

II.4 HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VÒNG KÍN:

1. Bài toán điều khiển BBĐ:

Ngoài tính cách là một hệ thống tự động (HTTĐ) - yêu cầu đảm bảo chất lượng ngõ ra trong chế độ tĩnh (xác lập) và động (quá độ), BBĐ còn có hai bài toán quan trọng sau:

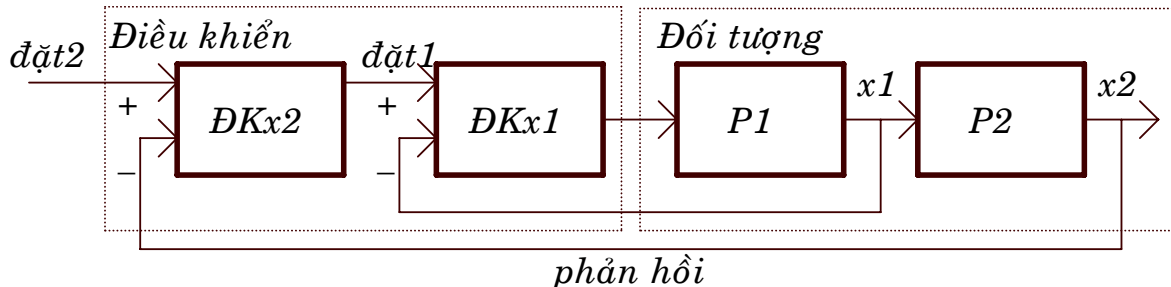
- Dòng điện qua BBĐ hay các đại lượng của tải phụ thuộc dòng điện (như momen của động cơ một chiều) phải được hạn chế không vượt quá giá trị cho phép.

- Điều khiển quá trình khởi động và dừng BBĐ.

Một cách tổng quát, lý thuyết ĐKTD có thể được sử dụng để giải các bài toán trên. Tuy nhiên, ta thường gặp ở các BBĐ công nghiệp một sơ đồ điều khiển vòng kín giống nhau, đó là hệ thống điều khiển (HTĐK) nhiều vòng. HTĐK này còn gọi là điều khiển trạng thái hay tọa độ vì các biến cần ĐK cũng là các biến trạng thái của HT – cũng là các tọa độ của mặt phẳng pha mô tả HT.

Các vấn đề của HTĐK được khảo sát trong mục này có thể được dùng cho các bộ nguồn DC với các tải khác nhau, từ cấp điện cho mạch điện tử hay điện phân đến điều khiển động cơ trong chương sau.

2. HTĐK tọa độ:



Hình II.4.1

Hệ thống điều khiển tọa độ có sơ đồ khối như hình II.4.1, bao gồm:

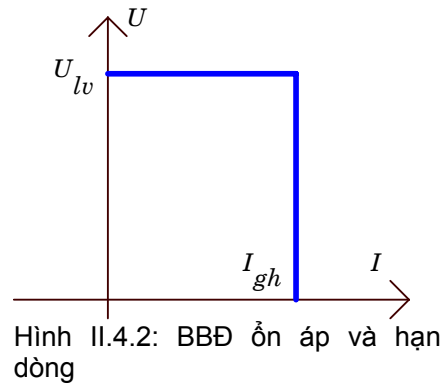
- đối tượng điều khiển là nhiều khối quán tính nối tiếp (trên hình là hai khối nối tiếp P1 và P2), thường là BBĐ (ngõ vào là tín hiệu điều khiển), tải của nó và các máy sản xuất. Ngõ ra của các khối này sẽ là những thông số cần điều khiển, thường là các biến trạng thái của đối tượng điều khiển, ở hình trên là x_1, x_2 .

- Bộ điều khiển hay hiệu chỉnh (HC) nối tiếp có số lượng bằng số khối của đối tượng, có phản hồi âm là các biến trạng thái của đối tượng, thường được gọi là bộ điều khiển các biến tương ứng. Ngõ ra của bộ HC vòng ngoài là tín hiệu đặt cho vòng trong. Vậy ta đã có HTĐK hai vòng trên hình II.4.1 và nếu đối tượng có n khối nối tiếp tương ứng n biến trạng thái cần điều khiển, HT sẽ có n vòng với n bộ hiệu chỉnh nối tiếp.

HTĐK tọa độ cho phép điều khiển được cùng lúc các biến trạng thái x_1, x_2, \dots trong quá độ cũng như xác lập. Chất lượng quá độ (động học) của HT được đảm bảo bằng quá trình hiệu chỉnh các vòng và chất lượng tĩnh (xác lập) của các biến trạng thái có được khi các tín hiệu đặt của chúng không đổi (điều này xảy ra khi bộ HC vòng ngoài bảo hòa).

HTĐK tọa độ còn là cơ sở cho việc ứng dụng các BBĐ (có bộ hiệu chỉnh bên trong) vào công nghiệp, người sử dụng sẽ thay đổi các thông số bộ hiệu chỉnh để ứng dụng có chất lượng mong muốn.

Ví dụ: Với bộ nguồn DC, hai biến trạng thái cần điều khiển là dòng điện $I = x_1$ (vòng trong) và điện áp $V = x_2$ (vòng ngoài). Đây là 2 thông số của mặt phẳng tải cho biết sự làm việc của BBD như hình II.4.2. Bình thường, vòng điều khiển ngoài giữ áp ra ổn định ở giá trị U_{lv} . Khi tải tăng, áp ra giảm làm tăng sai lệch vòng ngoài, bộ điều khiển áp tăng tín hiệu đặt cho bộ điều khiển dòng của vòng trong: dòng, áp tải tăng cho đến khi bộ điều khiển áp bảo hòa. HT sẽ làm việc trên đặc



Hình II.4.2: BBD ổn áp và hạn dòng

tính hạn dòng $I = I_{gh}$ vì tín hiệu đặt của bộ điều khiển dòng không thay đổi. Vậy bộ nguồn DC bình thường giữ ổn định áp ra ở giá trị làm việc $V = U_{lv}$ và hạn chế dòng ở giá trị $I = I_{gh}$ khi bị quá tải.

3. Hiệu chỉnh HT hệ thống điều khiển tọa độ:

Một cách tổng quát, để có thể điều khiển được n biến trạng thái như đã giới thiệu ở mục 1., ta có thể tính toán hiệu chỉnh lần lượt n vòng từ trong ra ngoài bằng những kỹ thuật của ĐKTĐ. Tuy nhiên, với cách nhìn thực tế, trong phần này ta sẽ mô tả một thuật toán đơn giản, có thể dùng cho hầu hết các BBD công nghiệp.

Quá trình chỉnh định thông số các bộ hiệu chỉnh làm sẵn của BBD dùng trong công nghiệp cũng tiến hành tương tự: tiến hành chỉnh định các vòng từ trong ra ngoài.

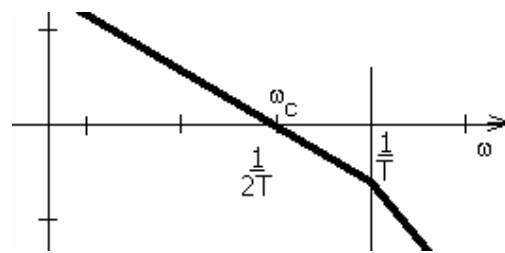
Với nhận xét là hầu hết các đối tượng công nghiệp bao gồm các khối quán tính (chỉ có cực ở phần âm trục hoành), HTĐK nhiều vòng có thể sử dụng bộ hiệu chỉnh PID với phương pháp khử cực – zero để đưa hệ thống về các kiểu mẫu (model) với chất lượng biết trước.

a. Hai HT mẫu (model):

- HT Tối ưu module: Hàm truyền vòng hở phản hồi đơn vị sau hiệu chỉnh có dạng:

$$W_h(s) = \frac{1}{2 \cdot T \cdot s \cdot (T \cdot s + 1)}$$

HT vô sai với ngõ vào hàm nấc, có dự trữ pha 65° , dự trữ biên là vô cùng (giản đồ Nyquist không cắt trục thực). Quá trình quá độ có dạng bậc hai tới hạn, vọt lố POT = 4.3%, thời gian lên $4.7T$ và thời gian đạt 95% biên độ xác lập là $7T$.

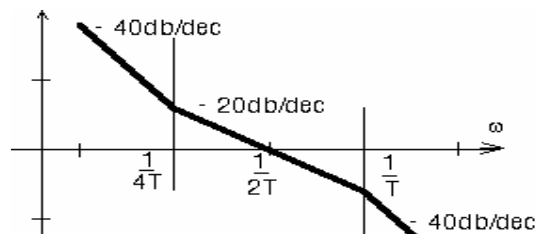


Hình II.4.3 Giản đồ Bode W_h của HT tối ưu module

HT tối ưu module là khối cơ sở, cho phép thực hiện algorit hiệu chỉnh PID cho HTĐK tọa độ (nhiều vòng).

- Tối ưu đối xứng: Hàm truyền vòng hở phản hồi đơn vị sau hiệu chỉnh có dạng:

$$W_h(s) = \frac{(4 \cdot T \cdot s + 1)}{8 \cdot T^2 \cdot s^2 \cdot (T \cdot s + 1)}$$



Hình II.4.4: Giản đồ Bode W_h của HT đối xứng

Giản đồ Bode hình II.4.4 có hai điểm gãy đối xứng qua điểm cắt trục hoành ω_c .

HT vô sai với ngõ vào hàm dốc, có dự trữ pha 36° , dự trữ biên vô cùng, vọt lố POT = 43% , thời gian lên là 3 T, thời gian quá độ là 14.6 T .

HT tối ưu đối xứng là kết quả của khâu hiệu chỉnh có tích phân một đối tượng có khâu tích phân ở ngõ ra, nhờ đó hệ thống sẽ không sai số theo nhiễu.

Để giảm vọt lố, cần sử dụng tín hiệu đặt là hàm dốc hay qua khâu quán tính.

b. Hiệu chỉnh PID (vi tích phân tỉ lệ):

- PID đơn giản, dễ thực hiện bằng mạch điện tử và chương trình số, rất hay gặp trong công nghiệp:

$$HC = K_p + K_i / s + K_d s = \frac{(T_a s + 1)(T_b s + 1)}{T_i s} \text{ trong đó:}$$

K_p, K_i, K_d : là các hệ số khuếch đại tương ứng với các khâu tỉ lệ, tích phân, vi phân, các hệ số có thể bằng 0 tương ứng với điều khiển P, PD, I, PI.

T_a, T_b, T_i là các thời hằng. => PID có hai zero và một cực ở gốc tọa độ. Theo nguyên lý khử cực – zero, các zero dùng để loại bỏ các cực không mong muốn và tích phân nhằm triệt tiêu sai số xác lập, T_i xác định đặc tính quá độ mong muốn.

d. Ví dụ hiệu chỉnh:

- Đối tượng bậc 2 có và không có tích phân:

$$W = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad \text{Hiệu chỉnh PI để có tối ưu module} \quad T_1 > T_2$$

$$W = \frac{K}{s(T_2 s + 1)} \quad \text{Hiệu chỉnh PI để có tối ưu đối xứng và P để có tối ưu module}$$

- Đối tượng bậc 3 có và không có tích phân:

$$W = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \quad \text{Hiệu chỉnh PID để có tối ưu module} \quad T_1 > T_2 > T_3$$

$$W = \frac{K}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad \text{Hiệu chỉnh PID để có tối ưu đối xứng, và PD để có tối ưu module}$$

Nhận xét:

- Các vòng trong chỉ có thể hiệu chỉnh thành tối ưu module để có thể hiệu chỉnh tiếp các vòng ngoài. Việc chọn kiểu mẫu cho hiệu chỉnh vòng ngoài phụ thuộc vào đặc tính quá độ mong muốn của HT.
- Với bộ hiệu chỉnh PID, ta chỉ có thể khử được 2 zero, do đó mẫu số hàm truyền đối tượng cần đưa về bậc 3 kể cả tích phân.

d. Các hàm truyền gần đúng:

Như đã khảo sát ở trên, để có thể thực hiện việc hiệu chỉnh hệ thống nhiều vòng theo nguyên lý khử cực – zero, đối tượng bị giới hạn ở bậc 3 và chỉ có cực trên trục thực, ta cần phải sử dụng một số quan hệ gần đúng, dựa vào cơ sở là đặc tính pha hai HT có cùng giá trị trong vùng khảo sát như sau:

- Xấp xỉ hàm truyền vòng kín HT tối ưu module về quán tính bậc 1 để có thể tiếp tục

hiệu chỉnh các vòng ngoài theo nguyên lý khử cực – zero. Hàm truyền vòng kín HT tối ưu module được thay bằng hàm truyền tương đương như sau:

$$W_k = \frac{W_h}{1+W_h} = \frac{1}{2T.s(T.s+1)+1} \approx \frac{1}{2T.s+1}$$

- Thu gọn các khâu quán tính có hằng số thời gian bé về khâu tính để giảm bậc mẫu số các hàm truyền đối tượng có bậc > 4:

$$W_h = \frac{K}{(T_1.s+1)(T_2.s+1)\prod_n (T_n.s+1)} \approx \frac{K}{(T_1.s+1)(T_2.s+1)(\sum_n T_n.s+1)}$$

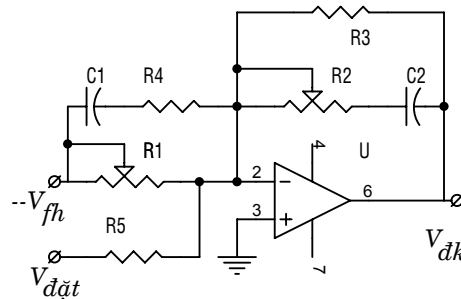
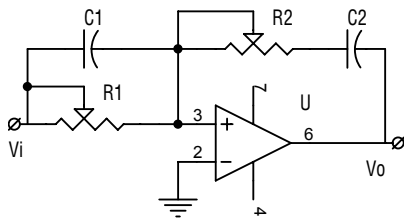
trong đó T_n là các thời

hằng bé.

Tương tự, khâu trễ thời gian T cũng tương đương với khâu tính bậc 1 thời hằng T.

3. Các mạch điện thường dùng:

a. Bộ hiệu chỉnh PID dùng 1 OPAM:

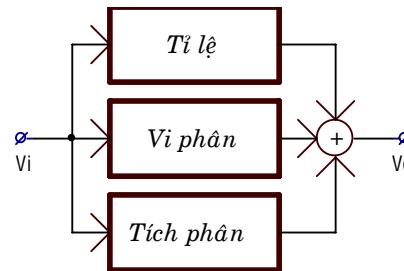


Hình II.4.5 (a) Sơ đồ lý thuyết bộ hiệu chỉnh PID

(b) Sơ đồ thực tế: PID --> sớm trễ pha, chỉ có vi phân ở đường phản hồi.

b. Bộ hiệu chỉnh PID dùng 4 OPAM:

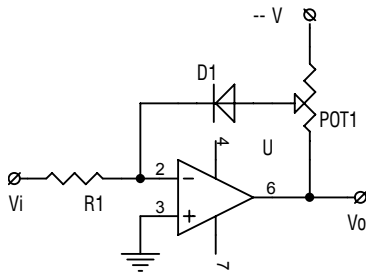
Hình II.4.5.c (Xem tài liệu ĐKTTĐ) Cho phép chỉnh độc lập từng thành phần PID.



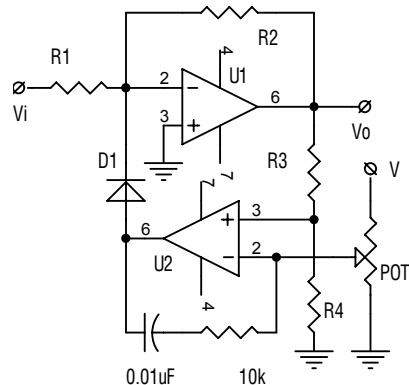
(c)

c. Mạch hạn chế biên độ:

Vì ngõ ra của bộ hiệu chỉnh vòng ngoài là tín hiệu đặt của bộ hiệu chỉnh vòng trong, mức bảo hòa của bộ hiệu chỉnh vòng ngoài sẽ xác định giới hạn của biên độ ngõ ra của vòng trong. Các mạch thay đổi mức bảo hòa (hạn chế biên độ) ngõ ra ĐKTT thường dùng.



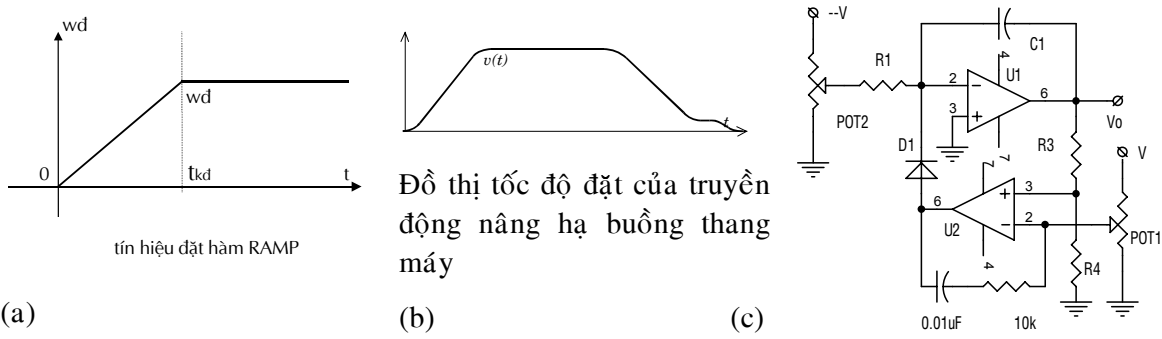
Hình II.4.6 (a) Mạch hạn chế biên độ ngõ ra dùng diod (bảo hòa ở $V1 > 0$)



Hình II.4.6 (b) Mạch dùng ĐKTT phụ

d. Mạch tạo hàm dốc (RAMP):

Khi tín hiệu đặt của các BĐĐ là hàm nấc, HT luôn có vọt lố ngỏ ra khá cao do sai số quá lớn ban đầu, nhất là khi sử dụng kiểu mẫu tối ưu đối xứng. trong công nghiệp, tín hiệu Hình II.4.7



(a)

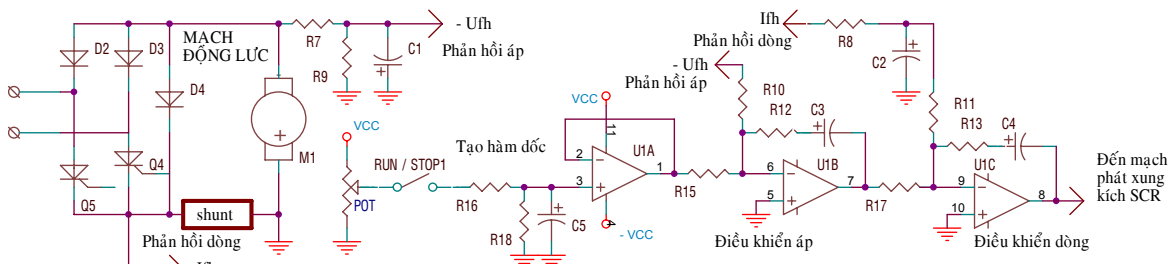
(b)

(c)

đặt thường có dạng hàm dốc, hay ít ra là hàm mũ $(1 - e^{-t/T})$ của mạch nạp tụ. Ở những hệ thống điều khiển các chuyển động có người như ở thang máy, không chỉ tín hiệu đặt mà các đạo hàm của nó cũng cần liên tục để tránh gia tốc và độ giật lớn, tạo cảm giác an toàn, thoải mái cho người sử dụng. Hình II.4.7 cho ta một mạch điện tạo hàm dốc dùng hai KĐTĐT.

e. Ví dụ sơ đồ điều khiển vòng kín:

Mạch điều khiển vòng kín (được đơn giản hóa) HT điều khiển áp, dòng động cơ DC:

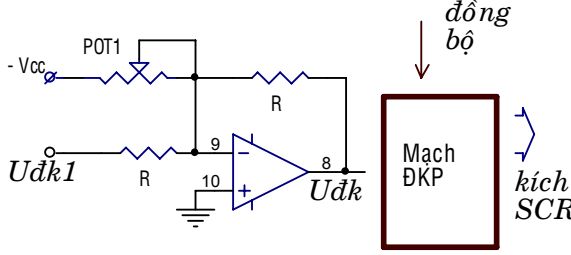


Hình II.4.8

Có thể nhận xét sơ đồ vòng kín này có thể dùng cho bộ nguồn DC với các tải khác nhau, khi thay thế U_{th} bằng ngõ ra cần điều khiển.. Để ý các mắc lọc hình T ở các đường phản hồi làm phẳng các nhấp nhô dòng, áp trên tải và cách sử dụng khuếch đại đảo dấu dùng KĐTĐT.

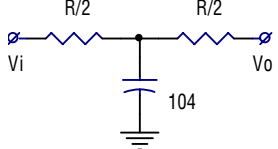
Nếu ta dùng mạch phát xung kích SCR với đồng bộ rằng cửa có góc điều khiển pha $\alpha = 0$ khi $U_{dk} = 0$, giữa bộ hiệu chỉnh và mạch phát xung cần có bộ dời mức sao cho $U_{dk} = 0$ tương ứng ngõ ra bộ hiệu chỉnh dòng là cực đại: $U_{dk} = -(U_{dk1} - V_{cc})$

Khi $U_{dk1} \rightarrow V_{cc}$, $U_{dk} \rightarrow 0$



Hình II.4.9 mạch dời mức

Loc nhiễu và cách ly: Trong Hình II.4.8, các bộ lọc hình T dùng RC lọc nhiễu ở đầu vào và cách ly giữa các tầng để chống các khả năng cài hay dao động của khuếch đại thuật toán.



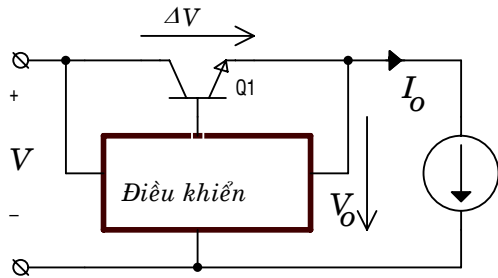
Hình II.4.10: Lọc T giữa các tầng: điện trở R

tách làm đôi, thêm vào tụ điện 0.1 uF

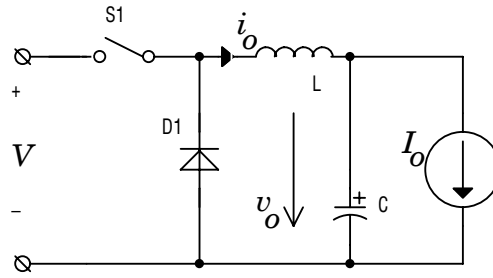
II.5 BỘ NGUỒN XUNG (SWITCHING POWER SUPPLY): (sơ đồ khối 2 mục I.1)

Khác với các bộ nguồn SCR có tần số là việc tối đa vài trăm Hz, các bộ nguồn xung sử dụng transistor đóng ngắt ở hàng chục hay trăm KHz cho phép giảm kích thước, giá thành hệ thống, mạch lọc có trị số bé khi tải cần áp ra phẳng. Do đó, chúng thích hợp với tải cần áp ra phẳng và vì vậy trong mục này, các sơ đồ đều có bộ lọc LC ngõ ra mặc dù không phải tải nào cũng cần đến chúng.

1. Sơ đồ ổn áp đóng ngắt thay thế ổn áp tuyến tính:



Hình II.5.1 Ổn áp tuyến tính



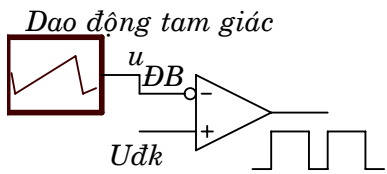
Hình II.5.2 Ổn áp đóng ngắt

BBD áp một chiều làm việc ¼ mặt phẳng tải + lọc LC tải có thể thay thế các ổn áp tuyến tính quen thuộc với các đặc điểm:

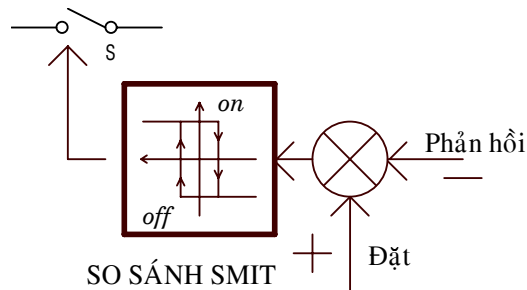
- Ưu: hiệu suất cao, kích thước bé, giá hạ khi công suất đủ lớn.
- Nhược: có nhấp nhô áp ra, mạch điều khiển phức tạp.

Hai nguyên lý điều khiển:

- Điều rộng xung (cần điều khiển vòng kín để ổn định ngõ ra).
- Dùng so sánh có trễ , áp ra dao động quanh giá trị đặt nhưng tần số làm việc thay đổi theo tải.



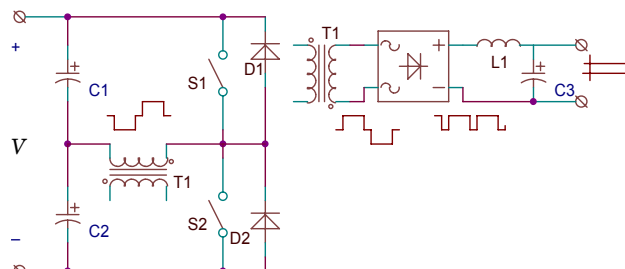
Hình II.5.3 (a) Nguyên lý điều rộng xung , (b) So sánh có trễ (Smit trigger)



2. Sơ đồ bộ nguồn dùng nghịch lưu:

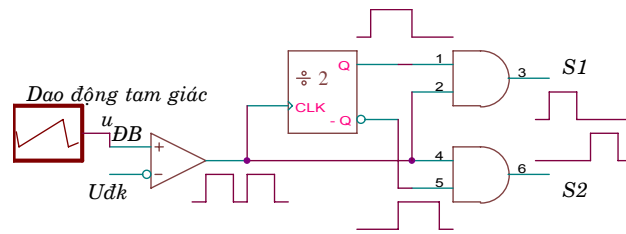
Để tăng hiệu quả của bộ nguồn xung, người ta dùng biến áp tăng (giảm) áp tần số cao với việc đưa bộ đóng ngắt ra phía trước, trở thành bộ nghịch lưu 1 pha điều rộng xung như hình II.5.4.a.

Áp ra sau chỉnh lưu thứ cấp có dạng điều rộng xung như trước.



Hình II.5.4 (a) mạch động lực (phần nghịch lưu)

Sơ đồ điều khiển có dạng hình bên, gồm bộ điều rộng xung làm việc ở tần số ngõ ra, dùng T FF (chia 2) để tách ra hai xung luân phiên (đẩy kéo) đóng ngắt hai ngắt điện.



(Xem tài liệu tham khảo về vi mạch TL 494)

(b) mạch điều khiển điều rộng xung đẩy kéo (dùng điều khiển nghịch lưu trong cấp điện đóng ngắt)

3. Thiết kế bộ nguồn xung dùng nghịch lưu:

a. Mạch động lực bộ nghịch lưu:

Ví dụ tính toán gần đúng: Tính toán mạch động lực bộ cấp điện dùng nghịch lưu (sơ đồ ½ cầu hình II.5.4.a), Ngõ ra 5 V / 20 A, ngõ vào 260 VDC.

- Chọn tần số ngõ ra 20 KHz, độ rộng xung tương đối $\alpha = t_{on}/T = 0.5$.

=> biên độ áp thứ cấp $5/0.5 = 10$ V. (c) Dạng dòng, áp

Giả sử diod cầu sụt áp tổng 0.6 V (dùng diod Schotky), biên độ thứ cấp biến áp là $10 + 0.6 = 10.6$ V.

=> tỉ số biến áp $260 / (2 * 10.6) = 12.3$.

Phân tích dạng dòng, => trị trung bình dòng qua L1 cũng chính là dòng tải I_o , giả sử dòng qua Diod là phẳng, biên độ của nó cũng là $I_o = 20$ A.

Chọn dòng trung bình qua D là $k_{at} \cdot I_o = 1.5 * 20 = 30$ A; áp qua D > 10 V, chọn 25 V, loại Schotky.

Hiệu dụng cuộn dây thứ cấp $20/\sqrt{2} = 14$ A, hiệu dụng cuộn dây sơ: $14 / 12.3 = 1.2$ A

Chọn ngắt điện nghịch lưu theo biên độ dòng qua nó, bằng $20 / 12.3 = 1,6$ A => Ngắt điện 5 A / 600 V.

b. Tính toán mạch lọc:

Khai triển Fourier dạng sóng điều rộng xung, giả sử dòng tải BBĐ là liên tục:

$$V_n = \frac{\sqrt{2}V}{n\pi} \sqrt{1 - \cos n\omega t_{on}}; \quad \theta_n = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\sin n\omega t_{on}}{1 - \cos n\omega t_{on}} \right] \text{ hay}$$

$$V_n = \frac{\sqrt{2}V}{n\pi} \sqrt{1 - \cos n2\pi\alpha}; \quad \theta_n = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\sin n2\pi\alpha}{1 - \cos n2\pi\alpha} \right]$$

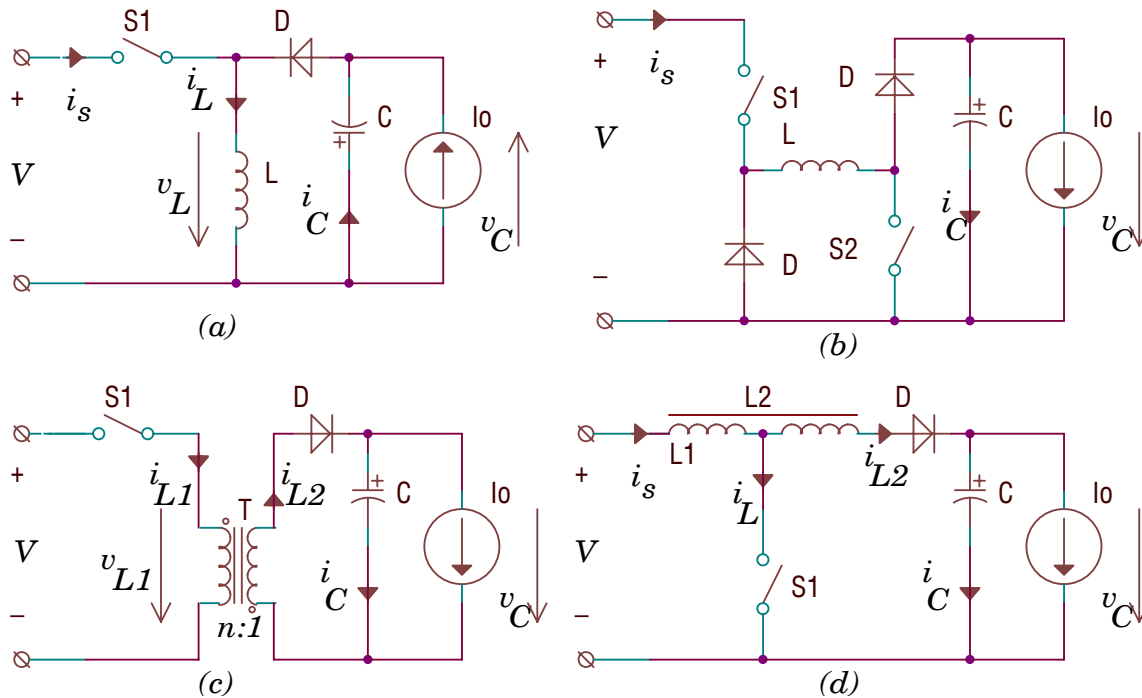
độ rộng xung tương đối $\alpha = t_{on}/T$, V_n là biên độ sóng hài bậc n . LC mạch lọc được tính như đã ví dụ ở phần chỉnh lưu. Để ý tải được xem là nguồn dòng để đơn giản các phương trình.

4. Khảo sát bộ biến đổi áp một chiều loại FLYBACK:

Bộ biến đổi áp một chiều xếp vào loại flyback khi chu kỳ hoạt động gồm hai pha:

Pha 1: Ngắt điện đóng (ON). Cuộn dây được nạp năng lượng từ nguồn, tải sử dụng năng lượng tích trữ trong tụ điện song song (tụ lọc ngõ ra).

Pha 2: Ngắt điện ngắt (OFF). Cuộn dây chuyển (phóng) năng lượng qua tải và nạp năng lượng vào tụ điện.



Hình II.5.5: Các sơ đồ BBD dạng Flyback:

Như vậy, nguyên tắc hoạt động bộ biến đổi loại FLYBACK đối nghịch với các bộ băm điện áp (chopper), khi tải được nối nguồn khi ngắt điện đóng (ON) và sử dụng năng lượng tích trữ khi ngắt điện khóa.

Có 4 sơ đồ được trình bày trên hình II.5.5:

- (a) : Bộ biến đổi đảo cực tính: được dùng cho khảo sát cơ bản vì có số phần tử là ít nhất.
- (b) Sơ đồ tăng giảm áp.
- (c) Sơ đồ tăng giảm áp có biến áp.
- (d) Sơ đồ tăng áp.

Sơ đồ (a) có số phần tử ít nhất, (b) có cùng hoạt động với (a) nhưng không đảo cực tính, (c) tương tự nhưng sử dụng biến áp và (d) tăng áp.

a. Khảo sát sơ đồ căn bản: [Hình II.5.5 (a)]

Để khảo sát gần đúng, ta giả thiết các điện áp, dòng điện đều biến thiên tuyến tính, điều này có thể đạt được khi:

- Chu kỳ đóng ngắt T rất bé với chu kỳ của mạch cộng hưởng LC (bằng $2\pi\sqrt{LC}$).
- Tải là nguồn dòng I_o , chính là giá trị trung bình của dòng tải khi bỏ qua các nhấp nhô .

Các giả thiết này cũng được sử dụng trong các phần khảo sát tiếp theo.

Xem hình II.5.6 trình bày các dạng áp, dòng của mạch ở chế độ tựa xác lập, khi các

tín hiệu thay đổi có chu kỳ.

- Khi $0 < t < t_{ON}$: S1 đóng.

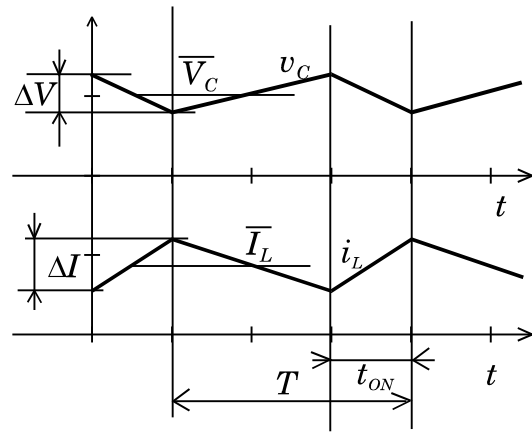
L nạp năng lượng từ nguồn:

$$V = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow i_L = \frac{V}{L}t + I_{bd}$$

I_{bd} là giá trị ban đầu, khi $t = 0$

$$t = t_{on} : i_L(t_{on}) = \frac{V}{L}t_{on} + I_{bd}$$

$$\Rightarrow \Delta I = \Delta I_L = i_L(t_{on}) - I_{bd} = \frac{V}{L}t_{on} < \text{II.5.1} >$$



Hình II.5.6: Dạng áp, dòng BBD hình II.5.5.a

Diod D không dẫn điện vì phân cực ngược: anod có điện thế âm trong khi catod dương.

C phóng điện qua tải:

$$I_o = -C \frac{dv_C}{dt} \Rightarrow v_C = -\frac{I_o}{C}t + V_{bd} \quad V_{bd} \text{ là giá trị ban đầu, khi } t = 0$$

$$t = t_{on} : v_C(t_{on}) = -\frac{I_o}{C}t_{on} + V_{bd} \Rightarrow \Delta V = \Delta V_C = V_{bd} - v_C(t_{on}) = \frac{I_o}{C}t_{on} < \text{II.5.2} >$$

- Khi $t > t_{ON}$: S1 ngắt, dòng qua cuộn dây không thể mất đi vì nó biểu hiện năng lượng tích trữ trong cuộn dây, khép mạch qua D, phóng điện qua C và tải:

$$i_L = I_o + i_C = I_o + C \frac{dv_C}{dt} ; \quad v_L = -v_C = L \frac{di_L}{dt}$$

Gọi \bar{I}_L là trị trung bình dòng qua L, \bar{V}_C trị trung bình áp qua C, cũng là trị trung bình áp trên tải.

$$\text{Lấy trung bình hai vế phương trình trên : } \bar{I}_L = I_o + C \frac{\Delta V_C}{\Delta t} ; \quad \bar{V}_C = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t}$$

Thế các giá trị ΔI_L , ΔV_C vào, để ý $\Delta t = T - t_{on}$, ta nhận được:

$$\bar{V}_C = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} V ; \quad \bar{I}_L = \frac{T}{T - t_{on}} I_o < \text{II.5.3} >$$

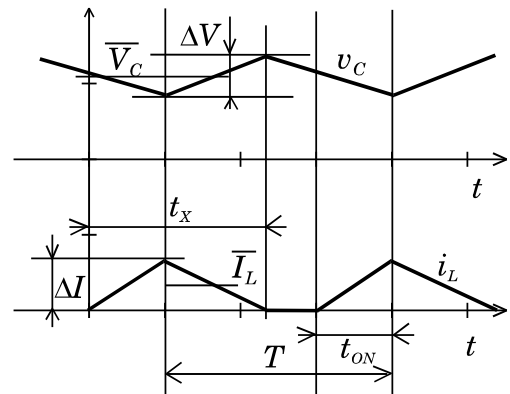
Như vậy, dòng qua cuộn dây i_L thay đổi tuyến tính trong khoảng $\bar{I}_L - \frac{\Delta I}{2}, \bar{I}_L + \frac{\Delta I}{2}$, áp v_C trên tụ C thay đổi trong khoảng $\bar{V}_C - \frac{\Delta V}{2}, \bar{V}_C + \frac{\Delta V}{2}$. Áp ra có thể lớn hay bé hơn áp nguồn phụ thuộc t_{ON}/T , nhấp nhô áp ra chỉ phụ thuộc dòng tải I_o và tụ lọc C, nhấp nhô dòng ra phụ thuộc áp vào V và cuộn dây L.

Trường hợp dòng gián đoạn:

Giả sử ta giữ t_{ON} không đổi khi giảm I_o . ΔI không đổi trong khi \bar{I}_L giảm theo I_o . Dòng i_L không đổi dạng nhưng biên độ thấp dần. Khi $\bar{I}_L = \frac{T}{T - t_{on}} I_o \leq \frac{\Delta I}{2}$ ta có trường hợp dòng qua L gián đoạn (hình II.5.7):

Trong khoảng t_{ON} , dòng qua L được nạp từ 0 đến giá trị cực đại. Khi S1 khóa, L phóng điện qua tải và C nhưng dòng sẽ về 0 trước khi S1 đóng trở lại.

Gọi t_x là thời gian có dòng qua L. Thời gian L



nạp năng lượng vẫn như cũ: $\Delta I = \frac{V}{L} t_{on}$, nhưng thời

Hình II.5.7: Dạng áp, dòng BBĐ hình 4.8.a khi dòng gián đoạn

gian tải sử dụng năng lượng tích trữ trong tụ tăng lên, theo hình 3, bằng $(T - t_x + t_{on})$ và nhấp nhô áp $\Delta V = \frac{I_o}{C} (T - t_x + t_{on})$.

Thời gian L phóng năng lượng thay đổi, bằng $\Delta t = (t_x - t_{on})$ làm cho các quan hệ điện áp và dòng trung bình thay đổi:

$$\overline{V_C} = \frac{t_{on}}{t_x - t_{on}} V; \quad \overline{I_L} = I_o + C \frac{\Delta V}{t_x - t_{on}} = I_o \left(1 + \frac{T - (t_x - t_{on})}{t_x - t_{on}} \right) = I_o \left(\frac{T}{t_x - t_{on}} \right) \quad <II.5.4>$$

khi dòng gián đoạn, $\overline{I_L} = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow \frac{V}{2L} t_{on} = I_o \left(\frac{T}{t_x - t_{on}} \right) \Rightarrow t_x = t_{ON} + \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{V} \frac{T}{t_{on}}$

Nhận xét là khi dòng gián đoạn, trị số trung bình của áp ra tăng, theo lý thuyết sẽ đến vô cùng khi I_o bằng 0 (mạch không tải). Có thể giải thích hiện tượng này là do năng lượng chỉ có thể truyền một chiều: nguồn \rightarrow cuộn dây \rightarrow tụ ngõ ra và áp trên tụ sẽ tăng đến vô cùng theo năng lượng nạp vào. Trong thực tế, luôn luôn có tổn hao trong mạch, tổn hao này tăng theo điện áp và ngay khi không tải, năng lượng nạp vào sẽ cân bằng với tổn hao ở một giá trị hữu hạn của áp ra.

Một nhận xét khác là giữa trường hợp i_L phóng điện qua tải, nạp điện cho C và $i_L = 0$ còn có trường hợp C và L cùng cung cấp dòng cho tải. Do đó các tính toán trên chỉ là gần đúng.

2. Các sơ đồ khác:

a. Sơ đồ hình II.5.5(b): Hoạt động hoàn toàn giống như sơ đồ căn bản hình 1.(a) nhưng áp ra không đảo dấu. S1 và S2 được điều khiển bằng cùng tín hiệu, đóng mạch để nạp năng lượng vào cuộn dây và khi ngắt, cuộn dây sẽ phóng điện qua hai diod D1 và D2, cung cấp dòng nạp tụ và cho tải I_o . Cách nối này còn giảm điện áp đặt vào ngắt điện ở trạng thái khóa so với sơ đồ II.5.5(a).

b. Sơ đồ hình II.5.5 (c): Là sơ đồ thường gặp nhất trong các bộ nguồn. Biến áp T có hai nhiệm vụ: cách ly nguồn và tải, làm cuộn dây tích trữ năng lượng cho bộ biến đổi. T là biến áp không bảo hòa, tỉ số vòng dây sơ/thứ là n , L1 và L2 lần lượt là tự cảm cuộn dây sơ và thứ cấp.

Với cùng giả thiết của khảo sát sơ đồ căn bản, các kết quả nhận được cũng có dạng tương tự. Ta có các quan hệ của biến áp:

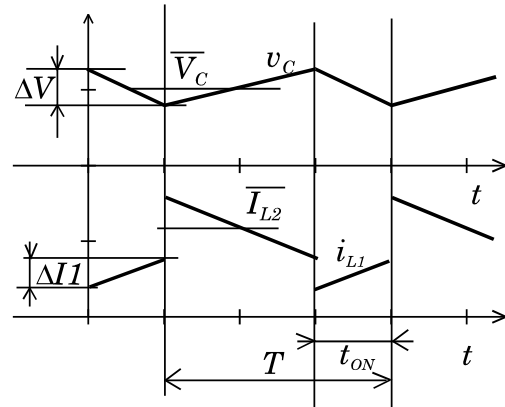
$$n^2 L_2 = L_1; \quad n I_{L1} = I_{L2}; \quad v_{L1} = n \cdot v_{L2}$$

- Khi S1 đóng: $0 < t < t_{on}$ L1 được nạp năng lượng, dòng i_{L1} tăng; C xả qua tải, áp giảm:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V}{L_1} t_{on}; \quad \Delta V_C = \Delta V = \frac{I_o}{C} t_{on} \quad <II.5.5>$$

- Khi S1 ngắt: $t_{on} < t < T$, lưu ý giả thiết dòng liên tục:

$i_{L2} = I_o + i_C$ và $v_{L1} = n v_{L2} = n v_C$, thế các giá trị tương ứng và lấy trung bình:



Hình II.5.8: Dạng áp, dòng BBĐ hình II.5.5(b)

$$n \cdot i_{L1} = i_{L1} = I_o + C \frac{dv_C}{dt} \Rightarrow n \cdot \overline{I_{L1}} = I_o + \frac{\Delta V}{\Delta t} \Rightarrow \overline{I_{L1}} = \frac{1}{n} \left(\frac{T}{T-t_{on}} \right) I_o \quad <II.5.6>$$

$$v_C = v_{L2} = L2 \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{L2}{n} \frac{di_{L1}}{dt} \Rightarrow \overline{V_C} = \frac{L2}{n} \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \Rightarrow \overline{V_C} = \frac{1}{n} \left(\frac{t_{on}}{T-t_{on}} \right) V$$

Biểu thức tính giá trị trung bình các áp ra và dòng qua cuộn dây giống như trường hợp căn bản nhưng có thêm tỉ số biến áp n .

Nhấp nhô dòng tỉ lệ nghịch với giá trị tự cảm cuộn dây, nhưng cần lưu ý là các tự cảm không được lớn quá để biến áp bị bão hòa, khi mà dòng nạp cuộn dây chính là dòng từ hóa cho biến áp. Khảo sát trường hợp dòng gián đoạn cũng nhận được những kết quả tương tự.

c. Sơ đồ tăng áp hình II.5.5.(d):

Khi biến áp T nối ở dạng tự ngẫu, tỉ số $1:n$ và nối tiếp với áp vào, ta nhận được sơ đồ tăng áp. Các thông số: $L2 = n^2 L1$; $I_{L1} = n I_{L2}$; $n \cdot v_{L1} = v_{L2}$. Chứng minh tương tự và để ý khi S1 ngắt, cuộn dây phóng điện:

$$\text{ta có : } v_C = V + v_{L2} \Rightarrow \overline{V_C} = V + n L2 \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \Rightarrow \overline{V_C} = V [1 + n \left(\frac{t_{on}}{T-t_{on}} \right)] \quad <II.5.7>$$

$$\text{Ta cũng có : } \Delta I_{L1} = \frac{V}{L1} t_{on} ; \Delta V_C = \Delta V = \frac{I_o}{C} t_{on}$$

$$\text{và trị trung bình dòng điện cuộn dây trong pha nạp điện } \overline{I_{L1}} = n \frac{T}{T-t_{on}} I_o$$

3. Khi bộ biến đổi có nhiều ngõ ra:

(hình 4.12)

Các bộ nguồn xung thường cần nhiều cấp điện áp ở ngõ ra, có thể cách điện với nhau như ở hình 5. Sơ đồ thường dùng biến áp có nhiều cuộn thứ cấp.

Giả sử biến áp có một cuộn sơ cấp và n cuộn thứ cấp.

Các cuộn dây có thông số $n, L; n_1, L_2; \dots; n, L$ là thông số của cuộn sơ cấp.

Các tự cảm quan hệ với nhau:

$$\frac{L}{(n)^2} = \frac{L1}{(n_1)^2} = \frac{L2}{(n_2)^2} = \frac{L3}{(n_3)^2} = \dots$$

$$\text{quan hệ các điện áp cảm ứng: } \frac{V}{n} = \frac{V1}{n_1} = \frac{V2}{n_2} = \frac{V3}{n_3} = \dots ;$$

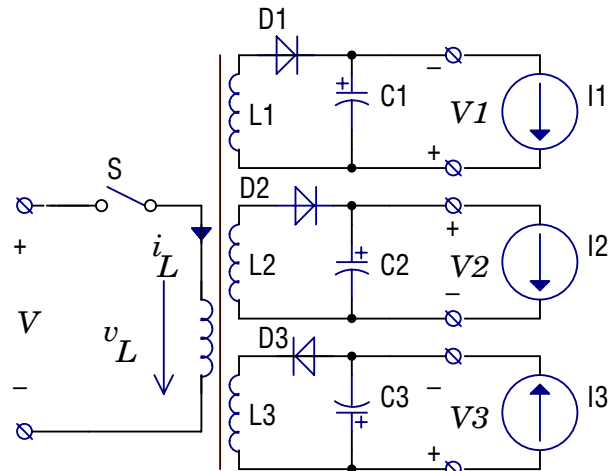
$$\text{và dòng điện trên cuộn dây } nI = \sum_i n_i I_i$$

Từ đó, suy ra ở chế độ dòng liên tục với i là chỉ số cuộn dây:

$$\text{- nhấp nhô áp ở mỗi cuộn dây thứ cấp: } \Delta V_{Ci} = \frac{I_i}{C_i} t_{on} ;$$

$$\text{- nhấp nhô dòng ở cuộn sơ cấp: } \Delta I_L = \frac{V}{L} t_{on}$$

$$\text{- Trung bình áp ra mỗi cuộn dây thứ cấp: } \overline{V_{Ci}} = \frac{n_i}{n} \left(\frac{t_{on}}{T-t_{on}} \right) V \quad <II.5.8>$$



Hình 4.12: BBD Fly back nhiều ngõ ra

- Trung bình dòng điện của cuộn sơ cấp: $\bar{I}_L = \frac{1}{n} \left(\frac{T}{T - t_{on}} \right) \sum_i n_i I_i$ <II.5.9>

Để ý là khi S1 ngắt, dòng điện chỉ cần phóng liên tục trên một cuộn dây thứ cấp là đảm bảo hệ thống làm việc ở chế độ dòng liên tục.

Lưu ý: Mặc dù chế độ dòng liên tục là cơ sở của khảo sát lý thuyết, các bộ nguồn thực tế đa số làm việc ở dòng gián đoạn. Để đảm bảo ổn định áp ra, cần có có phản hồi áp để chỉnh t_{ON} tự động. Tuy nhiên, các bộ nguồn flyback đều vẫn không thể làm việc ở chế độ không tải, và nhà sản xuất phải dùng một điện trở làm tải giả, để phòng trường hợp ngõ ra không tải hay tải quá bé.

Ví dụ II.5.1:

a. Cho sơ đồ hình II.5.5.(c), áp nguồn $V = 260$ volt, tần số đóng ngắt $f = 20$ KHz, tải định mức $V_o = 5$ volt, $I_o = 5$ ampe. Tính các thông số mạch để nhấp nhô áp ra $\Delta V = 20$ mV, nhấp nhô dòng qua ngắt điện ΔI bằng 50 % trị trung bình.

$T = 1/f = 50$ micro giây, chọn $t_{ON} = 0.6 T = 0.6 / 20000 = 30$ micro giây.

<II.5.2> suy ra $C = I_o * t_{ON} / \Delta V = 5 * 30 E -6 / 20 E -3 = 7.5 E -3 = 7500$ uF

<II.5.3> suy ra tỉ số biến áp $n = (V * t_{ON}) / [(T - t_{ON}) * V_o] = 78$ và trị trung bình dòng qua L (trong khoảng nạp điện)

$I_L = (I_o * T) / [(T - t_{ON}) * n] = (5 * 50) / [(50 - 30) * 78] = 0.16$ ampe

nhấp nhô dòng $\Delta I = 0.16 * 0.5 = 0.08$ ampe.

<II.5.2> => $L = (260 * 30 E -6) / 0.08 = 0.0975$ H.

Dòng cực đại qua ngắt điện S: $I_{max} = I_L + \Delta I / 2 = 0.20$ ampe

b. Với hệ thống tính được ở câu a., độ rộng xung tương đối bé nhất cho phép $t_{ON}/T = 0.1$, tính dòng tải tối thiểu để hệ thống có dòng liên tục lúc này:

$t_{ON} = 0.1 * 50 = 5$ micro giây.

Nhấp nhô dòng $\Delta I = 260 * 5 E -6 / 0.0975 = 0.0133$ ampe.

Để có dòng liên tục, trị tối thiểu $I_{min} = 0$ hay trung bình dòng qua sơ cấp biến áp I_L phải lớn hơn một nửa nhấp nhô dòng ΔI , bằng 0.00667 ampe và dòng tải tương ứng :

<II.5.3> => $I_o = I_L * n * (T - t_{ON}) / T = 0.00667 * 78 * (50 - 5) / 50 = 0.468$ ampe

Bài tập II.5.1: *Tính toán chính xác cho sơ đồ hình 4.8.a (sơ đồ cơ bản): Khảo sát chu kỳ tựa xác lập (khi các dạng sóng lập lại ở mỗi chu kỳ).*

- Khi ngắt điện S đóng, các biểu thức không đổi, có dạng của <II.5.2>.

$V = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow i_L = \frac{V}{L} t + I_{bd}$ I_{bd} là giá trị ban đầu, khi $t = 0$

$t = t_{on} : i_L(t_{on}) = \frac{V}{L} t_{on} + I_{bd} \Rightarrow \Delta I = \Delta I_L = i_L(t_{on}) - I_{bd} = \frac{V}{L} t_{on}$

- Khi S ngắt:

có các phương trình $i_L = I_o + i_C = I_o + C \frac{dv_C}{dt}$; $v_L = -v_C = L \frac{di_L}{dt}$ điều kiện ban đầu

$i_L(0) = I_{max} = I_{bd} + \Delta I$ < baitapII.5.1 > ; $v_C(0) = V_{min} = V_{bd} - \Delta V$ < baitapII.5.2 >.

Hệ phương trình này có thể đổi lại thành phương trình bậc 2 theo v_C như sau:

$$LC \frac{d^2 v_C}{dt^2} + v_C = 0 \text{ với các điều kiện đầu:}$$

$$v_C(0) = V_{\min}; \frac{dv_C}{dt}(0) = \frac{1}{C} i_C(0) = \frac{1}{C} (I_{\max} - I_o)$$

nghiệm v_C có dạng $v_C = A \sin \omega t + B \cos \omega t$ với $\omega = 1/\sqrt{LC}$, A và B là hằng số tích phân phụ thuộc hai điều kiện đầu. Có thể tính được:

$$v_C = Z(I_{\max} - I_o) \sin \omega t + V_{\min} \cos \omega t \text{ với } Z = \sqrt{L/C} \text{ là tổng trở sóng mạch cộng hưởng } LC. \text{ và } i_L = i_C + I_o = -\frac{V_{\min}}{Z} \sin \omega t + (I_{\max} - I_o) \cos \omega t + I_o$$

Với giả thiết dòng liên tục, thế $t = T - t_{ON}$ vào, ta có lại các giá trị áp dòng ở đầu chu kỳ $v_C = V_{bd}$ và $i_L = I_{bd}$ như sau:

$$V_{bd} = Z(I_{\max} - I_o)X + V_{\min}Y \text{ <baitapII.5.3> và}$$

$$I_{bd} = -\frac{V_{\min}}{Z}X + (I_{\max} - I_o)Y + I_o \text{ <baitapII.5.4> với } X = \sin \omega(T - t_{ON}), Y = \cos \omega(T - t_{ON})$$

Bốn phương trình từ <baitapII.5.1> đến <baitapII.5.4> cho phép ta tính được V_{\min} , V_{bd} , I_{\max} , I_{bd} , viết được biểu thức mô tả dạng sóng áp trên tụ và dòng qua cuộn dây:

$$V_{\min} = \frac{1}{(1-Y)^2 + X^2} \left[V \cdot \omega t_{on} \cdot X - \frac{I_o}{C} t_{on} (1-Y) \right]; \quad V_{\max} = V_{\min} + \frac{I_o}{C} t_{on}$$

$$I_{\max} = I_o + \frac{1}{(1-Y)^2 + X^2} \left[\frac{V}{L} t_{on} (1-Y) - I_o \cdot \omega t_{on} \cdot X \right]; \quad I_{bd} = I_{\max} - \frac{V}{L} t_{on}$$

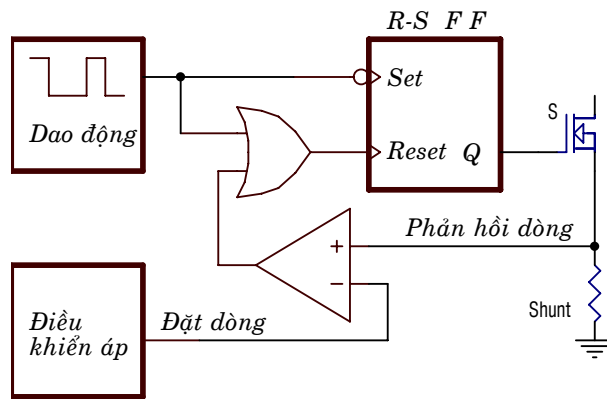
Dạng sóng áp trên tụ và dòng qua L có dạng dao động trong khoảng L phóng điện qua C thay vì đường thẳng như trong khảo sát gần đúng. Trong thực tế, do C thường rất lớn, chu kỳ T của mạch thường rất bé so với chu kỳ dao động LC , do đó các đường cong có thể xem là đường thẳng. Các công thức gần đúng có thể suy ra trở lại khi khai triển Taylor các hàm lượng giác: $\sin x$ xấp xỉ $(x - x^3/3)$ $\cos x$ bằng $1 - x^2/2$.

Bài tập II.5.1 cho thấy sự phức tạp của việc tính toán chính xác, sẽ tăng lên khi khi khảo sát trường hợp dòng gián đoạn. Tính toán gần đúng luôn được sử dụng trong thực tế.

4. Nguyên lý điều khiển độ rộng xung (PWM) loại dòng điện:

Trong một phần trước ta đã tìm hiểu nguyên lý điều chế độ rộng xung. Khi đó thời gian đóng và ngắt của ngắt điện thay đổi theo tín hiệu đặt áp, có thể gọi chi tiết hơn là điều rộng xung loại điện áp để phân biệt với nguyên lý điều khiển độ rộng xung (PWM) loại dòng điện. Nguyên lý này cho phép cùng lúc thay đổi độ rộng xung và kiểm soát biên độ dòng qua ngắt điện, rất thích hợp với các bộ biến đổi áp một chiều dạng flyback vì nhờ khả năng kiểm soát được dòng điện, ta luôn khống chế được giá trị dòng nạp cuộn dây, tránh quá dòng qua ngắt điện khi cuộn dây bão hòa vì điện trở cuộn dây rất bé.

Nguyên lý điều khiển được trình bày trên hình II.4.13 bên. Mạch dao động (thường là nạp xả) xác định độ rộng xung tối đa của BBĐ, tác động vào ngõ SET của RS FF để đóng ngắt điện S ở đầu chu kỳ, tác động vào RESET để khóa S khi độ rộng xung tương đối đạt giá trị tối đa. Điều này thực hiện được nhờ SET và RESET tác động bằng cạnh lên và xuống. Một mạch so sánh có thể khóa ngắt điện S khi dòng qua nó vượt qua giá trị đặt bởi bộ điều



Hình 4.13: Bộ điều rộng xung loại dòng điện

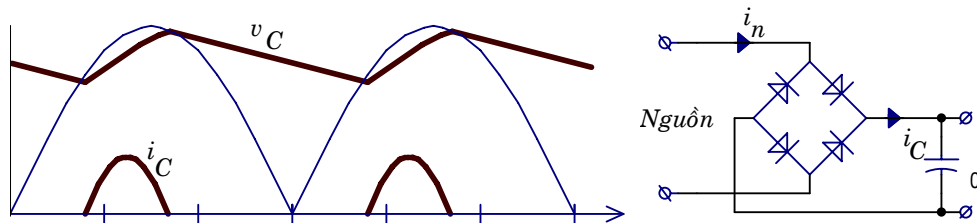
khiển áp. Bộ điều khiển áp sẽ tăng tín hiệu đặt dòng qua S có được áp ra cao hơn. Để ý dòng điện này luôn có quán tính, không thay đổi tức thời (mạch có tính cảm kháng). Trong hình II.4.13, cổng OR để RESET Flip Flop từ hai nguồn.

Vi mạch họ 38xx trong phần phụ lục sau cho ta sơ đồ thực tế của bộ điều rộng xung loại dòng điện.

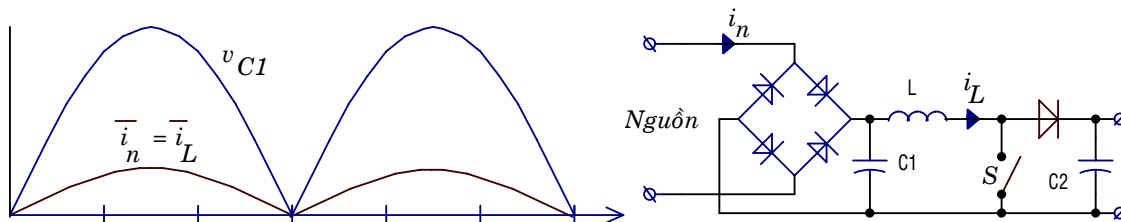
5. Sơ đồ cải thiện hệ số công suất bộ cấp điện (nguồn) đóng ngắt:

Việc sử dụng chỉnh lưu diod ở ngõ vào đã cải thiện rất nhiều tình trạng sử dụng lưới điện của các bộ nguồn một chiều so với khi dùng chỉnh lưu SCR. Tuy nhiên, tổng trở vào của các bộ cấp điện đóng ngắt không tương đương với điện trở (hệ số công suất nhỏ hơn đơn vị) vì có tụ điện lọc ở sau chỉnh lưu diod. Khi đó, ngoài dòng xung ban đầu khi đóng vào lưới điện rất lớn, ở trạng thái xác lập dòng nguồn là những xung nạp tụ, như được vẽ trên hình II.4.14. Khi đó, hệ số công suất không bằng đơn vị vì BBĐ có tiêu thụ công suất phản kháng cho các hài bậc cao. Để hệ số công suất bằng 1, dòng vào bộ nguồn cần có dạng hình sin, cùng pha với áp (hình II.4.15). Đó là nhiệm vụ của bộ cải thiện hệ số công suất, có sơ đồ khối như sau:

Lưới AC --> Chỉnh lưu D --> [tụ bé --> Mạch cải thiện HSCS -->] tụ lớn --> BBĐ Áp DC



Hình 4.14: Áp và dòng tụ lọc nguồn C $i_C = |i_n|$



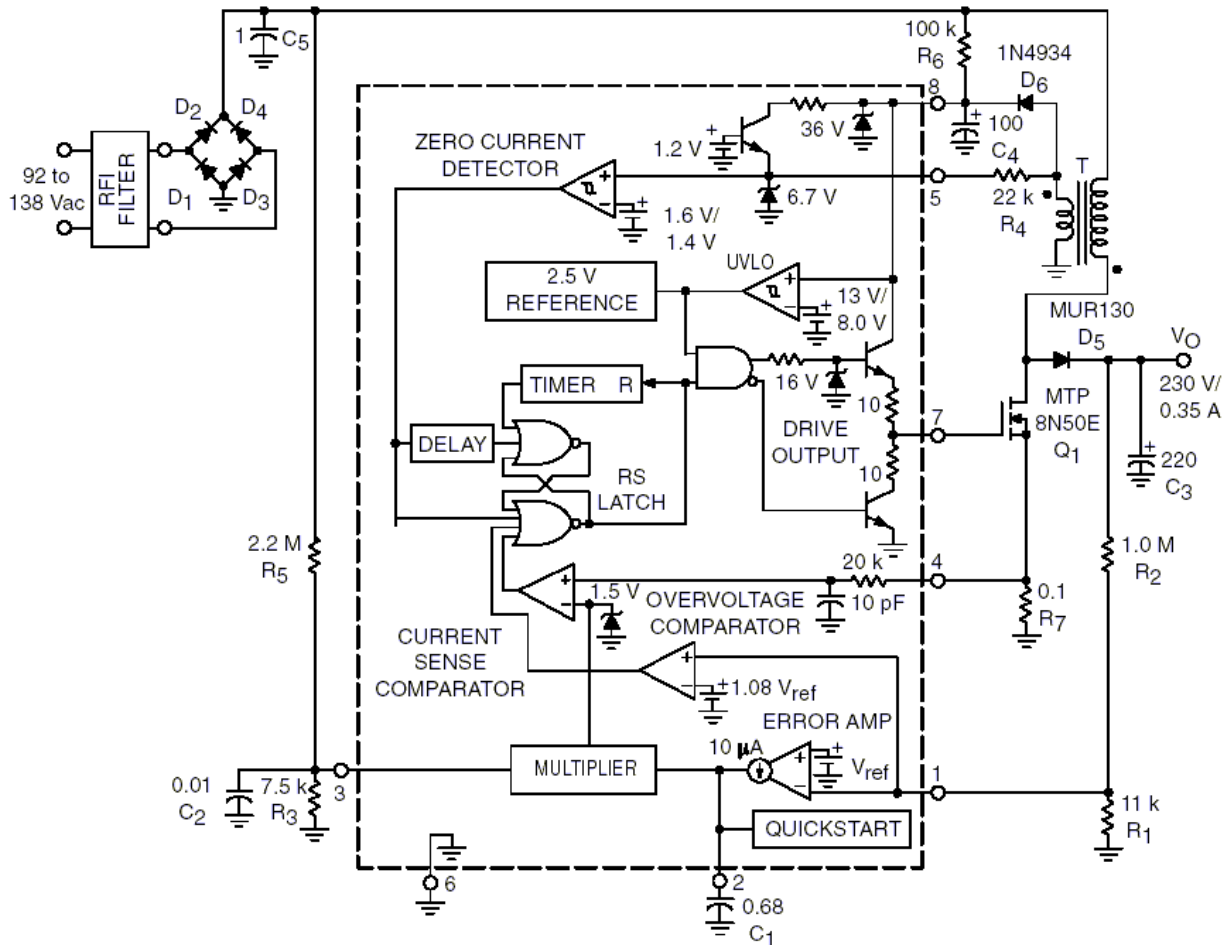
Hình 4.15: Áp và dòng tụ lọc nguồn C $i_L = |i_n|$, C1 có giá trị rất bé (dòng qua nó không đáng kể), C2

có giá trị lớn, cấp điện cho BĐĐ áp một chiều. Gạch trên đầu các ký hiệu dòng cho biết đây là giá trị trung bình vì S đóng ngắt ở tần số rất cao.

Phần trong ngoặc vuông [] là phần bổ sung vào bộ nguồn xung để cải thiện hệ số công suất. Mạch điện này có nhiệm vụ nạp tụ điện ở ngõ vào BĐĐ áp một chiều bằng một dòng hình sin, có biên độ phụ thuộc vào công suất tiêu thụ ở ngõ ra, S và L là một bộ nguồn Flyback để nạp tụ C2, sử dụng nguyên lý điều rộng xung loại dòng điện. Để dòng qua L có trị trung bình là hình sin cùng pha với lưới điện, tín hiệu đặt dòng của bộ điều rộng xung này có dạng hình sin, biên độ thể hiện yêu cầu áp trên tụ C2.

Hệ số công suất có thể lên đến 0.997 theo tài liệu Switchmode Power Supply Reference Manual (1999) của hãng ON Semiconductor (trước đây là một bộ phận của Motorola) khi ứng dụng vi mạch MC34262 của Motorola theo sơ đồ nguyên lý hình II.4.16 sau.

Phần điều rộng xung loại dòng điện tương tự như sơ đồ vi mạch họ 384x, sự khác biệt nằm ở phần so sánh áp ra để tạo tín hiệu đặt dòng: ngõ ra của bộ điều khiển áp (khuếch đại sai số – Error Amp.) được nhân với hình sin nguồn để tạo ra tín hiệu đặt dòng điện. Điện dung tụ điện nhỏ C1 bằng 1 μ F và điện dung tụ lọc nguồn chính C2 bằng 220 μ F để có được bộ nguồn DC 230 V/3.5 A từ lưới điện 92 – 135 V AC.



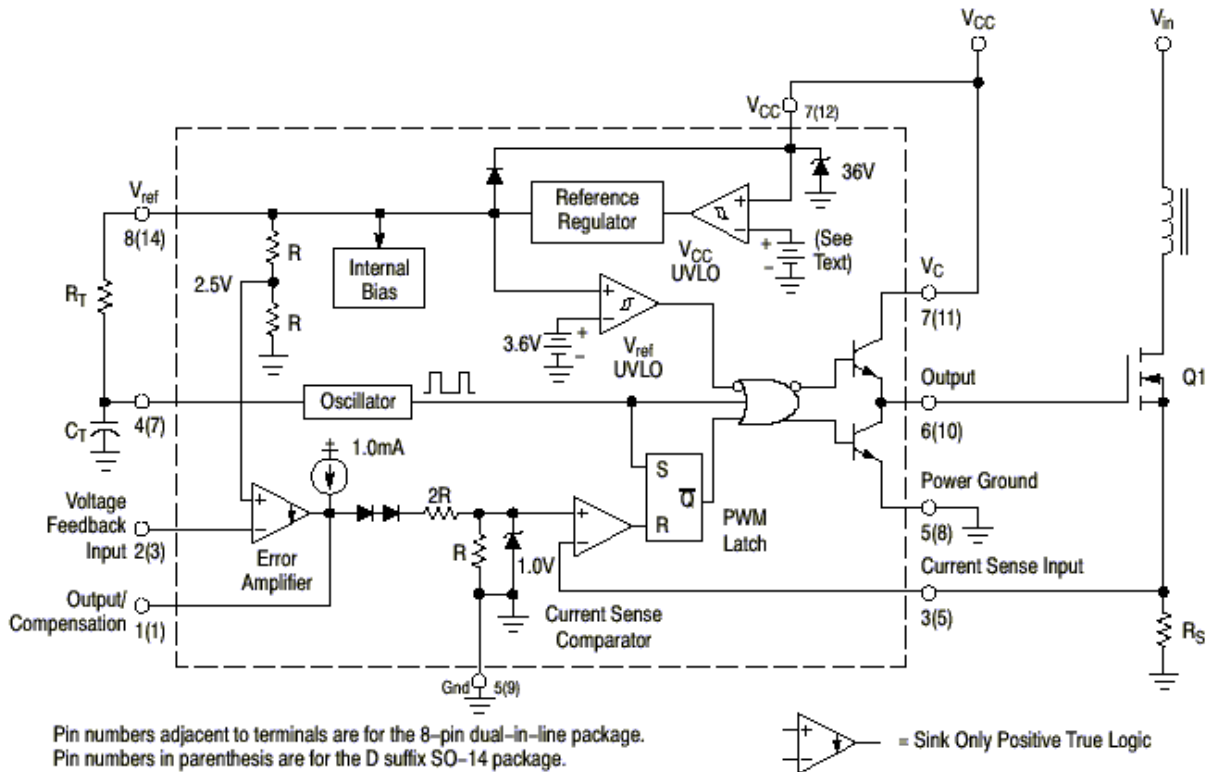
hình II.4.16 Mạch cải thiện hệ số công suất dùng vi mạch MC34262.

PHỤ LỤC VI MẠCH ĐIỀU KHIỂN BỘ NGUỒN XUNG 3842

1. GIỚI THIỆU CHUNG:

Phần phụ lục này giới thiệu họ vi mạch 3842..3846, điều khiển bộ nguồn xung loại FLYBACK, sử dụng MOSFET. Người ta gọi nhóm vi mạch này là điều rộng xung loại dòng điện (current mode PWM) khác với nguyên tắc PWM mô tả ở II.5.1. MosFET sẽ dẫn điện từ đầu chu kỳ và sẽ bị khóa khi dòng vượt qua giá trị đặt bởi ngõ ra bộ hiệu chỉnh. Nguyên tắc điều khiển như vậy rất thích hợp với các BBD loại flyback biến đổi năng lượng qua trung gian dòng điện. Các vi mạch trong nhóm chỉ khác nhau vài thông số phụ thuộc mã số. Tiếp đầu ngữ cho biết nhà chế tạo, số đầu từ 1 (1842) đến 3 (3842) phụ thuộc nhiệt độ làm việc.

UC3842B, UC3843B, UC2842B, UC2843B, NCV3843BV



Hình PL4.1 Sơ đồ khối và mô tả chân EC 3842, số chân trong ngoặc khi sử dụng vỏ DIP14.

Vi mạch EC 3842 là bộ điều chế độ rộng xung loại dòng điện, chuyên dùng cho BBD flyback có sơ đồ khối hình PL4.1, cấp điện đến 30 volt (phụ thuộc mã số), bao gồm:

- Mạch ổn áp 5V / 20 mA (chân 8/14) cho mạch ngoài và áp chuẩn 2.5 V cho mạch khuếch đại sai số ERROR AMPLIFIER (bộ hiệu chỉnh).

- Mạch bảo vệ giảm áp nguồn cấp điện Under Voltage Lock Out, không cho mạch làm việc khi nguồn giảm xuống dưới giá trị cho phép (phụ thuộc mã số).

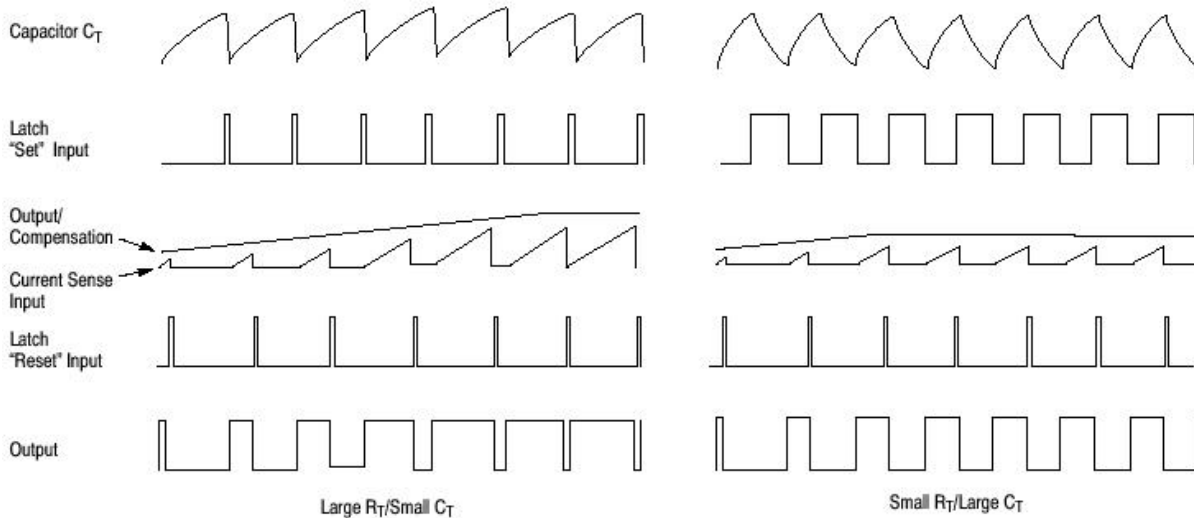
- Bộ dao động tần số cực đại là 500 kHz, chỉnh bằng RC ở chân 4/7.

- Ngõ ra lái MOSFET dùng mạch bổ phụ transistor, dòng tiêu biểu +/- 200mA.

- Mạch khuếch đại sai số ERROR AMPLIFIER (thực chất là bộ hiệu chỉnh vòng kín) có ngõ vào là tín hiệu đặt $V_{REF} = 2.5\text{ V}$ và tín hiệu phản hồi Voltage Feedback Input (chân 2/3), tác động lên bộ phát xung điều rộng sao cho sai lệch ngõ vào của nó giảm về 0.

- Sự điều chế độ rộng xung loại dòng điện thực hiện bằng bộ so sánh dòng và set-reset flip-flop. Bộ so sánh dòng có hai ngõ vào là điện áp tỉ lệ với dòng điện tải I SENSE và ngõ ra mạch khuếch đại sai số ERROR AMP. Khi I SENSE > ngõ ra ERROR AMP (sau khi giảm áp), bộ so sánh sẽ lên 1, reset RS FF và MOSFET bị khóa. Như vậy giá trị đỉnh dòng qua MOSFET sẽ được xác định bởi sai lệch điện áp phản hồi so với giá trị đặt. RS FF chỉ đổi trạng thái, cho phép MOSFET làm việc khi bắt đầu chu kỳ làm việc mới (các dạng sóng trên hình PL4. 2).

- Độ rộng xung tương đối α cực đại có thể khống chế bằng cách chọn tụ dao động C_T . Đối với vi mạch mã số từ 3844 – 3846, trị số này là 0.5. Điều này rất khác so với lý thuyết là phạm vi thay đổi từ 0 .. 1. Lý do là để tránh bão hòa cuộn dây.



hình PL4. 2: Các dạng sóng ở các chân khi thay đổi độ rộng xung.

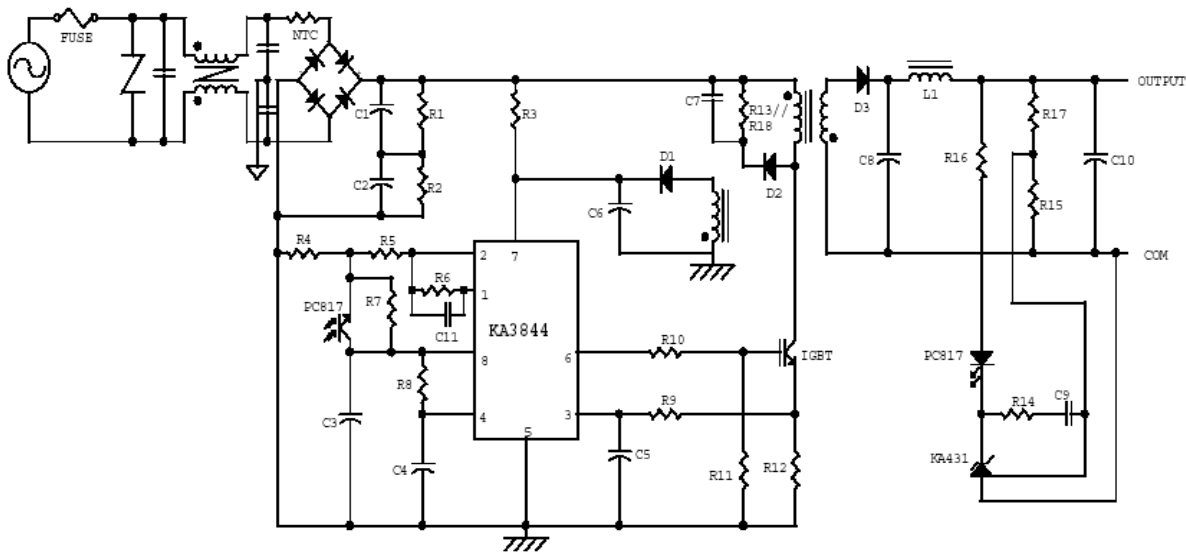
3. Mạch tiêu biểu:

Hình PL4.3 là sơ đồ bộ nguồn xung dùng vi mạch 3842 (3844). Sơ đồ này tiêu biểu cho các mạch nguồn loại flyback, trong đó ngắt điện IGBT thường được thay thế bằng MosFET.

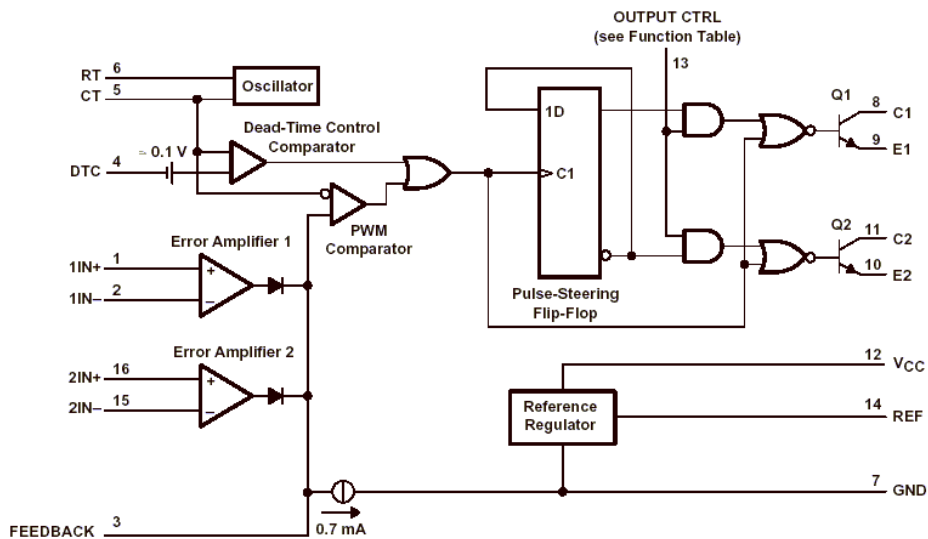
Năng lượng được cung cấp từ lưới qua bảo vệ quá áp dùng varistor và bộ giảm nhiễu LC. RTC là điện trở thay đổi theo nhiệt, hạn chế dòng nạp tụ lọc nguồn C1, C2 khi đóng nguồn. R3 là điện trở cấp nguồn ban đầu (điện trở môi) cho mạch điều khiển, nguồn thật sự cho mạch điều khiển lấy từ biến áp, chỉnh lưu qua D1.

R8, C4 là hai phần tử xác định tần số dao động. R9, C5 là mạch phản hồi dòng qua IGBT, đưa vào so sánh.

Việc ổn định điện áp ngõ ra thực hiện qua vi mạch ổn áp song song TL431, so sánh áp ra và chuẩn 2.5V bên trong để thay đổi dòng phân cực OPTRON PC817. Transistor ở ngõ ra OPTRON sẽ thay đổi dòng cực thu và làm thay đổi độ rộng xung lái IGBT.



Hình PL4.3 Sơ đồ bộ nguồn xung có và không có dùng vi mạch TL431. Dòng tải cảm nhận về qua RC trước khi vào so sánh để lọc bỏ gai dòng ban đầu khi turn-on MosFET.



- Pulse steering Flip Flop là bộ chia hai, kết hợp với cổng NOR ở ngõ ra cho ta tác động đẩy kéo: hai transistor ngõ ra Q1 và Q2 luân phiên làm việc. Chân 13 (output control) có thể cấm tác động của Flip Flop, khi đó Q1 và Q2 làm việc giống nhau. Hai transistor này có cực E và C nối ra ngoài thuận tiện cho thiết kế mạch động lực.

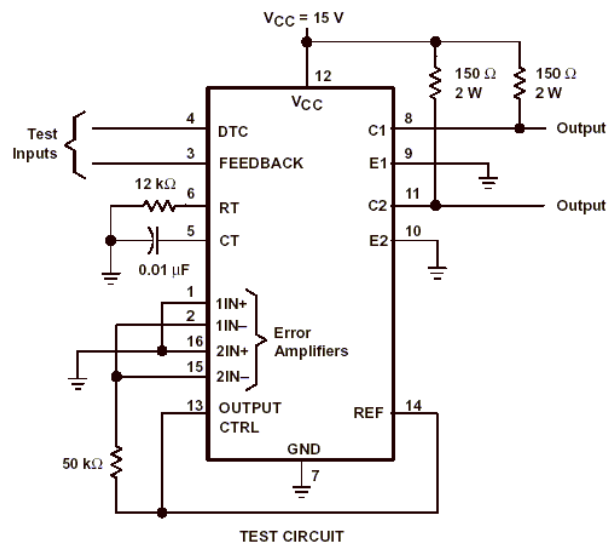
- Hai bộ khuếch đại sai số là các khuếch đại thuật toán có thể được dùng để phản hồi ổn định điện áp ngõ ra và bảo vệ bộ biến đổi. Để ý ngõ ra có các diod và tải bằng nguồn dòng 0.7 mA nối xuống GND làm cho điện áp chân 3 sẽ có trị số của ngõ ra cao hơn và xung hẹp hơn.

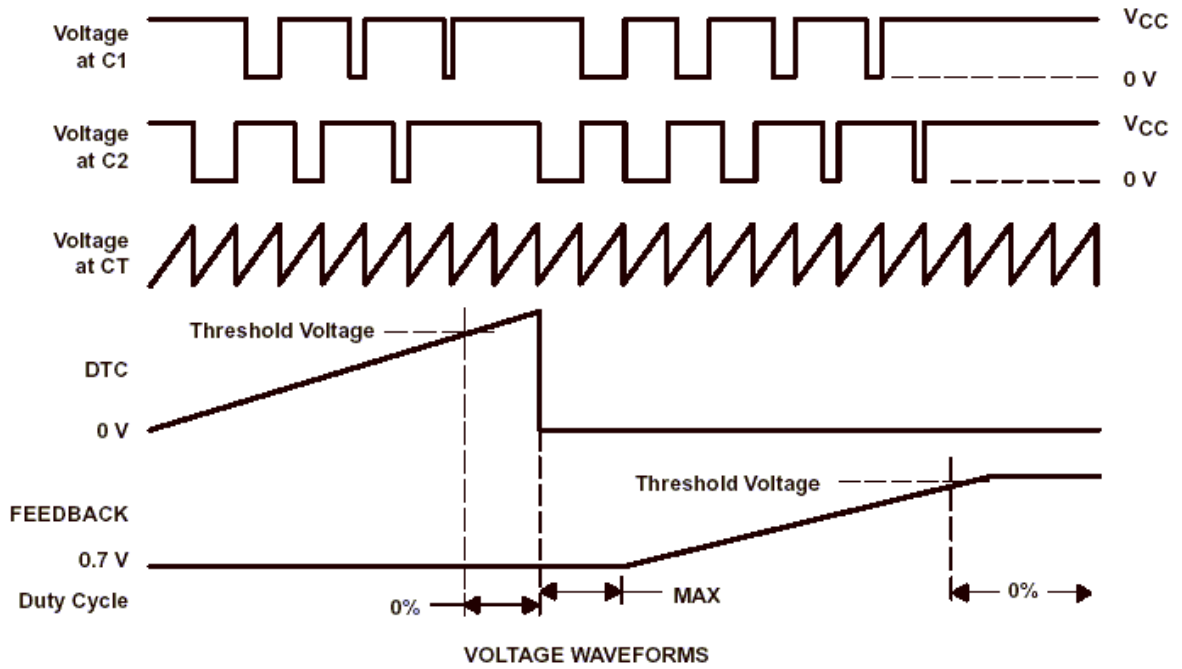
- Vì mạch còn có nguồn chuẩn 5 V ở chân 14.

2. Sơ đồ thử nghiệm:

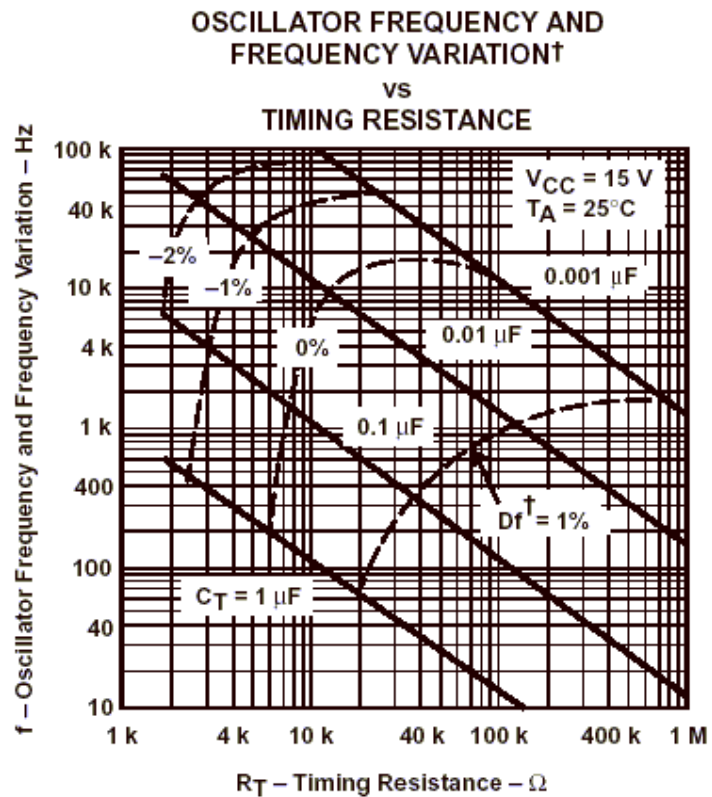
- Các ngõ vào khuếch đại thuật toán được nối để các ngõ ra là thấp nhất để không còn tác dụng. Cực E của Q1, Q2 nối GND: tải lấy ở cực C

- Việc thử nghiệm thực hiện qua việc thay đổi áp ở hai chân DTC và FEEDBACK với các dạng sóng đo được ở hình trang sau. Để ý tải ở chân FEEDBACK là nguồn dòng 0.7 mA nên ta có thể điều khiển chân này bằng biến trở 10k nối nguồn REF 5 V ở chân 14.





3. Tần số dao động răng cưa có thể tính theo đồ thị sau:



† Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

4. Mạch bộ nguồn máy tính ATX dùng TL494

