ra đưa vào động cơ có dạng như sau



Hình 5.63

- Sơ đồ nguyên lý bộ biến tần gián tiếp
- Điện áp đầu ra bộ biến tần gián tiếp



Hình 5.64

Bằng cách thay đổi khoảng thời gian mở Thyristor ta thay đổi được thời gian chu kỳ của điện áp ra, nghĩa là điều chỉnh được tần số ra. Để chuyển mạch

giữa các Thyristor người ta dùng các tụ C_1 - C_6 . Giữa sử dụng trong một khoảng nào đó T_1 và T_2 mở, tụ C_1 được nạp từ nguồn với cực tính như hình vẽ. Khi cho xung mở T_3 tụ C_1 phóng qua T_1 và T_3 tạo ra dòng điện khóa T_1 hỗ trợ cho T_3 mở.

Các diode D_1 - D_6 ngăn tác dụng của các tụ chuyển mạch với phụ tải, làm cho áp trên tải không bị ảnh hưởng bởi sự phóng nạp của tụ. Các diode D_7 - D_{12} tạo một cầu ngược, có tác dụng mở đường cho dòng điện phản kháng từ phía động cơ chạy về tụ C_0 . Dòng điện này xuất hiện do sự lệch pha giữa dòng và áp động cơ. Vậy tụ C_0 có nhiệm vụ chứa năng lượng phản kháng vì động cơ là một tải đơn giản đối với bộ

ngược lưu mà có tác động một cách khác nhau với từng điều hòa của dạng sóng điện áp. Đối với bộ ngược lưu áp dụng sóng này gần như chữ nhật. Để duy trì từ thông tối ưu trong động cơ không đồng bộ cần giữ tỉ số điện áp/tần số = const. Mọi biến thiên tần số đầu ra của bộ ngược lưu đòi hỏi phải có biến thiên áp.

Để giữ được quan hệ điện áp/tần số = const, ta có thể áp dụng phương pháp điều chế bề rộng xung.

Để cho điện áp ra có dạng gần với hình sin hơn người ta tìm cách phối hợp các xung điều khiển bộ ngược lưu. Điều này được thực hiện bằng cách tạo ra một sóng sin chuẩn mong muốn và so sánh nó với một dải xung tam giác. Giao điểm giữa hai sóng đó xác định các thời điểm mở các Thyristor.

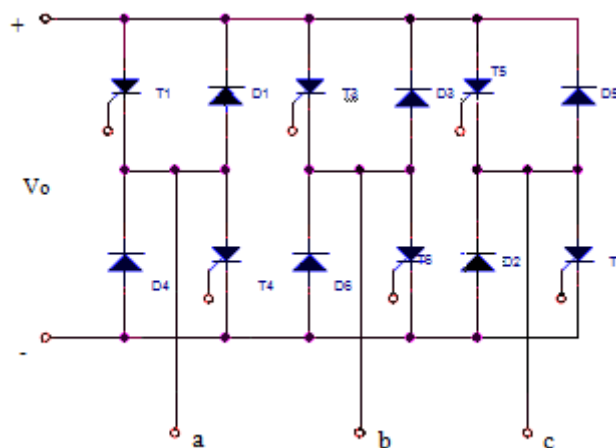
Khi muốn giảm biên độ sóng cơ bản đi một nửa thì sóng chuẩn hình sin cũng phải giảm đi một nửa.

Khi giảm tần số sóng chuẩn hình sin thì số xung ở mỗi chu kỳ sẽ tăng lên.

Để tránh điện áp có các khoảng bằng không người ta cũng có thể điều khiển bộ ngược lưu sao cho nguồn một chiều luôn nối với tải do việc mở các Thyristor T_1 và T_2 từng đôi một, và một đôi khác gồm T_3 - T_4 - T_5 - T_6

- Nguyên lý hoạt động của bộ ngược lưu

Xét nguyên lý làm việc của bộ ngược lưu Thyristor theo phương pháp điều khiển xung như hình 5.65



Hình 5.65

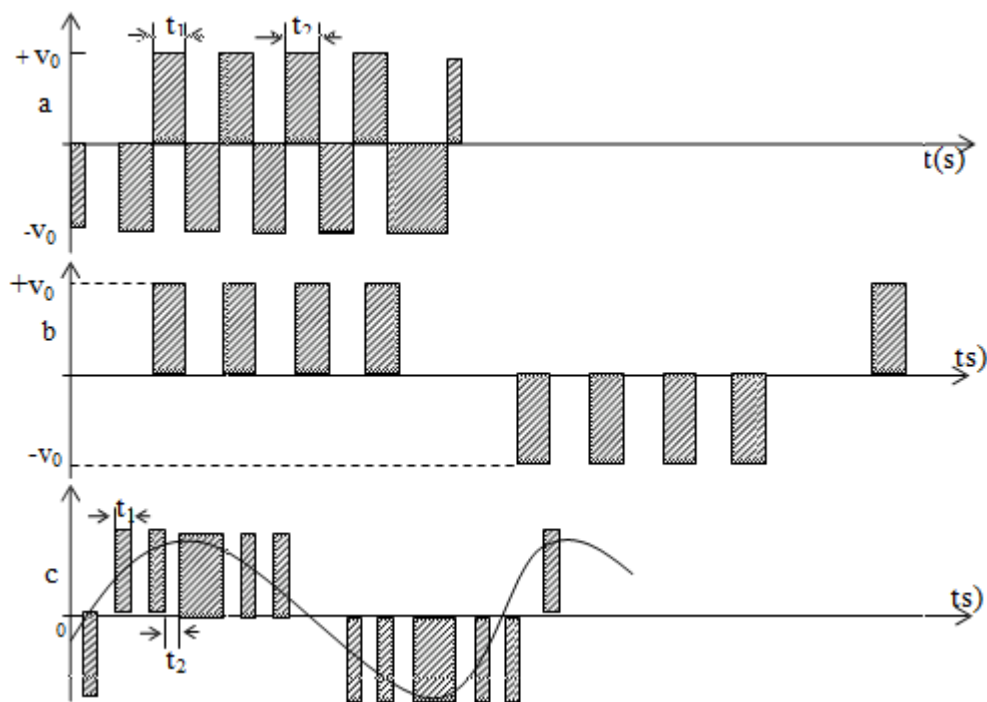
- Hoạt động mạch như sau

Trong $\frac{1}{2}$ chu kỳ của điện áp ra ta đóng cắt Thyristor một số lần nhất định giá trị trung bình của điện áp ra phụ thuộc vào tỷ số thời gian đóng mở.

Trạng thái một tương ứng với tất cả hai Thyristor T_1 và T_2 cùng dẫn. Dòng điện đi từ nguồn qua T_1 và T_2 pha a và pha c, điện áp $V_{ac}=V_0$. Nếu ta cho T_2 ngưng dẫn thì lúc đó dòng tải qua T_1 , D_5 và $V_{ac}=0$. Nếu cho T_1 ngưng dẫn T_2 dẫn thì dòng tải qua T_2 và D_4 , $V_{ac}=0$. Nếu T_1 và T_2 ngưng dẫn. Dòng điện tải sẽ qua D_5 , D_4 và ngược chiều nguồn điện $V_{ac}=-V_0$.

Khi T_1 và T_2 cùng dẫn năng lượng được đưa từ nguồn một chiều vào tải. Khi T_1 , T_2 ngưng dẫn năng lượng từ tải được đưa trở lại nguồn còn khi có một Thyristor dẫn thì giữa nguồn và tải không có trao đổi năng lượng.

Đồ thị biểu diễn quá trình xung điện áp lúc ban đầu điều khiển bộ biến tần bằng phương pháp xung

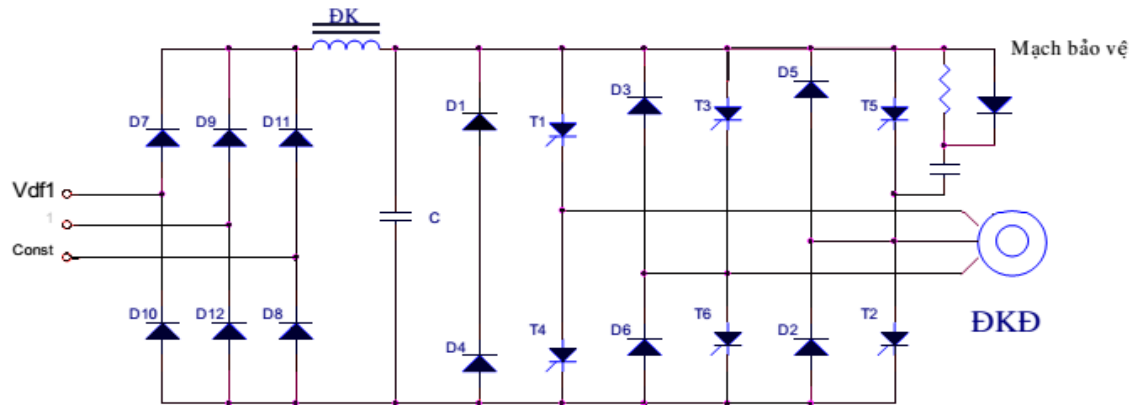


Hình 5.66

- Lúc có hai trạng thái điện áp $+V_0, -V_0$
- Lúc có hai trạng thái điện áp $+V_0, 0, -V_0$
- Quá trình tạo điện áp hình sin

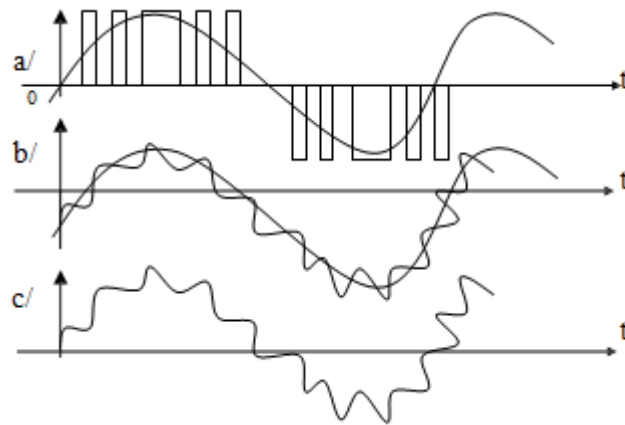
Để tăng tốc độ và hiệu quả đổi chiều của bộ nghịch lưu và không cần đến bộ chuyển mạch phụ như dùng Thyristor thông thường. Người ta dùng Thyristor khóa bằng cực khiển (GTO) trong khâu nghịch lưu của bộ biến tần có điều chế bề rộng xung

Sơ đồ bộ biến tần điều chế bề rộng xung với các Thyristor khóa bằng cực khiển



Hình 5.67

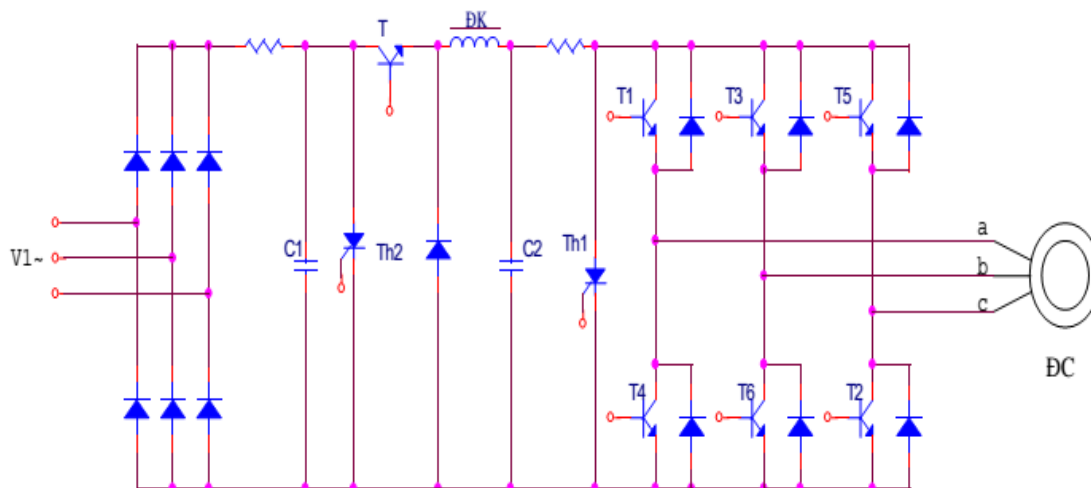
Biến tần có điều chế bề rộng xung với các Thyristor khóa bằng cực khiển. Dạng sóng điện hình khi có bộ điều chế bề rộng xung. Các dạng sóng dòng điện cho thấy rõ việc giảm các điều hòa dòng điện, so với dạng sóng nhận được của bộ nghịch lưu có dạng sóng gần như chữ nhật



Hình 5.68

b. Bộ biến tần áp dùng Transistor

- Sơ đồ nguyên lý biến tần áp dùng Transistor



Hình 5.59

- Nguyên tắc hoạt động

Về phương diện điều khiển động cơ, những nhận xét về công suất của bộ nghịch lưu dùng transistor cũng giống như đối với bộ nghịch lưu dùng thyristor.

Các transistor làm việc ở chế độ chuyển mạch, cho sóng đầu ra gần như là hình chữ nhật hay làm việc như bộ điều chế bề rộng xung

Mạch như hình vẽ trên có dạng sóng gần như hình chữ nhật. Transistor T đóng vai trò như một bộ điều chỉnh điện áp một chiều để điều khiển điện áp liên lạc. Tần số đóng cắt có thể lớn hơn và các thành phần bộ lọc nhỏ hơn so với trường hợp dùng thyristor. Điều chế bề rộng xung cho phép loại bỏ Transistor này

Các thyristor Th_1 và Th_2 có nhiệm vụ bảo vệ ngắn mạch, hay nó bảo vệ cho Transistor khi có dòng quá lớn trong bộ nghịch lưu, lúc này Thyristor được mở, ngắn mạch bộ nghịch lưu và tác động thiết bị bảo vệ

Người ta có thể khóa tất cả Transistor bằng cách khử các tác động lên cực gốc của nó để loại trừ sự số. Ưu điểm dễ thấy của Transistor so với thyristor là bỏ được chuyển mạch cưỡng bức. Hơn nữa các tổn hao đổi chiều nhỏ hơn cũng có khả năng cho bộ nghịch lưu làm việc với tần số cao hơn

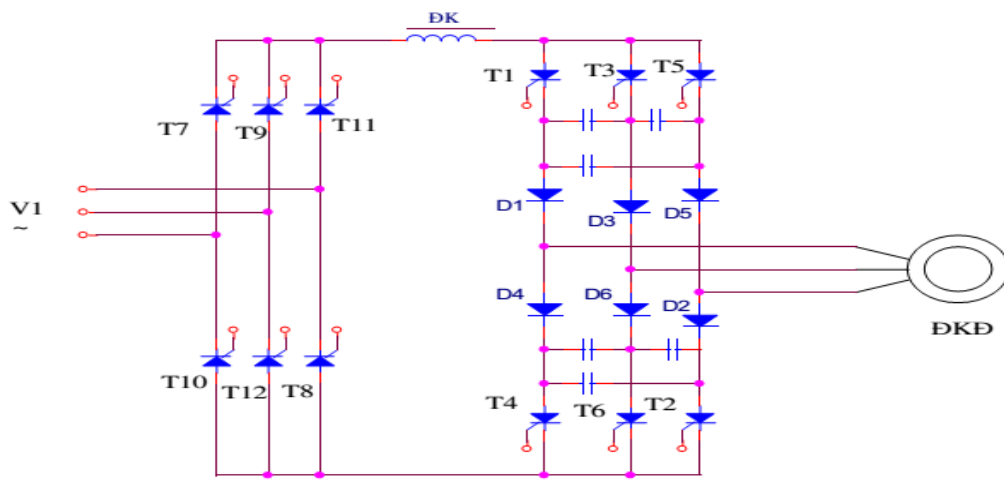
Khuyết điểm của nó là đòi hỏi liên tục tác động vào cực gốc trong chu kỳ dẫn của Transistor, nhưng nếu dùng sơ đồ Darlington có thể có hệ số khuếch đại dòng điện tới 400 lần. Một khuyết điểm khác là điện áp định mức hơi thấp hơn điện áp định mức thyristor

Bộ biến tần áp gián tiếp có dải điều tần rộng, tần số ra f_r có thể lớn hơn hoặc nhỏ hơn tần số vào f_1 , do đó có thể điều chỉnh vô cấp được

Việc điều chỉnh v_r , f_r đơn giản biến tần trực tiếp. Điện áp ra v_r có dạng bậc thang nên gây ra các sóng hài bậc cao vì vậy khi làm việc động cơ sẽ sinh ra từ trường có tần số cao tạo ra trong động cơ một hệ thống dòng điện, moment có hại đốt nóng động cơ tăng tổn hao sắt và làm giảm tính ổn định động cơ

5.4.2 Biến tần dòng

a. Biến tần dòng dùng Thyristor



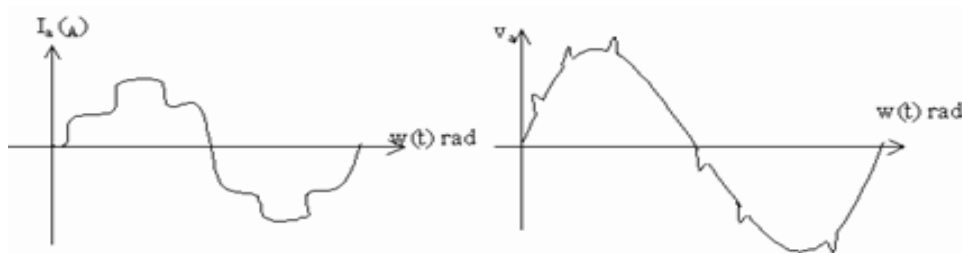
Hình 5.70

- Nguyên tắc hoạt động

Cầu chỉnh lưu điều khiển gồm 6 Thyristor T7-T12 cầu biến tần gồm 6 thyristor T1-T6. Mỗi Thyristor được nối tiếp qua một Diode và trong mỗi nửa cầu có 3 tụ điện

- Cầu chỉnh lưu thông qua điện cảm ĐK sang bằng cung cấp cho cầu biến tần dòng điện I_d . Ở mọi thời điểm có hai Thyristor dẫn điện các Thyristor được điều khiển mở theo thứ tự 1,2,...,6,1, mỗi thyristor dẫn trong khoảng 120°

- Dạng sóng dòng điện và điện áp ra trên một pha được trình bày như hình sau



Hình 5.71

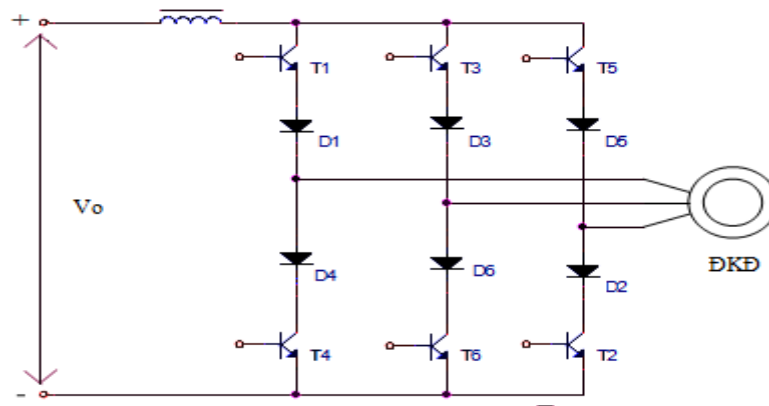
Dòng điện ra có dạng gần như bậc thang. Điện áp ra có dạng hình sin nhưng mang các đỉnh nhọn tại các thời điểm chuyển mạch.

Ta biết rằng các diode nối ngược ở bộ nghịch lưu áp ngăn cản điện áp liên lạc một chiều đổi cực tính và cho dòng điện ngược chạy qua. Khi vượt quá tốc độ có thể động cơ trở thành máy phát. Do đổi cực tính điện áp góc mở có thể làm bộ biến tần làm việc ở chế độ nghịch lưu và trả năng lượng về nguồn.

Dạng sóng dòng điện hình bậc thang gây khó khăn khi làm việc ở tốc độ rất thấp. Cuộn dây liên lạc một chiều ngăn cản biến thiên đột ngột của dòng điện. Một ưu điểm khác của bộ nghịch lưu dòng là ngắn mạch đầu cực động cơ không gây hư hỏng bộ nghịch lưu vì dòng điện có xu hướng giữ không đổi

b. Biến tần dòng dùng transistor

Sơ đồ nguyên lý:



Hình 5.72

- Nguyên tắc hoạt động:

Bộ nghịch lưu dòng Transistor cũng sử dụng 6 Transistor và 6 diode. Nhưng trong sơ đồ nghịch lưu dòng các diode được mắc nối tiếp với các Transistor và các diode này có nhiệm vụ ngăn dòng ngược bảo vệ cho tất cả các transistor

- Phương pháp điều chỉnh tốc độ bằng biến tần dòng gián tiếp dùng các Thyristor thông thường với chuyển mạch đơn giản chỉ có tụ điện ngắn mạch tức thời đầu ra không gây ảnh hưởng gì nhờ cuộn dây liên lạc ngăn tất cả các đột biến của dòng điện và tái sinh tương đối dễ dàng, có khả năng cung cấp cho nhiều động cơ làm việc song song có hiệu suất cao

- Việc dùng ngày càng nhiều các Thyristor khóa bằng cực khiển hay

Transistor công suất trong các bộ nghịch lưu áp chứng tỏ rằng bộ nghịch lưu dòng không được sử dụng rộng rãi với truyền động công suất nhỏ vì gây ra moment và va đập lớn, các cuộn dây có kích thước lớn và việc điều chỉnh tốc độ khó

- Ưu nhược điểm

Truyền tải điện DC đường dài được sử dụng ở Mỹ, Anh, Pháp... Đường dây DC hiện đại dùng SCR trong bộ đổi điện. Truyền tải DC có những lợi điểm và những bất lợi sau

- Ưu điểm

- Dây điện trong truyền tải DC có tổng trở bằng 0Ω , trong khi có trị trở

kháng rất lớn trong truyền tải AC.

- Dung kháng (của điện dung) giữa 2 vật dẫn là vô hạn (mạch hở). Trong truyền tải AC có dung kháng lớn tạo nên sự hao tổn điện $I^2 Z_L$ trong đường dây. Nên dung kháng là bài toán đáng kể cho truyền tải AC, nhưng lại không có ảnh hưởng trong truyền tải DC.

- Chỉ cần 2 đường dây trong truyền tải DC hơn là 4 dây trong truyền tải 3 pha công suất lớn.

- Tháp (trụ) truyền là nhỏ hơn đối với truyền AC (vì chỉ có 2 đường dây) và quyền ưu tiên lộ giới rất ít

- Công suất (điện năng) trong truyền tải DC được điều khiển bằng cách điều chỉnh góc kích tại các đầu cuối (ngõ ra). Trong truyền tải AC, công suất đường dây là không điều chỉnh được và tùy thuộc máy phát điện và tải

- Điện năng truyền có thể điều biến trong suốt thời gian bị nhiễu loạn trên hệ thống AC. Kết quả gia tăng sự ổn định của hệ thống

- Hai hệ thống AC có thể nối nhau bằng đường dây DC không cần làm đồng bộ hóa. Hơn thế nữa, 2 hệ thống AC không cần phải có cùng tần số. Một hệ thống nguồn tần số 50Hz có thể nối với hệ thống nguồn tần số 60Hz qua truyền tải DC

- Khuyết điểm

- Bất lợi của truyền tải điện DC là bộ đổi điện AC – DC có mạch lọc nặng nề và hệ thống điều khiển cần có tại mỗi đầu cuối của đường dây để giao diện với hệ thống AC (nơi tiêu thụ)

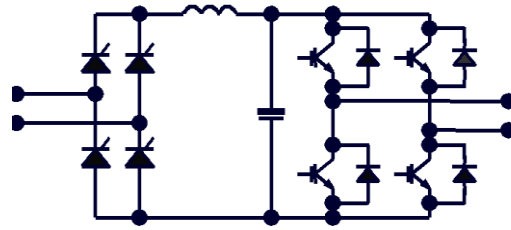
- Có nhiều cách tạo nên các bộ chỉnh lưu và bộ đổi điện tùy theo yêu cầu sử dụng về công suất, tần số. Thông thường với hệ thống 3 pha có:

- Bộ đổi điện 6 xung (6 SCR)

- Bộ đổi điện 12 xung (12 SCR)

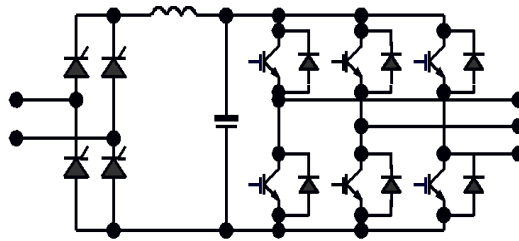
5.5 Giới thiệu một số biến tần công nghiệp

- Biến tần đầu vào một pha đầu ra một pha



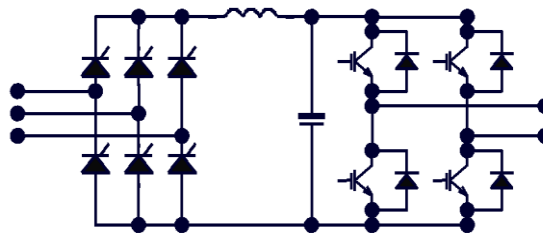
Hình 5.73

- Biến tần đầu vào một pha đầu ra ba pha



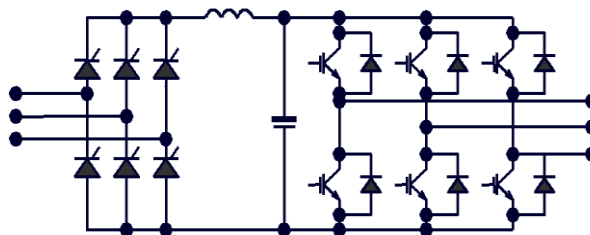
Hình 5.74

- Biến tần đầu vào ba pha đầu ra một pha



Hình 5.75

- Biến tần đầu vào ba pha đầu ra ba pha

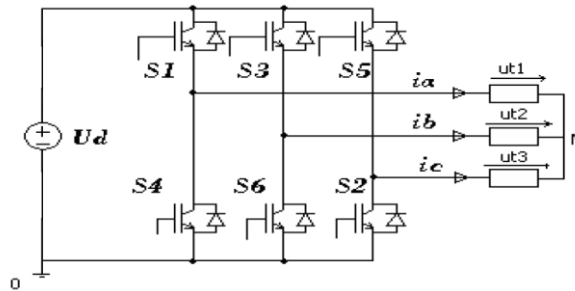


Hình 5.76

Câu hỏi ôn tập

1. Trình bày nguyên lý hoạt động các bộ nghịch lưu một pha
2. Trình bày nguyên lý hoạt động bộ đổi điện song song
3. Trình bày kỹ thuật điều khiển điện thế bộ đổi điện
4. Trình bày nguyên lý hoạt động nghịch lưu ba pha

5. Trình bày nguyên lý hoạt động bộ nghịch lưu áp sáu tia tải mắc hình sao
6. Trình bày nguyên lý hoạt động bộ nghịch lưu áp sáu tia tải mắc hình tam giác
7. Trình bày nguyên lý hoạt động biến tần trực tiếp một pha
8. Trình bày nguyên lý hoạt động biến tần ba pha
9. Kỹ thuật điều chế PWM cho nghịch lưu áp 3 pha 2 bậc



Nguồn Dc $U_d = 500V$. Sơ đồ như hình vẽ.

Tần số sóng mang (tam giác) của kỹ thuật PWM bằng 10 kHz.

Cho sóng mang tam giác thay đổi trong phạm vi (0,1). Giả thiết điện áp điều khiển 3 pha abc lần lượt là: 0.2, 0.8, và 0.5.

- a. Vẽ xung kích cho 3 linh kiện S1, S3 và S5
- b. Vẽ điện áp common mode u_{N0} (xem N, 0 trên hình)
- c. Vẽ điện áp pha tải thứ 1, u_{t1} .
- d. Xác định điện áp trung bình của tải U_{t1} , U_{t2} và U_{t3} .
- e. Mô tả switching state sequence xuất hiện trong một chu kỳ sóng tam giác.
- f. Xác định thời gian tác dụng của từng trạng thái trong chu kỳ sóng tam giác.
- g. Bằng cách áp dụng thêm hàm offset vào các sóng điều khiển trên không xuất hiện trạng thái vector $V_0(0,0,0)$ trong chuỗi trạng thái kích, hãy xác định giá trị hàm offset.
- h. Xác định biên độ và góc quay của vector điện áp tải.
- i. Xác định giá trị của áp điều khiển 3 pha sao cho tác dụng của kỹ thuật sóng mang tương tự như kỹ thuật SVPWM (trạng thái (0,0,0) và (1,1,1) có thời gian bằng nhau).

m. Với các giá trị sóng điều khiển cho ở đầu bài và giả thiết rằng sử dụng kỹ thuật deadtime với thời gian $t_d = 2\mu s$ và cho biết chiều dòng điện tải $i_a > 0$, $i_b < 0$ và $i_c < 0$. Hãy xác định:

- Vẽ trên cùng đồ thị với sóng mang và áp điều khiển xung kích S1, S2, S3, S4, S5, S6 có xét đến t_d .
- Dạng điện áp thu được của u_{t1} .
- Giá trị trung bình U_{t1} .

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. John Wiley, 3rd edition 2003. Power Electronics : Converters , Applications , and Design , NED MOHAN , New York
2. Ion Boldea, CRC, 2nd edition 2005 Electric drives,
3. B.K.Bose, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N. J., 2003 Modern Power Electronics and AC Drives,
4. Zainal salam, Power electronic and drives 2003, UTM- JB
5. Nguyễn Văn Nhờ, Điện tử công suất 2006, Đại học bách khoa TP.HCM

MỤC LỤC

Chương 1: TỔNG QUAN VỀ ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

1.1 Các đại lượng đặc trưng.....	3
1.1.1. Giá trị trung bình	3
1.1.2. Giá trị hiệu dụng.....	4
1.1.3. Công suất	4
1.1.4. Hệ số công suất.....	5
1.2 Linh kiện điện tử công suất.....	7
1.2.1. Diode công suất.....	7
1.2.2. Transistor công suất.....	9
1.2.3. Thyristor	15

Chương 2 : CHỈNH LƯU

2.1 Chỉnh lưu một pha	27
2.1.1. Chỉnh lưu không điều khiển (một diode, một pha – tải R.....	27
2.1.2. Chỉnh lưu không điều khiển (một diode, một pha – tải L).....	29
2.1.3. Chỉnh lưu toàn kỳ một pha: (full-wave).....	35
2.2 Chỉnh lưu không điều khiển ba pha.....	38
2.3.1 Chỉnh lưu nửa kỳ ba pha không điều khiển.....	38
2.3 Chỉnh lưu điều khiển một pha.....	40
2.3.1. Chỉnh lưu điều khiển một SCR một pha tải trở.....	40
2.3.2. Chỉnh lưu điều khiển một SCR một pha tải có tính cảm.....	42
2.4 Chỉnh lưu bán điều khiển cầu một pha.....	43
2.4. 1 Chỉnh lưu hai bán kỳ -bán điều khiển.....	43
2.4. 2 Chỉnh lưu hai bán kỳ bán-điều-khiển, dùng diode freewheeling.....	44
2.4.3 Chỉnh lưu hai bán kỳ bán-điều-khiển, tải là động cơ.....	46
2.4.4. Chỉnh lưu điều khiển cầu một pha (dùng bốn SCR)	46
2.5 Chỉnh lưu nửa kỳ ba pha có điều khiển (dùng SCR)	48
2.6 Mạch chỉnh lưu toàn sóng dùng SCR.....	49
2.7 Tính toán mạch chỉnh lưu.....	50

Chương 3 : ĐỔI ĐIỆN MỘT CHIỀU RA ĐIỆN MỘT CHIỀU(DC-DC)

3.1 Bộ biến đổi buck.....	59
3.2 Bộ biến đổi boost.....	65
3.3 Bộ biến đổi buck-boost.....	69
3.4 Bộ biến đổi cuk.....	71
3.5. Những hiệu ứng không lý tưởng trên sự thực hiện bộ biến đổi.....	76
3.6. Bộ nguồn nuôi theo kiểu chuyển mạch.....	78

Chương 4: BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU

4.1 Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha điều khiển toàn chu kỳ.....	90
4.2 Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha điều khiển pha.....	91
4.2.1. Bộ biến đổi điện AC điều khiển không đối xứng.....	91
4.2.2. Bộ biến đổi điện AC điều khiển đối xứng.....	93
4.3 Các bộ biến đổi điện áp xoay chiều ba pha	100
4.3.1. Bộ biến đổi điện áp xoay chiều ba pha tải mắc hình sao	101
4.3.2. Ba trường hợp điều khiển sóng ra	103

Chương 5 : NGHỊCH LƯU VÀ BIẾN TẦN

5.1 Bộ nghịch lưu một pha.....	112
5.1.1. Bộ đổi điện cơ bản.....	112
5.1.2. Bộ nghịch lưu bán cầu	113
5.1.3. Bộ nghịch lưu cầu.....	115
5.1.4. Bộ đổi điện song song	118
5.1.5. Kỹ thuật điều khiển điện thế bộ đổi điện.....	119
5.1.6. Bộ đổi điện tạo sóng sin	124
5.2 Nghịch lưu ba pha.....	127
5.2.1. Bộ nghịch lưu áp sáu tia tải mắc hình sao	127
5.2.2. Bộ nghịch lưu áp sáu tia tải mắc hình tam giác.....	136
5.2.3. Tải cảm kháng R, L, trường hợp dẫn 180° mắc tam giác.....	139
5.3 Bộ biến tần	141

5.3.1. Biến tần trực tiếp một pha	141
5.3.2. Biến tần ba pha	145
5.4 Bộ biến tần gián tiếp	149
5.4.1. Biến tần áp	149
5.4.2. Biến tần dòng.....	154
5.5 Giới thiệu một số biến tần công nghiệp.....	157