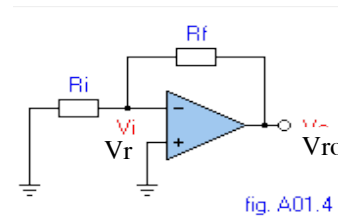
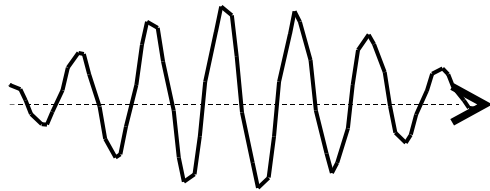


Đào Thanh Toán
Phạm Thanh Huyền
Võ Quang Sơn



BÀI GIẢNG

KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ

Chuyên ngành: KTVT, KTTT, ĐKH-THGT

cuu duong than cong . com

HÀ NỘI 5/ 2005

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

Lời nói đầu:

Bài giảng Kỹ thuật Mạch Điện tử được biên soạn dựa trên các giáo trình và tài liệu tham khảo mới nhất hiện nay, được dùng làm tài liệu tham khảo cho sinh viên các ngành: Kỹ thuật Viễn thông, Kỹ thuật Thông tin, Tự động hoá, Trang thiết bị điện, Tín hiệu Giao thông.

Trong quá trình biên soạn, các tác giả đã đọc các đồng nghiệp đóng góp nhiều ý kiến, mặc dù cố gắng sửa chữa, bổ sung cho cuốn sách được hoàn chỉnh hơn, song chắc chắn không tránh khỏi những thiếu sót, hạn chế. Chúng tôi mong nhận được các ý kiến đóng góp của bạn đọc!

Xin liên hệ: daothanhtoan@uct.edu.vn

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

CHƯƠNG I. NHỮNG KHÁI NIỆM CHUNG VÀ CƠ SỞ PHÂN TÍCH MẠCH ĐIỆN TỬ

I. MẠCH ĐIỆN TỬ:

Mạch điện tử là loại mạch có nhiệm vụ gia công tín hiệu theo những thuật toán khác nhau, chúng được phân loại theo dạng tín hiệu được xử lý.

Tín hiệu: là số đo điện áp hoặc dòng điện của một quá trình, sự thay đổi của tín hiệu theo thời gian tạo ra tín tức hữu ích.

Tín hiệu được chia làm 2 loại là tín hiệu tương tự Analog và tín hiệu số Digital.

Tín hiệu tương tự là tín hiệu biến thiên liên tục theo thời gian và có thể nhận mọi giá trị trong khoảng biến thiên của nó.

Tín hiệu số: là tín hiệu đã được rời rạc hoá về mặt thời gian và lượng tử hoá về mặt biên độ, nó được biểu diễn bởi tập hợp xung tại những điểm rời rạc.

Tín hiệu có thể được khuếch đại; điều chế; tách sóng; chỉnh lưu; nhớ; đo; truyền đạt; điều khiển; biến dạng; tính toán bằng các mạch điện tử.

Để gia công 2 loại tín hiệu số và tương tự dùng 2 loại mạch cơ bản: mạch tương tự và mạch số, trong khuôn khổ giáo trình này chỉ xem xét các mạch tương tự.

Với mạch điện tử tương tự, chỉ quan tâm tới 2 thông số: biên độ tín hiệu và độ khuếch đại tín hiệu.

Biên độ tín hiệu: liên quan mật thiết đến độ chính xác của quá trình gia công tín hiệu và xác định mức độ ảnh hưởng của nhiễu đến hệ thống. Khi biên độ tín hiệu nhỏ mV, hoặc μV , thì nhiễu có thể lấn át tín hiệu, vì vậy khi thiết kế các hệ thống điện tử cần lưu ý nâng cao biên độ tín hiệu ngay ở tầng đầu của hệ thống.

Khuếch đại tín hiệu là chức năng quan trọng nhất của mạch tương tự, có thể thực hiện trực tiếp hoặc gián tiếp trong các phần tử chức năng của hệ thống, thông thường trong một hệ thống lại chia thành tầng gia công tín hiệu, tầng khuếch đại công suất.

Hiện nay các mạch tổ hợp (IC) tương tự được dùng phổ biến, không những đảm bảo các chỉ tiêu kỹ thuật mà còn có độ tin cậy cao và chi phí thấp, tuy nhiên chúng được dùng chủ yếu cho tín hiệu có phạm vi tần số thấp.

Xu hướng phát triển của kỹ thuật mạch điện tử tương tự là nâng cao độ tích hợp, và khả năng ứng dụng của mạch.

II. CÁC KIẾN THỨC CƠ BẢN VỀ TRANSISTOR

Xem lại ở các giáo trình Cấu kiện Điện tử, những nội dung sau:

- 1- Cấu tạo, nguyên lý hoạt động,
- 2- Có 3 cách mắc cơ bản của BJT(FET) : EC(SC); CC(DC); BC(GC).
- 3- Các ứng dụng của BJT và FET, tùy theo việc phân cực mà T sẽ làm việc theo các chế độ sau:
 - + Chế độ khuếch đại tín hiệu: phân cực ở chế độ khuếch đại
 - + Làm việc ở chế độ khoá: miền bão hoà và miền cắt
- 4- Các sơ đồ tương đương của T
- 5- Đặc tính tần số của T
- 6- Sơ đồ và cách tính toán của T khi khuếch đại tín hiệu nhỏ
- 7- So sánh giữa BJT và FET,

Gợi ý :

Fet có u điểm kích thước và điện áp cung cấp (dẫn đến công suất tiêu thụ) nhỏ hơn và độ tin cậy cao hơn BJT, nhưng Fet lại có nhược điểm là điện dẫn g nhỏ và nhạy cảm với điện tích tĩnh, vì vậy Fet thường được tích hợp trong mạch IC, còn BJT thường dùng cho mạch rời.

III. MẠCH CẤP NGUỒN VÀ ỔN ĐỊNH CHẾ ĐỘ LÀM VIỆC

1. Đặt vấn đề:

Trong các tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ, điểm làm việc nằm trong miền tích cực của BJT, trong miền thất của FET, ở chế độ tĩnh, trên các cực của T có các dòng điện tĩnh $I_C(I_D)$; $I_B(I_G)$ và điện áp một chiều $U_{CE}(U_{DS})$; $U_{BE}(U_{GS})$. Điểm làm việc tương ứng với chế độ này là điểm làm việc tĩnh Q.

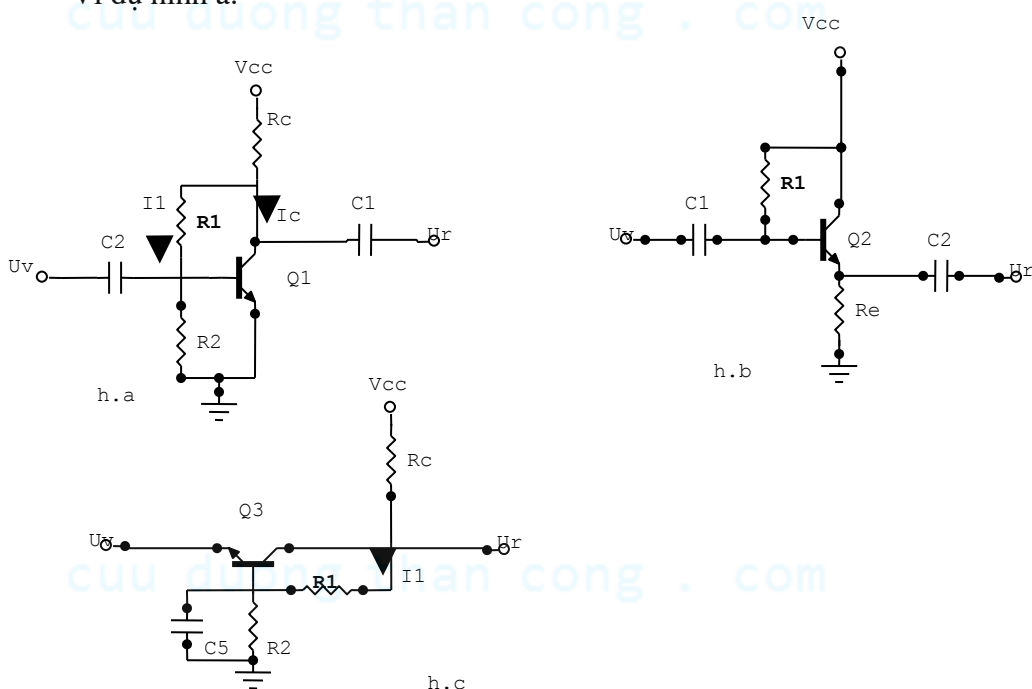
Khi có tín hiệu vào thì điện áp và dòng điện thay đổi xung quanh giá trị tĩnh, để đảm bảo cho các tầng làm việc bình thường trong những điều kiện khác nhau, ngoài việc cung cấp điện áp thích hợp cho các cực, còn cần phải ổn định điểm làm việc tĩnh đã chọn, nếu không chất lượng làm việc của tầng bị giảm sút.

2. Với BJT.

a. Sơ đồ ổn định tuyến tính:

Sơ đồ phổ biến là sơ đồ hồi tiếp- một chiều: nhằm biến đổi điện áp mạch vào của T sao cho có thể hạn chế sự di chuyển điểm tĩnh trên đặc tuyến ra, gây nên bởi các yếu tố mất ổn định. Sơ đồ như sau:

Ví dụ hình a:

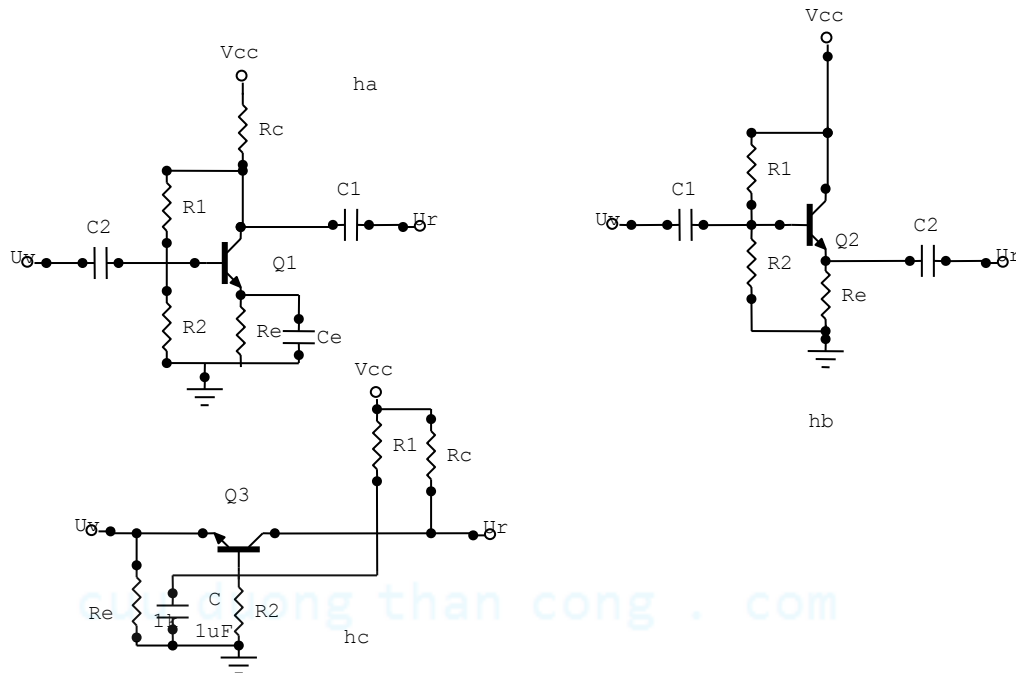


Mạch cung cấp và ổn định điểm làm việc bằng hồi tiếp âm điện áp
ha: EC; hb: CC; hc: BC

Nguyên tắc ổn định: nếu có một nguyên nhân mất ổn định nào đó làm cho dòng một chiều I_{CE0} trên collector tăng thì điện thế U_{CE0} giảm, do đó dòng định thiên $I_{B0} = U_{CE0}/R_1$ giảm theo, làm I_{CE0} giảm xuống, nghĩa là dòng tĩnh ban đầu giữ nguyên.

Cũng có thể dùng sơ đồ hồi tiếp dòng điện:

Nguyên tắc ổn định nh sau:



Sơ đồ cung cấp và ổn định điểm làm việc bằng hồi tiếp - dòng điện một chiều.
ha. EC; hb. CC; hc. BC

Khi I_C tăng, thì điện áp $U_{E0} = I_C \cdot R_E$ tăng, vì điện áp U_E lấy trên bộ phân áp R_1 và R_2 không đổi, nên $U_{BE0} = U_{B0} - U_{E0}$ giảm làm cho I_B giảm, do vậy I_C không tăng. Tụ C_E có tác dụng tránh hồi tiếp - xoay chiều.

a. Sơ đồ ổn định phi tuyến :

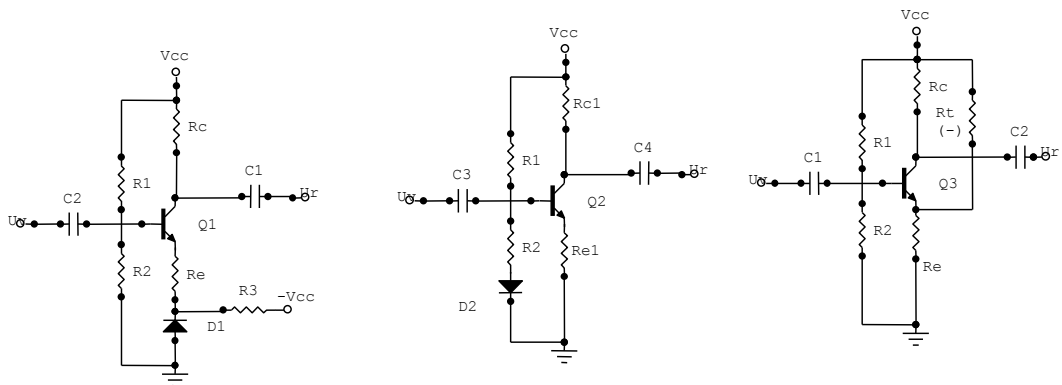
Áp dụng phương pháp bù nhiệt nhờ các phần tử có tham số phụ thuộc vào nhiệt độ như T , D , Điện trở nhiệt, phương pháp này thích hợp cho mạch tổ hợp.

- Nếu D và T nh hình a đều được sản xuất từ một loại bán dẫn nh nhau, và nhiệt độ mặt ghép của chúng nh nhau, thì đặc tính nhiệt của điện áp B-E và của điện áp hạ trên D là nh nhau; hơn nữa U_{BE} ; U_D có chiều ngược nhau, nên ảnh hưởng của nhiệt độ được bù hoàn toàn.

- Sơ đồ hình B cũng làm việc theo nguyên tắc đó, khi mắc nối tiếp R_2 với D phân cực thuận, thì R_1 , R_2 , D tạo thành mạch phân áp đa điện áp vào B, nếu chọn $R_2 \ll R_1$ thì U_B hầu nh không phụ thuộc nguồn V_{CC} .

- Sơ đồ hình c: dùng điện trở có hệ số nhiệt - để bù, khi nhiệt độ tăng thì R_T giảm, do đó điện áp U_E tăng làm I_C giảm sao cho có thể bù lại sự tăng của I_C theo nhiệt độ

Các mạch loại này có u điểm có tổn hao phụ không đáng kể, không gây ảnh hưởng đến áp ra.



ha. Sơ đồ bù U_{BE}

hb. Sơ đồ bù U_{BE} và nguồn cấp

Hình c. Sơ đồ bù điện trở nhiệt

c. Ổn định trong mạch tổ hợp song tự

Dùng các nguồn điện để ổn định vì nguồn dòng dễ chế tạo dưới dạng tổ hợp, trên sơ đồ dưới đây, giả thiết IC không phụ thuộc U_{CE} và Q1, Q2 có tham số hoàn toàn giống nhau và ở cùng một nhiệt độ, do đó:

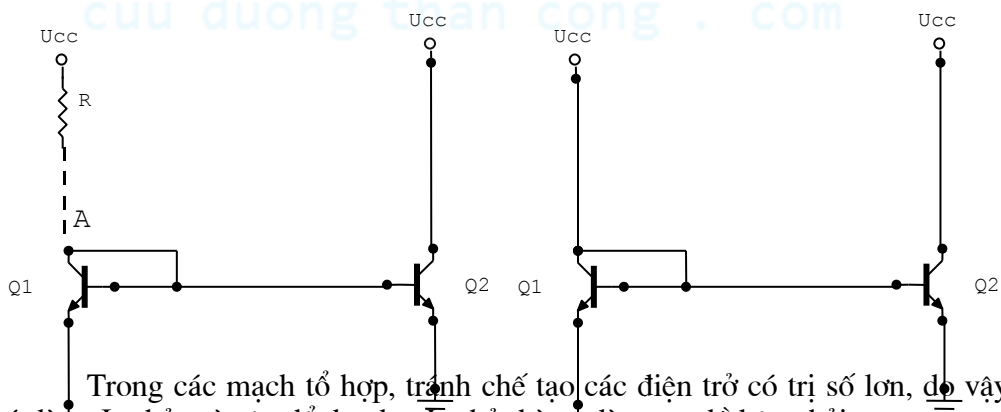
$$I_{C1}=I_{C2} \text{ và } I_{B1}=I_{B2}= I_{C1}/B_N$$

Theo sơ đồ hình a:

$$I_1=I_{C1}+ 2I_{B2} = I_{C2}+ 2I_{C2}/B_N$$

$$\text{Từ đó suy ra: } I_{C2}= I_1/(1+2/B_N) \approx I_1 \text{ khi } B_N \gg 2$$

Từ đây ta thấy có thể dùng I_1 để điều khiển trị số của I_{C2} . Để I_1 ổn định, đơn giản nhất là nối A với Vcc qua R.



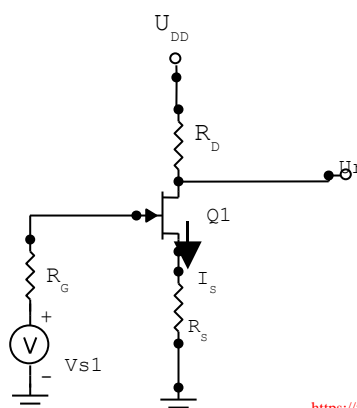
Trong các mạch tổ hợp, tránh chế tạo các điện trở có trị số lớn, do vậy khó có dòng I_1 nhỏ, vì vậy để đạt được I_1 nhỏ thông dùng sơ đồ bên phải.

3. với FET

Vấn đề ổn định nhiệt của FET là làm cho điểm làm việc không phụ thuộc vào độ tạp tán tham số của FET, không phụ thuộc nhiệt độ, thời gian, và các biến đổi của điện áp nguồn cung cấp, cũng giống BJT biện pháp ổn định nhiệt của FET cũng dùng nguyên tắc hồi tiếp - dòng điện và điện áp. ví dụ:

Các loại sơ đồ hồi tiếp - dòng điện thông qua R_s có dạng nh hình sau:

Nếu coi $I_G=0$, ta có $U'_G=I_D R_s + U_{GS}$; biểu thức này cho biết dạng của dòng điện trở R_s với độ dốc:



$$\text{tg}\alpha = -(dI_D/dU_{GS})$$

U'_G phải chọn sao cho dòng máng I_D không đổi khi thay FET, chọn U'_G chính là chọn R_G , điện trở ổn định.

cuu duong than cong . com

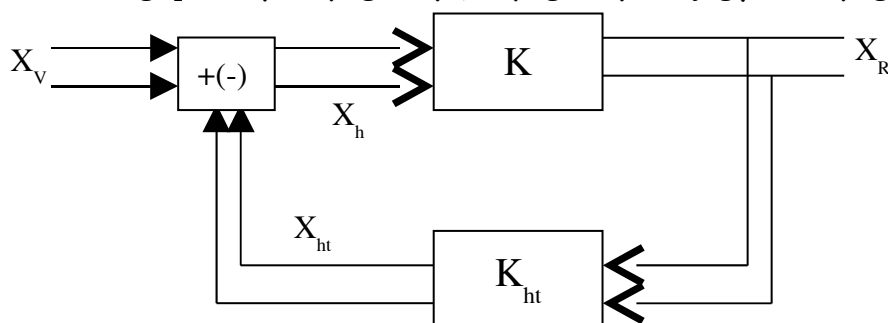
cuu duong than cong . com

CHƯƠNG 2. HỒI TIẾP

I. KHÁI NIỆM:

1. Định nghĩa:

Hồi tiếp là ghép một phần tín hiệu ra (điện áp hoặc dòng điện) của mạng 4 cực tích cực (phần tử khuếch đại - Transistor hoặc KĐTT) về đầu vào thông qua một mạng 4 cực, mạng 4 cực này gọi là mạng hồi tiếp.



X_v : tín hiệu vào

X_R : tín hiệu ra

X_{ht} : tín hiệu hồi tiếp

K: Hệ số khuếch đại của mạch Khuếch đại

Hình. Sơ đồ khối bộ khuếch đại có hồi tiếp

Hồi tiếp đóng vai trò quan trọng trong kỹ thuật mạch điện tử tương tự, nó cho phép cải thiện các tính chất của bộ khuếch đại nh: trở kháng vào, trở kháng ra, băng thông,...

2. Phân loại:

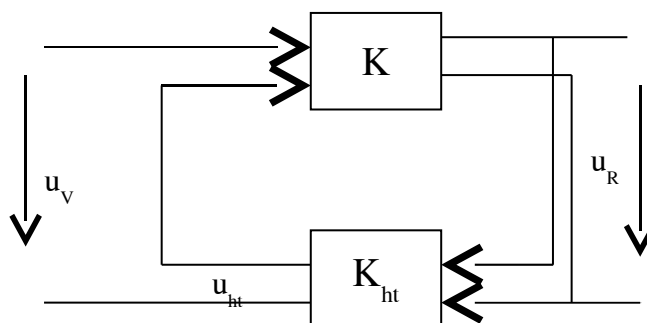
Theo tác dụng hồi tiếp có hai loại về hồi tiếp cơ bản:

- Hồi tiếp (-) : Tín hiệu hồi tiếp – ngược pha với tín hiệu vào
- Hồi tiếp (+): Tín hiệu hồi tiếp – cùng pha với tín hiệu vào

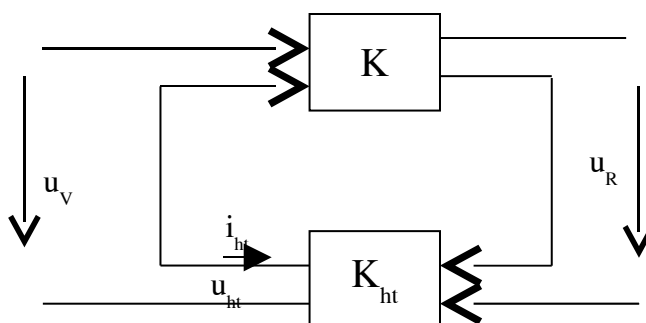
Trong các loại hồi tiếp ta lại quan tâm: tín hiệu hồi tiếp là một chiều hay xoay chiều, hồi tiếp âm một chiều được dùng để ổn định chế độ công tác, còn hồi tiếp âm xoay chiều được dùng để ổn định các tham số của bộ khuếch đại. Quan tâm đến cách ghép nối tiếp hay song song.

Tổng hợp ta có các loại nh sau:

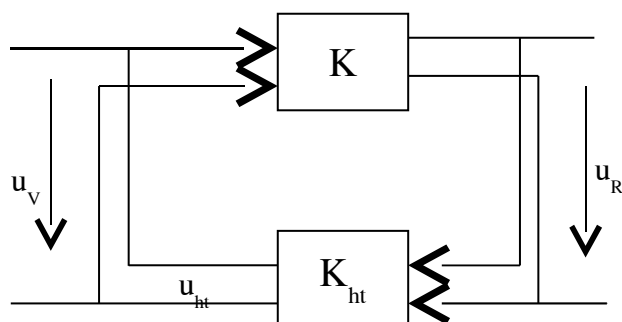
- + Hồi tiếp nối tiếp điện áp: tín hiệu hồi tiếp đưa đến đầu vào nối tiếp với nguồn tín hiệu ban đầu và tỷ lệ với điện áp đầu ra.
- + Hồi tiếp song song điện áp: tín hiệu hồi tiếp đưa đến đầu vào song song với nguồn tín hiệu ban đầu và tỷ lệ với điện áp đầu ra.
- + Hồi tiếp nối tiếp dòng điện: tín hiệu hồi tiếp đưa đến đầu vào nối tiếp với nguồn tín hiệu ban đầu và tỷ lệ với dòng điện đầu ra.
- + Hồi tiếp song song dòng điện: tín hiệu hồi tiếp đưa đến đầu vào song song với nguồn tín hiệu ban đầu và tỷ lệ với dòng điện đầu ra.



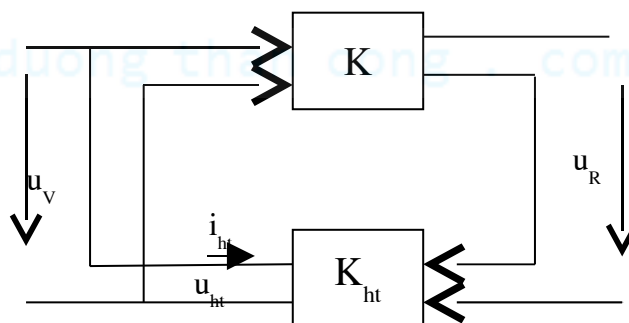
Hình. Sơ đồ khối hồi tiếp nối tiếp điện áp



Hình. Sơ đồ khối hồi tiếp nối tiếp dòng điện

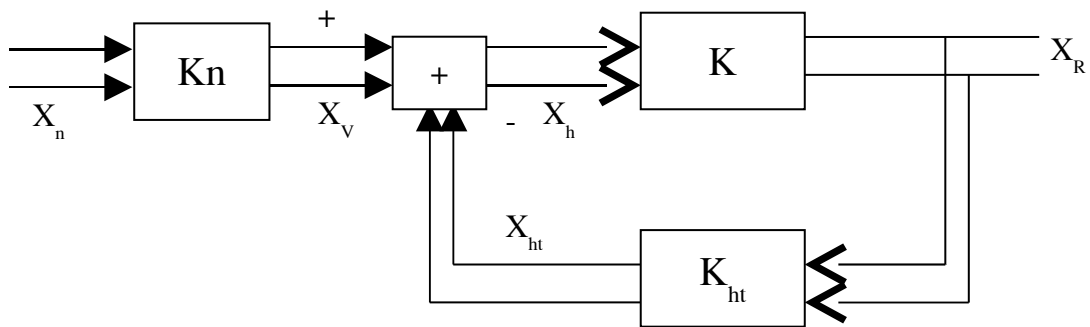


Hình. Sơ đồ khối hồi tiếp song song điện áp



Hình. Sơ đồ khối hồi tiếp song song dòng điện

3. Các phương trình cơ bản:



X_v : tín hiệu vào

X_R : tín hiệu ra

X_{ht} : tín hiệu hồi tiếp

K : Hệ số khuếch đại của mạch Khuếch đại

K_{ht} : Hệ số khuếch đại mạch hồi tiếp

X_n : tín hiệu từ tầng trước

Hình. Sơ đồ khối bộ tổng quát khuếch đại có hồi tiếp

Từ sơ đồ suy ra các quan hệ:

$$+ X_R = K X_h$$

$$+ X_v = K_n X_n$$

$$+ X_h = X_v - X_{ht} \text{ nếu tín hiệu vào } (X_h) \text{ và tín hiệu hồi tiếp } X_{ht}$$

đồng pha ($X_v = X_h + X_{ht}$)

$$+ X_h = X_v + X_{ht} \text{ nếu tín hiệu vào } (X_h) \text{ và tín hiệu hồi tiếp } X_{ht}$$

ngược pha ($X_v = X_h - X_{ht}$)

$$+ X_{ht} = K_{ht} X_R$$

$$K' = \frac{X_R}{X_v} = \frac{K}{1 \pm K K_{ht}}; K_{tp} = \frac{X_R}{X_n} = K' K_n$$

K' : Hàm truyền đạt mạng 4 cực tích cực có hồi tiếp

K_{tp} : Hàm truyền đạt toàn phần của nó

K_n : Hàm truyền đạt toàn phần của khâu ghép

- Gọi $K_v = K K_{ht}$ là hệ số khuếch đại vòng

- Gọi $g = 1 \pm K_v = 1 \pm K K_{ht}$ là độ sâu hồi tiếp (dấu – khi hồi tiếp song song, dấu + khi hồi tiếp là nối tiếp)

Các tham số này dùng để đánh giá mức độ thay đổi các tham số của bộ khuếch đại. Phân biệt các trường hợp sau:

- $g > 1$, tức $K' < K$, tức mạch hồi tiếp mắc vào làm giảm hệ số khuếch đại, ta có hồi tiếp (-).

- $g < 1$, tức $K' > K$, tức mạch hồi tiếp mắc vào làm tăng hệ số khuếch đại, ta có hồi tiếp (+).
- $g = 1$, tức $K' = K$, mạch trở thành mạch dao động (xem chong mạch dao động)

III. PHƯƠNG PHÁP PHÂN TÍCH MẠCH CÓ HỒI TIẾP:

Phân tích là việc tìm ra các thông số cơ bản: Z_v , Z_r , K , B ... Cơ bản giống nh các mạch điện tử khác, chủ yếu vẫn dùng các kiến thức của lý thuyết mạch điện để phân tích, ngoài ra còn có thể kết hợp với các lý thuyết khác nh lý thuyết điều khiển tự động.

Hồi tiếp + sẽ xem xét tại chong dao động, sau đây xét cho các trường hợp hồi tiếp -

Sau đây là ví dụ về các trường hợp, phần tử tích cực là Transistor:

a, Hồi tiếp âm dòng điện, ghép nối tiếp

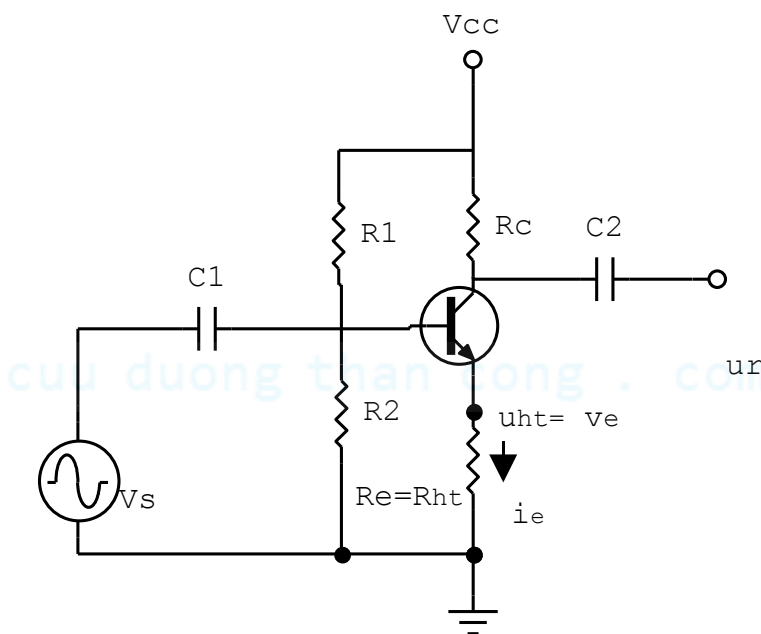
Chọn giá trị của các tụ điện sao cho trở kháng của nó với tần số tín hiệu làm việc của mạch là rất nhỏ, để có thể coi tín hiệu được nối tắt mà không qua R_e ở sơ đồ không hồi tiếp.

Với sơ đồ có hồi tiếp, không dùng R_e , nên dòng ngõ ra $i_c \approx i_e$, đi qua R_e tạo ra điện áp xoay chiều, đây cũng chính là điện áp hồi tiếp $V_{ht} = V_e = R_e \cdot i_e$ (phải tính là điện áp vì tín hiệu X_h là tín hiệu áp - V_s).

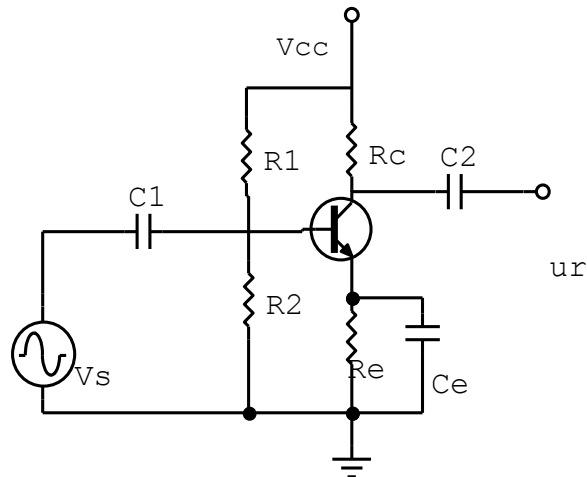
Hệ số khuếch đại hồi tiếp:

$$K_{ht} = X_{ht}/X_r = V_{ht}/V_c = (i_b \cdot \beta \cdot R_e) / (-i_b \cdot \beta \cdot R_c) = -R_e/R_c$$

Từ kết quả này ta có thể tính tiếp các thông số khác



hình. Mạch khuếch đại hồi tiếp



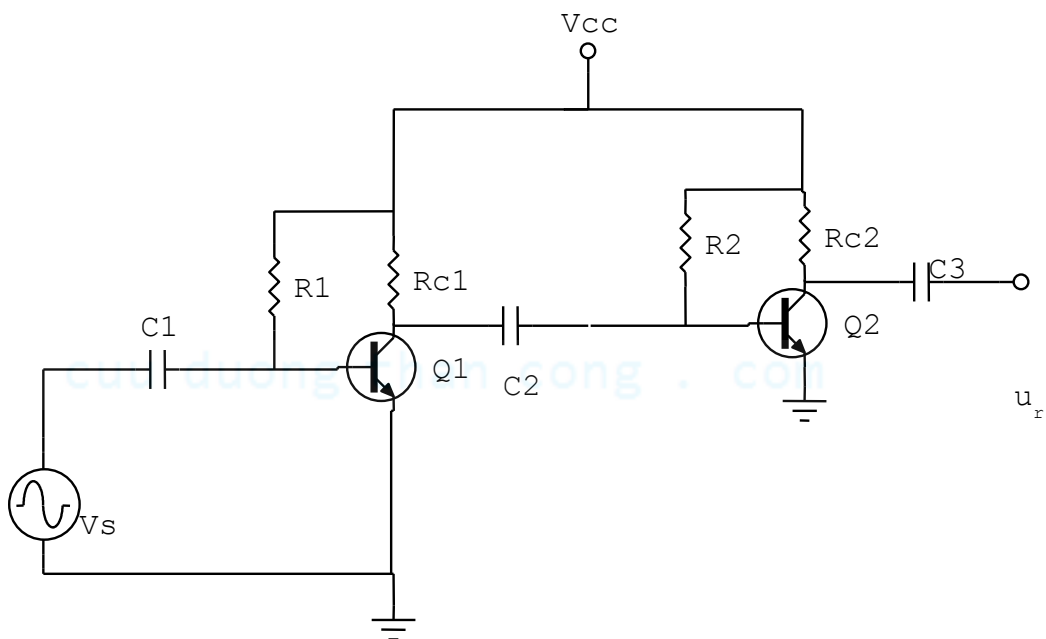
hình. Mạch khuếch đại không hồi tiếp

b, Hồi tiếp âm điện áp, ghép nối tiếp

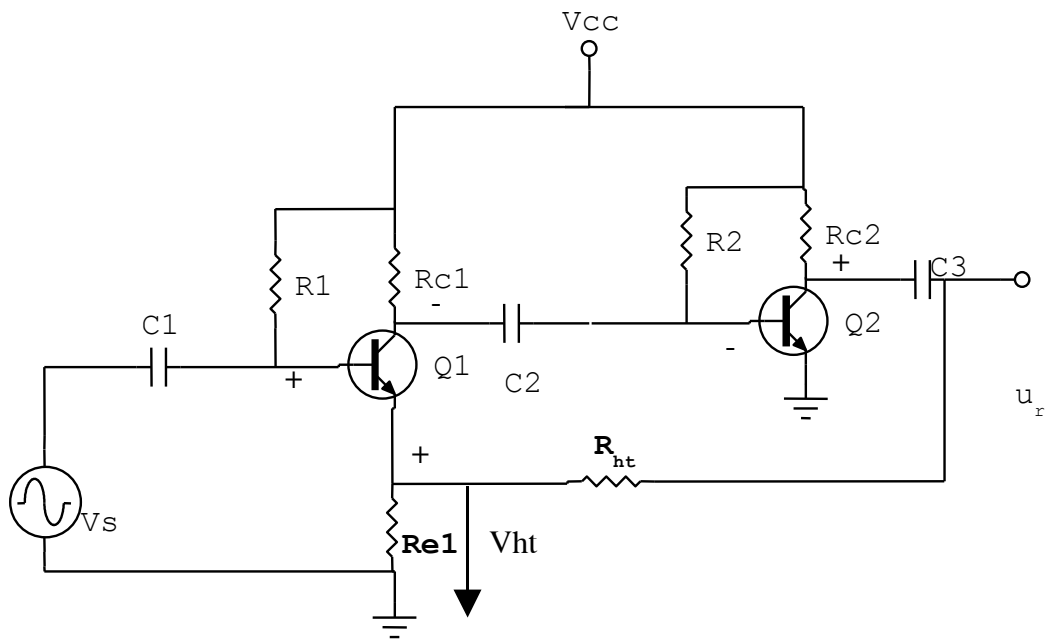
Cặp điện trở \$R_{ht}\$ và \$R_{e1}\$ tạo thành cặp phân áp lấy tín hiệu áp \$u_r\$ về đầu vào, điện áp hồi tiếp lấy trên điện trở \$R_{e1}\$, có giá trị:

$$V_{ht} = \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_{ht}} u_r \Rightarrow K' = V_{ht} / u_{\bar{n}} = \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_{ht}}$$

Từ công thức ta thấy hệ số khuếch đại hồi tiếp phụ thuộc vào 2 điện trở \$R_{e1}\$ và \$R_{ht}\$, nhưng để đảm bảo chế độ thiên áp một chiều cho \$Q_1\$, \$R_{e1}\$ không thể thay đổi trong phạm vi lớn, vì vậy hệ số khuếch đại hồi tiếp phụ thuộc chủ yếu vào \$R_{ht}\$.



Hình. Mạch khuếch đại không hồi tiếp

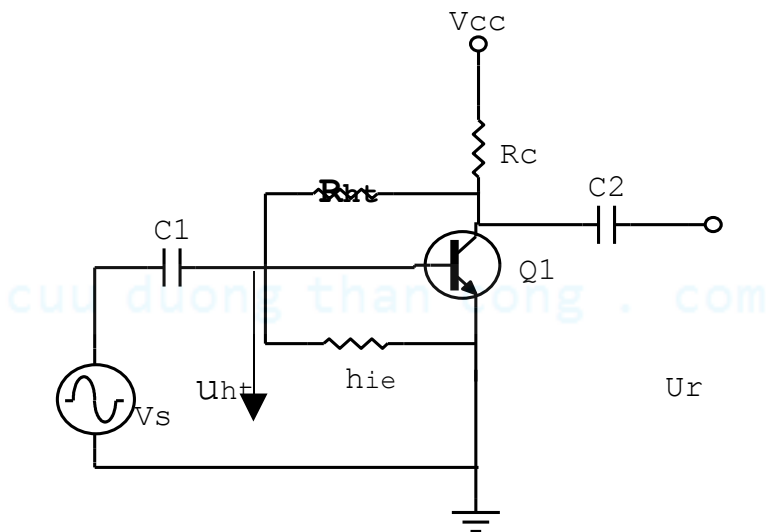


Hình. Mạch khuếch đại hồi tiếp điện áp nối tiếp
c, Hồi tiếp âm điện áp, ghép song song

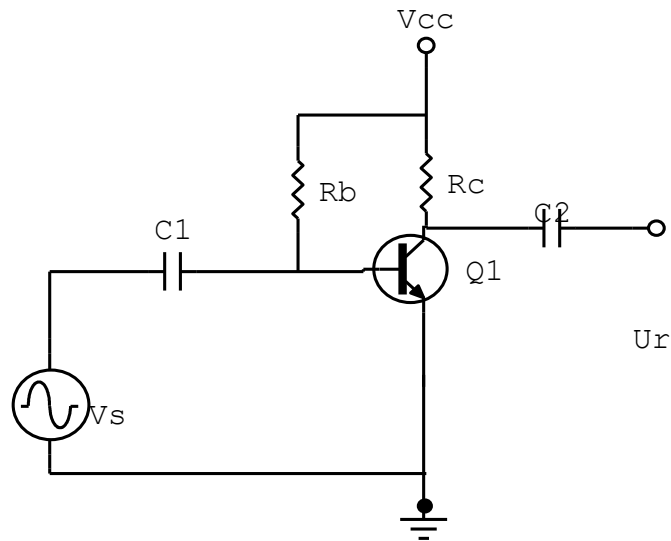
Điện trở R_{ht} thay thế R_b phân áp cho B của Transistor, đồng thời R_{ht} cũng lấy điện áp ra hồi tiếp về.

R_{ht} kết hợp với tổng trở ngõ vào tạo thành mạch phân áp, điện áp hồi tiếp được xác định:

$$V_{ht} = \frac{h_{ie}}{h_{ie} + R_{ht}} u_r \Rightarrow K' = V_{ht} / u_r = \frac{h_{ie}}{h_{ie} + R_{ht}}$$



Hình. Hồi tiếp âm điện áp song song



Hình .Mạch không hồi tiếp

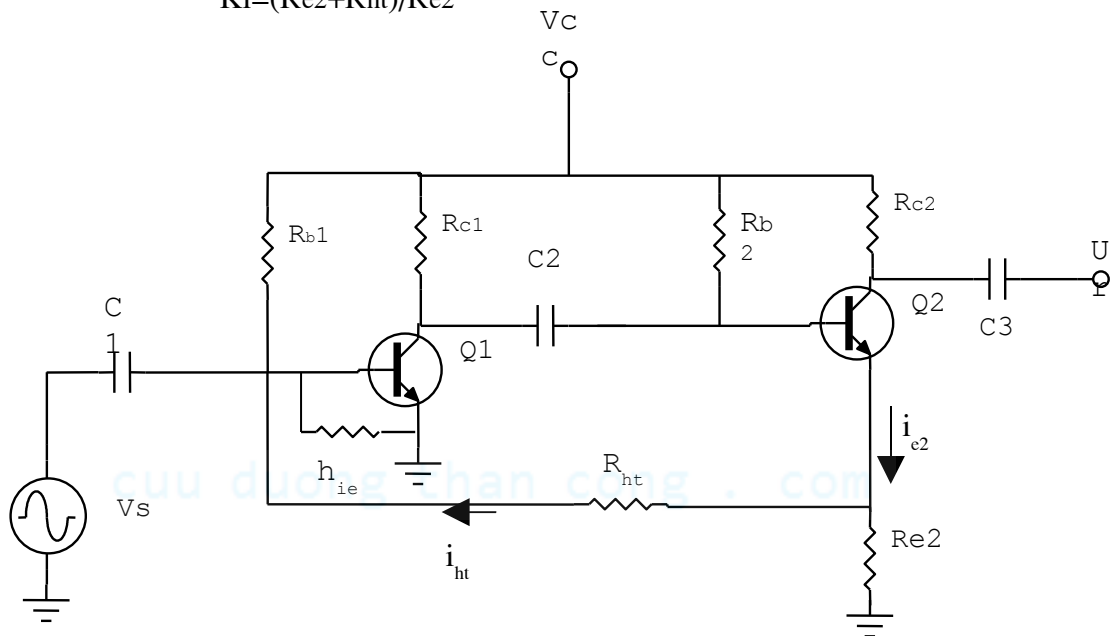
d, Hồi tiếp âm dòng điện, ghép song song

Mạch hồi tiếp dùng R_{ht} lấy V_{e2} để phân cực cho B1 đồng thời lấy tín hiệu ra $i_{c2} \approx i_{e2}$ qua R_{e2} tạo tín hiệu dòng i_{ht} .

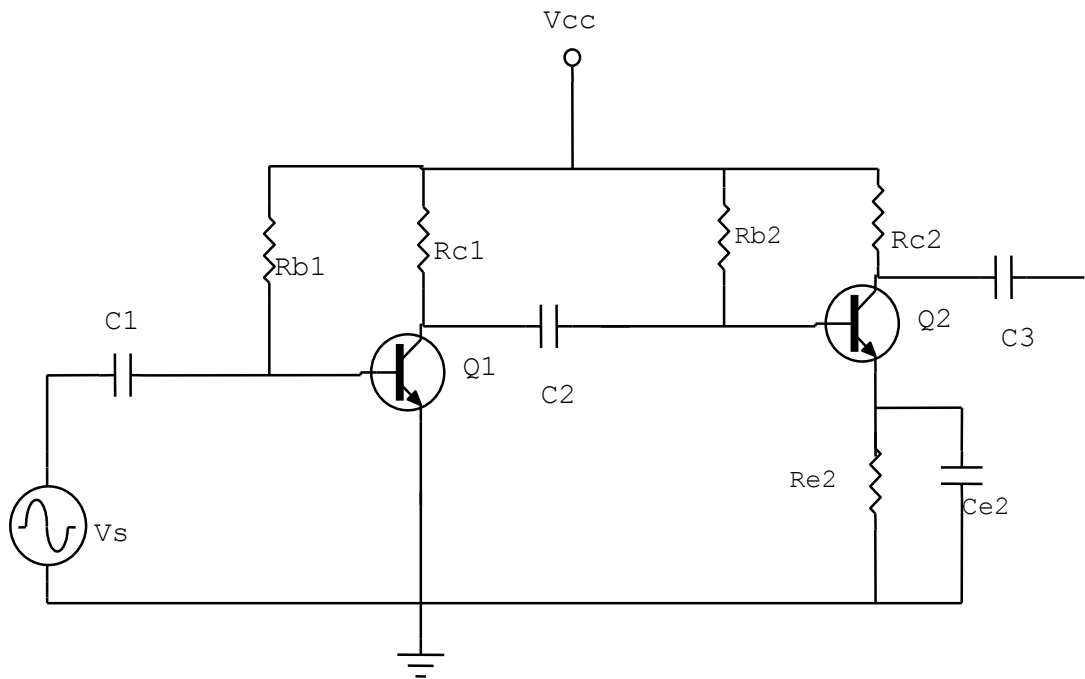
Dòng điện hồi tiếp i_{ht} phản ánh thành điện áp hồi tiếp V_{ht} qua điện trở R_{ht} đa đến đầu vào

Hệ số hồi tiếp dòng điện:

$$K_i = (R_{e2} + R_{ht}) / R_{e2}$$



Mạch hồi tiếp âm dòng, ghép song song



Mạch dạng không hồi tiếp

IV. ẢNH HƯỞNG CỦA HỒI TIẾP ĐẾN CÁC THÔNG SỐ CỦA MẠCH.

Ảnh hưởng của hồi tiếp đọc tóm tắt theo bảng sau:

CÁC THÔNG SỐ KỸ THUẬT	HỒI TIẾP ÂM DÒNG ĐIỆN NỐI TIẾP	HỒI TIẾP ÂM ĐIỆN ÁP NỐI TIẾP	HỒI TIẾP ÂM ĐIỆN ÁP SONG SONG	HỒI TIẾP ÂM DÒNG ĐIỆN SONG SONG
Tổng trở ngõ vào: Z_v	$Z_i.g$	$Z_i.g$	Z_i / g	Z_i / g
Tổng trở ngõ ra: Z_r	$Z_o.g$	Z_o / g	Z_i / g	$Z_i.g$
Độ khuếch đại điện áp: K_u	K_u/g	K_u/g	K_u/g	K_u/g
Độ rộng băng thông: B	B.g	B.g	B.g	B.g

Trong đó $g = 1 \pm K.K_{ht}$

Các mạch khuếch đại hồi tiếp âm làm tăng tổng trở ngõ vào thông dùng cho tầng tiền khuếch đại, để không làm giảm biên độ của tín hiệu hữu ích, các mạch hồi tiếp âm làm giảm tổng trở ngõ ra thông dùng cho các tầng cuối (công suất), để tăng khả năng cấp dòng cho tải.

Ngoài các thông số thống kê trên, mạch hồi tiếp còn có tác dụng giảm biên độ nhiễu, giảm độ méo phi tuyến và méo tần số.

CHƯƠNG 3. CÁC SƠ ĐỒ CƠ BẢN CỦA TĂNG KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR

- Với tín hiệu nhỏ thông dùng sơ đồ tương đương để phân tích, có thể biểu diễn các phần tử tích cực bằng sơ đồ tương đương Π , hoặc sơ đồ tương đương của mạng 4 cực

I. KHÁI NIỆM

- Transistor là linh kiện phi tuyến, nhưng khi xét với tín hiệu trong phạm vi biến thiên nhỏ thì mức độ phi tuyến ảnh hưởng không lớn, nên có thể xem như mạch tuyến tính, T được vẽ thành các mạch tương đương gồm R, nguồn dòng, để có thể tính toán và phân tích theo các nguyên lý của Lý thuyết mạch, có thể biểu diễn bằng sơ đồ tương đương Π , hoặc sơ đồ tương đương của mạng 4 cực

- Việc tính toán, phân tích một mạch khuếch đại dùng T bao gồm các phần sau:

+ Tính toán chế độ một chiều

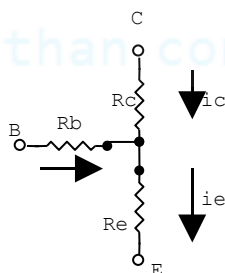
+ Tính toán các tham số ở chế độ xoay chiều (chế độ động).

Phần tính toán chế độ một chiều ta đã xem xét ở phần Cấu kiện Điện tử, vì vậy chỉ nghiên cứu chế độ động.

II. PHÂN TÍCH MẠCH KHUẾCH ĐẠI BẰNG SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG

1. Mạch tương đương của Transistor

Điều kiện để một T dẫn là phân cực thuận với tiếp giáp BE và phân cực ngược với tiếp giáp BC, mạch tương đương của T như sau:



Trong đó:

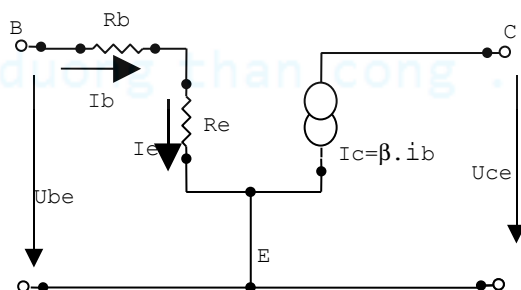
+ R_b là điện trở đoạn từ cực B và giữa vùng bán dẫn của cực B.

+ R_e là điện trở thuận ở trạng thái xoay chiều của mối nối BE:

$$R_e = 26\text{mV}/I_E(\text{mA})$$

+ R_c là điện trở nghịch của mối nối BC.

Mạch tương đương T dùng thông số của ma trận H:



trong đó:

+ i_b : dòng điện tín hiệu ngõ vào, giá trị phụ thuộc vào R_b , R_e

+ i_c : dòng điện tín hiệu ngõ ra, $i_c = \beta i_b$

Phương trình đặc trưng theo ma trận H:

$$U_{be} = h_{11} i_b + h_{12} U_{ce}$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} U_{ce}$$

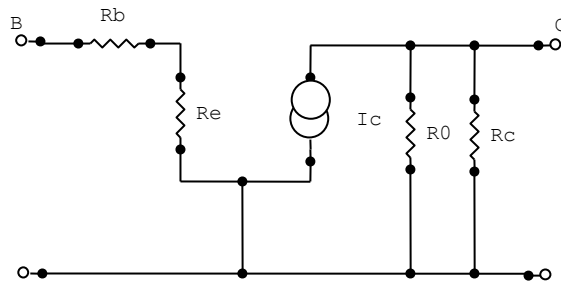
+ $h_{11} = U_{be}/i_b$: điện trở ngõ vào

+ $h_{21} = i_c/i_b$: hệ số khuếch đại dòng

+ $h_{12} = U_{be}/U_{ce}$: độ khuếch đại điện áp ngược

+ $h_{22} = i_c/U_{ce}$: dẫn nạp ngõ ra.

2. Mạch tương đương kiểu EC:



- Tổng trở ngõ vào:

$$h_{11} = h_{ie} = R_i = \frac{V_i}{I_b} = \frac{i_b r_b + i_e r_e}{i_b} = \frac{i_b r_b + \beta i_b r_e}{i_b}$$

- Tổng trở ngõ ra:

$$r_o = 1/h_{22}$$

- Độ khuếch đại dòng:

$$K_i = h_{21} = \beta$$

- Độ khuếch đại điện áp:

$$K_u = \frac{U_{ce}}{U_{be}} = \frac{1}{h_{12}} = -\beta \cdot \frac{R_c}{R_{be}}$$

3. Mạch tương đương kiểu BC:

- Tổng trở ngõ vào:

$$h_{11} = h_{ie} = R_i = \frac{i_e r_e + i_b r_b}{i_e} = \frac{\beta r_e + r_e}{\beta}$$

- Tổng trở ngõ ra:

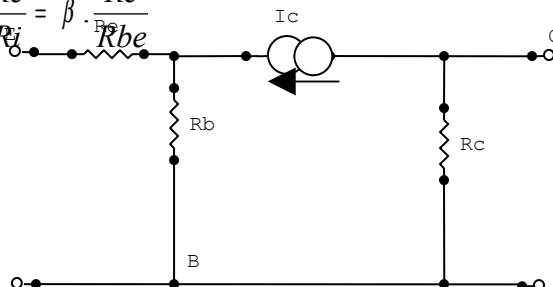
$$r_o = V_o/i_c$$

- Độ khuếch đại dòng:

$$K_i = i_c/i_e = (\beta/(\beta+1)) \approx 1$$

- Độ khuếch đại điện áp:

$$K_u = \frac{-i_c R_c}{-i_e R_i} = \beta \cdot \frac{R_c}{R_{be}}$$



4. Mạch tong đong kiếu CC:

- Tổng trở ngõ vào:

$$h_{11} = h_{ie} = R_i = \frac{i_b r_b + i_e r_e + i_e R_1}{i_b} = r_b + \beta r_e + \beta R_1$$

- Tổng trở ngõ ra:

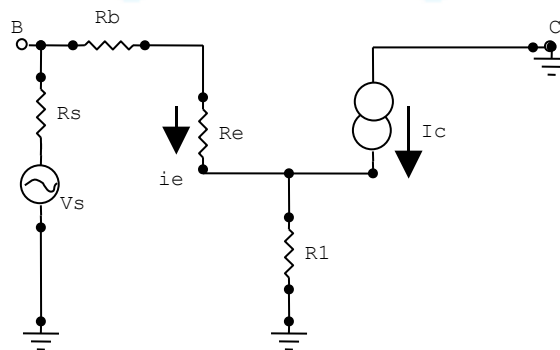
$$r_o = r_e + 1/\beta(r_s + r_b)$$

- Độ khuếch đại dòng:

$$K_i = i_e / i_b = \beta + 1$$

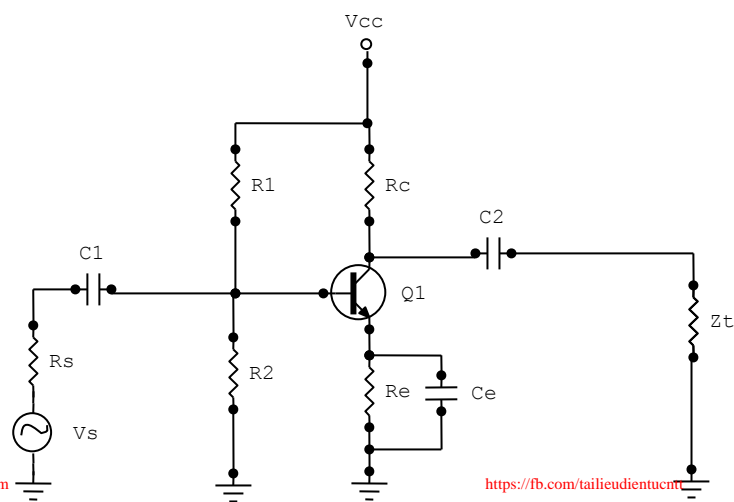
- Độ khuếch đại điện áp:

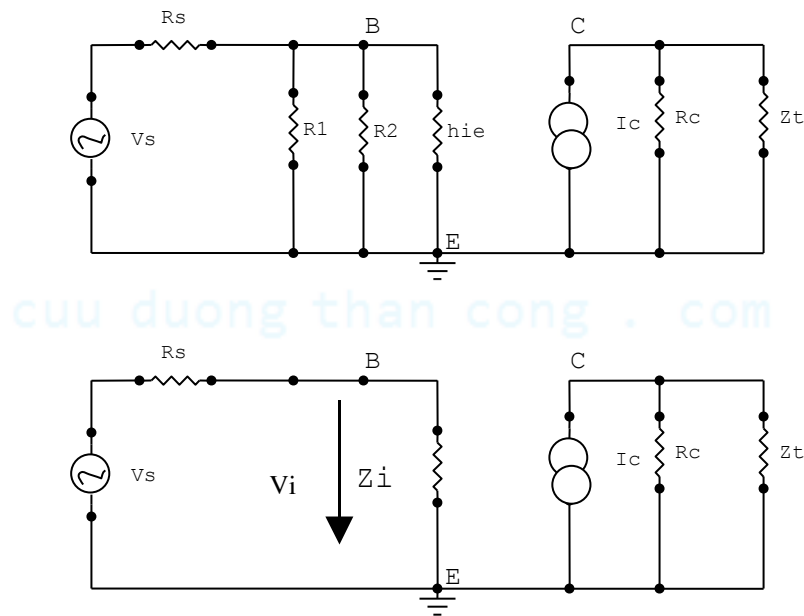
$$K_u = \frac{v_e}{v_b} = \frac{\beta R_1}{i_b r_b + i_e r_e + i_e R_1} \approx 1$$



5. Phân tích mạch khuếch đại bằng mạch tong đong

Minh họa:





ta có $Z_i = h_{ie} // R_1 // R_2$

- $K_i = \beta$

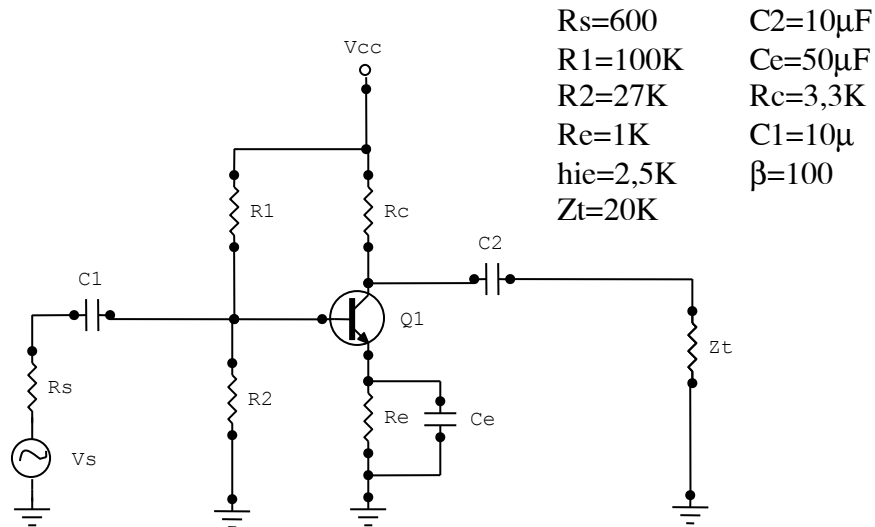
- $K_u = \frac{V_o}{V_i} = -\beta \frac{Z_t}{Z_i}$

- Hệ số khuếch đại toàn mạch $K_{tp} = K_u \cdot \frac{V_i}{V_s} = -\beta \frac{Z_t}{Z_t + R_s}$

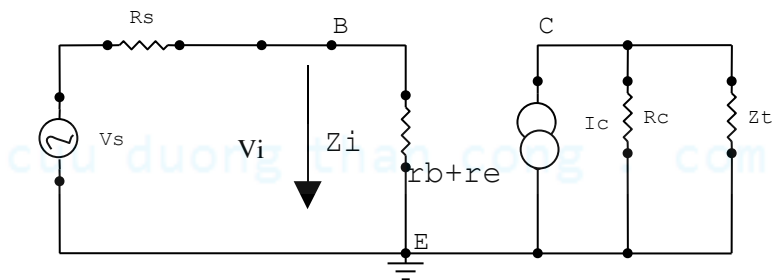
III. TÍNH TOÁN CÁC THÔNG SỐ Ở CHẾ ĐỘ ĐỘNG

Minh họa qua ví dụ:

Tính toán chế độ động cho mạch có tham số nh hình vẽ:



Giải: Sơ đồ tương đương:



- Tổng trở vào của T: $R_i = h_{ie} = 2,5K$

- $K_i = \beta = 100$ lần

- $K_u = -\beta \frac{R_c // Z_t}{h_{ie}} = -100 \cdot \frac{2,8}{2,5} \approx -112$ lần (hệ số KĐ của riêng T)

- Z_v chung cả mạch $= Z_i // h_{ie} = \frac{h_{ie} \cdot Z_i}{h_{ie} + Z_i} = \frac{h_{ie} (R_1 // R_2)}{h_{ie} + (R_1 // R_2)} \approx 2,2K$

- Độ khuếch đại áp toàn mạch:

$$K_{tp} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = K_u \cdot \frac{Z_v}{Z_v + R_s} = -112 \cdot \frac{2,2}{2,2 + 600} \approx -88$$

Dấu - chứng tỏ tín hiệu ra ngược pha với tín hiệu vào

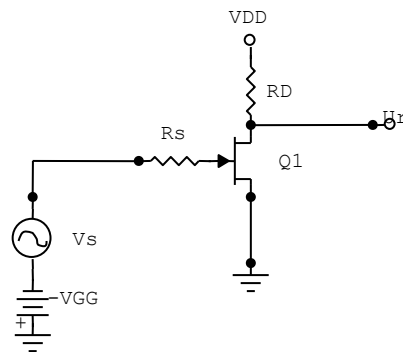
IV. TRANSISTOR TRỒNG- FET

Mạch khuếch đại điện hình dùng FET, nh hình vẽ sau, dòng điện cực của IG, có giá trị nhỏ không đáng kể, nên sụt áp trên Rs là không đáng kể, có thể bỏ qua, , ta có:

$$+ V_{GS} = -V_{GG}$$

$$+ V_{gs} = V_s$$

Điện áp tổng gồm cả một chiều và xoay chiều là : $V_{GS} = v_{gs} + V_{GS}$,



Điện áp tại cực tháo là: $V_{DS} = V_{DD} - R_D \cdot I_D = V_{DD} - R_D \cdot I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{PO}} + \frac{v_s}{V_{PO}}\right)$

- Công suất tiêu tán trên FET:

$$P_D = V_{DS} \cdot I_D$$

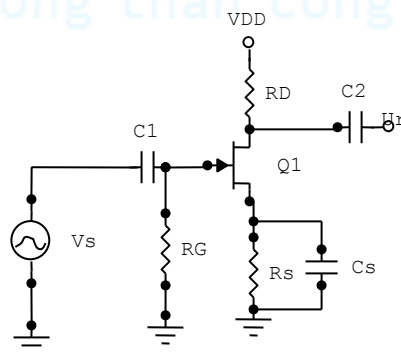
- Công suất ra trên tải:

$$P_T = R_D \cdot I_D^2 + R_D \cdot I_D^2$$

I_D : dòng trung bình của tín hiệu làm việc

SAU ĐÂY LÀ CÁC MẠCH KHUẾCH ĐẠI THÔNG DỤNG:

- Mạch SC (nguồn chung):



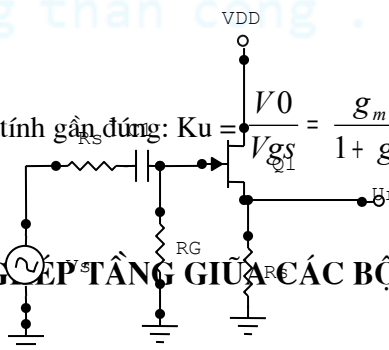
Độ khuếch đại áp K_u tính gần đúng: $K_u = \frac{V_0}{V_{gs}} = - \frac{i_d}{v_{gs}} \cdot R_D$

- Mạch DC (tháo chung):

Độ khuếch đại áp K_u tính gần đúng: $K_u = \frac{V_0}{V_{gs}} = \frac{g_m \cdot R_s}{1 + g_m R_s}$

Trong đó $g_m = i_d / v_{gs}$

V. CÁC PHƯƠNG PHÁP GẮN TĂNG GIỮA CÁC BỘ KHUẾCH ĐẠI



Một bộ khuếch đại thông gồm nhiều tầng khuếch đại mắc liên tiếp vì thông thường một tầng khuếch đại không đảm bảo đủ hệ số khuếch đại cần thiết. Trong trường hợp này tín hiệu ra của tầng trước là tín hiệu vào của tầng

sau và hệ số khuếch đại tổng $K(dB) = \sum_{i=1}^n K_i$ với K_i là hệ số khuếch đại tính theo dB của tầng khuếch đại thứ i trong tổng số n tầng khuếch đại.

Chọn số tầng và kiểu tầng

Việc lựa chọn số tầng khuếch đại, kiểu tầng và thứ tự của chúng chủ yếu dựa vào trở kháng nguồn, trở kháng tải và hệ số khuếch đại yêu cầu. Hầu hết các mạch khuếch đại cần:

- Trở kháng vào cao so với trở kháng nguồn.
- Trở kháng ra nhỏ so với trở kháng tải.

Ví dụ: khi cần bộ khuếch đại có hệ số tăng ích và trở kháng vào cao thì sẽ sử dụng BJT mắc kiểu CC làm tầng 1 (trở kháng vào cao) và BJT mắc kiểu CE làm tầng 2 (hệ số khuếch đại lớn).

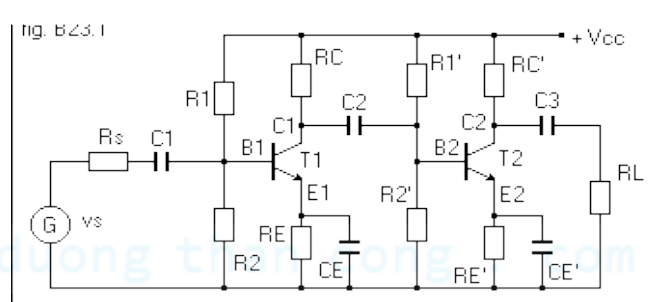
Kiểu ghép giữa các tầng

Có 3 kiểu ghép tầng: ghép trực tiếp, ghép RC, ghép biến áp.

Phần tiếp sau đây sẽ giới thiệu các cách ghép giữa các tầng

1. Ghép RC

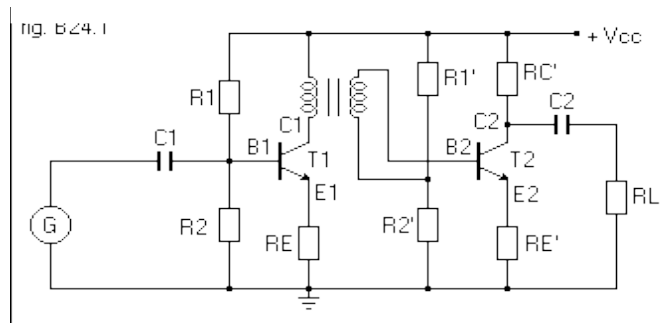
Trong mạch khuếch đại nhiều tầng, mạch ghép RC sẽ thực hiện ghép giữa tầng này với tầng khác nhờ 1 tụ điện. Tụ C_2 nh trong hình dưới đây biểu diễn kiểu ghép này giữa 2 tầng CE.



Ghép RC cho phép tín hiệu ac đi qua nhưng lại ngăn cản tín hiệu dc. Như vậy, thành phần một chiều không ảnh hưởng lẫn nhau giữa các tầng, đồng thời điểm làm việc tĩnh cũng được cách ly.

2. Ghép biến áp

Trong trường hợp này, việc liên kết giữa 2 tầng khuếch đại được thực hiện bởi biến áp. Dưới đây là mạch ghép điện hình giữa 2 tầng dùng biến áp.

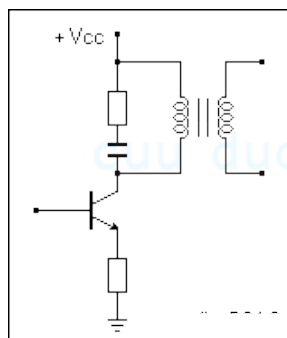


Như ta thấy trong hình trên, cuộn sơ cấp của biến áp thay cho điện trở tải R_L . Vì biến áp hoạt động giống như một cuộn cảm (có trở kháng bằng 0 hay rất nhỏ so với dòng dc), nên dòng tĩnh I_{CQ} qua tầng thứ nhất sẽ không bị suy hao. Còn với thành phần dòng ac, tải động (tải xoay chiều) sẽ là tải thứ cấp khi nhìn từ cuộn sơ cấp, tức là bằng với $(n^2 \cdot R)$ với n : là hệ số truyền đạt của biến áp. Việc sử dụng biến áp sẽ khiến các tầng khuếch đại được cách ly với nhau. Điểm làm việc tĩnh Q có thể được xác định tách biệt với từng tầng.

Ưu điểm của ghép biến áp là: không có dòng một chiều trên tải và đạt được hiệu suất cao hơn.

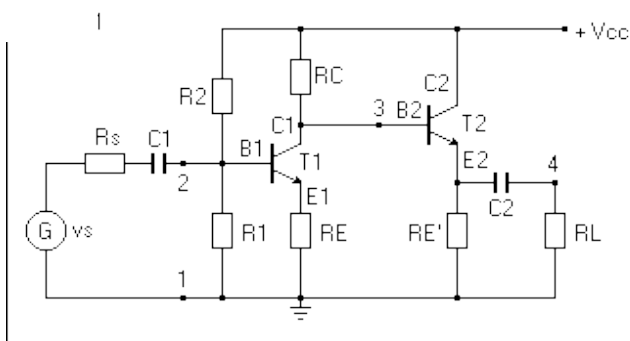
Nhược điểm của ghép biến áp là: kích cỡ và trọng lượng lớn của biến áp, giới hạn tần số của biến áp và sự không tuyến tính của đường cong đáp ứng tần số.

Vì những nhược điểm như vậy, biến áp sẽ không được sử dụng trong các mạch tần số thấp, tín hiệu nhỏ. Nó chỉ được dùng nhiều trong các mạch khuếch đại tần số cao điều chỉnh kênh thu, trong đó biến áp sử dụng để tạo mạch cộng hưởng.



Trong mạch khuếch đại sử dụng biến áp, thành phần tín hiệu ac trong cuộn sơ cấp sẽ phụ thuộc vào điện kháng của cuộn dây. Hệ số khuếch đại tỷ lệ với điện kháng của biến áp vì thế tín hiệu ra sẽ phụ thuộc vào tần số. Để khắc phục vấn đề này, cần mắc song song một mạch RC với cuộn sơ cấp (hình bên).

3. Ghép trực tiếp.



Ghép trực tiếp là phương pháp đưa trực tiếp tín hiệu từ tầng trước tới tầng sau mà không thông qua bất cứ một linh kiện nào. Hình bên là một ví dụ của sơ đồ mạch ghép trực tiếp dùng 2 tầng T : một tải kép (tầng 1) và một CC (tầng 2).

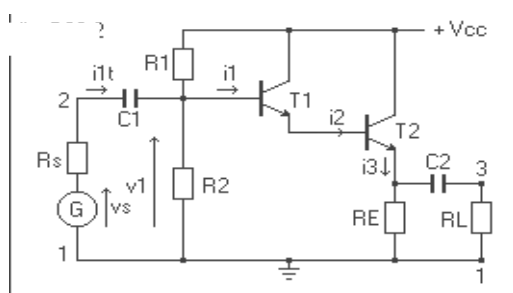
Đáp ứng tần số của sơ đồ mạch ghép trực tiếp được xác định bởi từng tầng cấu thành mạch. Ghép trực tiếp được viết tắt là “d.c”.

Nhược điểm lớn nhất của kiểu ghép trực tiếp là: điện áp một chiều giữa các tầng không độc lập với nhau. Sự dao động của điểm Q tại tầng 1 sẽ khiến điểm làm việc Q của tầng 2 thay đổi.

4. Các kiểu ghép transistor khác

a. Mạch Darlington.

Hai Transistor được gọi là kết nối Darlington (hoặc tạo thành cặp Darlington) khi dòng emitter của tầng đầu tiên chính là dòng base của tầng thứ hai (hình dưới đây)



Cặp Darlington có hệ số khuếch đại dòng cao và trở kháng vào cao. Nó thường được dùng thay cho các mạch lặp E

Thông thường các nhà chế tạo Transistor sẽ đặt cặp Darlington vào trong 1 vỏ đơn làm cho cả 2 Transistor

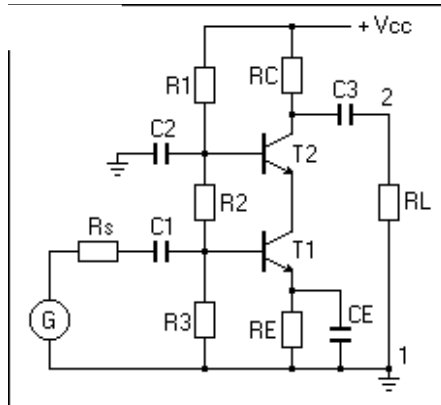
có cùng nhiệt độ làm việc.

Các đặc điểm chính của mạch lặp E sử dụng kết nối Darlington so với mạch lặp E dùng Transistor đơn là:

- Trở kháng vào cao hơn.
- Hệ số khuếch đại áp A_v gần 1 hơn.
- Hệ số khuếch đại dòng cao hơn.
- Trở kháng ra nhỏ hơn.

b. Mạch Cascode.

Mạch khuếch đại Cascode là mạch khuếch đại nhiều tầng ghép trực tiếp. cấu hình này gồm một mạch Transistor kiểu CE và 1 Transistor CB nối với nhau nh hình dưới đây.



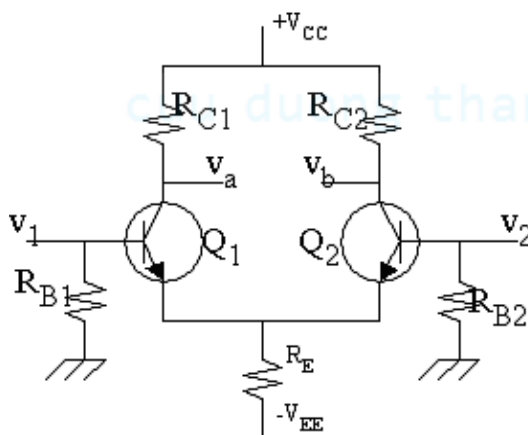
Mạch này có các đặc điểm chính:

- Trở kháng ra rất cao giống nh mạch CB.
- Độ ổn định và đáp ứng tần số cao.

Các đặc trng trên khiến mạch Cascode đặc biệt hữu dụng tại miền tần số cao.

5. Mạch khuếch đại vi sai

* Cấu tạo: dạng căn bản của mạch khuếch đại vi sai nh hình sau:



- Mạch đối xứng theo đường thẳng đứng. Các phần tử tương ứng giống nhau về mọi đặc tính.

$$R_{B1} = R_{B2}$$

$$R_{C1} = R_{C2}$$

$$V_{CC} = V_{EE}$$

Q1 giống hệt Q2, thường được chế tạo trên cùng một mẫu tinh thể.

- Mạch có 2 ngõ vào v_1, v_2 và 2 ngõ ra là v_a, v_b .

- Có 2 phương pháp lấy tín hiệu ra: Lấy ra ở cả 2 cực C của 2 T hoặc lấy ra từ một cực và điểm GND

- Phân biệt 3 trường hợp:

+ Khi hai tín hiệu vào cùng biên độ và cùng pha $v_1=v_2$, do mạch

$$V_a = K.v_1$$

$$V_b = K.v_2$$

là đối xứng nên có $V_a=V_b \Rightarrow$ ngõ ra vi sai=0

+ Khi tín hiệu vào có dạng vi sai $v_1=-v_2$ (cùng biên độ nhng ngược pha):

Khi đó $V_a-V_b=K_{VS}(v_1-v_2) \neq 0$, trong đó K_{VS} là hệ số khuếch đại vi sai, giá trị này thông thường rất lớn

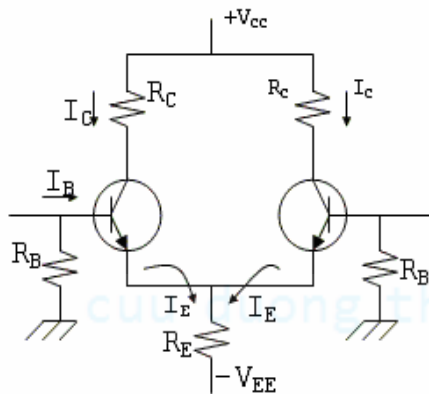
Nh vậy, mạch khuếch đại vi sai chỉ khuếch đại đại lượng là sai số của 2 tín hiệu vào mà không khuếch đại từng tín hiệu thành phần

+ Khi 2 tín hiệu vào là bất kỳ, thì mạch khuếch đại sẽ khuếch đại cả thành phần vi sai và không vi sai của 2 tín hiệu đó.

*** Mạch phân cực:**

Khi mạch hoàn toàn đối xứng:

$$I_E = (V_{EE} - V_{BE}) / 2R_E = 0$$



Ta có: $V_{CC} + V_{EE} = R_C I_C + V_{CE} + 2R_E I_E$

Xem $I_C \approx I_E$

$$\Rightarrow V_{CE} = (V_{CC} + V_{EE}) - (R_C + 2R_E) I_C$$

Phương trình này xác định đường thẳng lấy điện đồ thị $I_C = f(V_{CE})$.

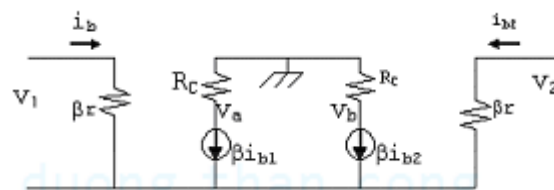
Ngoài ra:

$$R_B I_B + V_{BE} + 2R_E I_E - V_{EE} = 0$$

$$\Rightarrow I_E \approx \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2R_E + \frac{R_B}{\beta}} \approx I_C$$

*** Tính toán thông số:**

Ta tính cho tín hiệu vi sai:



$$v_1 = -v_2$$

$$v_a = -v_b$$

Nh vậy dòng điện luôn ngược chiều trong 2 T, không qua R_E , nên có thể bỏ R_E trong khi tính toán:

Ta có: $\frac{v_a}{R_c} + \beta i_{b1} = 0$

Và $i_{b1} = \frac{v_1}{\beta r_e}$

Suy ra: $\frac{v_a}{R_c} = -\frac{v_1}{r_e} \Rightarrow \frac{v_a}{v_1} = -\frac{R_c}{r_e}$

Ngoài ra: $Ku = \frac{v_a - v_b}{v_1 - v_2} = \frac{2v_a}{2v_1} = \frac{v_a}{v_1} = -\frac{R_c}{r_e}$

***. Các nguyên nhân gây mất cân bằng**

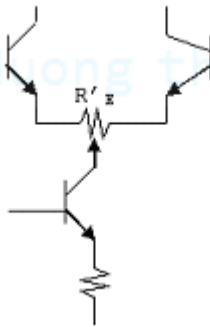
Các linh kiện hình thành mạch: T, R,... không hoàn toàn giống nhau và đồng nhất.

Khi đó mạch khuếch đại vi sai sẽ bị mất cân bằng, thành phần tín hiệu ra xuất hiện cả tín hiệu vi sai.

Biện pháp khắc phục:

- Lựa chọn thật kỹ linh kiện, nên chế tạo theo dạng mạch tích hợp.
- Giữ dòng điện phân cực nhỏ, để sai số trên điện trở tạo ra điện áp vi sai nhỏ.

- Thêm một điện trở R'_E để cân bằng dòng điện phân cực



CHƯƠNG 4 . KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

I. ĐỊNH NGHĨA VÀ PHÂN LOẠI

Các mạch khuếch đại đã nói ở trên chỉ làm việc với tín hiệu nhỏ với công suất thấp. Để tín hiệu ra đủ lớn đáp ứng cho các phụ tải nh loa, cuộn lái tia ... cần dùng đến bộ khuếch đại công suất lớn. Khuếch đại công suất là tầng khuếch đại cuối cùng của bộ khuếch đại. Nó có nhiệm vụ cho ra tải một công suất lớn nhất có thể với độ méo cho phép và đảm bảo hiệu suất cao.

Tầng khuếch đại công suất có thể làm việc ở các chế độ A, B, AB và C, D tùy thuộc vào chế độ công tác của transistor.

- Chế độ A: là chế độ khuếch đại cả chu kỳ tín hiệu vào. Chế độ này có hiệu suất thấp nhng méo phi tuyến nhỏ nhất nên chỉ được dùng trong các tầng khuếch đại đơn.
- Chế độ B: là chế độ khuếch đại nửa chu kỳ tín hiệu vào, chế độ này có hiệu suất cao nhng méo xuyên tâm lớn, có thể khắc phục bằng cách kết hợp với chế độ AB và dùng hồi tiếp âm.
- Chế độ AB: có tính chất chuyển tiếp giữa chế độ A và B. Nó có dòng tĩnh nhỏ để tham gia vào việc giảm méo lúc tín hiệu vào có biên độ nhỏ.
- Chế độ C: khuếch đại tín hiệu ra trong một phần nửa chu kỳ, nó có hiệu suất rất cao nhng méo cũng rất lớn. Chế độ này được ứng dụng trong các mạch khuếch đại cao tần có tải là khung cộng hưởng để chọn lọc tần số mong muốn hoặc các mạch khuếch đại đẩy kéo.
- Chế độ D: ở chế độ này transistor làm việc nh một khoá điện tử

Ở đây sẽ xem xét chi tiết các chế độ A, B, AB và C là các chế độ hoạt động của transistor ở các tầng khuếch đại.

II. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ A

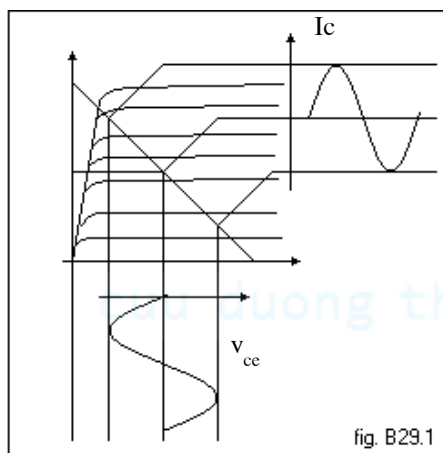


fig. B29.1

Trong mạch khuếch đại chế độ A, có dòng chảy trong mạch ra trong cả chu kỳ tín hiệu. Kiểu mạch khuếch đại này đòi hỏi hoạt động trong miền tuyến tính. Khi tín hiệu vào thay đổi khiến dòng base thay đổi, và nếu sự thay đổi này đủ nhỏ để giữ điểm làm việc trong miền tuyến tính thì tín hiệu ra sẽ có dạng nh tín hiệu vào.

Dòng collector sẽ chảy trong cả chu kỳ của tín hiệu và giá trị trung bình của nó bằng với giá trị tĩnh.

Hình bên chỉ ra các dòng đặc tuyến điển hình cho mạch khuếch đại sử dụng Transistor chế độ A: dòng con đặc tuyến ra, dòng tải, dòng i_c ; điện áp ra v_{ce}

Công suất.

Để tìm các giá trị công suất tiêu thụ trong chế độ A, giả thiết mạch khuếch đại nh hình dưới đây có điện áp tĩnh $V_{CEQ} = V_{CC}/2$, tương ứng với dòng $I_{CQ} = V_{CC} \cdot R_L / 2$.

Công suất hữu ích P_u :

với tín hiệu vào hình sin, điện áp trên tải R_L là:

$$V_{RL} = V_s \cdot \sin(\omega t)$$

Công suất tiêu hao trên tải R_L bằng với giá trị trung bình của công suất tức thời $v_s(t) \cdot i_s(t)$:

$$P_{RL} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L} = \frac{V_s^2}{2 \cdot R_L}$$

Chỉ xem xét thành phần công suất liên quan tới tín hiệu, ta có:

$$P_u = V_s^2 / 2 \cdot R_L$$

Công suất P_{cc} cung cấp bởi nguồn dc.

Đây là giá trị công suất trung bình ($V_{CC} \cdot i_s$) được cung cấp bởi nguồn dc và bằng với:

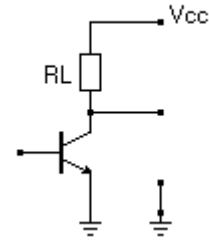
$$P_{cc} = V_{CC}^2 / 2 \cdot R_L$$

Công suất tiêu hao trên T:

Đây là giá trị công suất tiêu hao trung bình trên T [$v_{cc}(t) \cdot i_s(t)$]:

$$P_D = V_{CC}^2 / 4 \cdot R_L - V_s^2 / 2 \cdot R_L$$

Nh ta thấy, P_D sẽ nhỏ nhất nếu biên độ tín hiệu là lớn nhất.



Hiệu suất.

Hiệu suất được định nghĩa là công suất hữu ích trên tải (P_u) và công suất cung cấp bởi nguồn (P_{cc}).

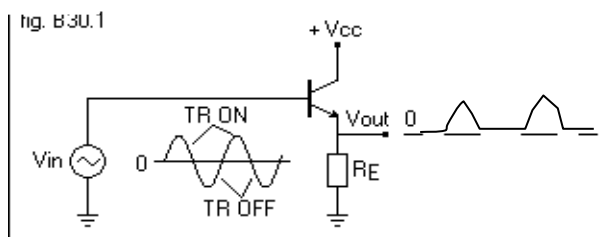
$$\eta_c = P_u / P_{cc} = V_s^2 / V_{CC}^2$$

Từ đây, có thể nhận thấy là hiệu suất sẽ lớn nhất khi V_s đạt giá trị max. Theo lý thuyết, $V_{smax} = V_{CC}/2$; và trong điều kiện lý tưởng hiệu suất lớn nhất đạt 25%. Thực tế, hiệu suất của mạch khuếch đại chế độ A chỉ đạt khoảng 20%.

Mạch khuếch đại chế độ A đạt hiệu suất cao hơn (max=50%) nếu tải được ghép biến áp.

III. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ B.

Hiệu suất thấp của mạch khuếch đại chế độ A phát sinh từ thực tế là



ngay cả khi không có tín hiệu vào, Transistor vẫn tiêu thụ công suất. Giải pháp cho vấn đề này là cố định điểm Q gần với miền ngắt. Trong trường hợp này, nếu không có tín

hiệu vào, dòng collector là rất thấp. Tuy nhiên, khi có tín hiệu vào, chỉ có

dòng ra trong nửa chu kỳ dương của tín hiệu vào. Mỗi nửa chu kỳ âm của tín hiệu vào mà thấp hơn giá trị ngắt cut-off, sẽ ngăn dòng collector. Hình trên là ví dụ của bộ khuếch đại tín hiệu ac ở chế độ B.

Với tín hiệu ac, dòng collector chỉ chảy trong nửa chu kỳ tín hiệu có nghĩa 180° . Góc này được gọi là góc dẫn. Để có được tín hiệu ra lặp lại dạng của tín hiệu vào, sẽ cần đến 2 linh kiện tích cực cùng hoạt động trong chế độ B. Mỗi một linh kiện sẽ khuếch đại tín hiệu trong $1/2$ chu kỳ. Có 3 kiểu mạch thực hiện nguyên tắc này:

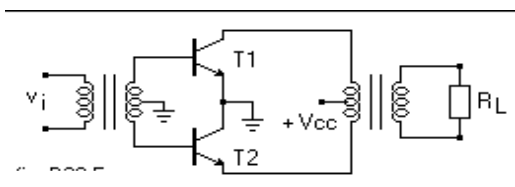
Mạch đẩy kéo push-pull.

Mạch kết cuối đơn (single - ended).

Mạch đẩy kéo - đối xứng bù (complementary symmetry).

a. Mạch khuếch đại đẩy kéo

Mạch khuếch đại đẩy kéo gồm 2 Transistor NPN mà kết nối đối xứng với



n nhau và có điểm E chung nh hình bên. Tại đầu ra của 2 tầng, có 1 biến áp với điểm giữa đầu nguồn. Vì 2 Transistor là cùng loại, mỗi dòng collector chỉ chảy trong một nửa cuộn dây của biến áp, chúng sẽ có h-

ớng ngược nhau và sẽ tạo 2 dòng chảy ngược chiều.

Trong chế độ tĩnh, vì cả 2 Transistor hoạt động ở chế độ B nên chúng sẽ ngắt.

Trong chế độ động hay chế độ ac, giả thiết mỗi T sẽ thay phiên dẫn trong mỗi nửa chu kỳ của tín hiệu. Vì 2 nửa sóng trên cuộn thứ cấp là ngược chiều nhau, dạng sóng sin hoàn chỉnh sẽ được tạo lại trên tải.

Mạch đẩy kéo sử dụng 2 Transistor dẫn luân phiên. Một biến áp vào có điểm giữa nối đất có nhiệm vụ đưa đến base của 2 Transistor hai tín hiệu bằng nhau nhưng ngược pha. Một cách khác là dùng mạch đảo pha giống nh trường hợp của mạch khuếch đại tải kép. Điều này sẽ cải thiện đáp ứng tần số hơn việc sử dụng biến áp.

Các công thức tính công suất.

1. Công suất hữu ích Pu:

Giả thiết điện áp trên tải có giá trị đỉnh là V_M , công suất tiêu thụ hữu ích trên tải là:

$$P_u = V_M^2 / 2R_L.$$

2. Công suất cung cấp bởi nguồn Pcc.

Đây là giá trị trung bình của công suất cung cấp bởi nguồn dc:

$$P_{cc} = 2 * V_{cc} * V_M / (\pi * R_L).$$

từ đó, ta thấy rằng P_{cc} là max khi V_M đạt max có nghĩa bằng V_{cc} . Lúc này:

$$P_{cc} = 2 \cdot V_{cc}^2 / (\pi R_L).$$

3. Công suất tiêu hao trên T.

đây là giá trị trung bình của công suất tiêu hao trên mỗi T:

$$P_D = \frac{V_{cc} \cdot V_M}{\pi \cdot R_L} - \frac{V_M^2}{4 \cdot R_L}$$

P_D sẽ lớn nhất khi $V_M = 2 \cdot V_{cc} / \pi$. Lúc này:

$$P_{D_{MAX}} = V_{cc}^2 / (\pi^2 \cdot R_L).$$

và đạt xấp xỉ $P_{max}/5$.

4. Hiệu suất:

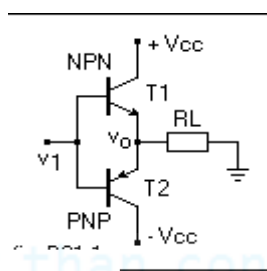
Định nghĩa nh là tỷ số giữa công suất hữu ích trên tải P_u và công suất cung cấp bởi nguồn dc P_{cc} .

$$\eta = P_u / P_{cc} = \pi \cdot V_M / (4 \cdot V_{cc}).$$

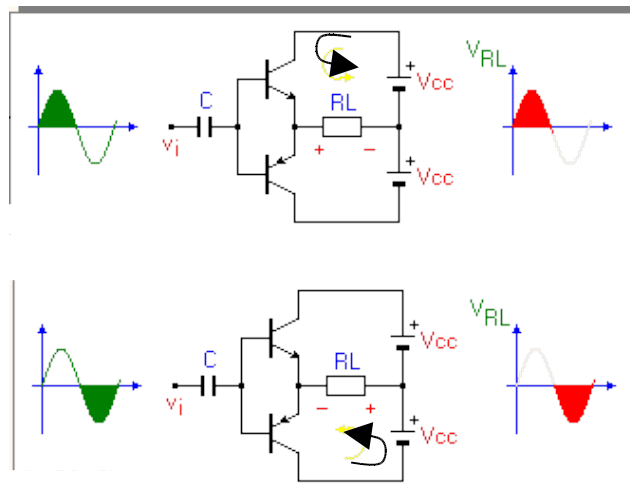
từ công thức này, ta thấy rằng hiệu suất là một hàm tuyến tính của V_M đạt max khi $V_M = V_{cc}$. Lúc này, $\eta_{MAX} = \pi/4 = 78,5\%$. Hiệu suất thực tế của mạch khuếch đại chế độ B là khoảng 70%.

b. Mạch khuếch đại đẩy kéo, đối xứng bù (ngược).

Sơ đồ khối điển hình của các mạch khuếch đại đẩy kéo, đối xứng bù được chỉ ra ở hình bên



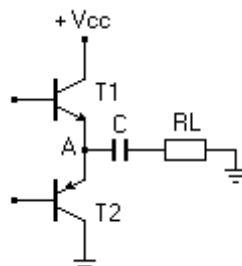
2 Transistor khác loại (1 loại NPN và 1 loại PNP) và cả hai được mắc theo kiểu lắp E. Trở tải được điều khiển bởi T1 trong nửa chu kỳ dương và bởi T2 trong nửa chu kỳ âm (xem hình dưới đây)



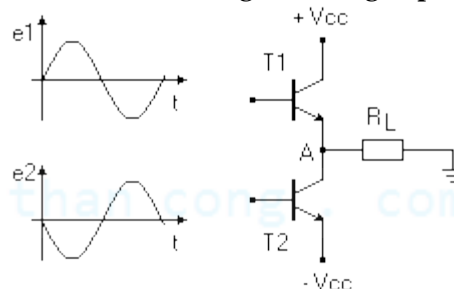
Tín hiệu vào và ra của mạch khuếch đại là cùng pha; cũng sẽ có méo qua điểm 0 đáng kể với mạch này. Méo qua điểm 0 là do 2 transistor T1 và T2 chỉ dẫn khi điện áp V_{BE} của chúng đạt tới ngưỡng dẫn (khoảng 0,7V). Ngược lại chúng sẽ ngắt khi V_{BE} rơi xuống thấp hơn 0,7V.

Sử dụng nguồn cung cấp đơn.

Mạch đối xứng ngược cũng có thể chỉ dùng một nguồn cung cấp bởi việc nối tải với một tụ điện có trị số lớn nh hình bên.



c. Mạch khuếch đại kết cuối đơn với 2 nguồn cung cấp.



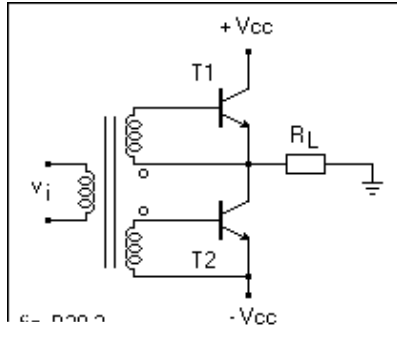
Một mạch kết cuối đơn đọc cho ở hình bên

Trong chế độ tĩnh, 2 Transistor ngắt và điểm chung A của chúng được nối đất. Không có dòng chảy qua tải.

Trong chế độ động, T1 sẽ dẫn trong 1/2 chu kỳ dương và có dòng chảy từ trái sang phải trên tải. Trong nửa chu kỳ âm, T2 dẫn và có dòng chảy trên tải

theo hống ngược lại. Nh vậy, để tạo lại trung thực một tín hiệu, cần thiết đưa vào base của 2 Transistor hai tín hiệu ngược pha nhau.

Khi xác định linh kiện, nhớ rằng, điện áp rơi trên Transistor ngắt là gấp 2 lần V_{CC} (điện áp sụt trên Transistor dẫn là bằng 0V). Nh vậy, sẽ phải lựa chọn Transistor có $V_{CE0} > 2V_{CC}$ (với V_{CE0} là giá trị điện áp đánh thủng của Transistor).



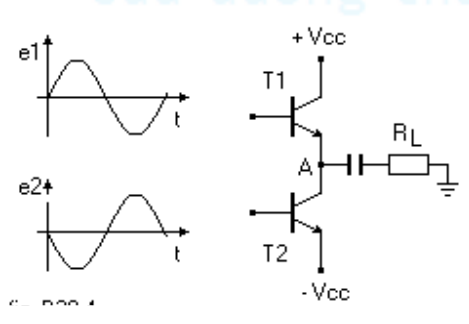
Transistor).

Chú ý rằng, vì T1 hoạt động nh mạch khuếch đại lặp emitter trong khi T2 hoạt động nh mạch CE, nên hai nửa sóng trên tải sẽ không có cùng biên độ.

Để T1 hoạt động nh mạch CE, cần cung cấp tín hiệu vào giữa base và emitter . Điều này thực hiện được bởi việc ghép biến

áp nh hình bên.

d. Mạch khuếch đại kết cuối đơn với 1 nguồn cung cấp



Để sử dụng chỉ 1 nguồn cung cấp nh hình bên thì tải sẽ phải được nối tới một tụ điện có giá trị cao (khoảng vài trăm μF). Trong trường hợp này, điện áp trên tụ sẽ là hằng số trong suốt chu kỳ hoạt động, giống nh một nguồn cung cấp thứ 2.

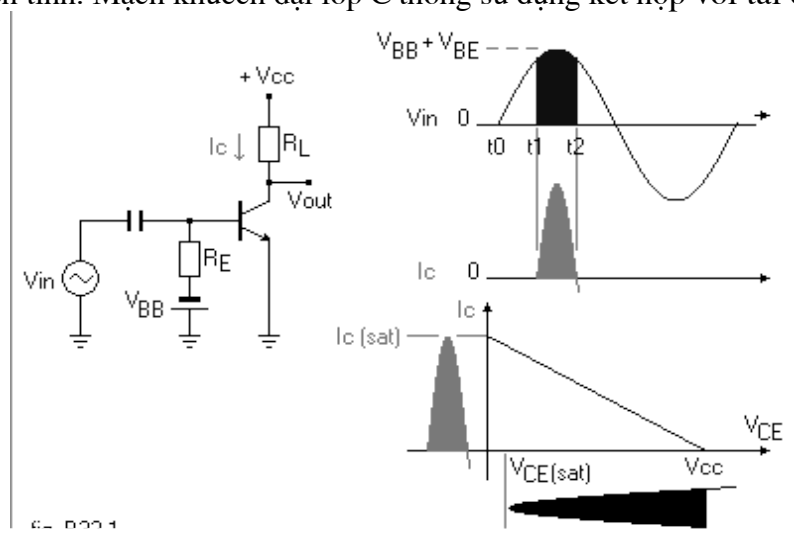
Nếu 2 Transistor giống nhau, tại điểm chung A có điện áp $V_{CC}/2$ và tụ sẽ

duy trì điện áp này.

Nh vậy, hoạt động của mạch sẽ giống nh trường hợp 2 nguồn cung cấp. Khi T1 dẫn, điện áp cung cấp cho mạch sẽ là hiệu của V_{CC} và điện áp trên tụ, tức là bằng $V_{CC}/2$. Còn khi T2 dẫn, chỉ có nguồn cung cấp bởi tụ là hoạt động, tức cũng bằng $V_{CC}/2$.

IV. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ C.

Trong mạch khuếch đại chế độ C, T sẽ đọc phân cực trong miền ngắt. Với tín hiệu vào hình sin, tín hiệu ra sẽ là các xung với độ rộng nhỏ hơn 1/2 chu kỳ nh hình đối đây. Méo trong trường hợp này là rất lớn. Hoạt động của mạch khuếch đại chế độ C không tuyến tính. Mạch khuếch đại lớp C thông sử dụng kết hợp với tải cộng hưởng



và chủ yếu để khuếch đại công suất tần số cao.

HOẠT ĐỘNG

Khi tín hiệu sin $v(t) = V_M \sin(\omega t)$, được đưa tới đầu vào mạch khuếch đại, dòng $i(t)$ qua tải R_L sẽ khác 0 trong khoảng thời gian dẫn $T = t_2 - t_1$ trong ứng với góc dẫn $\phi = \phi_2 - \phi_1$ với $\phi = \omega T$.

Trong mạch khuếch đại chế độ A góc: $\phi < 180^\circ$ và phụ thuộc vào chế độ phân áp của Transistor.

Mạch khuếch đại này không tiêu hao công suất trong chế độ tĩnh (vì $I_{CQ} = 0$) trong khi công suất tiêu hao tại chế độ động phụ thuộc vào biên độ của tín hiệu vào $v(t)$ và góc dẫn. Vì lý do đó, hiệu suất của mạch chế độ C là hàm của góc dẫn. Khi giảm góc dẫn ϕ này, hiệu suất tăng và có thể đạt tới 100%. Thực tế không thể giảm góc dẫn nhiều vì công suất tổng sẽ giảm theo.

Các xung của dòng $i(t)$ là một hàm tuần hoàn, chu kỳ của hàm bằng với chu kỳ tín hiệu vào. Sử dụng chuỗi Fourier, dòng tải có thể được biểu diễn bởi tổng của các sóng sin:

$$i(t) = I_{CQ} + i_1 \sin(\omega t) + i_2 \sin(2\omega t) + \dots$$

Nếu sử dụng tải là một mạch cộng hưởng điều chỉnh được tần số thì mạch khuếch đại này có thể ứng dụng làm bộ nhân tần. Tuy nhiên, do biên độ của các hài bậc cao là nhỏ nên ứng dụng khuếch đại chủ yếu tại tần số cơ bản

$$f = \omega / 2\pi.$$

Một bộ khuếch đại chế độ C hoạt động tại tần số cao, nhưng chỉ dùng để khuếch đại 1 tần số, nó không thể dùng cho các ứng dụng khuếch đại đòi hỏi tuyến tính.

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

CHƯƠNG 5. KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

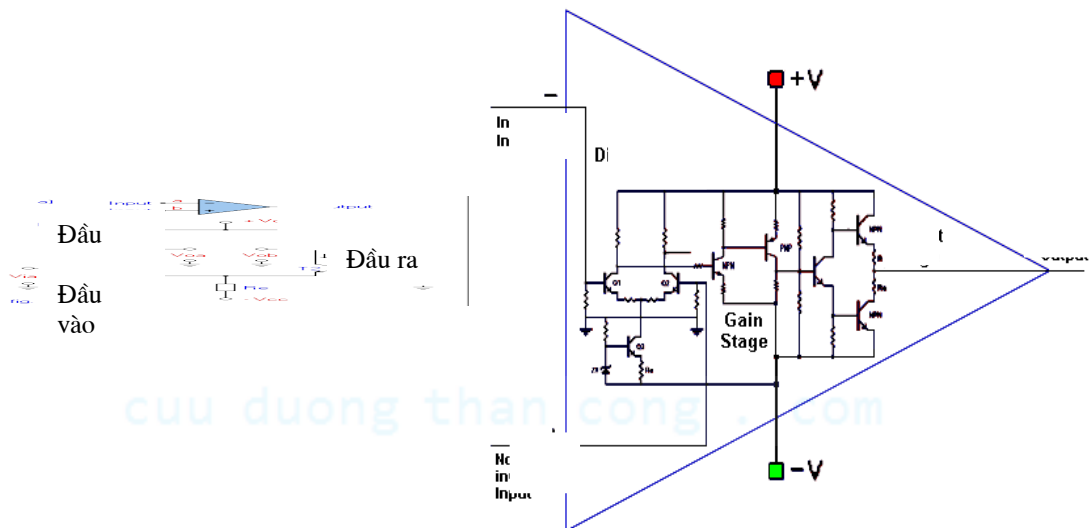
Khuếch đại thuật toán (KĐTT) là một thuật ngữ được đưa ra để chỉ một bộ khuếch đại đặc biệt có thể có nhiều cấu hình hoạt động khác nhau bằng cách ghép nối thích hợp các thành phần bên ngoài. Các bộ KĐTT được ứng dụng đầu tiên trong các máy tính tương tự với các phép tính số học đơn giản như cộng, trừ, nhân, chia, vi phân và tích phân. Khả năng này là kết quả của sự kết hợp giữa hệ số khuếch đại lớn và hồi tiếp âm.

Cùng với sự phát triển không ngừng của kỹ thuật điện tử từ cấu tạo bằng những bóng chân không nặng nề, sau đến các BJT rồi rạc, tới nay các bộ KĐTT đều ở dạng tích hợp. Việc này làm cho các bộ KĐTT trở nên gọn nhẹ, tiêu thụ ít năng lượng, làm việc ổn định và được ứng dụng rất rộng rãi.

Chương này sẽ giới thiệu cơ bản về KĐTT cũng như các kỹ thuật phân tích các mạch KĐTT thông dụng nhất.

I. CƠ BẢN VỀ BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN (OPERATIONAL AMPLIFIER)

Một bộ KĐTT sẽ có hai đầu vào mà thực chất chính là 2 đầu vào của một bộ khuếch đại vi sai, tầng đầu của bộ KĐTT. Bộ KĐTT chỉ có một đầu ra duy nhất, hai đầu vào cấp nguồn và các chân bù điện áp, bù tần số ... (thông thường bộ KĐTT là IC có 8 chân). Hình dưới đây là ký hiệu và sơ đồ đơn



giản minh họa cấu trúc bên trong của bộ KĐTT.

Điện áp đầu ra V_r tỷ lệ với hiệu số của điện thế giữa hai đầu vào, và cho bởi:

$$V_r = K_d \cdot (V_b - V_a).$$

với K_d là hệ số khuếch đại áp, thông thường rất lớn cỡ 1 000 000 lần.

Nh vậy bộ KĐTT khuếch đại hiệu điện áp giữa hai đầu vào.

Nếu $V_b = 0$ thì $V_r = -K_d.V_a$ nên V_r ngược pha với tín hiệu vào. Vì vậy, người ta gọi a là đầu vào đảo và ký hiệu bởi dấu (-) hay chữ N (negative)

Nếu $V_a = 0$ thì $V_r = K_d.V_b$ nên V_r đồng pha với tín hiệu vào. Vì vậy, người ta gọi b là đầu vào không đảo và ký hiệu bởi dấu (+) hay chữ P (positive)

Một KĐTT lý tưởng có:

- Trở kháng vào là vô cùng, $Z_v \approx \infty$
- Trở kháng ra bằng không, $Z_r = 0$
- Hệ số khuếch đại $K_d \approx \infty$
- Đáp ứng tần số là nh nhau ở mọi tần số

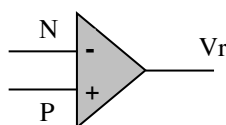
Tuy nhiên trên thực tế các tham số chính của một KĐTT là:

- Điện áp lệch không là điện áp đa tới đầu vào để tạo điện áp 0 tại đầu ra. Điều này có nghĩa, khi không có điện áp tại đầu vào, đầu ra vẫn có một điện áp khác 0.
- Trở kháng vào rất lớn cỡ từ hàng trăm $K\Omega$ tới hàng $M\Omega$
- Trở kháng ra rất nhỏ cỡ từ hàng Ω tới vài chục Ω
- Hệ số khuếch đại K_d từ vài trăm tới hàng triệu lần.
- Đáp ứng tần số có giới hạn

II. CÁC THAM SỐ CƠ BẢN CỦA BỘ KĐTT

1. Hệ số khuếch đại hiệu K_d

Hệ số khuếch đại hiệu K_d được định nghĩa nh tỷ số điện áp đầu ra và điện áp đầu vào vi sai.



$$K_d = V_r / V_v$$

với $V_v = V_p - V_n$

Tuy nhiên, V_r chỉ tỉ lệ với V_v trong một dải điện áp nhất định từ V_{rmin} tới V_{rmax} . Dải điện áp này gọi là dải biến đổi điện áp ra của bộ KĐTT, ngoài dải này điện áp ra không đổi và không phụ thuộc vào điện áp vào, bộ KĐTT ở trạng thái bão hoà.

Đối với điện áp ở tần số thấp K_d không phụ thuộc vào tần số nhng khi tần số càng cao hệ số này giảm xuống do ảnh hưởng của các tham số điện dung ký sinh bên trong bộ KĐTT. Tần số giới hạn được xác định tại vị trí K_d ở tần số trung tâm giảm xuống $\sqrt{2}$ lần và đó chính là độ rộng dải tần của bộ KĐTT.

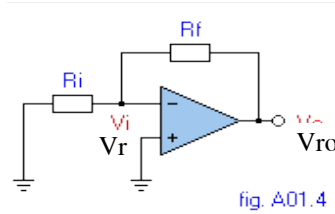
2. Dòng vào tĩnh và điện áp lệch không

Dòng vào tĩnh là giá trị trung bình của dòng vào đầu vào đảo và đầu vào không đảo khi không có tín hiệu vào.

$$I_t = \frac{I_P + I_N}{2} \text{ với } V_P = V_N = 0$$

Dòng vào lệch không là hiệu dòng vào ở hai đầu vào

$$I_0 = I_P - I_N$$



Thông thường $I_0 = 0,1I_t$. Hai thông số này cho thấy tính không lý tưởng của bộ KĐTT thực, chúng phụ thuộc vào nhiệt độ.

Dòng vào lệch không là nguyên nhân gây ra hiệu điện áp lệch không.

Trong một bộ KĐTT thực, khi $V_P = V_N$ thì V_r vẫn khác không. Đó là vì sự không hoàn hảo của linh kiện trong mạch khiến mạch không hoàn toàn đối xứng. Lúc này điện áp ra do điện áp lệch không ở đầu vào gây nên. Người ta gọi điện áp V_r là điện áp lệch không cần đặt giữa hai đầu vào để điện áp ra bằng 0 V_{rlt} . Nói cách khác, điện áp lệch không là điện áp để cân bằng điện áp rất nhỏ tồn tại ở đầu vào.

Mạch nh hình dưới đây sử dụng để đo điện áp lệch không. V_{ro} là điện áp đầu ra không mong muốn gây ra bởi điện áp V_r tại đầu vào.

Hai giá trị điện áp này phụ thuộc vào các giá trị trở kháng R_i và R_f :

$$V_{ro} = V_0 \frac{R_i}{R_i + R_f}$$

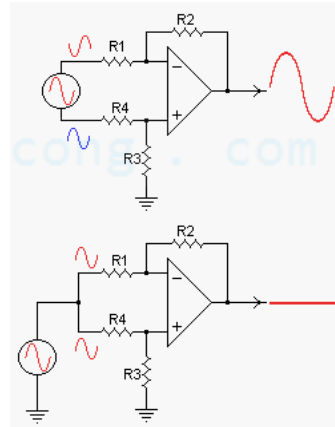
Vì không có tín hiệu nào được đưa tới bộ khuếch đại và giả thiết không có ảnh hưởng của dòng lệch cũng như dòng phân cực thì điện áp ra chỉ có do điện áp lệch không. Đo được V_{ro} cho phép tính giá trị của điện áp lệch không V_r . Khi đó nếu ta đưa một điện áp bằng nhưng đảo dấu so với điện áp lệch không vào đầu vào thì điện áp đầu ra sẽ bằng 0.

3. Tỷ số nén tín hiệu đồng pha

Tỷ số nén tín hiệu đồng pha CMRR (common mode rejection ratio).

Nếu đặt vào đầu vào đảo và đầu vào không đảo các điện áp bằng nhau thì theo lý thuyết V_r phải bằng 0. Nhưng trên thực tế lại không như vậy, lúc này sẽ có:

$$V_r = K_c \cdot V_{cm}$$



Với K_c là hệ số khuếch đại đồng pha (KĐTT lý tưởng $K_c = 0$, tức là $V_r = 0$ nh hình bên)

$$V_{cm} = V_p = V_N$$

Để đánh giá khả năng làm việc của bộ KĐTT thực so với bộ KĐTT lý tưởng người ta đưa ra hệ số CMRR để so sánh giữa hệ số khuếch đại hiệu K_d và hệ số khuếch đại đồng pha K_c

$$CMRR = K_d / K_c \quad (\text{khoảng } 10^3 - 10^5)$$

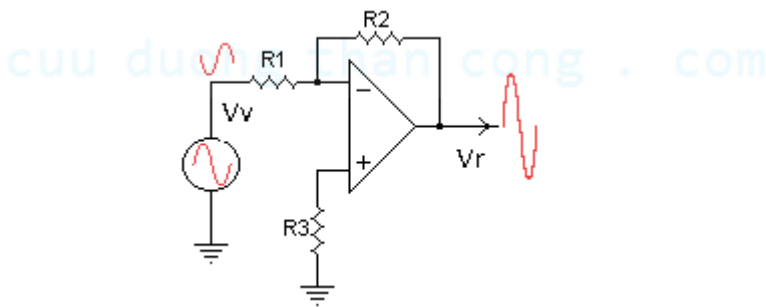
Chú ý: Tỷ số nén tín hiệu đồng pha thông thường tính theo đơn vị decibel

$$CMRR(dB) = 20 \lg \left| \frac{K_d}{K_c} \right| \quad (\text{khoảng } 76\text{dB} - 100\text{dB})$$

III. CÁC SƠ ĐỒ CƠ BẢN CỦA BỘ KĐTT

1. Bộ khuếch đại đảo

Hệ số khuếch đại hở mạch của một bộ khuếch đại thuật toán rất lớn (điển hình khoảng 100 000 lần hay 100dB). Hệ số này quá lớn nên sẽ gây mất ổn định cho mạch, do đó không được sử dụng trên thực tế.



Để giảm bớt hệ số khuếch đại của mạch người ta sử dụng biện pháp hồi tiếp âm. Nghĩa là lấy một phần tín hiệu ra quay trở về đầu vào đảo của bộ KĐTT. Mạch cơ bản của cấu hình này nh hình bên.

Trong hình này, đầu vào đảo có cùng điện thế so với đầu vào không đảo tức bằng 0V, do vậy thông gọi đầu vào đảo là điểm “đất ảo”.

Dòng chảy qua R1 được cho bởi:

$$I = V_v / R_1$$

Chú ý: Trở kháng vào có giá trị vô cùng nên dòng điện I này sẽ chảy qua Rf và điện áp Vr qua nó sẽ là:

$$V_r = - R_2 \cdot I$$

Dấu “-” xuất phát từ thực tế rằng, nếu $V_v > 0V$ dòng chảy từ V_v tới V_r bởi thế V_r có mức điện áp thấp hơn đầu vào đảo; tuy nhiên đầu vào đảo lại là điểm đất ảo (0V) nên V_r sẽ phải âm.

Thay thế giá trị của I vào ta được :

$$V_r = - V_v \cdot R_2 / R_1$$

vì hệ số khuếch đại được định nghĩa nh tỷ số giữa áp vào và áp ra nên:

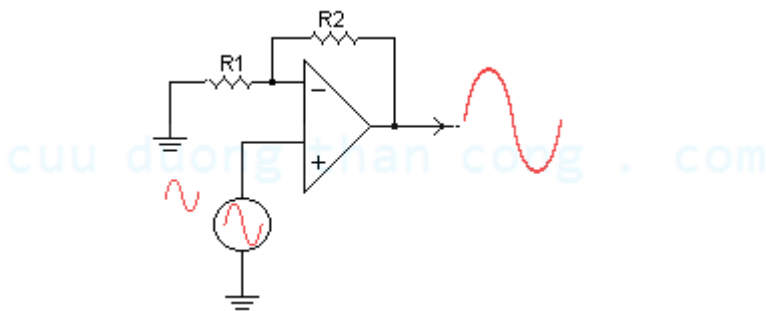
$$K = V_r / V_v = - R_2 / R_1$$

Chú ý: Với bộ khuếch đại thực, trở kháng vào và hệ số khuếch đại không phải là vô cùng nhng cũng rất lớn do đó công thức trên có thể chấp nhận được.

2. Mạch khuếch đại không đảo

Một mạch khuếch đại không đảo đơn giản được chỉ ra nh ở hình dưới đây

Để ổn định mạch khuếch đại, một phần tín hiệu ra được lấy quay trở về đầu vào đảo (hồi tiếp âm).



Tương tự, từ tính chất trở kháng vào bằng vô cùng, có thể thấy rằng dòng chảy qua R_2 sẽ bằng dòng chảy qua R_1 . R_1 và R_2 sẽ tạo thành mạch phân áp đối với điện áp ra V_r .

Từ đó, suy ra hệ số khuếch đại:

$$K = \frac{V_r}{V_v} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Các công thức trên đúng cho mạch KĐTT thực tế có hệ số khuếch đại lớn và trở kháng vào cao.

Chú ý: Từ công thức trên thấy rằng hệ số khuếch đại của mạch không đảo không thể nhỏ hơn 1, hệ số này chỉ bằng 1 khi $R_2=0$ hoặc $R_1 = \infty$.

3. Mạch khuếch đại tổng

Mạch khuếch đại tổng có 2 đầu vào và có thể nhiều hơn nếu cần. Nh thấy trong hình bên điện áp V1 và V2 đều đọc đa đến đầu vào đảo của bộ KĐTT qua điện trở R1 và R2.

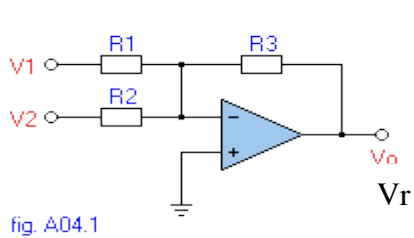


fig. A04.1

Mỗi đầu vào sẽ tạo tác động trên đầu ra độc lập với nhau. Bởi thế, điện áp ra đọc xác định bằng tổng kết quả tính với mỗi đầu vào.

$$V_r = - \left(V1 * \frac{R3}{R1} + V2 * \frac{R3}{R2} \right)$$

Dấu “-” biểu thị đầu ra sẽ ngược pha với tín hiệu vào.

Từ công thức trên, nếu yêu cầu đầu ra là tổng của các đầu vào thì tỷ số $R3/R1 = R3/R2 = 1$. Lúc này:

$$V_r = - (V1 + V2).$$

Nếu đầu ra bằng trung bình điện áp của các đầu vào thì tỷ số $R3/R1 = R3/R2 = 0.5$. Tức là:

$$V_r = -(V1 + V2)/2.$$

Chú ý: Có thể có rất nhiều đầu vào, nhng chú ý rằng số lượng này cũng giới hạn để không khiến cho bộ khuếch đại vượt ra khỏi khoảng làm việc tuyến tính, đồng thời tổng dòng phải nhỏ hơn dòng max cho phép do nhà sản xuất quy định.

Mạch khuếch đại tổng sẽ làm việc với cả tín hiệu dc lẫn tín hiệu ac.

4. Mạch khuếch đại hiệu

Mạch khuếch đại hiệu sẽ cho ta điện áp ra bằng hiệu của 2 (hay nhiều) điện áp vào. Mạch điển hình sử dụng bộ KĐTT để tính hiệu hai điện áp đọc chỉ ra trong hình dưới.

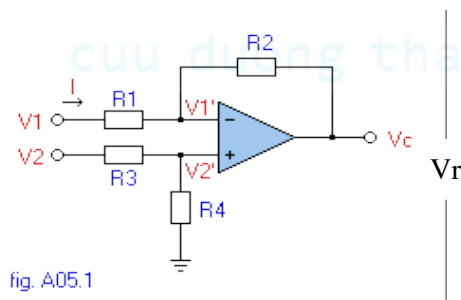


fig. A05.1

Ta có thể tìm các công thức tính toán đối với mạch khuếch đại hiệu, giả thiết rằng bộ KĐTT là lý tưởng. Vì trở kháng vào, trong trường hợp này song song với R4, theo lý thuyết là vô cùng, nên điện áp vào cực không đảo sẽ là:

$$V2' = V2 * \frac{R4}{R3 + R4}$$

Vì mạch KĐTT lý tưởng có hệ số khuếch đại vô cùng nên điện áp $V_1' = V_2'$. Do vậy, dòng I qua R_1 là:

$$I = \frac{V_1 - V_1'}{R_1} = \frac{V_1 - \frac{V_2 * R_4}{R_3 + R_4}}{R_1}$$

Toàn bộ dòng điện này sẽ chảy qua R_2 do trở kháng đầu vào bằng vô cùng. Do vậy, điện áp ra là:

$$V_r = V_1' - I * R_2$$

Thay các công thức trên vào ta tính được V_r nh sau:

$$V_r = - \frac{R_2}{R_1} V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2$$

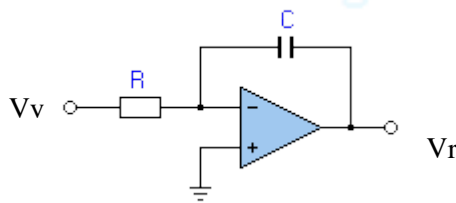
Nếu tỷ số $R_2/R_1 = R_4/R_3$ thì ta có:

$$V_r = (V_2 - V_1) * R_2/R_1.$$

và nếu $R_2 = R_1$ và $R_4 = R_3$ thì:

$$V_r = V_2 - V_1.$$

5. Mạch tích phân



Mạch tích phân đơn giản nhất được cho ở hình bên.

Ta thấy có tụ điện C trong mạch hồi tiếp.

Đầu vào không đảo nối đất, do vậy đầu vào đảo coi nh có điện áp 0 V (điểm đất ảo). Bởi thế, dòng chảy qua điện trở R sẽ được tính bởi tỷ số V_v chia cho R . Toàn bộ dòng điện này sẽ nạp cho tụ. Nói cách khác, ta có:

$$\frac{V_v}{R} = C \cdot \frac{dV_r}{dt}$$

$$\text{vì } V_r = -V_v, \text{ nên: } dV_r = - \frac{1}{RC} \cdot V_v \cdot dt$$

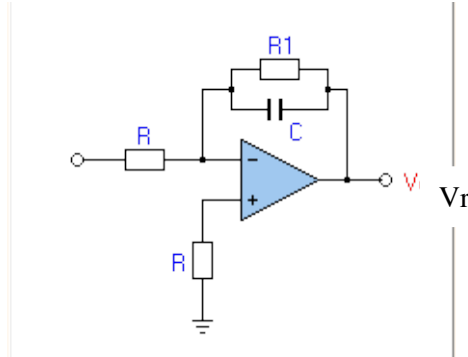
tích phân 2 vế, ta có:

$$V_r = - \frac{1}{RC} \int V_v \cdot dt$$

vậy điện áp ra sẽ bằng tích phân của điện áp vào chia cho hằng số thời gian $\tau = RC$

Biến τ có thể được định nghĩa nh là thời gian cần thiết cho điện áp V_r đạt tới biên độ bằng với điện áp vào, bắt đầu từ điều kiện 0 và với điện áp vào là hằng số.

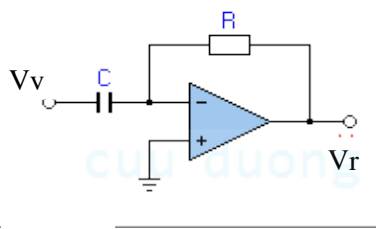
Xét với bộ KĐTT thực, ta có thể tìm được điện áp lệch không, xuất hiện nh là điện áp dc tại đầu vào và khi được tích phân sẽ xuất hiện tại đầu ra nh là một điện áp tăng tuyến tính. Tương tự, một phần của dòng thiên áp cũng được tích phân, tạo nên sự thay đổi của điện áp ra.



Hai nguyên nhân gây lỗi trên thực tế sẽ đưa bộ KĐTT đến trạng thái bão hòa. Đây chính là một hạn chế của mạch. Vấn đề này sẽ được khắc phục bởi việc nối thêm 1 điện trở giữa đầu vào không đảo và đất, để bù ảnh hưởng của dòng thiên áp; đồng thời thêm điện trở mắc song song với tụ C để trung hòa

ảnh hưởng của điện áp lệch (hình bên).

6. Mạch vi phân



Sơ đồ mạch vi phân được chỉ ra ở hình bên.

Điện trở được dùng trong mạch hồi tiếp, trong khi tụ được nối với điện áp vào.

Giả sử bộ KĐTT lý tưởng, đầu vào đảo sẽ có mức điện áp 0 (điểm đất ảo), bởi thế, dòng chảy qua R được cho bởi:

$$i = V_r / R.$$

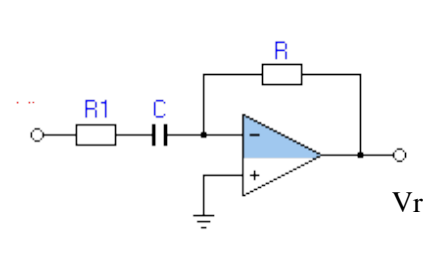
với tụ điện, ta có quan hệ sau:

$$i = C \cdot dV / dt.$$

vì trở kháng vào bằng vô cùng, nên dòng qua tụ sẽ bằng với dòng qua trở R, thay vào ta có:

$$V_r = -RC \frac{dV}{dt}$$

Nếu tín hiệu vào là tín hiệu dc, điện áp ra sẽ bằng 0V, vì tụ ngăn cản dòng dc. Nghĩa là hệ số khuếch đại sẽ bằng 0 với thành phần tín hiệu dc. Khi tần số tăng, biên độ điện áp ra cũng như hệ số khuếch đại cũng tăng từ công thức trên ta thấy: **Vr tỷ lệ với ω** (dựa vào đây người ta xây dựng mạch biến đổi tần số-điện áp)



Theo lý thuyết, nếu tần số bằng vô cùng, tụ điện sẽ có dung kháng bằng 0, tức là hệ số khuếch đại bằng vô cùng với mạch vi phân. Tuy nhiên, hệ số khuếch đại cao khiến mạch không ổn định. Ngoài ra, vì hệ số khuếch đại gia tăng theo tần số, nên nhiễu giao thoa tại tần số cao sẽ được khuếch đại gây biến dạng tín hiệu ban đầu.

Do vậy điện trở R_1 sẽ được mắc nối tiếp với tụ C nh hình trên để giới hạn hệ số khuếch đại của mạch vi phân, với tỷ số R/R_1 tại tần số cao khi dung kháng của tụ là rất nhỏ (nói cách khác là mở rộng dải tần hoạt động của mạch)

7. Mạch so sánh

Mạch so sánh là mạch mà so sánh tín hiệu vào V_v và tín hiệu chuẩn V_{ref} . Điện áp ra của bộ so sánh V_r có thể nhận một trong hai giá trị: V_{min} hay V_{max} .

Trong ứng dụng này, mạch khuếch đại hoạt động trong miền không tuyến tính.

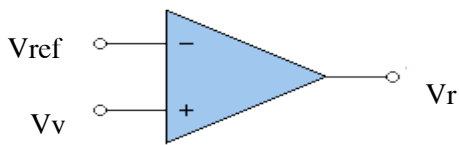


fig. A08.1

giá trị âm max (bão hoà âm).

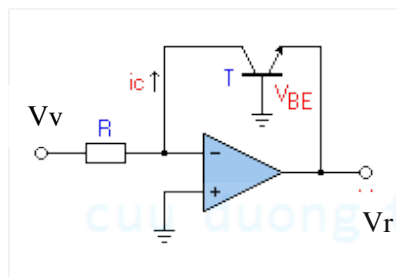
Xét mạch trong hình bên, giả thiết KĐTT là lý tưởng, khi $V_v > V_{ref}$ thì đầu ra của bộ so sánh sẽ đạt tới mức điện áp dương max (bão hoà dương); ngược lại nếu $V_v < V_{ref}$ thì đầu ra đạt mức

Hoạt động của mạch có được do hệ số khuếch đại rất cao, bởi vì một điện áp hiệu rất nhỏ cũng đủ để đưa mạch vào trạng thái bão hoà.

Ta có thể thấy rằng mạch điện rất đơn giản không cần có thêm các linh kiện ngoài. Ứng dụng chủ yếu của mạch là bộ phát hiện *qua mức 0* và mạch tạo xung vuông.

8. Mạch khuếch đại logarit

Mạch khuếch đại logarit có nhiệm vụ cung cấp tín hiệu ra có quan hệ logarit với tín hiệu vào. Sơ đồ mạch cho bộ khuếch đại này được chỉ ra nh hình bên trong đó nhánh hồi tiếp gồm 1 Transistor.



Bộ KĐTT có hệ số khuếch đại rất cao, chỉ cần một điện áp lệch nhỏ cũng đủ để đưa đầu ra tới trạng thái bão hoà. Vì base của T nối đất và Emitter nối đầu ra nên điện áp ra bằng điện áp base-emitter nhưng trái dấu.

$$V_r = -V_{BE}$$

Khi V_{BE} tăng, dòng collector cũng tăng. Do trở kháng vào rất cao (vì thế dòng đi vào đầu vào đảo có thể bỏ qua), dòng collector của T sẽ bằng dòng qua R . Điều này khiến điện áp lệch giảm và do đó điện áp ra cũng giảm. Để tránh bão hoà điện áp lệch sẽ nằm trong dải μV (do hệ số khuếch đại khoảng 100000).

Trong chế độ hoạt động thông thường, điện áp v_{BE} của T là khoảng 0,5 – 1V; có nghĩa điện áp lệch sẽ rất nhỏ nên có thể coi đầu vào đảo nh là điểm đất ảo. Dòng i_c đi vào collector của T là:

$$i_c = V_V / R \quad (1)$$

Ta có tỷ số giữa dòng collector và dòng base là:

$$i_c = h_{FE} * i_B \quad (2)$$

đồng thời, ta có quan hệ giữa điện áp base-emitter và dòng base:

$$i_B = I_o * e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \quad (3)$$

trong đó: i_B là dòng base.

I_o = dòng rò (ngược) bão hoà của chuyển tiếp PN.

v_{BE} = điện áp base-emitter.

$V_T = K * T / q$ là điện thế nhiệt

với K: hằng số Boltzmann ; T : nhiệt độ tuyệt đối ; q: điện tích e.

Từ (2) và (3) , ta có:

$$v_{BE} = V_T * \ln \frac{i_c}{h_{FE} * I_o}$$

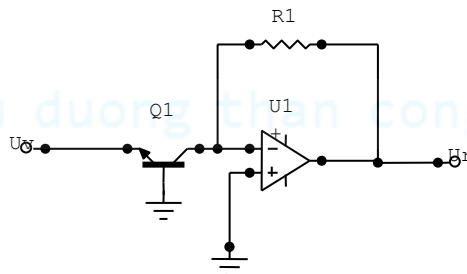
Thay giá trị của i_c trong (1) vào ta có:

$$v_{BE} = V_T * \ln \frac{V_V}{R * h_{FE} * I_o}$$

$$V_V = - v_{BE} = - V_T * \ln \frac{v_{in}}{R * h_{FE} * I_o}$$

Nh vậy điện áp đầu ra là một hàm logarit của điện áp đầu vào

9. Mạch exp:



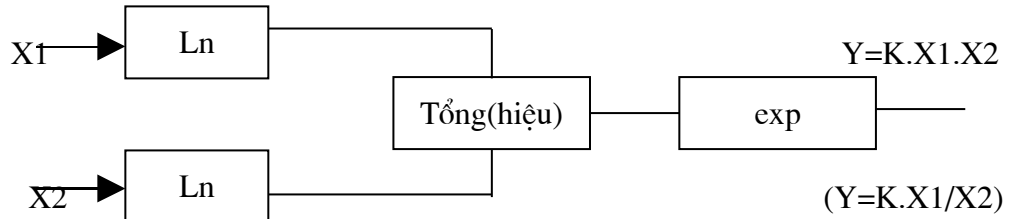
Bạn đọc chứng minh tương tự để tìm ra dạng kết quả:

điện áp ra có dạng $U_r = \exp(U_v)$

10. Mạch nhân(chia) tong tự:

$$Y=X1.X2$$

Mạch nhân được thực hiện trên cơ sở mạch log và Exp:

**IV. PHẦN BÀI TẬP**

1. Bài toán thuận phân tích một mạch KĐTT được thực hiện nh sau:

Viết phương trình KCL cho nút N để tìm V_N theo các nguồn đầu vào đảo

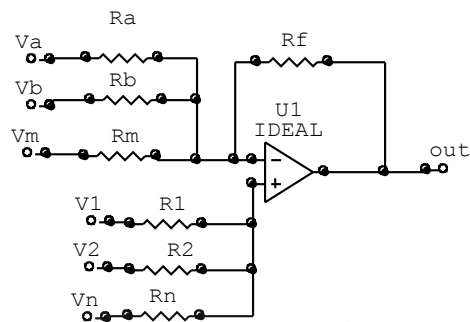
Viết phương trình KCL cho nút P để tìm V_P theo các nguồn đầu vào thuận

Cho $V_P = V_N$ để tìm dạng điện áp đầu ra theo các điện áp đầu vào

Chú ý: Bóc 1 và 2 được thực hiện với giả thiết dòng vào các cửa của bộ KĐTT bằng không.

Ví dụ:

Xác định điện áp đầu ra theo điện áp đầu vào của mạch sau:



Áp dụng KCL cho nút P ta có:

$$\frac{V_P - V_1}{R1} + \frac{V_P - V_2}{R2} + \dots + \frac{V_P - V_n}{Rn} = 0$$

$$\rightarrow V_P = (R1 // R2 // \dots // Rn) \left(\frac{V_1}{R1} + \frac{V_2}{R2} + \dots + \frac{V_n}{Rn} \right)$$

Tương tự, áp dụng dòng điện nút cho nút N ta có:

$$\frac{V_N - V_a}{R_a} + \frac{V_N - V_b}{R_b} + \dots + \frac{V_N - V_m}{R_m} + \frac{V_N - V_{out}}{R_f} = 0$$

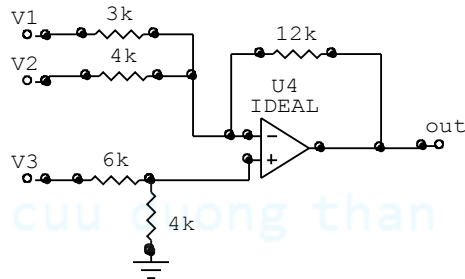
$$\rightarrow V_N = (R_1 // R_2 // \dots // R_n) \left(\frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} + \dots + \frac{V_m}{R_m} \right) + \frac{V_{out}}{R_f} (R_1 // R_2 // \dots // R_n // R_f)$$

Thay $V_N = V_P$ ta được:

$$V_{out} = \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right) (R_1 // R_2 // \dots // R_n) \frac{R_f}{R_a // R_b // \dots // R_x // R_f} - R_f \left(\frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} + \dots + \frac{V_m}{R_m} \right)$$

Bài tập mẫu:

Cho mạch điện nh hình vẽ. Tìm biểu thức của điện áp đầu ra theo các đầu vào



Viết phương trình KCL tại điểm N với giả thiết trở kháng vào của bộ khuếch đại rất lớn nên coi nh không có dòng vào cửa đảo.

$$\frac{V_1 - V_N}{3} + \frac{V_2 - V_N}{4} + \frac{V_{out} - V_N}{12} = 0$$

$$\rightarrow V_N = \frac{V}{2} + \frac{3.V_2}{8} + \frac{V_{out}}{8}$$

Cũng với giả thiết nh trên ta coi nh không có dòng vào cửa thuận. Khi đó phương trình KCL cho nút P sẽ là:

$$\frac{V_P - V_3}{6} + \frac{V_P}{4} = 0$$

$$\rightarrow V_P = \frac{4}{4+6} V_3 = \frac{2.V_3}{5}$$

Theo tính chất của bộ khuếch đại thuật toán điện áp tại cửa đảo bằng điện áp tại cửa thuận nên ta có: $V_N = V_P$

Do vậy :

$$V_N = \frac{V_1}{2} + \frac{3.V_2}{8} + \frac{V_{out}}{8} = V_P = \frac{2.V_3}{5}$$

$$\rightarrow V_{out} = -4V_1 - 3V_2 + \frac{16}{5}V_3$$

2. Bài toán ngược

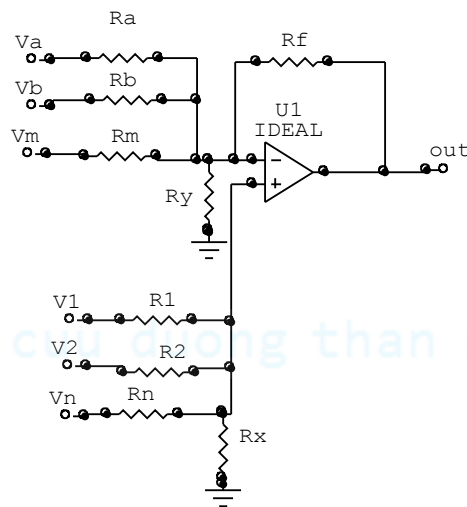
Thiết kế một mạch KĐTT có phương trình:

$$V_{rut} = X1.V1 + \dots + Xn.Vn - Y1.Va - \dots - Ym.Vm$$

Trong đó $X1, X2, Xn$ là hệ số khuếch đại của các đầu vào không đảo

$Y1, Y2 \dots Ym$ là hệ số khuếch đại của các đầu vào đảo

Giả sử mạch cần thiết kế có dạng sau:



Từ phân tích lý thuyết ngời ta đã ra cách làm nh sau:

+ Tính:

$$X = \sum_{i=1}^n Xi = X1 + X2 + \dots + Xn$$

$$Y = \sum_{j=1}^m Yj = Y1 + Y2 + \dots + Ym$$

$$Z = X - Y - 1$$

+ Dựa vào giá trị của Z ta sẽ chọn 1 trong 3 trường hợp sau để tính:

TH	Z	Ry	Rx	R1,2	Ra,b
1	> 0	Rf/Z	∞		
2	< 0	∞	$-Rf/$	Rf/Xi	Rf/Yj
3	$= 0$	∞	∞		

Chú ý: nên chọn giá trị của R_f cỡ 100k - 200k

Bài tập mẫu:

Thiết kế mạch cộng sử dụng bộ khuếch đại thuật toán có mối quan hệ giữa đầu vào và đầu ra nh sau:

$$V_{rut} = 10v_1 + 6v_2 + 4v_3 - 5v_a - 2v_b$$

Giải:

$$X = \sum_{i=1}^3 X_i = 10 + 6 + 4 = 20$$

$$Y = \sum_{j=a}^b Y_j = 5 + 2 = 7$$

$$Z = X - Y - 1 = 20 - 7 - 1 = 12$$

Do $Z > 0$ nên ta sẽ áp dụng cách tính của trường hợp 1. Chọn $R_f = 120k\Omega$.

Khi đó các giá trị còn lại được tính nh sau:

$$R_1 = \frac{R_f}{X_1} = \frac{120k\Omega}{10} = 12k\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_f}{X_2} = \frac{120k\Omega}{6} = 20k\Omega$$

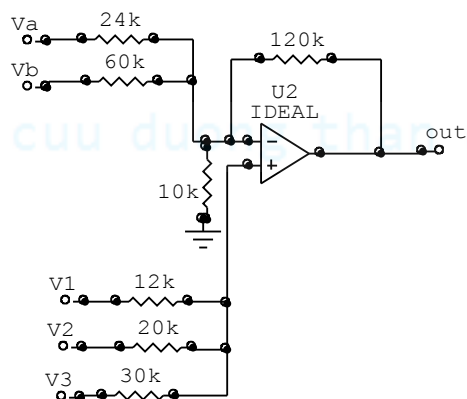
$$R_3 = \frac{R_f}{X_3} = \frac{120k\Omega}{4} = 30k\Omega$$

$$R_a = \frac{R_f}{Y_a} = \frac{120k\Omega}{5} = 24k\Omega$$

$$R_b = \frac{R_f}{Y_b} = \frac{120k\Omega}{2} = 60k\Omega$$

$$R_y = \frac{R_f}{Z} = \frac{120k\Omega}{12} = 10k\Omega$$

Kết quả là ta có mạch nh sau:



3. Thiết kế một mạch KĐTT có phương trình của điện áp đầu ra chứa cả biểu thức tính tổng, hiệu, vi phân và tích phân.

Ta thực hiện nh sau:

Bước 1: Thiết kế mạch dùng bộ KĐTT 1 thực hiện phép tính tổng, hiệu

Bước 2: Thiết kế mạch dùng bộ KĐTT 2 thực hiện phép tính vi phân

Bước 3: Thiết kế mạch dùng bộ KĐTT 3 thực hiện phép tính tích phân

Bước 4: Dùng một bộ tổng với các hệ số bằng 1 để cộng các kết quả trên

Bài tập mẫu:

Thiết kế mạch sử dụng bộ KĐTT thực hiện hàm sau:

$$y = \frac{da}{2dt} + 2 \int bdt + c - 3d$$

Giải:

Dựa vào biểu thức đã cho ta sẽ thiết kế mạch

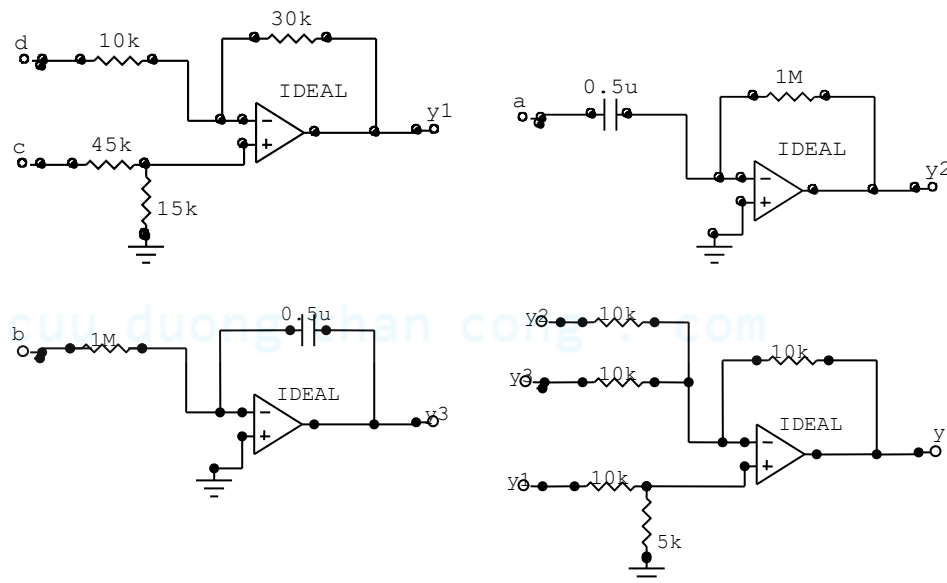
$$y1 = c - 3d$$

$$y2 = -\frac{1}{2} \cdot \frac{da}{dt}$$

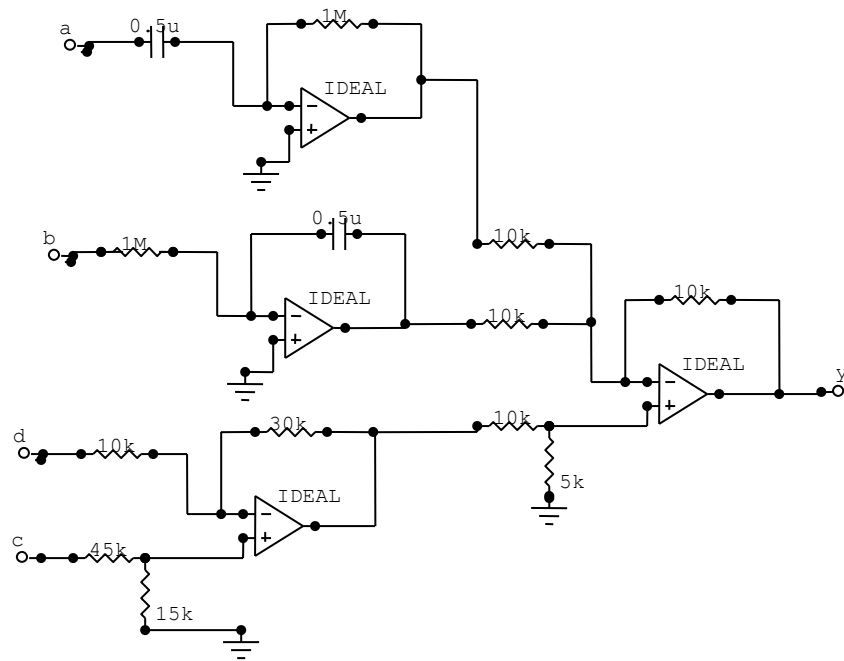
$$y3 = -2 \int bdt$$

$$\rightarrow y = y1 - y2 - y3$$

áp dụng tính nh các bài tập đã biết ta có kết quả nh sau:



Kết quả là ta có mạch sau:



cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

CHƯƠNG 5 .MẠCH LỌC TÍCH CỰC.

I. KHÁI NIỆM VỀ MẠCH LỌC TẦN SỐ

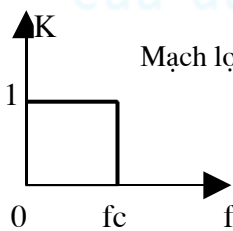
Mạch lọc tần số là mạch chọn lọc lấy tín hiệu trong một hay một số khoảng tần số nào đó còn các tín hiệu ở tần số khác thì bị loại trừ.

Nếu phân chia theo dải tần số thì có các loại mạch lọc sau:

- Mạch lọc thông thấp
- Mạch lọc thông cao
- Mạch lọc thông dải
- Mạch lọc chặn dải
- Mạch lọc pha

Khi biểu diễn mạch lọc tần số thông qua hệ số truyền đạt điện áp thì có thể nói mạch lọc lý tưởng là một mạng 4 cực có hệ số truyền đạt $K = 1$ trong dải thông và $K = 0$ ngoài dải thông. Nghĩa là mạch lọc lý tưởng sẽ không gây suy giảm tín hiệu trong dải thông và triệt tiêu hoàn toàn tín hiệu ngoài dải thông, mạch này có vùng chuyển tiếp thẳng đứng và không gây di pha tín hiệu.

Với các bộ lọc lý tưởng ta có các dạng đặc tuyến nh sau:

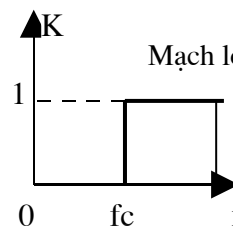


Mạch lọc thông thấp

- Mạch lọc thông thấp

Mạch lọc thông thấp cho qua các tần số từ 0 tới f_c và chặn tất cả các tần số từ f_c trở lên và f_c gọi là tần số cắt của mạch.

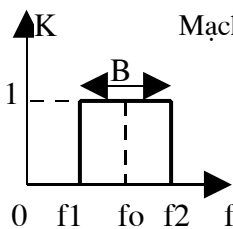
- Mạch lọc thông cao



Mạch lọc thông cao

Mạch lọc thông cao chặn tất cả các tần số từ 0 tới f_c và cho qua tất cả các tần số từ tần số cắt f_c trở đi

- Mạch lọc thông dải



Mạch lọc thông dải

Mạch lọc thông dải cho qua các tần số nằm trong khoảng từ f_1 tới f_2 và chặn tất cả các tần số nằm ngoài dải này.

Độ rộng của dải thông được tính bằng

$$B = f_2 - f_1$$

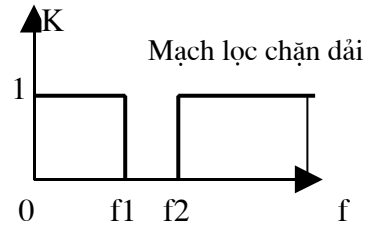
Tần số trung tâm $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$

▪ Mạch lọc chặn dải

Mạch lọc chặn dải cho qua các tần số nằm trong khoảng nhỏ hơn f_1 và lớn hơn f_2 , và chặn tất cả các tần số nằm trong khoảng $f_1 - f_2$

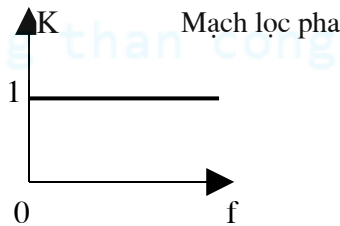
Độ rộng của dải chặn được tính bằng $B = f_2 - f_1$

Tần số trung tâm $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$



▪ Mạch lọc pha

Mạch lọc pha không có dải chặn, nó cho qua tất cả các tần số nhưng giữa đầu vào và đầu ra có sự dịch pha.



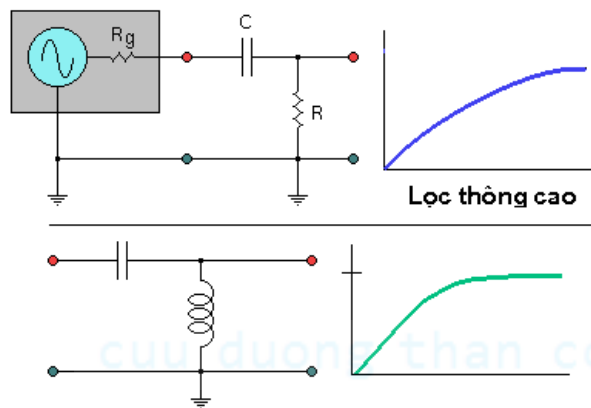
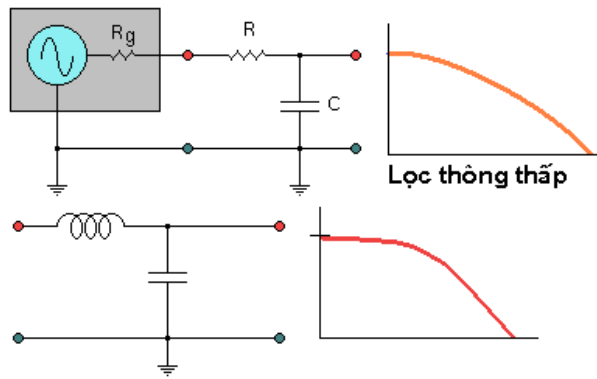
II. MẠCH LỌC THỤ ĐỘNG

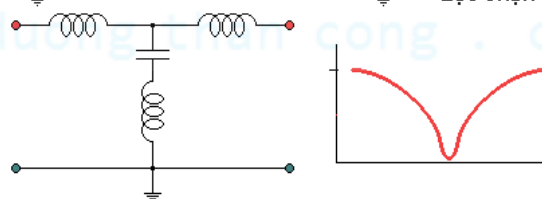
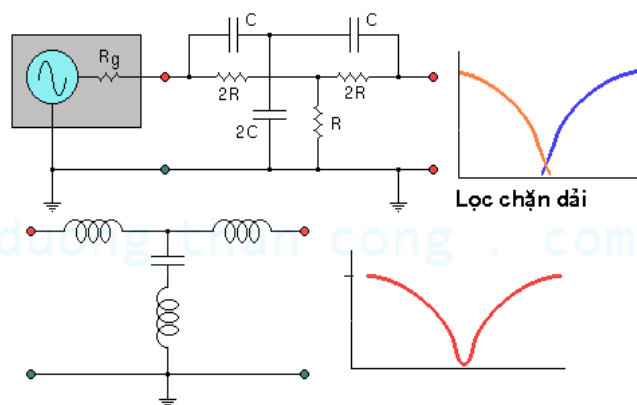
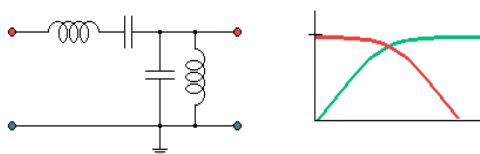
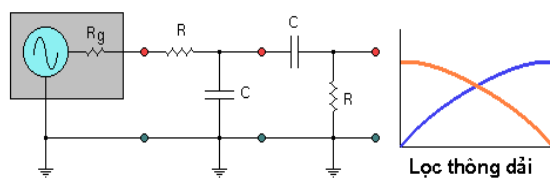
Mạch lọc thụ động là mạch chứa các phần tử thụ động R, L, C mà không có các phần tử tích cực như BJT hay KĐT.

Mạch lọc thụ động là Mạch lọc có hệ số truyền đạt $K(\omega) < 1$

Các mạch này hầu hết làm việc ở tần số cao ($> 1\text{MHz}$) vì ở khu vực tần số thấp các mạch này có kết cấu nặng nề và hệ số phẩm chất giảm.

Một số mạch lọc thụ động thông dụng và đặc tuyến truyền đạt của chúng:





cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

III. MẠCH LỌC TÍCH CỰC

Mạch lọc tích cực là mạch lọc có hệ số truyền đạt $K(\omega) \geq 1$

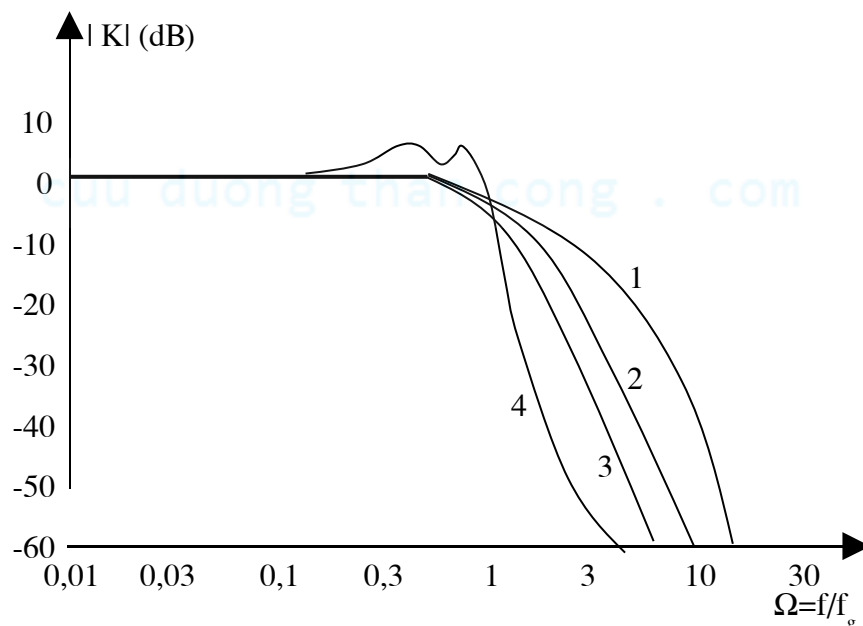
Mạch lọc tích cực đặc trưng bởi 3 tham số cơ bản: tần số giới hạn f_g , bậc của bộ lọc và loại bộ lọc.

+ Tần số giới hạn f_g : là tần số mà tại đó hàm truyền đạt giảm 3 dB so với hàm truyền đạt ở tần số trung tâm.

+ Bậc của bộ lọc: xác định độ dốc của đặc tuyến biên độ - tần số ở tần số $f \gg f_g$.

+ Loại bộ lọc: xác định dạng của đặc tuyến biên độ - tần số xung quanh tần số giới hạn và trong khu vực thông của mạch lọc.

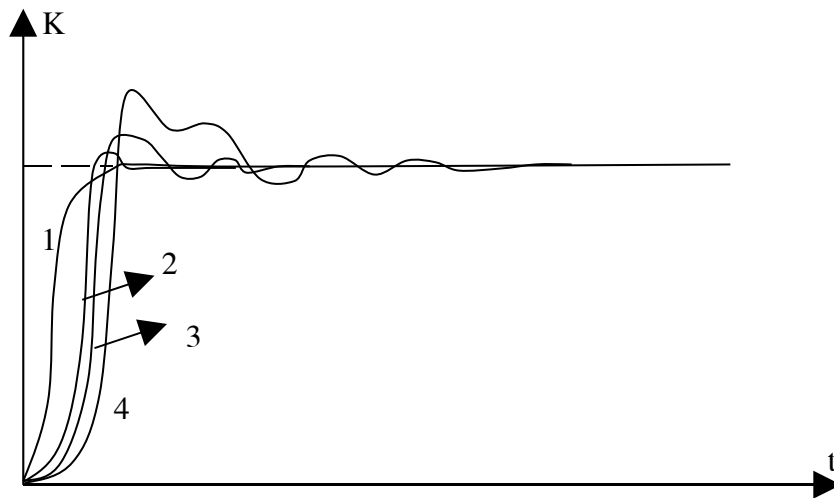
Ngời ta quan tâm nhiều đến 3 loại bộ lọc: lọc Bessel, lọc Butterworth và lọc Tschebyscheff. Đặc tuyến của các bộ lọc đó được thể hiện trên hình vẽ 1.



Hình vẽ 1. Đặc tuyến biên độ – tần số của mạch lọc thông thấp bậc 4:

1- Lọc thụ động; 2- Lọc Bessel; 3- Lọc Butterworth; 4- Lọc Tschebyscheff.

Mạch lọc Butterworth (3) có đặc tuyến phẳng kéo dài và gấp khúc trước khi đạt được tần số giới hạn f_g . Mạch lọc Tschebyscheff (4) có độ dốc lớn nhất ở tần số $f > f_g$, đồng thời, trong dải thông, đặc tuyến không phẳng hoàn toàn mà có độ gợn sóng nhất định. Mạch lọc Bessel có đặc tuyến giảm đều từ khu vực thông sang khu vực chắn và có đáp ứng xung gần như lý tưởng (hình dới). Tùy yêu cầu cụ thể, có thể chọn loại mạch lọc thích hợp.



Hình vẽ. Đáp ứng xung của mạch lọc thông thấp.

1-Lọc thụ động; 2- Lọc Bessel; 3- Lọc Butterworth; 4- Lọc Tschebyscheff.

Hàm truyền đạt tổng quát của một mạch lọc thông thấp:

$$K(P) = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i P + b_i P^2)} \quad (1)$$

trong đó, $P = j\Omega = j(\omega/\omega_g) = j(f/f_g) = p/\omega_g = p/2\pi f_g$.

Hàm truyền đạt tổng quát của mạch lọc thông cao:

$$K(P) = \frac{K_\infty}{\prod_i (1 + \frac{a_i}{P} + \frac{b_i}{P^2})} \quad (2)$$

K_0 : hàm truyền đạt ở tần số trung tâm (tần số thấp $f \ll f_g$).

K_∞ : hàm truyền đạt ở tần số trung tâm (tần số cao $f \gg f_g$).

a_i, b_i : các số thực dương.

Các hệ số a_i, b_i được cho trong bảng chuẩn đối với các loại lọc Bessel, lọc Butterworth và lọc Tschebyscheff nh sau:

Bậc		Lọc Bessel		
n		a_1	b_1	a_2
1		1,000	0,000	0,000
2		1,362	0,618	0,000
3		0,756	0,000	1,000
4		1,340	0,489	0,774

Bậc

Lọc Butterworth

59

n	a_1	b_1	a_2	b_2
1	1,000	0,000	0,000	0,000
2	1,414	1,000	0,000	0,000
3	1,000	0,000	1,000	1,000
4	1,848	1,000	0,765	1,000

Bậc		Lọc Tschebyscheff		
n	a_1	b_1	a_2	b_2
1	1,352	0,000	0,000	0,000
2	0,978	1,663	0,000	0,000
3	3,480	0,000	0,369	1,283
4	2,140	5,323	0,192	1,154

Bảng: Các hệ số a_i, b_i của các loại mạch lọc.

Trong đó, n: bậc của bộ lọc.

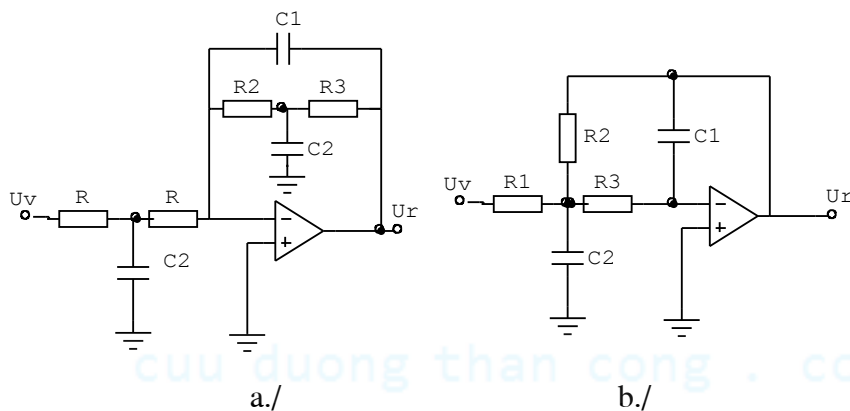
i: số thứ tự mắt lọc.

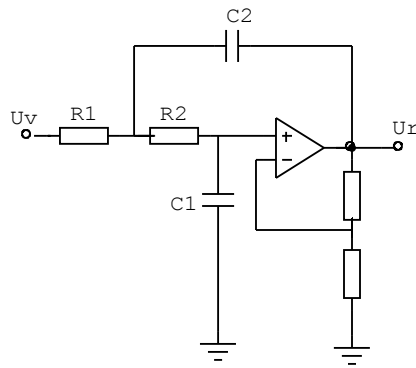
1 Thực hiện mạch lọc thông thấp và thông cao bậc 2.

Có 3 loại mạch lọc tích cực thông dụng: mạch lọc hồi tiếp âm một vòng, mạch lọc hồi tiếp âm nhiều vòng và mạch lọc hồi tiếp dương một vòng. Các mạch lọc đó có thể thực hiện cho cả 3 loại: lọc Bessel, lọc Butterworth và lọc Tschebyscheff, chúng chỉ khác nhau ở hệ số a_i, b_i

1. Lọc thông thấp bậc 2:

Sơ đồ mạch:





c./

Hình vẽ 3. Mạch lọc thông thấp bậc 2.

a./ hồi tiếp âm một vòng; b./ hồi tiếp âm nhiều vòng;

c./ hồi tiếp dương một vòng.

Hàm truyền đạt

Xét mạch lọc thông thấp hồi tiếp dương một vòng, viết phương trình tại các đỉnh của mạch, ta sẽ có được hàm truyền đạt sau:

$$K(P) = \frac{k}{1 + P\omega_g [R_1 C_1 + R_2 C_1 + (1 - k) R_1 C_2] + P^2 \omega_g^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (3)$$

Xác định các phần tử của mạch

Để đơn giản, ta xác định các phần tử của mạch trong 2 trường hợp sau:

a. Cho $R_1 = R_2 = R$ và $k = 1$.

Khi đó, ta có Op-amp là một mạch lặp điện áp. Biểu thức hàm truyền đạt trở thành:

$$K(P) = \frac{1}{1 + 2P\omega_g RC_1 + P^2 \omega_g^2 C_1 C_2} \quad (3a)$$

So sánh biểu thức 3a với 1, ta thấy:

$$K_0 = 1$$

$$C_1 = a_1 / 4\pi f_g R; \quad C_2 = b_1 / \pi f_g R a_1.$$

Tùy theo loại lọc, mà ta sẽ xác định được hệ số a_1, b_1 .

b. Cho $R_1 = R_2 = R$

$$C_1 = C_2 = C$$

Biểu thức hàm truyền trở thành:

$$K(P) = \frac{k}{1 + P\omega_g RC(3 - k) + P^2 \omega_g^2 R^2 C^2} \quad (3b)$$

So sánh với (1), ta có:

$$RC = \sqrt{b_1} / 2\pi f_g.$$

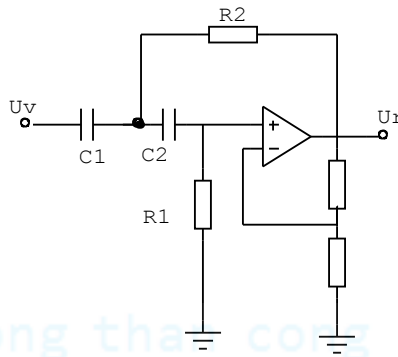
$$k = K_o = 3 - a_1 / \sqrt{b_1}$$

Lúc này, loại bộ lọc hoàn toàn được xác định bởi k mà không phải bởi các linh kiện RC. Do đó, có thể thay đổi tần số giới hạn f_g của mạch bằng cách thay đổi RC mà không ảnh hưởng đến tính chất của bộ lọc.

2. Lọc thông cao bậc 2:

Sơ đồ mạch:

Xét mạch hồi tiếp dương một vòng.



Hình vẽ 3. Mạch lọc thông cao hồi tiếp dương một vòng.

Hàm truyền đạt:

$$K(P) = \frac{k}{1 + \frac{1}{P} \frac{R_2(C_1 + C_2) + R_1 C_2(1 - k)}{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_g} + \frac{1}{P^2} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_g^2}} \quad (4)$$

Xác định các phần tử mạch

a. Chọn : $C_1 = C_2 = C$

$$k = 1$$

Biểu thức (4) trở thành:

$$K(P) = \frac{1}{1 + \frac{1}{P} \frac{2}{R_1 C \omega_g} + \frac{1}{P^2} \frac{1}{R_1 R_2 C^2 \omega_g^2}} \quad (4a)$$

So sánh (4a) với (2), ta có:

$$K_\infty = 1.$$

$$62 \quad a_1 = \frac{2}{R_1 C \omega_g}$$

$$b_1 = \frac{1}{R_1 R_2 C^2 \omega_g^2} = \frac{1}{2} \frac{a_1}{R_2 C \omega_g}$$

b. Chọn $R_1 = R_2 = R$
 $C_1 = C_2 = C$

Biểu thức (4) có dạng:

$$K(P) = \frac{k}{1 + \frac{1}{P} \frac{3-k}{RC\omega_g} + \frac{1}{P^2} \frac{1}{R^2 C^2 \omega_g^2}} \quad (4b)$$

Ta có:

$$K_\infty = 1.$$

$$a_1 = \frac{3-k}{RC\omega_g}$$

$$b_1 = \frac{1}{R^2 C^2 \omega_g^2}$$

2. Thực hiện mạch lọc thông thấp và thông cao bậc cao, $n > 2$.

Trong trường hợp đặc tuyến biên độ - tần số của bộ lọc không đủ vuông góc, phải thực hiện bộ lọc bậc cao hơn hi. Muốn vậy, mắc nối tiếp các bộ lọc thông thấp bậc một và bậc hai đã biết. Lúc đó, đặc tính tần số của mạch là tích đặc tính tần số của từng mạch riêng rẽ.

3. Mạch lọc chọn lọc và mạch lọc thông dải.

1. Mạch lọc thông dải.

Nếu mắc nối tiếp một mạch lọc thông thấp có tần số giới hạn f_{g1} và một mạch lọc thông cao có tần số giới hạn f_{g2} ta sẽ nhận được mạch lọc thông dải với điều kiện $f_{g1} > f_{g2}$. Lúc đó, f_{g1} được gọi là tần số giới hạn trên (f_{gt}) và f_{g2} được gọi là tần số giới hạn dưới (f_{gd}). Đặc tính tần số của nó là tích đặc tính tần số của hai khâu lọc riêng rẽ.

2. Mạch lọc chọn lọc.

Lọc chọn là lọc thông dải có tần số giới hạn trên bằng tần số giới hạn dưới: $f_{gt} = f_{gd} = f_0$.

Để đơn giản, xét một bộ lọc chọn lọc được cấu tạo từ một mạch lọc thông cao tích cực bậc một và mạch lọc thông thấp tích cực bậc một.

Hàm truyền đạt phức của bộ lọc:

$$K(P) = \frac{Ko}{(1 + a_1 P)} \frac{K_\infty}{(1 + \frac{a_1}{P})} = \frac{Ko K_\infty P}{a_1 + (a_1^2 + 1)P + a_1 P^2} \quad (5)$$

Đặt: $Ko.K_\infty=A$.

$$a_1^2 + 1 = \beta.$$

chú ý rằng với bộ lọc bậc một: $a_1 = 1$ ta sẽ viết lại biểu thức trên:

$$K(P) = \frac{AP}{1 + \beta P + P^2} \quad (6)$$

Đặc trưng cơ bản của mạch lọc chọn là: hệ số khuếch đại của mạch ở tần số trung tâm f_0 và hệ số phẩm chất Q .

Tại tần số trung tâm f_0 , ta có:

$$\Omega = f/f_0 = 1$$

và $P = j\Omega = j$

Lúc này, hệ số khuếch đại ở tần số f_0 (tần số cộng hưởng):

$$K_{CH} = \frac{A}{\beta} \quad (6a)$$

Độ rộng dải thông được xác định khi hệ số khuếch đại giảm $\sqrt{2}$ lần, nên ta có:

$$|K| = \frac{K_{CH}}{\sqrt{2}} = \frac{A}{\beta \sqrt{2}} \quad (6b)$$

Thay (6b) vào (6) và giải phương trình theo Ω , ta có 2 nghiệm:

$$\Omega_{1,2} = \sqrt{\frac{2 + \beta^2}{2}} \pm \frac{\beta}{2} \sqrt{4 + \beta^2} \quad (7)$$

Theo định nghĩa, phẩm chất của mạch:

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{1}{\Omega_1 - \Omega_2} \quad (8)$$

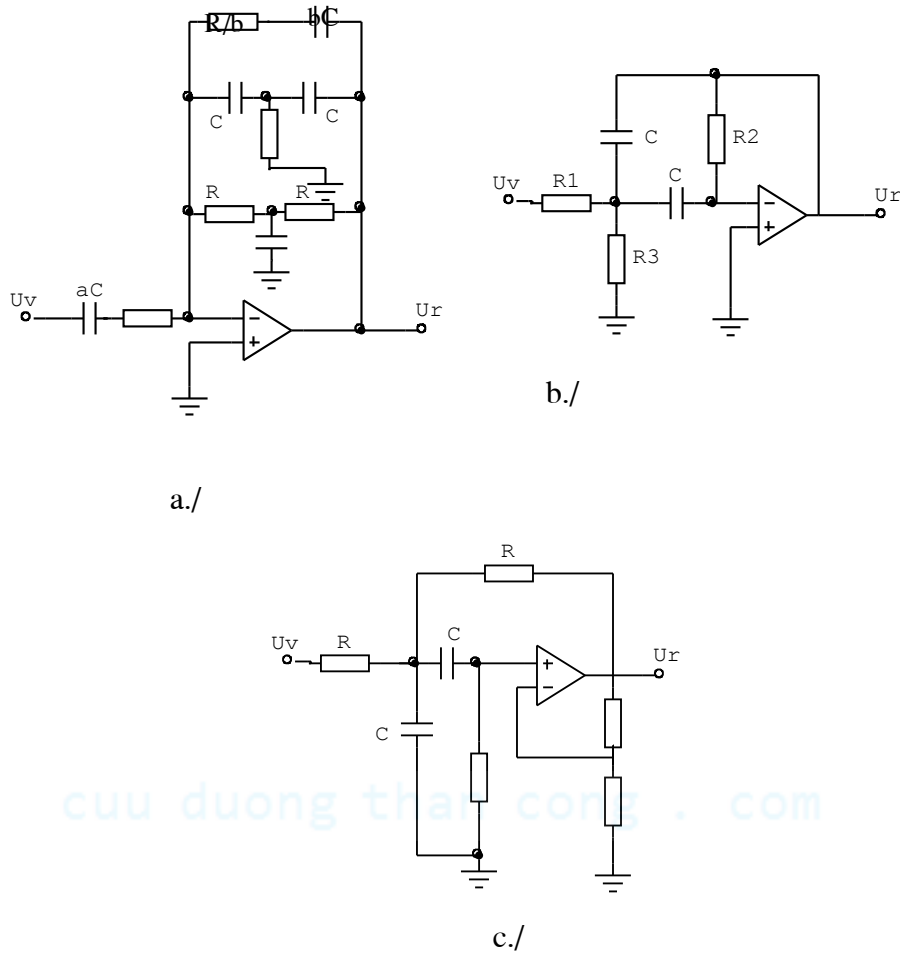
Thay nghiệm từ (7) vào (8), ta có:

$$Q = \frac{1}{\beta} \quad (9)$$

Thay (6a) và (9) vào (6), ta sẽ nhận được hệ số khuếch đại của mạch lọc chọn:

$$K = \frac{(K_{CH} / Q).P}{1 + (1/Q).P + P^2} \quad (10)$$

Sơ đồ mạch.



Hình vẽ 5. Mạch lọc chọn lọc.

a./ hồi tiếp âm một vòng; b./ hồi tiếp âm nhiều vòng; c./hồi tiếp dương một vòng.

Hàm truyền đạt

Xét mạch phản hồi âm nhiều vòng, hàm truyền đạt được viết:

$$K(P) = - \frac{P\omega_o \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_3} C}{1 + 2P\omega_o \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} C + P^2 \omega_o^2 \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2} \quad (11)$$

So sánh (11) với (10), ta thấy, biểu thức (11) sẽ có dạng hệ số khuếch đại của mạch lọc chọn nếu hệ số P^2 bằng 1, tức:

$$\omega_o^2 \cdot \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 = 1$$

Do đó, tần số cộng hưởng:

$$\omega_o = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}}$$

Khi đó:

$$K_{CH} = \frac{R_2}{2R_1}$$

$$Q = \pi R_2 C f_o.$$

$$B = \frac{f_o}{Q} = \frac{1}{\pi R_2 C}$$

4. Mạch nén chọn lọc

Để nén một tần số nào đó, người ta dùng một bộ lọc có hệ số truyền đạt ở tần số cộng hưởng bằng không, còn ở tần số thấp và tần số cao thì hệ số truyền đạt tăng đến một giá trị không đổi nào đó. Một mạch nén chọn lọc thụ động khá phổ biến là mạch T kép. Hàm truyền đạt của mạch:

$$K_T = \frac{1 - \Omega^2}{1 + 4j\Omega - \Omega^2} \quad (12)$$

với $\Omega = \omega RC$.

$$\text{hay: } K_T = \frac{1 + P^2}{1 + 4P + P^2} \quad (13)$$

Biểu thức này tương đương với biểu thức (6), trong đó:

$$A=1; \quad \beta=4;$$

Khi $f \ll f_o$ hay $f \gg f_o$ tức $P \ll j$ hay $P \gg j$ thì $K_T = K_{TO} = A$ còn khi, $f = f_o$ tức $P = j$ thì $K_T = 0$. Tương tự với mạch lọc chọn lọc, ta tính được 2 nghiệm Ω_1 và Ω_2 , do đó:

$$Q = f_o/B = 1/\Omega_1 - \Omega_2 = 1/\beta. \quad (14)$$

Thay (14) vào (6), ta có biểu thức:

$$K_T = \frac{K_{TO}(1 + P^2)}{1 + \frac{1}{Q}P + P^2} \quad (15)$$

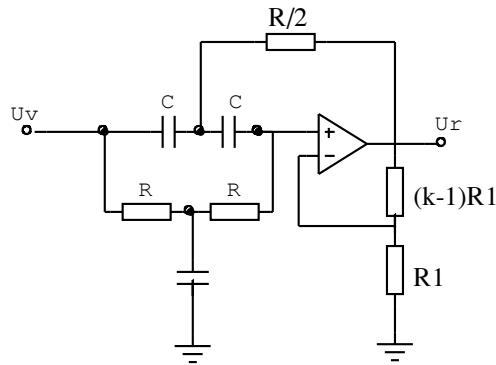
So sánh với (13), rút ra:

$$Q = 1/4.$$

Từ (15), tính được môđun của K_T :

$$K_T = \frac{K_{TO}(1 - \Omega^2)}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + \Omega^2/Q^2}} = \frac{K_{TO}(1 - \Omega^2)}{\sqrt{1 - Q^2(\frac{1}{Q^2} - 2) + \Omega^4}}$$

Ta đã tính được hệ số phẩm chất của mạch T kép $Q=1/4$ Ta có thể tăng Q bằng cách mắc mạch T kép vào mạch hồi tiếp của bộ KĐTT để tạo mạch lọc tích cực.



Hình vẽ 6. Sơ đồ mạch nén chọn lọc dùng mạch lọc T kép

Tại tần số cao và thấp, tính chất truyền đạt của mạch T kép không có gì thay đổi, do đó, điện áp ra:

$$\overline{u_r} = K \overline{u_1}$$

Tại tần số cộng hưởng $\overline{u_r} = 0$, lúc này coi nh một đầu của $R/2$ nối đất, do đó tần số cộng hưởng f_0 vẫn xác định theo biểu thức :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Hàm truyền đạt phức của mạch điện :

$$K = \frac{k(1 + P^2)}{1 + 2(2 - k)P + P^2}$$

Do đó, $K_0 = k$ và:

$$Q = \frac{1}{2(2 - k)}$$

Khi $k=1$ thì $Q = 0,6$;

Khi $k=2$ thì $Q = \infty$.

CHƯƠNG 6. CÁC MẠCH DAO ĐỘNG

I. KHÁI NIỆM

Mạch dao động là mạch điện tử, dùng để tạo ra các tín hiệu hình sin, xung hình chữ nhật, xung tam giác, xung răng cưa....

Mạch điện dao động là thông qua các phương thức tự kích để có thể biến điện áp một chiều thành ra một điện áp biến đổi theo quy luật nhất định: sin, xung hình chữ nhật, xung tam giác, xung răng cưa....

Mạch dao động có các thông số cơ bản:

+ Tần số dao động:

- Bộ dao động siêu thấp tần: dưới 1Hz
- Bộ dao động tần số thấp: 1Hz-3Khz(chứa âm tần)
- Bộ dao động cao tần 3Khz-3Mhz
- Bộ dao động siêu cao tần: trên 3Khz

+ Biên độ điện áp dao động

+ Độ ổn định tần số

+ Công suất ra

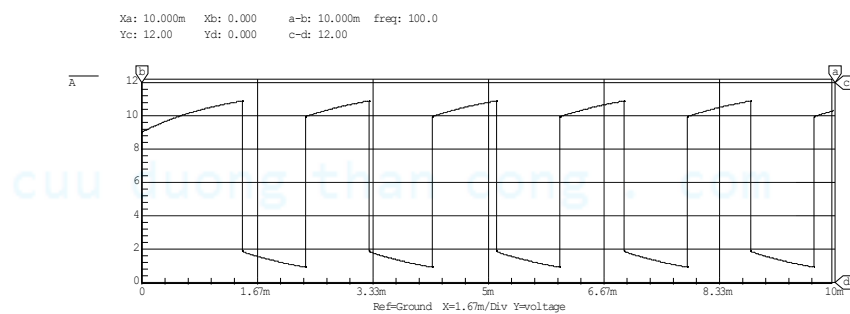
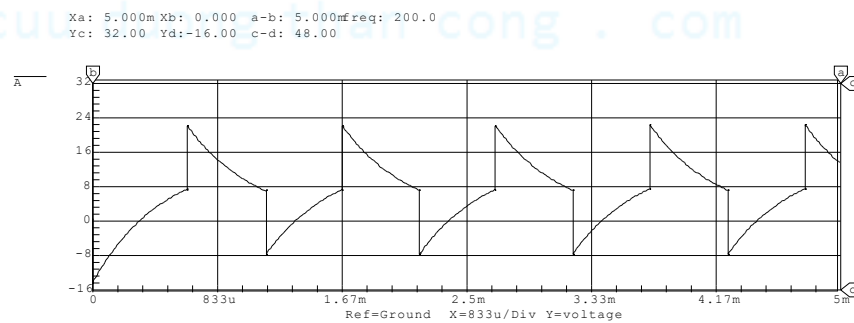
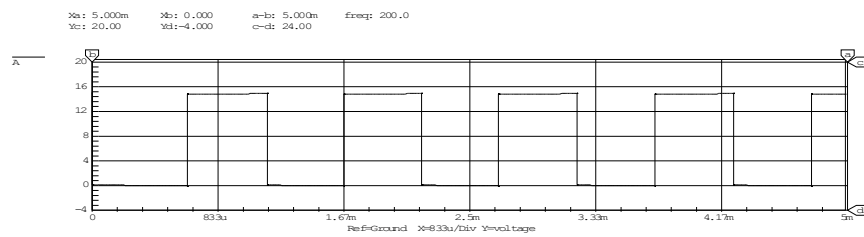
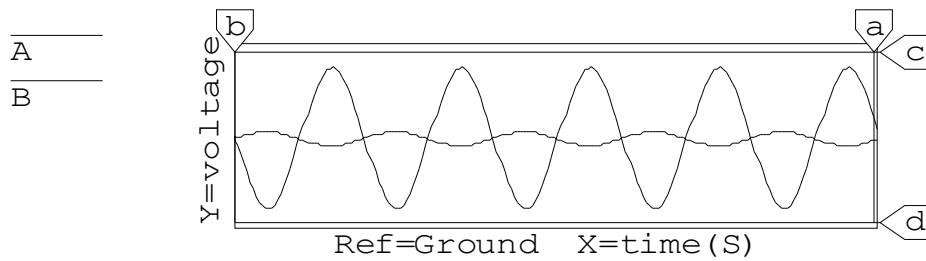
+ Hiệu suất...

Nguyên lý tạo dao động:

+ Tạo dao động bằng hồi tiếp dương

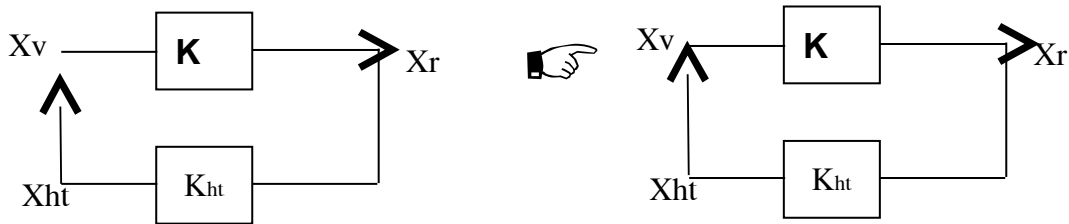
+ Tạo dao động bằng phương pháp tổng hợp mạch

Xa: 497.6u Xb: 0.000 a-b: 497.6u freq: 2.010k
Yc: 1.200 Yd: -1.200 c-d: 2.400



1. Điều kiện dao động và đặc điểm của mạch tạo dao động

Phân tích mạch dao động theo quan điểm mạng 4 cực nh sau:



Sơ đồ khối mạch dao động

Trong đó :

- Khối K: là các phần tử khuếch đại (cung cấp năng lượng cho quá trình dao động hệ số truyền đạt ≥ 1).
- Khối Kht: là các phần tử tạo dao động, thông thường là sự tổ hợp của các phần tử thụ động (hệ số truyền đạt ≤ 1).

Xét một cách tổng quát, ta có hệ số truyền đạt theo dạng phức của từng khối:

$$+ \text{Khối khuếch đại: } K = [K] \cdot e^{j\varphi_k}$$

$$+ \text{Khối hồi tiếp: } K_{ht} = [K_{ht}] \cdot e^{j\varphi_{ht}}$$

Trong đó $[K_{ht}]$, $[K]$: là các module hệ số hồi tiếp và khuếch đại

$\varphi_{ht} \cdot \varphi_k$ là các góc di pha của mạch hồi tiếp và mạch khuếch đại

$$\Rightarrow X_r = K \cdot X_v \quad (1)$$

$$\Rightarrow X_{ht} = K_{ht} \cdot X_r \quad (2)$$

$$\Rightarrow X_{ht} = K_{ht} \cdot K \cdot X_v \quad (3)$$

Để mạch là mạch dao động, thì $X_v = X_{ht}$, từ (3) $\Rightarrow K_{ht} \cdot K = 1$ (4)

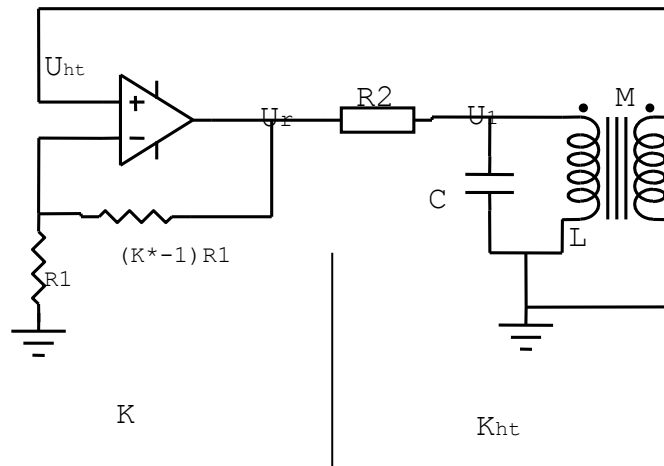
Dạng tổng quát của (4): $[K] \cdot [K_{ht}] \cdot e^{j(\varphi_{ht} + \varphi_k)} = 1$

$$\Rightarrow [K] \cdot [K_{ht}] = 1 \quad (5)$$

$$+ e^{j(\varphi_{ht} + \varphi_k)} = 1, \text{ tức là } \varphi_{ht} + \varphi_k = 2n\pi \quad (6), \text{ với } n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

Gọi $\varphi = \varphi_{ht} + \varphi_k$ gọi là tổng di pha của hồi tiếp và bộ khuếch đại, đặc trưng cho độ dịch pha giữa tín hiệu vào ban đầu X_v và tín hiệu ra mạch hồi tiếp X_{ht} .

2. Tính toán mạch dao động



R1, (K*-1)R1 là các điện trở của khâu khuếch đại không đảo.

R2 điện trở phối hợp trở kháng

LC khung dao động

Biến áp: hồi tiếp tín hiệu(hỗ cảm cùng chiều)

Mạch dao động LC

- Phân bù biên độ là mạch khuếch đại thuật toán mắc theo kiểu không đảo

$$k = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{(K^* - 1)R1}{R1} = K^* \quad (7)$$

- Điện áp hồi tiếp về đầu vào thuận thông qua biến áp:

$$u_{ht} = (M/L) \cdot u_1 = K_{ht} \cdot u_1 \quad (8)$$

M: hệ số hỗ cảm của các cuộn dây, L- điện cảm khung dao động

- Điện áp ra của bộ khuếch đại $u_r = K \cdot u_v = K^* \cdot u_{ht}$

- Theo định luật K1 với nút A:

$$\frac{u_r - u_1}{R} - C \frac{du_1}{dt} - \frac{1}{L} \int u_1 dt = 0 \quad (9)$$

Thay (7) và (8) vào (9), ta đọc:

$$\frac{d^2 u_r}{dt^2} + \frac{1 - K_{ht} K^*}{RC} \cdot \frac{du_r}{dt} + \frac{1}{LC} u_r = 0 \quad (10)$$

Đặt : $\alpha = (1 - K^* K_{ht}) / 2RC$

$$\omega_0^2 = 1/LC$$

(10) có dạng:

$$\frac{d^2 u_r}{dt^2} + 2\alpha \cdot \frac{du_r}{dt} + \omega_0^2 u_r = 0 \quad (11)$$

Phương trình vi phân trên là dạng cơ bản, có nghiệm dạng:

$$u_r = u_{ro} e^{-\alpha t} \cdot \cos \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} t \quad (12)$$

+ Nếu $\alpha = (1 - K \cdot K_{ht}) / 2RC > 0$, tức là $K \cdot K_{ht} < 1$, biên độ điện áp dao động bị suy giảm theo hàm mũ, dao động sẽ tắt dần.

+ Nếu $\alpha = (1 - K \cdot K_{ht}) / 2RC = 0$, tức là $K \cdot K_{ht} = 1$, biên độ điện áp dao động không đổi, dao động duy trì có tần số $\omega_o = 1 / LC$.

+ Nếu $\alpha = (1 - K \cdot K_{ht}) / 2RC < 0$, tức là $K \cdot K_{ht} > 1$, biên độ điện áp dao động tăng theo hàm mũ.

Nh vậy: để có được dao động thì khi mới đóng mạch (quá độ) $K \cdot K_{ht} > 1$ để biên độ dao động tăng dần, cho đến khi mạch chuyển sang xác lập, hệ số khuếch đại giảm dần sao cho $K \cdot K_{ht} = 1$

Đặc điểm cơ bản của mạch dao động:

+ Mạch dao động là mạch khuếch đại tự điều khiển bằng hồi tiếp (+) từ đầu ra đến đầu vào, năng lượng dao động từ nguồn điện một chiều.

+ Phải thỏa mãn điều kiện cân bằng về biên độ và pha

+ Mạch phải chứa ít nhất một phần tử **tích cực** chuyển năng lượng một chiều thành xoay chiều.

+ Mạch phải chứa phần tử phi tuyến, hoặc một khâu điều chỉnh để đảm bảo cho biên độ dao động không đổi ở trạng thái xác lập

3. Nguyên lý xây dựng các mạch dao động phổ biến:

Phần tử tích cực		Phần tử dao động	
Linh kiện	Góc lệch pha	Bộ linh kiện	Góc lệch pha
IC_KĐTT- mắc đảo	Π	LC	0
IC_KĐTT- không đảo	0	RC	$\Pi/4$ - mỗi khâu
T-EC(SC)	Π (giữa B và C)	3 điểm điện cảm	Π
T-BC(GC)	0	3 điểm điện cảm	Π
Các loại linh kiện khác	?	Bộ kết hợp các linh kiện kiểu khác	?
Ghép sao cho: + Thỏa mãn điều kiện về biên độ + Thỏa mãn điều kiện về pha			

II. CÁC LOẠI MẠCH DAO ĐỘNG

1. Mạch dao động L,C

a. Vấn đề ổn định biên độ trong dao động LC

- Chế độ dao động mềm và dao động cứng, để ổn định biên độ trong các bộ dao động trong loại này, thông dùng phương pháp di chuyển điểm làm việc của phần tử tích cực.

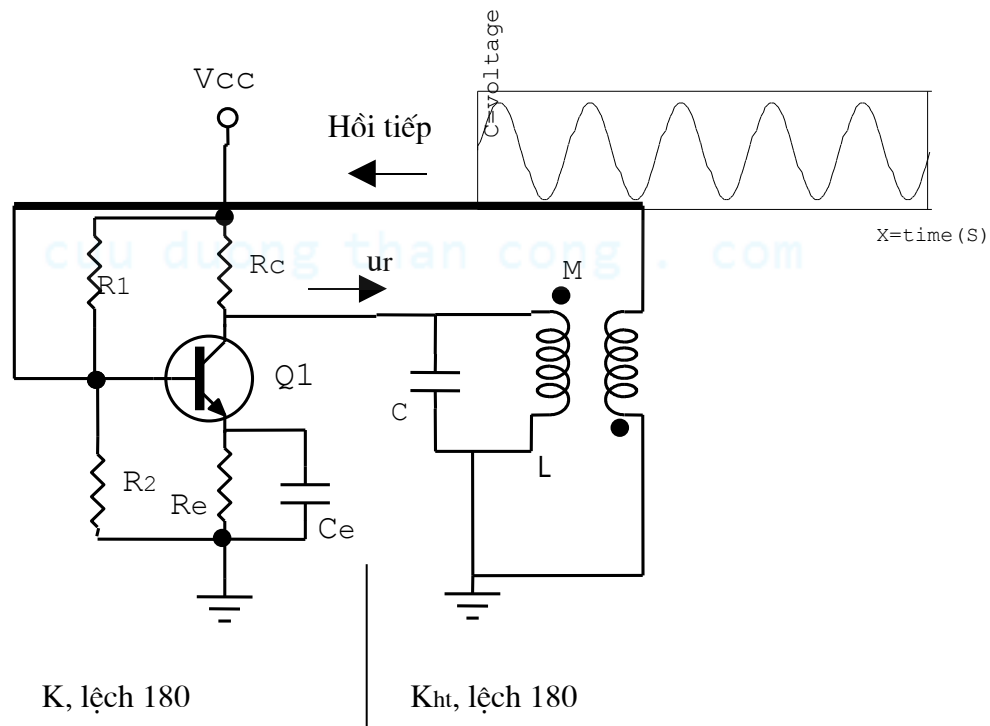
+ Nếu phần tử tích cực làm việc với góc cắt tín hiệu $\theta = 180^\circ$ được gọi là chế độ dao động mềm.

- + Nếu phần tử tích cực làm việc với góc cắt tín hiệu $\theta < 90^\circ$ được gọi là chế độ dao động cứng.
- Nh vậy để có thể dao động được thì chế độ làm việc của các phần tử tích cực phải chuyển đổi từ chế độ dao động mềm (quá độ) sang chế độ dao động cứng (xác lập). Điều này được thực hiện bằng các điện trở định thiên (tạo điểm làm việc Q) của T và điều chỉnh nguồn cấp của IC-KĐTT.
- Hiện tượng dao động ngắt quãng: tín hiệu dao động không liên tục, xem phần Kỹ thuật xung.

b. Mạch dao động dùng khung dao động L-C

Giả sử dùng phần tử tích cực là T-BJT, sơ đồ EC: nh vậy góc lệch pha giữa C và B là Π , mà khung L-C có góc lệch pha là 0, để thỏa mãn điều kiện về pha thì cần có phần tử có độ lệch pha Π nữa->

- + Dùng một khâu khuếch đại EC nữa: tổn nguồn ▶ ▶
- + Dùng biến áp cuộn ngược chiều ở khâu hồi tiếp- góc lệch pha là Π :



Mạch dao động L-C dùng T

- Xét điều kiện cân bằng biên độ:

$$+ K = -S \cdot Z_C \quad (13)$$

$$\text{Trong đó } \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{R_{td}} + \frac{n^2}{h_{11e}} + \frac{1}{Z_t} \quad \text{và } S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}$$

$$+ K_{ht} = - \frac{U_B}{U_C} = - \frac{M}{L} = -n \quad (14)$$

=> Xét bất phương trình $K \cdot K_{ht} \geq 1$, ta có :

$$n^2 - h_{21e} \cdot n + h_{11e} / Z \leq 0, \text{ trong đó } Z = R_{td} // Z_t \quad (15)$$

$$\Rightarrow \frac{h_{21e}}{2} - \sqrt{\left(\frac{h_{21e}}{2}\right)^2 - \frac{h_{11e}}{Z}} \leq n \leq \frac{h_{21e}}{2} + \sqrt{\left(\frac{h_{21e}}{2}\right)^2 - \frac{h_{11e}}{Z}} \quad (16)$$

(16) chính là điều kiện về biên độ của mạch dao động L-C, mạch có dao động hình sin tại 2 điểm nút(cực trị)

$$\text{Tần số dao động } f_{dd} = f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (17)$$

Chú ý: với mạch dao động loại này, để tạo dao động tần số cao, dùng phần tử tích cực mắc theo kiểu BC(căn cứ vào bảng trên tự thiết kế)

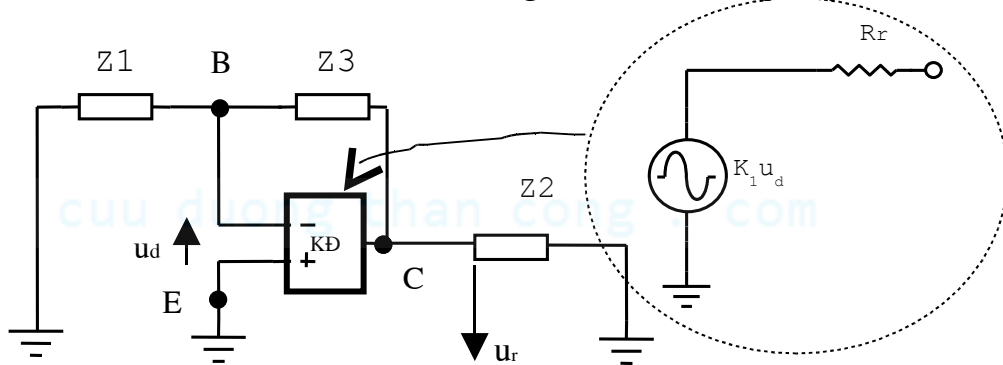
c. Mạch dao động dùng khung dao động ba điểm

Phân trên đã xét mạch loại L- C, dịch pha là 0 độ, một loại khác là mạch dao động 3 điểm, được thiết kế bằng cách tạo ra một điểm trung tính, để có được góc dịch pha là 180°

- *Nguyên lý thiết lập mạch 3 điểm:* Mạch dao động 3 điểm có sơ đồ khối chung nh hình vẽ dưới đây, để thuận tiện cho việc tính toán:

+ Coi phần tử KĐ là một nguồn áp

+ Coi các trở kháng là thuần kháng $Z_i = j.X_i$



Sơ đồ tổng quát mạch dao động 3 điểm

$$K = \frac{u_r}{u_d} = -K_1 \frac{Z_t}{R_r + Z_t}, \quad (18), \quad \text{trong đó } Z_t = Z_2 // (Z_1 \text{ nt } Z_3); K_1 \text{ hệ số KĐ}$$

không tải, R_r điện trở ra của bộ KĐ

$$K_{ht} = \frac{u_B}{u_C} = \frac{u_B}{u_r} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad (19)$$

Từ các công thức trên, ta có:

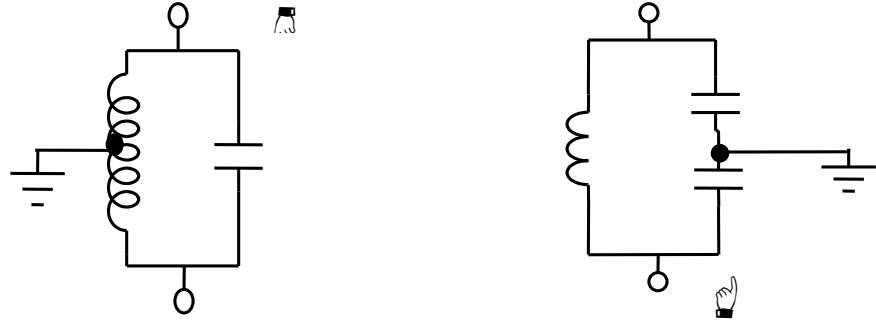
$$K.K_{ht} = -K_1 \frac{X_1 X_2}{R_r(X_1 + X_2 + X_3) + X_2(X_1 + X_3)} \quad (20)$$

Tại tần số cộng hưởng, tổng trở bằng không: $X_1 + X_2 + X_3 = 0$, tức $X_1 + X_3 = -X_2$ (21), trong mạch dao động L-C, tần số dao động \approx tần số cộng hưởng, thay (21) vào (20) ta có:

$$74 \quad K.K_{ht} = K_1 \frac{X_1}{X_2} \quad (22)$$

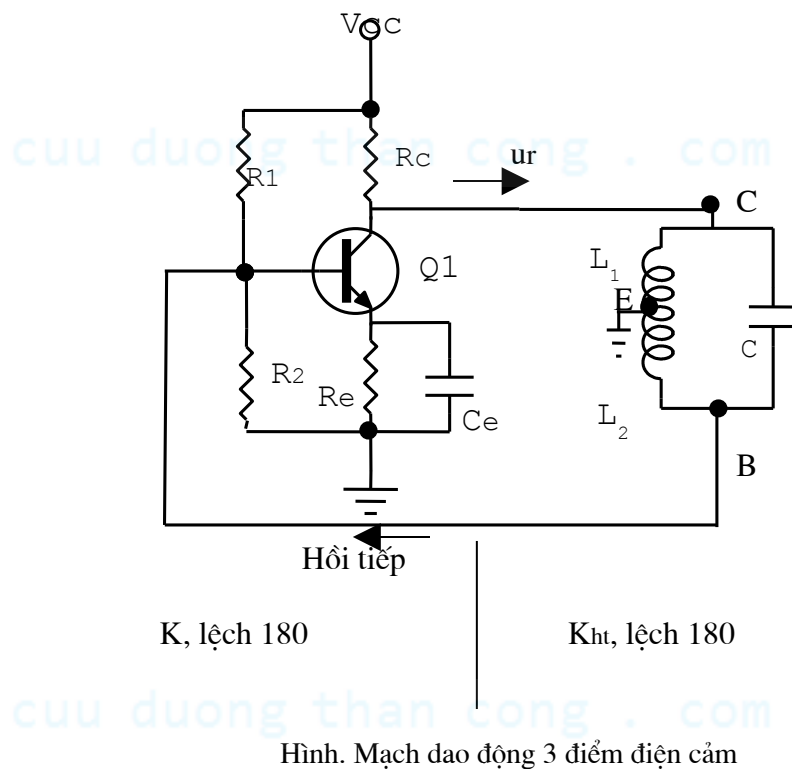
Mặt khác theo điều kiện cân bằng về pha, tín hiệu hồi tiếp, và tín hiệu vào (tại B), phải cùng dấu tức là $K.K_{ht} > 0$, tức là $X_1, X_2 > 0$ (từ 22), theo (21) X_3 , trái dấu với X_1 và X_2 . Tóm lại ta có 2 loại mạch dao động 3 điểm cơ bản:

- Mạch 3 điểm điện cảm: $(L)X_1, (L)X_2 > 0; (C)X_3 < 0$



- Mạch 3 điểm điện dung: $(C)X_1 < 0, (C)X_2 < 0; (L)X_3 > 0$

- Mạch 3 điểm điện cảm (mạch Hartley)



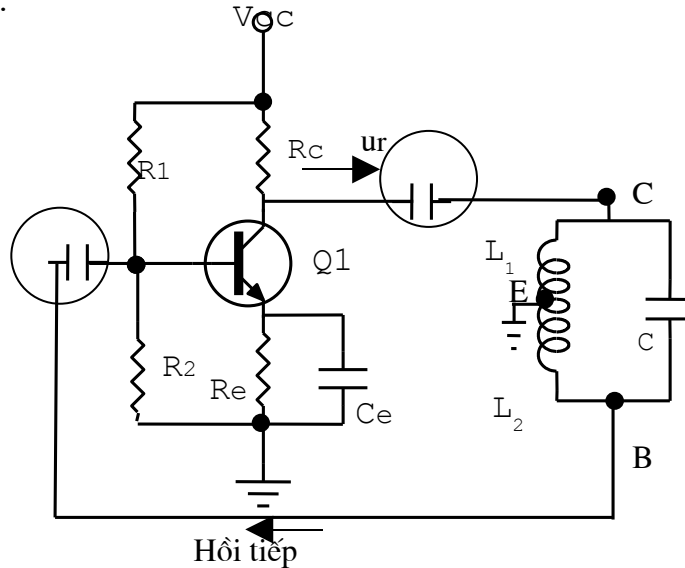
Hình. Mạch dao động 3 điểm điện cảm

- $X_1 = X_{BE} = \omega L_2 > 0$
- $X_2 = X_{CE} = \omega L_1 > 0$
- $X_3 = X_{CB} = -1/\omega C < 0$

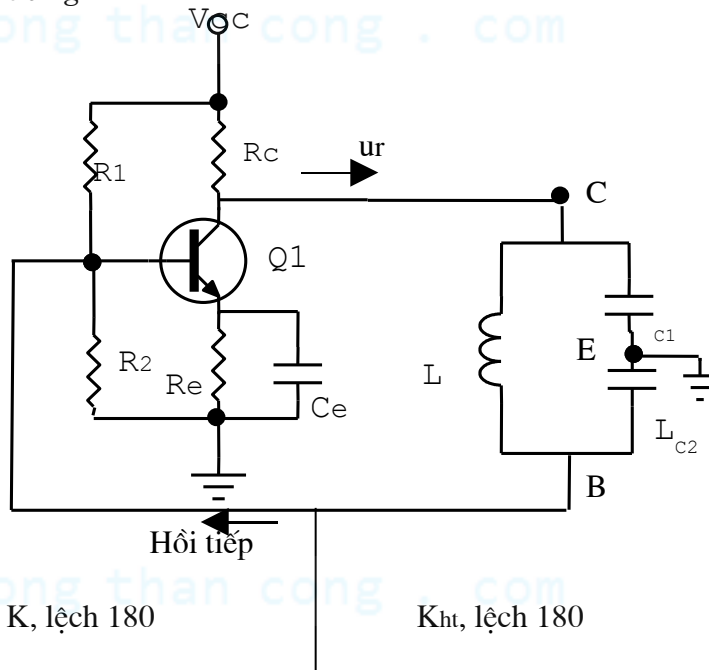
Tần số dao động của mạch được xác định theo công thức:

$$f_{dd} = f_{ch} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad (23)$$

Có thể mắc thêm các tụ điện ở ngõ ra và ngõ vào, để tăng thêm chất lượng của mạch:



✎ Thiết kế mạch khi dùng T-BC, IC-KĐTT
- Mạch 3 điểm điện dung



Mạch dao động 3 điểm điện dung

- $X_1 = X_{BE} = -1/\omega C_1 < 0$
- $X_2 = X_{CE} = -1/\omega C_2 < 0$
- $X_3 = X_{CB} = \omega L_2 > 0$

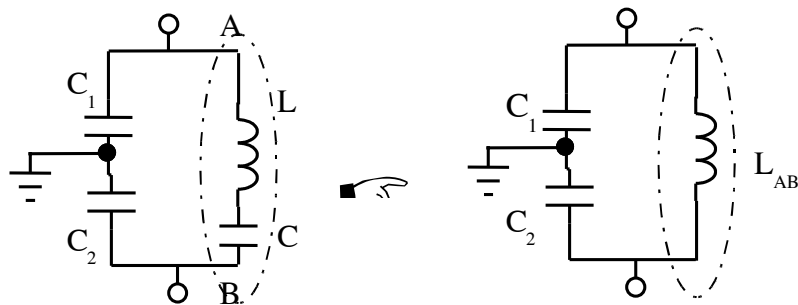
Tần số dao động của mạch được xác định theo công thức:

$$f_{dd} = f_{ch} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right)}} \quad (24)$$

Có thể mắc thêm các tụ điện ở ngõ ra và ngõ vào, để tăng thêm chất lượng của mạch (tự vẽ hình)

Dạng khác của mạch 3 điểm điện dung:

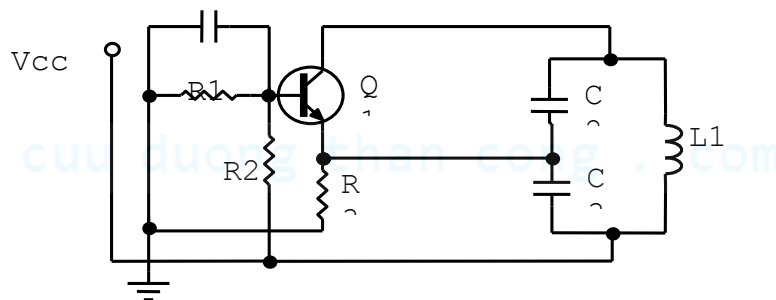
+Mạch Clapp: nhánh điện cảm L, được mắc gồm L và C nối tiếp, nhưng vẫn đảm bảo tính chất của mạch 3 điểm, nghĩa là phải chọn linh kiện sao cho đặc tính điện trên nhánh mang tính cảm kháng: $X = X_L - X_C > 0$



Hình vẽ và công thức tính tần số dao động cũng giống nh trường hợp trên(?), chỉ có tính C_{td} thêm thành phần C nối tiếp:

$$C_{td} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C} \quad (25)$$

✎ Thiết kế mạch khi dùng T-BC (còn gọi là sơ đồ Colpits), dùng IC-KĐT



Hình. Mạch dao động Colpits

2. Mạch dao động R,C

a. Đặc điểm chung của mạch dao động R-C

- Mạch dao động R-C: Có kích thước nhỏ gọn, có thể chế tạo thành vi mạch.
- Thông dùng trong phạm vi tần số thấp
- Cùng một giá trị của điện dung, có thể thay đổi phạm vi tần số lớn hơn loại L-C, vì giá trị tần số tỉ lệ với C, còn L-C là căn bậc hai của C.
- Khâu hồi tiếp trong R-C, chỉ gồm các điện trở và tụ điện, nên không gây ra hiện tượng cộng hưởng tại tần số dao động, vì vậy cơ cấu KĐ có thể dùng chế độ A, không gây méo tín hiệu ra.

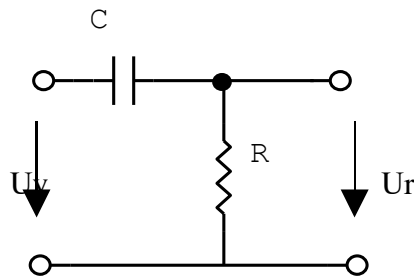
b. Bộ dao động dùng mạch di pha trong khâu hồi tiếp

- Xét một khâu R-C:

$$K(\omega) = U_r(\omega)/U_v(\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (26)$$

$$\varphi_{RC} = -\arctg \frac{1}{\omega CR} \quad (27)$$

cuu duong than cong . com



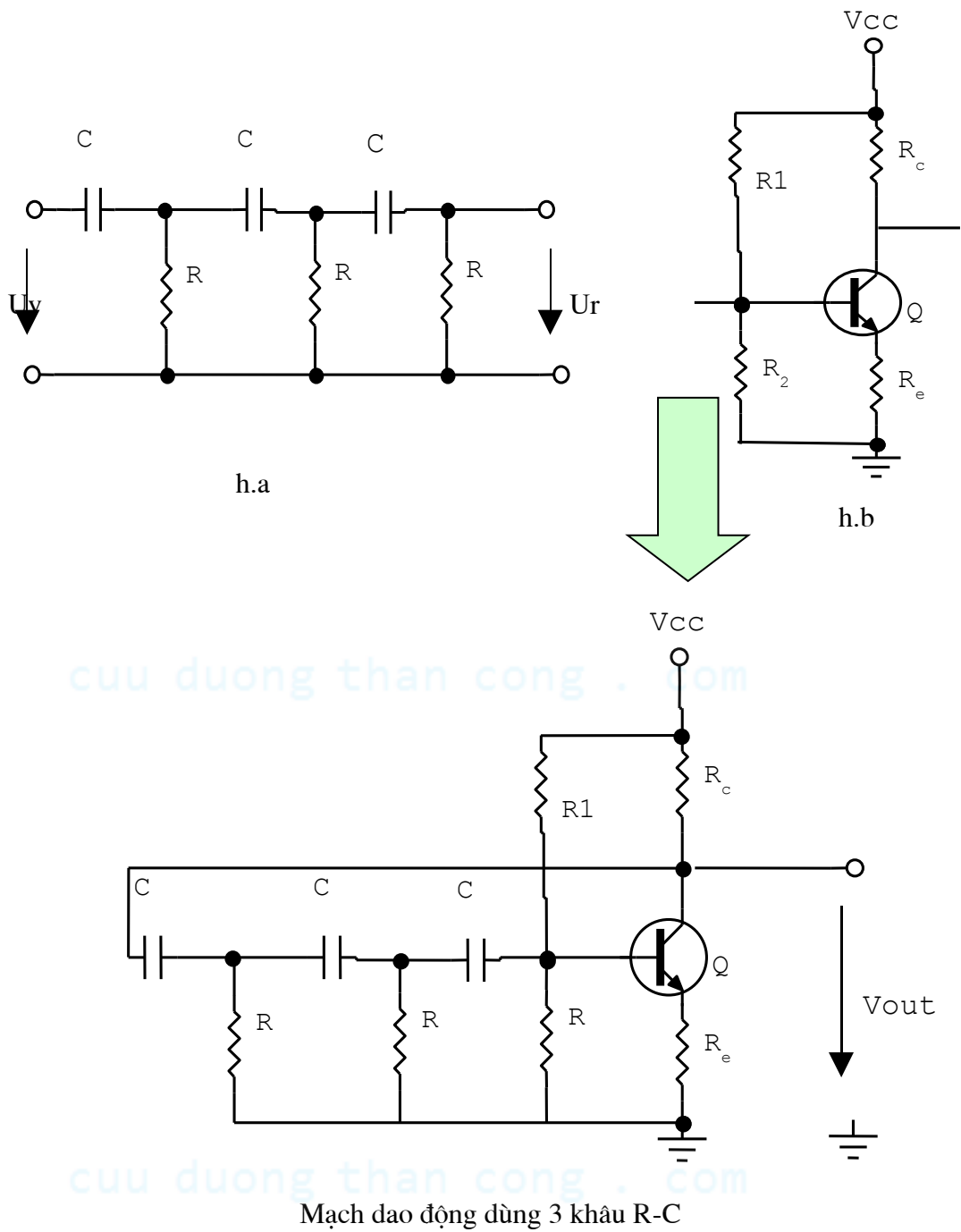
Vì đặc tính suy giảm -20dB/Decade(xem thêm phần bù tần số của chương KĐTT), cho nên góc di pha của cơ cấu phải thực hiện trong khoảng 0° - 90° .

Thực tế thông dùng 3 khâu với góc di pha của mỗi khâu là 60°

và 4 khâu, mỗi khâu di pha 45° để đảm bảo tổng di pha là 180° .

Các phần tử tích cực sử dụng phải có góc di pha là 180° .

- Xét khi dùng 3 khâu:



+ Xây dựng đặc tuyến truyền đạt của hình h.a, và đặt $\alpha=1/\omega RC$, ta được 79

$$K_{ht} = \frac{Ur}{Uv} = \frac{Ub}{Uc} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j\alpha(6 - \alpha^2)} \quad (28)$$

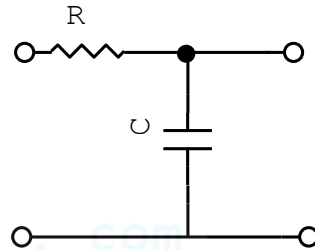
$$\Rightarrow |K_{ht}| = \frac{1}{\sqrt{1 - 5\alpha^2 - j\alpha(6 - \alpha^2)}}; \quad \varphi_{ht} = \arctg \frac{\alpha(6 - \alpha^2)}{1 - 5\alpha^2} \quad (29)$$

Nh trên đã xét $\varphi_{ht}=180^0$, nên $\alpha^2=6$

$$\Rightarrow + K_{ht} = -1/29$$

$$+ f_{dd} = \frac{1}{2\pi \sqrt{6}RC}$$

-Ngoài ra còn có thể dùng các kiểu khác: 4khâu R-C thông cao, khâu hồi tiếp là các khâu thông thấp (3, 4 khâu):



Với các kết quả nh sau:

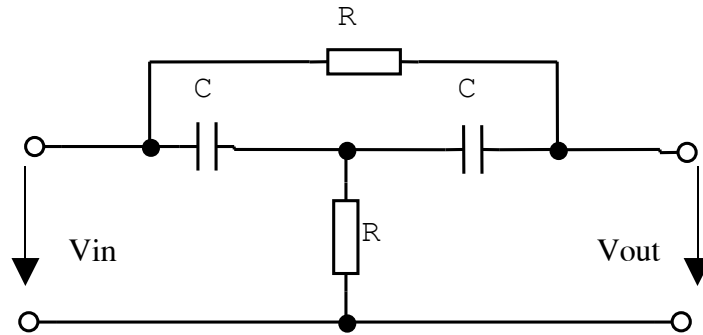
Loại	f_{dd}	K_{ht}	Hình vẽ
Thông cao 3 khâu	?	?	Tự vẽ
Thông cao 4 khâu	$\frac{1}{2\pi \sqrt{10/7}RC}$	-1/18,4	Tự vẽ
Thông thấp 3 khâu	$\frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$	-1/29	Tự vẽ
Thông thấp 4 khâu	$\frac{\sqrt{10/7}}{2\pi RC}$	-1/18,4	Tự vẽ

c. Bộ dao động dùng mạch lọc T

+ Xây dựng đặc tuyến truyền đạt, và đặt $\alpha=1/\omega RC$, ta được

$$K_{ht} = \frac{Ur}{Uv} = \frac{\alpha^2 - 1 - j2\alpha}{\alpha^2 - 1 - j3\alpha} \quad (30)$$

$$\Rightarrow |K_{ht}| = \sqrt{\frac{(\alpha^2 - 1)^2 + 4\alpha^2}{(\alpha^2 - 1)^2 + 9\alpha^2}}; \quad \varphi_{ht} = \arctg \frac{\alpha(1 - \alpha^2)}{(\alpha^2 - 1)^2 + 6\alpha^2} \quad (31)$$



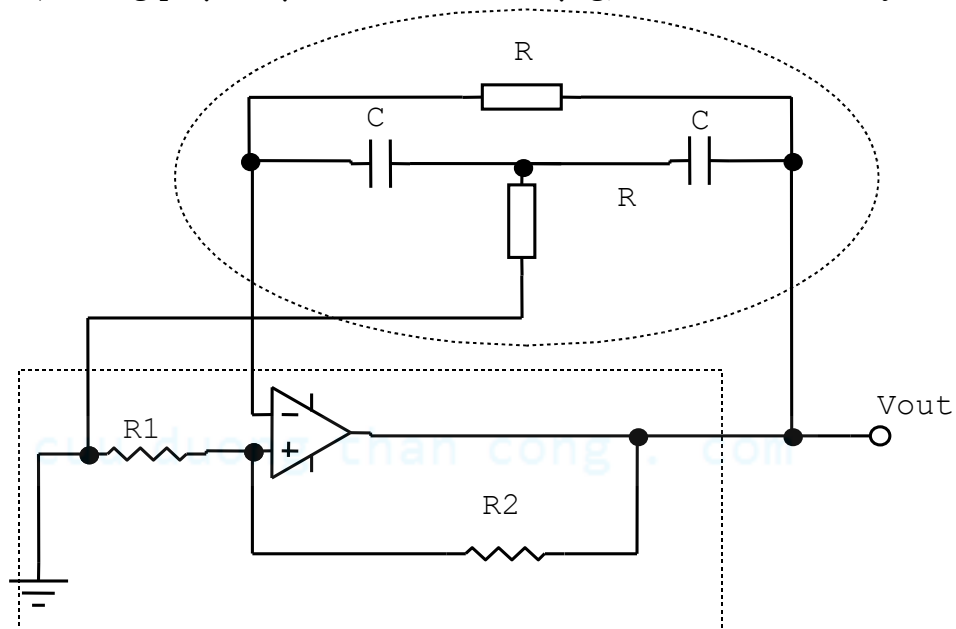
Mạch lọc hình T

Thực tế khâu T thông xác định tần số dao động của mạch là

$$f_{dd} = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ kết hợp với điều kiện đặt ở đầu mục, ta có: } \alpha=1,$$

từ đó xác định được $\varphi_{ht}=0^\circ$ và $K_{ht}=2/3$ (là giá trị nhỏ nhất)

Nh vậy, phần tử tích cực ghép với khâu T phải độ di pha cũng là 0° thì mới đảm bảo điều kiện cân bằng về pha, thực tế mạch T được mắc vào nhánh hồi tiếp $-$ (đầu N) của bộ khuếch đại, và làm nhiệm vụ chọn lọc tần số, và để mạch có thể dao động được cần 1 nhánh hồi tiếp $+$ (đảm bảo về pha) không phụ thuộc vào tần số dao động, nh hình vẽ đối đây:



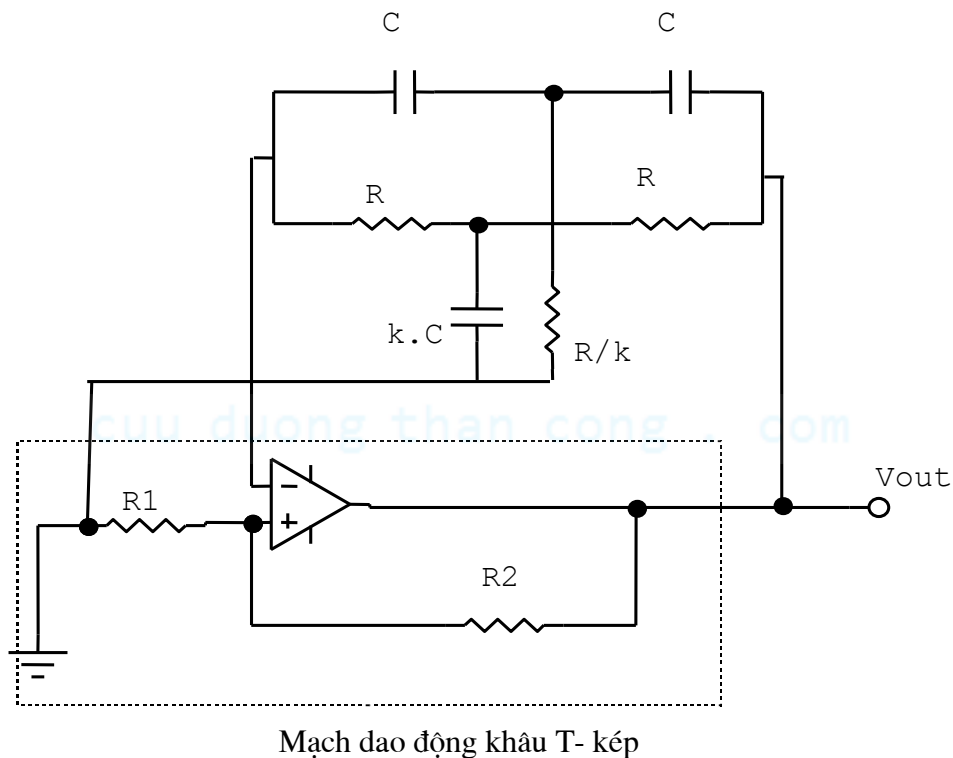
Mạch dao động khâu T

e. Bộ dao động dùng mạch lọc T-Kép

+ Xây dựng đặc tuyến truyền đạt, và đặt $\alpha=1/\omega RC$, chọn hệ số $k=1/2$ ta được

$$K_{ht} = \frac{U_{out}}{U_N} = \frac{\alpha^2 - 1}{\alpha^2 - 1 + j4\alpha} \quad (32)$$

$$\Rightarrow |K_{ht}| = \sqrt{\frac{(\alpha^2 - 1)^2}{(\alpha^2 - 1)^2 + 16\alpha^2}}; \quad \varphi_{ht} = \arctg \frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \quad (33)$$



Khi $\alpha=1$, ta có

$$+ K_{ht} = 0$$

$$+ \varphi_{ht} = 0$$

+ Như vậy hệ số truyền đạt biên độ không thỏa mãn, thực tế thông chọn k là lân cận trên của $1/2$, khi đó $K_{ht} > 0$, nhưng vẫn có giá trị nhỏ, để bù được thành phần biên độ và pha này cũng giống như mạch T, khâu T-Kép cũng được nối vào nhánh hồi tiếp – nhằm chọn lọc tần số, như hình vẽ trên.

f. Bộ dao động dùng mạch cầu Viên trong mạch hồi tiếp

- **Mạch cầu Viên** chính là mạch lọc thông dải, đặc ghép nối tiếp thông thấp và thông cao.

+ Xây dựng đặc tuyến truyền đạt ta được

$$K_{ht} = \frac{U_r}{U_v} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})} \quad (34)$$

$$\Rightarrow |K_{ht}| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1})^2 + (\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})^2}};$$

$$\varphi_{ht} = -\arctg \frac{\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (35)$$

Thông chọn $C_1 = C_2 = C$ và $R_1 = R_2 = R$, khi đó:

$$\Rightarrow |K_{ht}| = \frac{1}{\sqrt{9 + (\omega RC - \frac{1}{\omega RC})^2}}; \quad \varphi_{ht} = -\arctg \frac{\omega RC - \frac{1}{\omega RC}}{3} \quad (36)$$

Tại tần số dao động $f_{dd} = \frac{1}{2\pi RC}$, thì

$$+ K_{ht} = K_{max} = 1/3$$

$$+ \varphi_{ht} = 0$$

Tại tần số dao động, mạch có hệ số truyền đạt (hệ số hồi tiếp) lớn nhất và góc di pha bằng không, do đó có thể dùng mạch này kết hợp với độ khuếch đại thuận ($\varphi_k = 360^\circ$) để tạo hồi tiếp dương làm nhiệm vụ tạo dao động.

Hình vẽ dưới đây là mạch tạo dao động nh vậy. Nhánh R_1, R_2 tạo thành một mạch hồi tiếp âm. Mạch hồi tiếp âm R_1, R_2 cùng với mạch lọc thông dải tạo thành mạch cầu Viên mà nhánh chéo thứ nhất là U_d và nhánh chéo thứ hai là U_r . Mạch dao động ứng với ω_{dd} khi $K_{ht(+)} = K_{ht(+)\max} = 1/3$. Nhánh hồi tiếp âm không phụ thuộc tần số.

Vì $K_{ht(+)} = 1/3$ nên để đảm bảo điều kiện cân bằng biên độ, hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm phải bằng 3; nghĩa là :

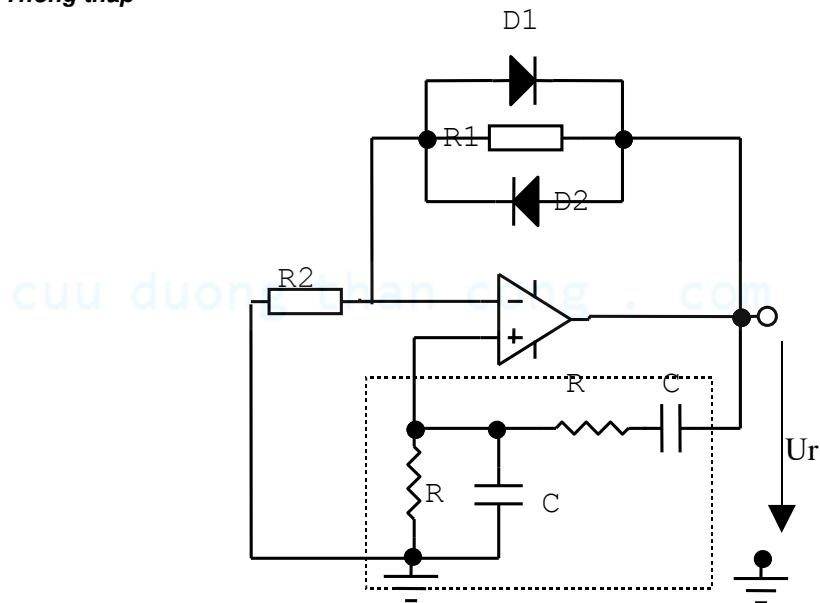
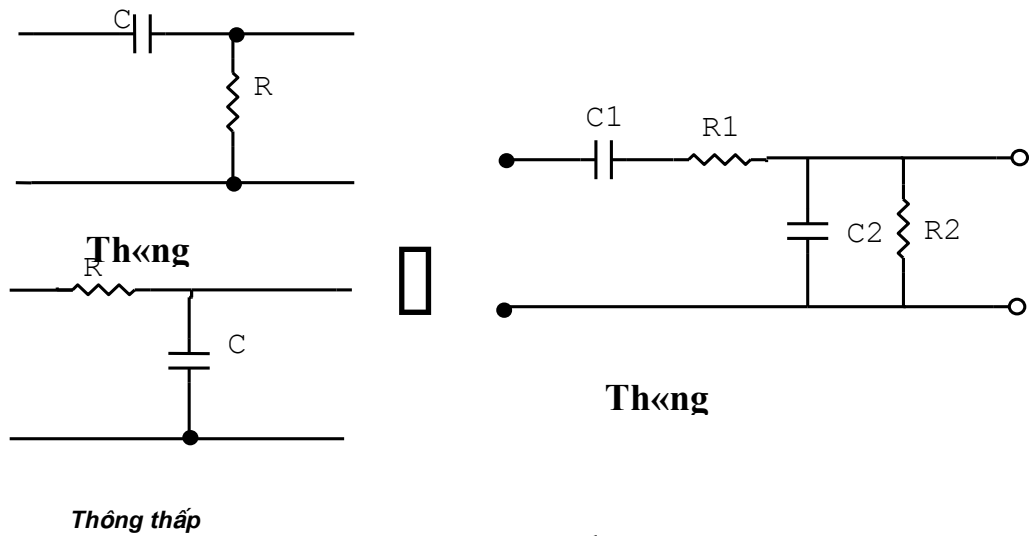
$$K' = \frac{K_0}{1 + K_0 K_{ht(-)}} = \frac{1}{\frac{1}{K_0} + K_{ht(-)}} \approx \frac{1}{K_{ht(-)}} = 3$$

hay $K_{ht(-)} = \frac{1}{3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Từ đó suy ra :

$$R_1 = 2R_2$$

Nhng đây cũng chính là điều kiện cân bằng của cầu, điện trở hồi tiếp về $U_d = 0$, do đó mạch không thể dao động được. Vì vậy, người ta điều chỉnh cho cầu lệch cân bằng chút ít, nghĩa là:

$$R_1 > 2R_2 \text{ một lợng nhỏ}$$



Bộ dao động dùng mạch cầu Viên trong mạch hồi tiếp

Trong sơ đồ trên, hai diot mắc song song ngược chiều với R_1 có tác dụng hạn biên độ dao động. Khi biên độ dao động tăng thì điện trở tương đương của nhánh R_1 giảm làm cho hồi tiếp âm tăng và do đó hệ số khuếch đại của mạch giảm và ổn định ứng với $K'K_{ht(+)} = 1$. Người ta đã chứng minh được với mạch điện này, hệ số khuếch đại của phân tử khuếch đại càng lớn thì độ ổn định tần số đạt được càng cao, vì vậy dùng khuếch đại thuật toán rất có lợi về ổn định tần số.

3. Mạch dao động dùng thạch anh.

a. Cấu tạo và tính chất của thạch anh:

XTAL1
1.000MHZ
-| |-

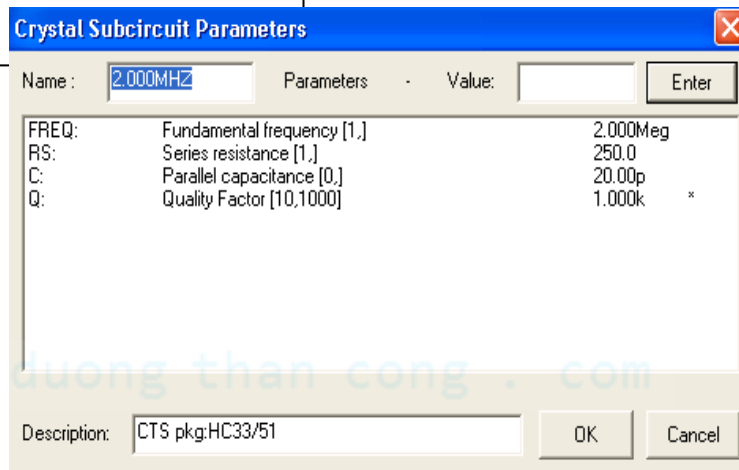
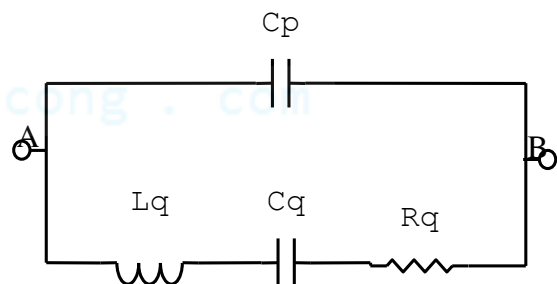
-Tinh thể thạch anh:

Thành phần hoá học của thạch anh là SiO_2 , được cắt theo những lớp nhất định đối với tinh thể thạch anh thành những lớp mỏng, gọi là lát tinh thể, có hình dạng Vuông, tròn, chữ nhật.

Dao động của thạch anh dựa trên hiệu ứng áp điện: nếu giữa 2 bản cực của tinh thể thạch anh đặt vào một điện trường sẽ làm cho tinh thể sinh ra sự biến hình về mặt cơ khí; ngược lại nếu giữa hai bản cực đặt vào một lực cơ khí sẽ sinh ra một điện trường trên một chiều tương ứng, hiệu ứng này gọi là hiệu ứng áp điện: nếu giữa 2 bản cực đặt vào là điện áp biến thiên thì sẽ sinh ra dao động cơ, đồng thời dao động cơ sẽ sinh ra điện trường giao biến, biên độ dao động nhỏ và ổn định, nếu đặt vào một điện áp giao biến bên ngoài có tần số bằng với tần số cố hữu của lát tinh thể, thì sẽ cộng hưởng làm biên độ dao động cơ tăng lên đáng kể, tức là có sự kết hợp cơ-điện, làm cho dao động duy trì và có độ ổn định cao.

- Mạch tương đương về điện của thạch anh:

- C_p : điện dung song song
- C_q , L_q , R_q : điện dung, điện cảm, điện trở nối tiếp, các thông số này phụ thuộc vào kích thước, và cách cắt khối thạch anh.
- Thông số của nhà sản xuất thường là Tần số cộng hưởng, điện trở nối tiếp, điện dung song song, hệ số phẩm chất



Các tính chất điện cơ bản của thạch anh :

- + Hệ số phẩm chất cao $Q=10^4-10^5$
- + Tỷ số L_q/C_q là rất lớn.
- + $C_p \gg C_q$

+ Có độ ổn định tần số rất cao: $(\Delta f/f) = 10^{-6} - 10^{-10}$

Giá trị của R_q nhỏ (vài chục-vài trăm Ω), nên có thể bỏ qua khi tính toán, để xác định đặc tần số cắt (cũng trùng với tần số dao động), ta xác định tổng trở Z :

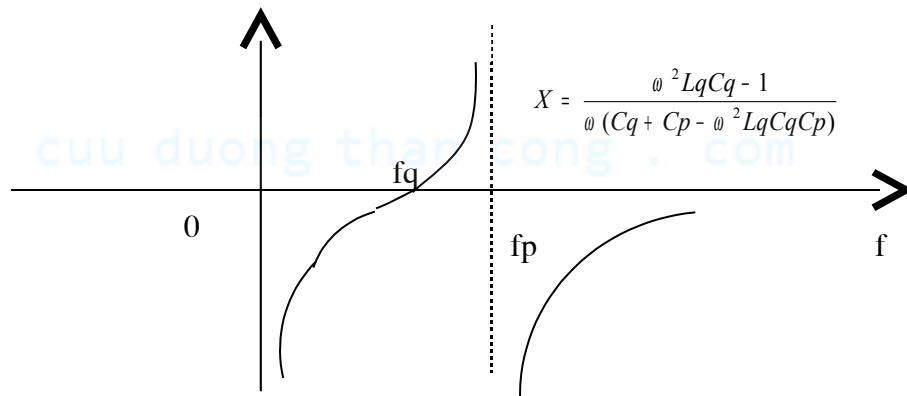
$$Z \approx (C_q \parallel L_q) \parallel C_p = j \frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega (C_q + C_p - \omega^2 L_q C_q C_p)} \quad (37)$$

+ $Z=0$, khi $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}} = \omega_q$, đây được gọi là tần số cộng hưởng nối tiếp của thạch anh,

+ $Z \rightarrow \infty$, khi $\omega = \sqrt{\frac{C_p + C_q}{L_q C_q C_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_q C_{td}}} = \omega_p$; trong đó $C_{td} = C_p \parallel C_q$

gọi là tần số cộng hưởng song song của thạch anh. Nh tính chất trên của thạch anh $C_p \gg C_q \Rightarrow C_{td} \approx C_q$, tức là tần số cộng hưởng song song gần bằng tần số cộng hưởng nối tiếp.

Trở kháng Z có quan hệ với tần số được biểu diễn nh hình vẽ sau:



- Để thay đổi tần số cộng hưởng của thạch anh trong phạm vi hẹp, mắc nối tiếp thạch anh với một tụ điện C_s nh hình vẽ dưới đây; khi đó tần số cộng hưởng sẽ là:

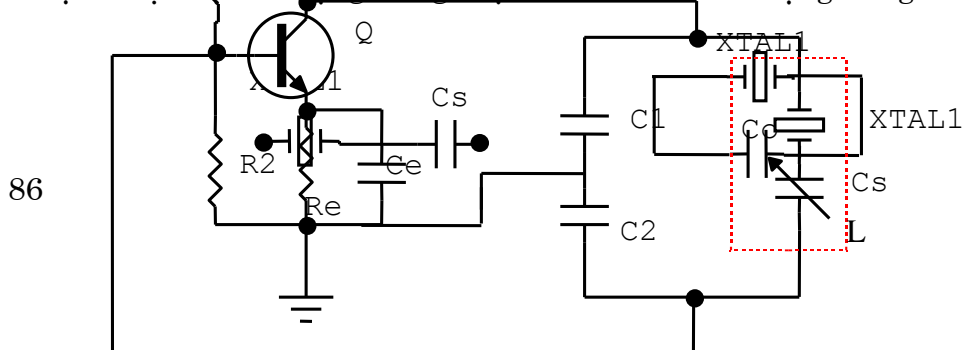
$$f_q^1 = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} \quad (38)$$

- Với thạch anh C_p có tính ổn định không cao so với C_q , để khắc phục nhược điểm này có thể mắc một tụ điện $C_o (\gg C_p)$ song song với C_p để tăng tính ổn định:

$$f_p^1 = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_o}} \quad \text{khi } C_o \gg C_p \text{ thì } f_p \approx f_q$$

b. Một số mạch dao động dùng thạch anh

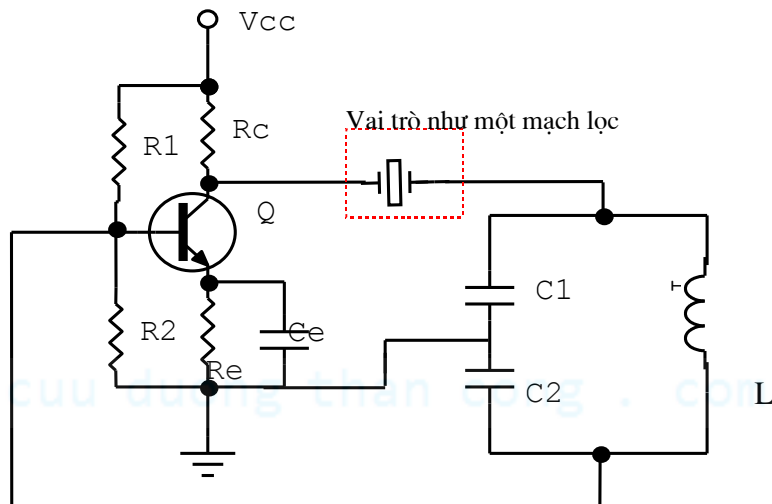
- Mạch điện bộ dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng song song:



-Để thoả mãn điều kiện dao động 3 diêm, nhánh mắc thạch anh phải có tính cảm kháng, tức là $X_{\text{thạch-anh}} - X_{cs} > 0$. Khi đó tần số dao động của mạch gần bằng tần số cộng hưởng song song của thạch anh (hiểu thạch anh là một bộ lọc, cho tần số dao động bằng tần số cộng hưởng song song đi qua - cho nên tại đầu ra ta lấy được tín hiệu dao động có tần số dao động bằng với tần số cộng hưởng song song của thạch anh):

$$f_{dd} = f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{LqCtd}} \quad (39)$$

- Mạch điện bộ dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng nối tiếp:



Mạch dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng nối tiếp

- Lúc này thạch anh đóng vai trò như một mạch lọc, không tham gia vào điều kiện hình thành dao động

$$f_{dd}=f_q=\frac{1}{2\pi\sqrt{LqCq}} \quad (40)$$

✍ Từ hai ví dụ sử dụng thạch anh trên, có thể thấy rằng, thạch anh đóng vai trò nh là một mạch lọc, có hệ số phẩm chất cao, bản thân nó không hình thành nên dao động mà chỉ nâng cao độ chất lượng của tín hiệu dao động.

✍ Thạch anh được dùng nhiều trong các mạch yếu cầu độ ổn định tần số cao, thực tế thông gặp các mạch nh: mạch tạo xung nhịp cho Vi xử lý, mạch điều chế, vòng khoá pha PLL....

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

CHƯƠNG 7. ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ

I. ĐỊNH NGHĨA

-Điều chế là quá trình ghi tin tức vào một dao động cao tần nhờ biến đổi một thông số nào đó: biên độ, tần số, pha, độ rộng xung... của dao động cao tần theo tin tức.

- Tin tức thông thường là tín hiệu có tần số thấp (ví dụ tín hiệu âm tần 16Hz-20000Hz) cho nên không thể truyền tải đi xa được, thông qua quá trình điều chế tín tức ở miền tần số thấp được chuyển sang miền tần số cao để truyền đi xa.

-Tín tức gọi là tín hiệu điều chế, dao động cao tần được gọi là tải tin, dao động cao tần mang tín tức gọi là dao động cao tần đã điều chế.

-Đối với tín hiệu điều hoà, phân biệt hai loại điều chế: điều biên và điều chế góc, trong đó điều chế góc bao gồm điều tần và điều pha.

II. ĐIỀU BIÊN (AM)

Điều biên là quá trình làm cho biên độ tải tin biến đổi theo tin tức

1 Phổ của tín hiệu điều biên

Giả sử tín hiệu tin tức và tín hiệu tải tin là các dao động điều hoà, tín hiệu tải tin có tần số biên thiên từ f_{\min} - f_{\max} ; tín hiệu tải tin có tần số $f_t \gg f_{\max}$

$$u_s(t) = U_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (II.1)$$

$$u_t(t) = U_t \cdot \cos(\omega_t \cdot t) \quad (II.2)$$

Tín hiệu $u_s(t)$ được gọi là tín hiệu điều biên, tín hiệu $u_t(t)$ được gọi là tín hiệu sóng mang.

Tín hiệu điều biên biên độ được xác định theo công thức :

$$u_{dB}(t) = [U_t + U_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t)] \cdot \cos \omega_t \cdot t \quad (II.3)$$

$$= U_t [1 + m \cos(\omega_s \cdot t)] \cdot \cos \omega_t \cdot t \quad (II.4)$$

Với m là hằng số tỷ lệ, $m = U_s / U_t$, hệ số m phải thoả mãn điều kiện không lớn hơn 1. Để tín hiệu điều chế không bị méo.

Áp dụng công thức lượng giác đối với II.4 ta được:

$$u_{dB}(t) = U_t \cdot \cos(\omega_t \cdot t) + m/2 \cdot U_t \cdot \cos(\omega_t + \omega_s) \cdot t + m/2 \cdot U_t \cdot \cos(\omega_t - \omega_s) \cdot t \quad (II.5)$$

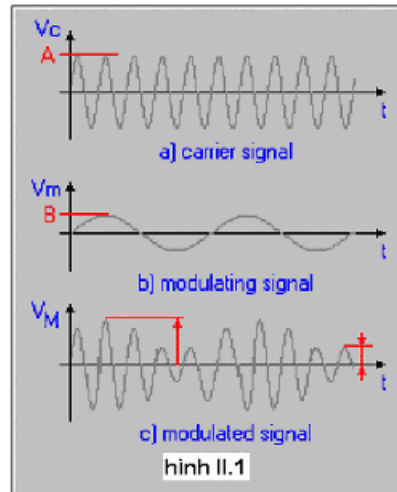
Từ đó ta có thể thấy tín hiệu được điều biên biên độ gồm 3 thành phần sau:

$$+ U_t \cdot \cos(\omega_t \cdot t) \quad \text{Sóng mang}$$

$$+ m/2 \cdot U_t \cdot \cos(\omega_t - \omega_s) \cdot t \quad \text{Dải băng thấp}$$

$$+ m/2 \cdot U_t \cdot \cos(\omega_t + \omega_s) \cdot t \quad \text{Dải băng cao}$$

Hình dưới đây đã ra các thành phần khác nhau của tín hiệu AM



Carrier signal: tín hiệu sóng mang

Modulating signal: tín hiệu tin tức

Modulated signal: tín hiệu đã điều chế

Dạng sóng của tín hiệu điều biên

2 Quan hệ năng lượng trong điều chế biên độ

Trong tín hiệu đã điều biên, các biên tần chứa tin tức, còn tải tin không mang tin tức. Cần xem xét năng lượng dọc phân bố nh thế nào đối với các thành phần phổ tín hiệu đã điều biên.

Công suất tải tin là công suất bình quân trong một chu kỳ tải tin:

$$P_{\sim t} = 1/2 U_t^2 \quad (II.6)$$

Công suất biên tần:

$$P_{\sim bt} = 1/2 (m U_t / 2)^2 \quad (II.7)$$

Công suất của tín hiệu đã điều biên là công suất bình quân trong một chu kỳ của tín hiệu điều chế:

$$P_{\sim db} = P_{\sim t} + 2P_{\sim bt} = P_{\sim t} (1 + (1/2)m^2) \quad (II.8)$$

Ta thấy rằng, công suất của tín hiệu đã điều biên phụ thuộc vào hệ số điều chế m. Hệ số điều chế m càng lớn thì công suất tín hiệu đã điều biên càng lớn. Khi m=1 thì ta có quan hệ giữa công suất hai biên tần và tải tần nh sau:

$$2P_{\sim bt} = P_{\sim t} / 2 \quad (II.9)$$

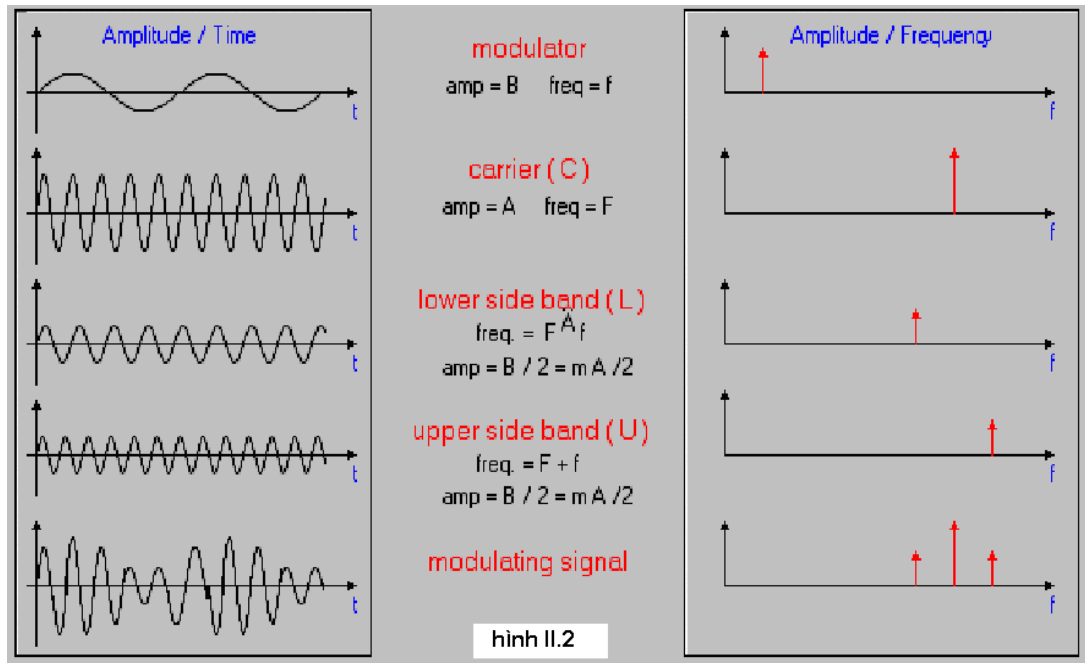
Để giảm méo, hệ số điều chế m thông chọn nhỏ hơn 1, **do đó công suất các biên tần thực tế chỉ bằng khoảng một phần ba công suất tải tần.** Nghĩa là phần lớn công suất phát xạ dọc phân bố cho thành phần phổ không mang tin tức, còn thành phần phổ chứa tin tức (các biên tần) chỉ chiếm phần nhỏ công suất điều biên.

Ngoài ra, còn cần quan tâm đến công suất ở chế độ cực đại ứng với biên độ điện áp điều biên cực đại, để chọn dọc phân tử tích cực hợp lý.

Từ II.3 suy ra:

$$U_{dbmax} = U_t (1+m) \quad (II.10)$$

$$\text{Do đó } P_{\sim max} = 1/2 (1+m^2) U_t^2 \quad (II.11)$$



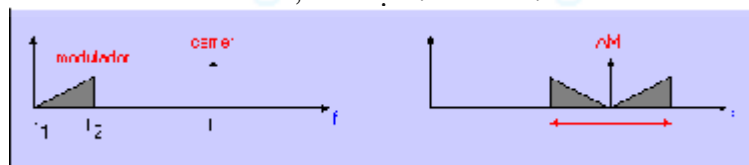
modulator: tín hiệu tin tức

Carrier: tín hiệu sóng mang

lower side band: băng tần thấp

upper side band: băng tần cao

modulating signal: tín hiệu đã điều chế
a, tín hiệu điều chế đơn tần



b tín hiệu điều chế biến thiên f1-f2

Dạng tín hiệu và phổ tương ứng của tín hiệu điều biên

3. Các chỉ tiêu cơ bản của dao động đã điều biên

- Hệ số méo phi tuyến

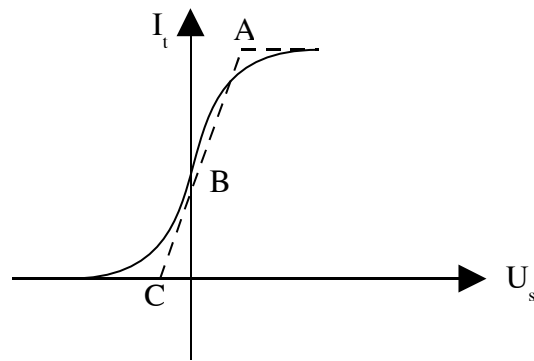
$$k = \frac{\sqrt{I_{w_i \pm 2w_s}^2 + I_{w_i \pm 3w_s}^2 + \dots}}{I_{w_i \pm w_s}} \quad (11.12)$$

Trong đó $I_{w_i \pm n w_s}$ $n \geq 2$ là biên độ các thành phần dòng điện ứng với hài bậc cao của tín hiệu điều chế

$I_{w_i \pm w_s}$ Biên độ thành phần điều tần

Để đặc trưng cho méo phi tuyến trong mạch điều biên, người ta dùng đặc tuyến điều chế tĩnh, đặc tuyến này cho biết quan hệ giữa biên độ tín hiệu ra và giá trị tức thời của tín hiệu điều chế đầu vào.

Dạng tổng quát của đặc tuyến điều chế tĩnh được biểu diễn trên hình:



Đặc tuyến điều chế tĩnh

Đồng đặc tuyến điều chế tĩnh lý tưởng là đồng thẳng C→A. Đặc tuyến điều chế tĩnh không thẳng sẽ làm cho lượng biến đổi của biên độ của biên độ dao động cao tần đầu ra so với giá trị ban đầu (điểm B) không tỉ lệ đồng thẳng với trị tức thời của điện áp điều chế. Do đó trên đầu ra thiết bị điều biên, ngoài các biên tần, còn có các thành phần bậc cao không mong muốn khác. Trong đó lượng chú ý nhất là thành phần $I_{wt \pm 2ws}$ có thể lọt vào các biên tần mà không thể lọc được.

Để giảm méo phi tuyến, cần hạn chế. Lúc đó buộc phải giảm độ sâu điều chế.

- Hệ số méo tần số

Để đánh giá độ méo tần số, người ta căn cứ vào đặc tuyến biên - tần:

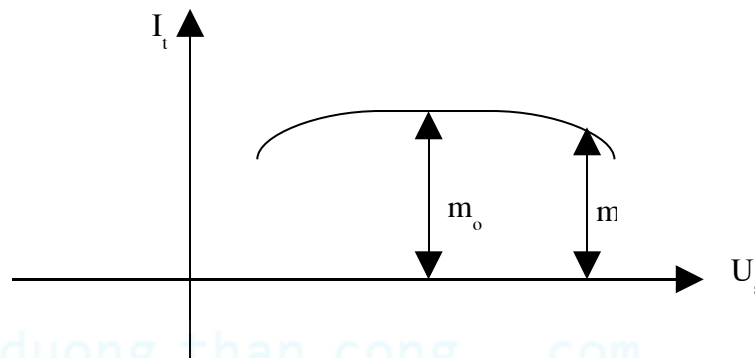
$$m = f(F_s) |_{U_s = \text{hằng số}}$$

Hệ số méo tần số được xác định theo biểu thức:

$$M = \frac{m_0}{m} \text{ hoặc } M_{dB} = 20 \lg M \quad (II.13)$$

m_0 : hệ số điều chế lớn nhất

m : hệ số điều chế tại tần số đang xét



Đặc tuyến biên độ- tần số

Méo tần số xuất hiện chủ yếu trong các tầng khuếch đại âm tần (tín hiệu điều chế), nhưng cũng có thể xuất hiện trong các tầng điều chế và sau điều chế, khi mạch lọc đầu ra của tầng này không đảm bảo dải thông cho phổ của tín hiệu đã điều biên ($2f_{smax}$).

4. Phong pháp tính toán mạch điều biên

Các mạch điều biên được xây dựng dựa vào hai nguyên tắc sau đây:

- Dùng các phần tử phi tuyến: cộng tải tin và tín hiệu điều chế trên đặc tuyến của phần tử phi tuyến đó.

- Dùng phần tử tuyến tính có tham số điều khiển được: nhân tải tin và tín hiệu điều chế nhờ phần tử tuyến tính đó.

a. Điều biên dùng phần tử phi tuyến

Các phần tử phi tuyến dùng để điều biên có thể là đèn điện tử, đèn bán dẫn, điện trở có trị số biến đổi theo điện áp đặt vào.

Tùy thuộc vào điểm làm việc được chọn trên đặc tuyến phi tuyến, hàm số đặc trưng cho phần tử phi tuyến có thể biểu diễn gần đúng theo chuỗi Taylor khi chế độ làm việc của mạch là chế độ A ($\theta=180^\circ$) hoặc phân tích theo chuỗi Fourier khi mạch làm việc ở chế độ góc cắt $\theta < 180^\circ$ (AB, B, C).

*. Trường hợp 1: $\theta=180^\circ$

Giả thiết mạch điều biên dùng diode, để mạch làm việc ở chế độ A, phải thỏa mãn điều kiện: $|U_i| + |U_s| < |E_0|$

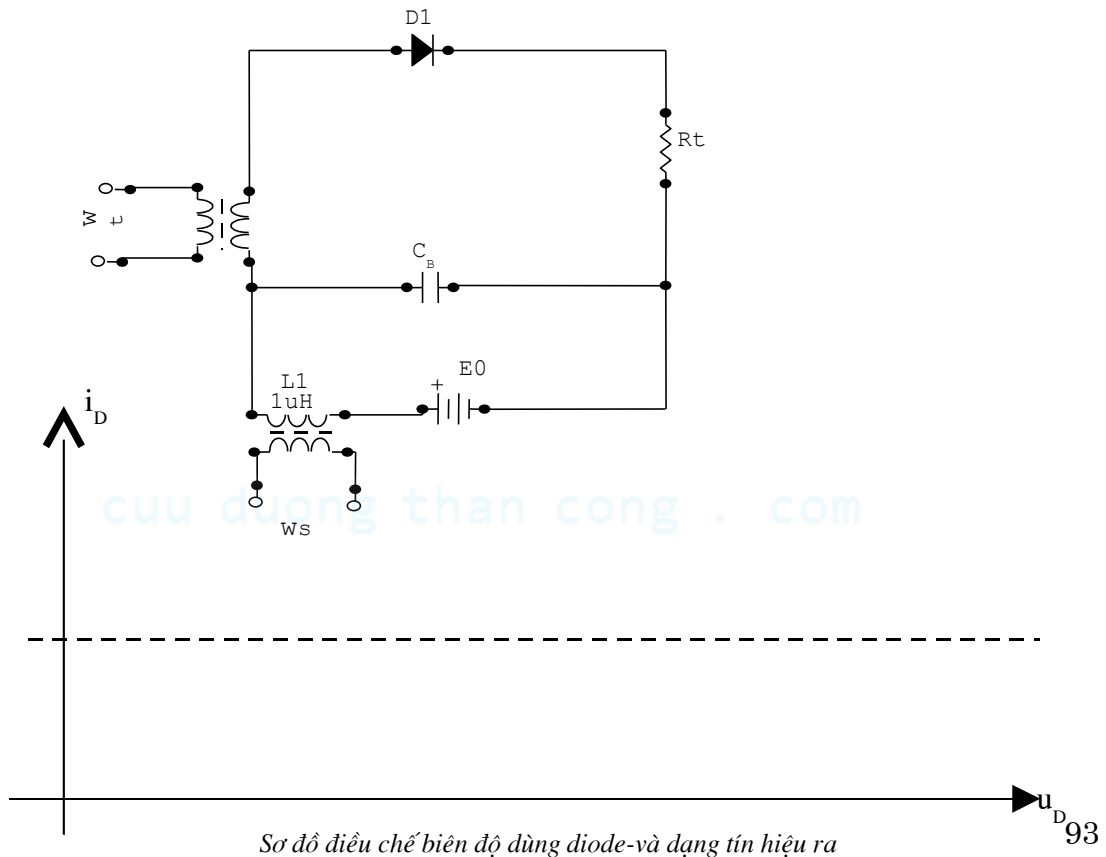
Hàm số đặc trưng cho phần tử phi tuyến xung quanh điểm làm việc được biểu diễn theo chuỗi Taylor:

$$i_D = a_1 \cdot u_D + a_2 \cdot u_D^2 + a_3 \cdot u_D^3 + \dots \quad (II.14)$$

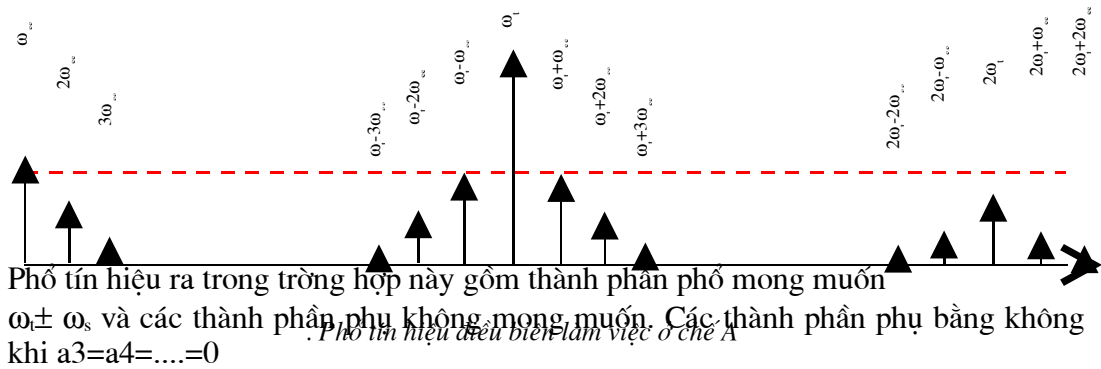
$$\text{Với } u_D = E_D + U_i \cos \omega_i t + U_s \cos \omega_s t \quad (II.15)$$

Thay II.15 vào II.14 ta được:

$$i_D = a_1 \cdot (E_D + U_i \cos \omega_i t + U_s \cos \omega_s t) + a_2 \cdot (E_D + U_i \cos \omega_i t + U_s \cos \omega_s t)^2 + a_3 \cdot (E_D + U_i \cos \omega_i t + U_s \cos \omega_s t)^3 + \dots \quad (II.16)$$



Khai triển II.16 và bỏ các số hạng bậc lớn hơn 4, ta sẽ biểu diễn dạng phổ tín hiệu nh sau:



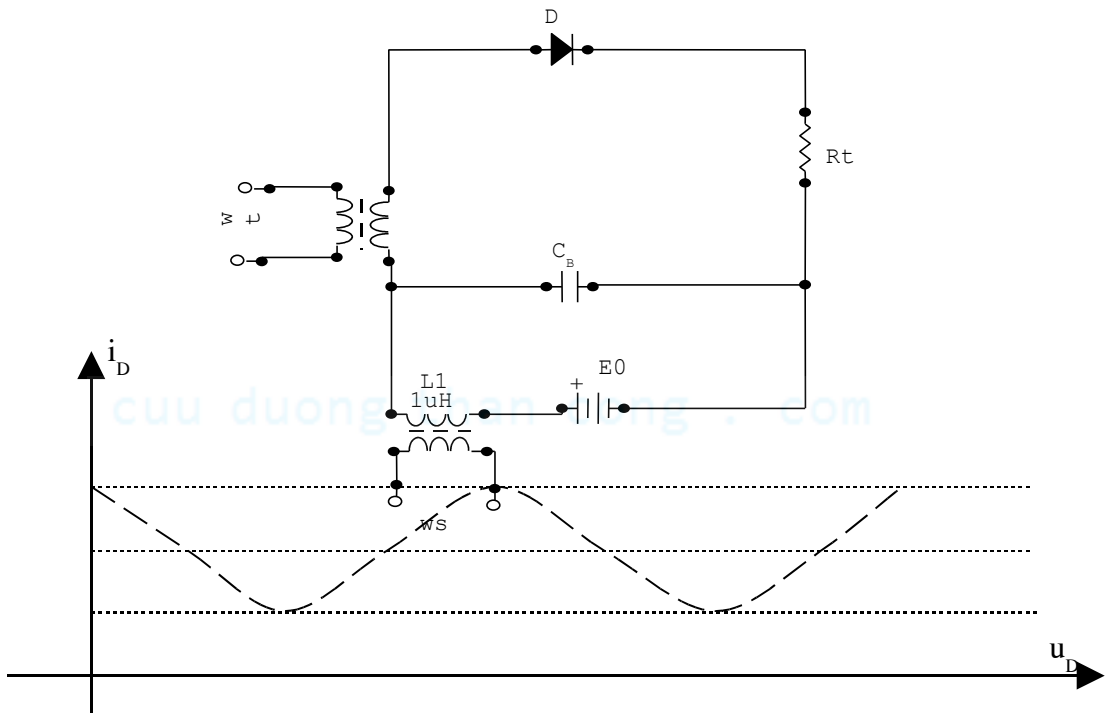
Nghĩa là nếu đặc tính của phần tử phi tuyến là một đồng cong bậc 2 thì tín hiệu đã điều biên không có méo phi tuyến. Phần tử phi tuyến có đặc tính gần với dạng lý tổng.

Làm việc ở chế độ A biên độ của tải tin và tín tức phải có biên độ bé, vì vậy ít dùng chế độ này.

*. Trường hợp $\theta < 180^\circ$

Khi $\theta < 180^\circ$, nếu biên độ điện áp đặt vào đủ lớn thì có thể coi đặc tuyến của nó là đồng gấp khúc. Phương trình biểu diễn đặc tuyến của diode trong trường hợp này nh sau:

$$i_D = S \cdot u_D \quad (S: \text{hỗ dẫn của diode}) \text{ khi } u_D > 0, \text{ và } = 0 \text{ cho các trường hợp khác.} \quad (II.17)$$



Chọn điểm làm việc ban đầu trong khu tắt của diode, ứng với chế độ C. Vì dòng qua diode là một dãy xung hình sin nh hình 7, nên có thể biểu diễn i_D theo chuỗi furier nh sau:

$$i_D = I_0 + I_1 \cos \omega_1 t + I_2 \cos 2\omega_1 t + I_3 \cos 3\omega_1 t + \dots + I_n \cos n\omega_1 t \quad (II.18)$$

Trong đó :
$$I_i = \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_D \cos i\omega_1 t d\omega_1 t, i=1-n \quad (II.19)$$

Từ II.15 và II.17 ta có:

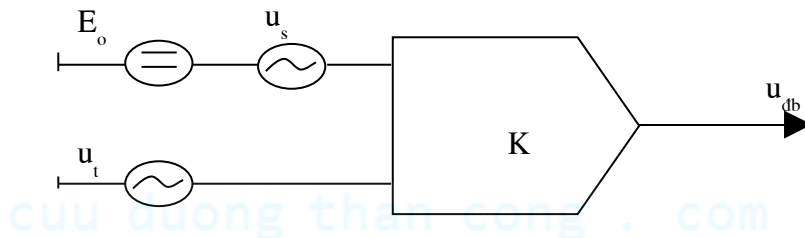
$$i_D = S \cdot U_i (\cos \omega_1 t - \cos \theta) \quad (II.21)$$

và:
$$\cos \theta = - (E_0 + U_s \cos \omega_s t) / U_i \quad (II.22)$$

Cũng từ II.21 và II.22 biên độ của các thành phần hài theo II.19 đọc xác định.

b. Điều biên dùng phần tử tuyến tính có tham số thay đổi

Thực chất quá trình điều biên này là quá trình nhân tín hiệu, một ví dụ về mạch loại này là điều biên dùng bộ nhân tong tự nh hình dưới đây:



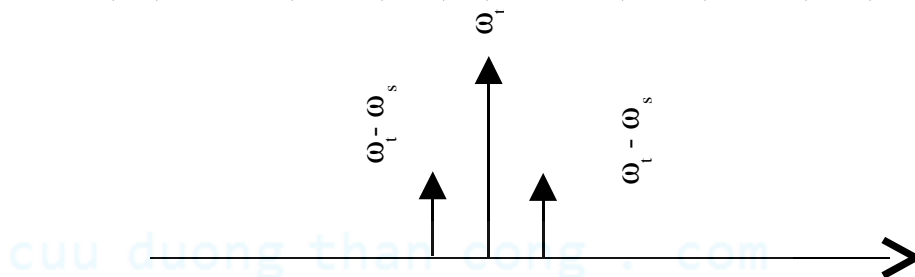
sơ đồ điều chế biên độ dùng mạch nhân

Trong mạch điện này quan hệ giữa điện áp ra u_{db} và điện áp vào u_i là quan hệ tuyến tính. Tuy nhiên khi u_s biến thiên thì điểm làm việc chuyển từ đặc tuyến này sang đặc tuyến khác làm biên độ tín hiệu ra thay đổi để có tín hiệu điều biên.

Căn cứ vào tính chất của mạch nhân ta có biểu thức:

$$u_{db} = (E_0 + U_s \cos \omega_s t) U_i \cos \omega_1 t$$

$$= E_0 U_i \cos \omega_1 t + (1/2) U_s U_i \cos (\omega_1 + \omega_s) t + (1/2) U_s U_i \cos (\omega_1 - \omega_s) t \quad (II.23)$$



Phổ tín hiệu điều biên dùng mạch nhân

5. Mạch điều biên cụ thể

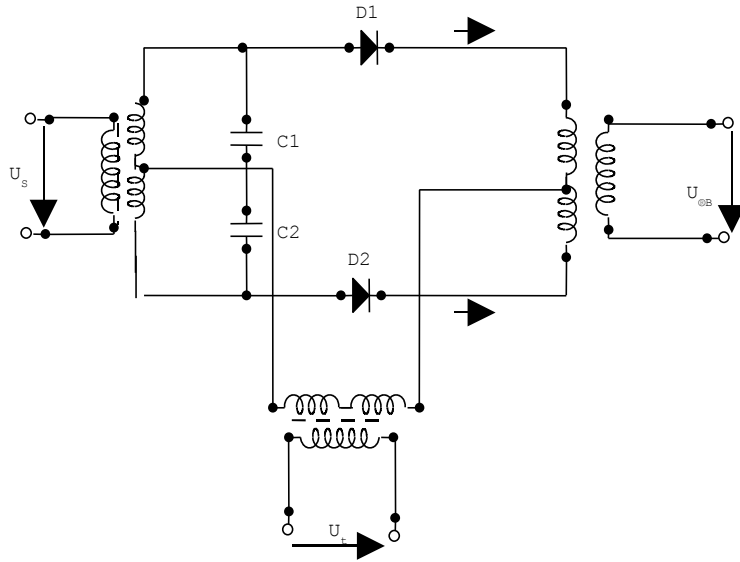
Để thực hiện điều biên theo phương pháp thứ nhất, có thể dùng mọi phần tử phi tuyến, nhng nếu dùng đèn bán dẫn thì không những có thể điều biên tín hiệu mà còn có thể khuếch đại tín hiệu, về mạch điện phân làm các loại: điều chế đơn biên, điều biên cân bằng, điều biên vòng.

Mạch điều biên đơn là mạch chỉ dùng một phần tử tích cực để điều chế, các mạch theo sơ đồ hình 5 và hình 7 là các mạch điều chế theo kiểu này, nh đã xét,

dòng điện ra tải ngoài các thành phần hữu ích là các biên tần còn có đủ các thành phần hài và tải tần không mong muốn khác, đây cũng là đặc điểm của các mạch điều chế đơn biên.

Trong trường hợp dùng đèn bán dẫn hay đèn điện tử, phân biệt các loại: điều biên bazơ, điều biên collector, điều biên cửa, điều biên máng, điều biên anot, điều biên l-ôi...chúng có tên gọi tương ứng với cực mà điện áp điều chế được đặt vào.

Để giảm méo phi tuyến, dùng mạch điều biên cân bằng theo sơ đồ sau:



Sơ đồ điều chế cân bằng dùng Diode

Theo sơ đồ hình 10 ta có, điện áp đặt lên D1 và D2 là

$$u_1 = U_L \cos \omega_t t + U_s \cos \omega_s t \quad (II.24)$$

$$u_2 = U_L \cos \omega_t t - U_s \cos \omega_s t \quad (II.25)$$

Dòng qua diode được biểu diễn theo chuỗi Taylor:

$$i_1 = a_0 + a_1 \cdot u_1 + a_2 \cdot u_1^2 + a_3 \cdot u_1^3 + \dots \quad (II.26)$$

$$i_2 = a_0 + a_1 \cdot u_2 + a_2 \cdot u_2^2 + a_3 \cdot u_2^3 + \dots \quad (II.27)$$

$$\text{Dòng điện ra tải } i = i_1 - i_2 \quad (II.28)$$

Kết hợp II.24-II.28, và chỉ lấy 4 vế đầu ta có

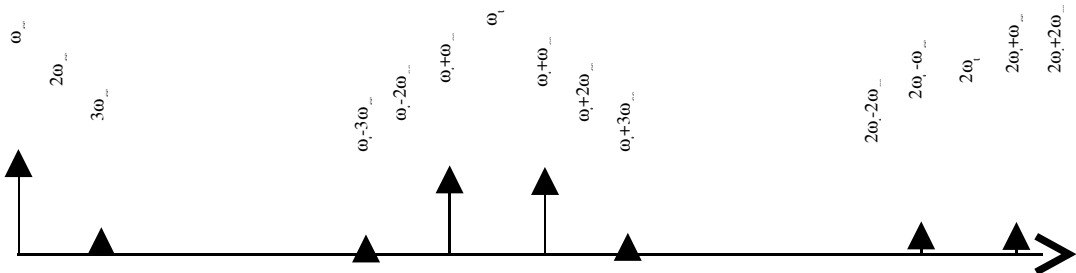
$$i = A \cos \omega_s t + B \cos 3 \omega_s t + C [\cos(\omega_t + \omega_s) t + \cos(\omega_t - \omega_s) t] + D [\cos(2 \omega_t + \omega_s) t + \cos(2 \omega_t - \omega_s) t] \quad (II.29)$$

$$\text{Trong đó } A = U_s [2a_1 + 3a_3 U_L^2 + (a_3/2) U_s^2]$$

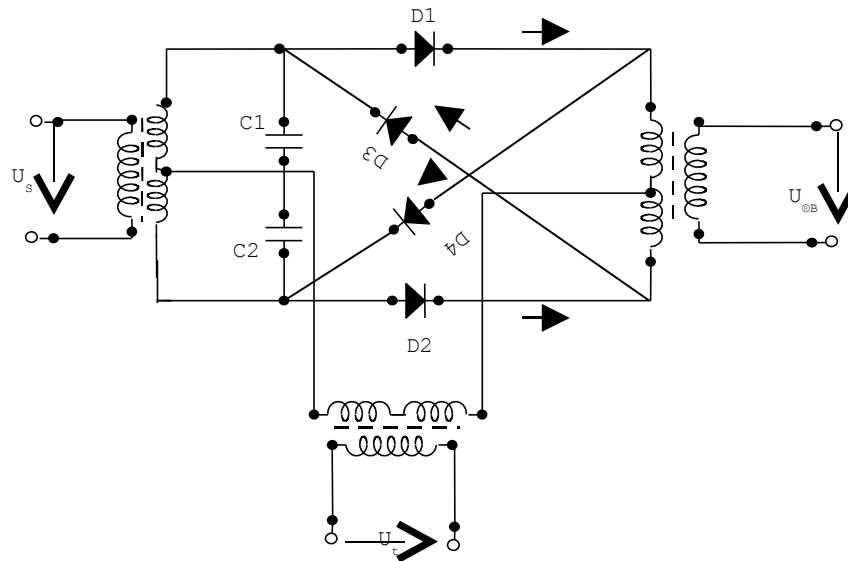
$$B = (a_3/2) U_s^3$$

$$C = 2 a_2 U_s U_L$$

$$D = 3/2 a_3 U_s U_L$$



*. Một dạng khác của điều chế cân bằng là điều biên vòng, với loại điều chế này tải tần và các tín hiệu hài sẽ bị triệt bỏ.



Sơ đồ điều biên vòng

Tương tự nh cách tính toán trên, gọi dòng điện ra của mạch điều chế cân bằng gồm D_1 , D_2 là i_I và D_3 , D_4 là i_{II} . i_I đã xác định theo II.29

$$i_{II} = i_{D3} - i_{D4} \quad (II.30)$$

Trong đó:

$$i_{D3} = a_0 + a_1 \cdot u_3 + a_2 \cdot u_3^2 + a_3 \cdot u_3^3 + \dots \quad (II.31)$$

$$i_{D4} = a_0 + a_1 \cdot u_4 + a_2 \cdot u_4^2 + a_3 \cdot u_4^3 + \dots \quad (II.32)$$

$$u_3 = -U_t \cos \omega_t t - U_s \cos \omega_s t \quad (II.33)$$

$$u_4 = -U_t \cos \omega_t t + U_s \cos \omega_s t \quad (II.34)$$

Từ (II.30 - II.34) ta có:

$$i_{II} = -A \cos \omega_s t - B \cos 3 \omega_s t + C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] - D [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \quad (II.35)$$

$$\text{Trong đó } A = U_s [2a_1 + 3a_3 U_t^2 + (a_3/2) U_s^2]$$

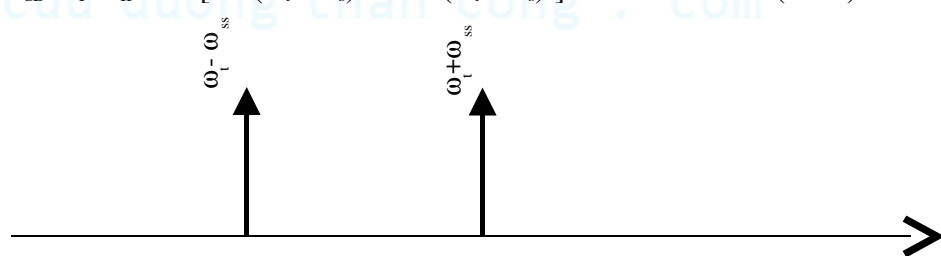
$$B = (a_3/2) U_s^3$$

$$C = 2 a_2 U_s U_t$$

$$D = 3/2 a_3 U_s U_t$$

Từ (II.29) và (II.35) ta có

$$i_{dB} = i_I + i_{II} = 2C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \quad (II.36)$$



. Phổ tín hiệu điều biên vòng

So với phổ các hình trên ta thấy chỉ còn lại thành phần mang tin tức

Nh vậy khi dùng mạch điều chế vòng còn có thể khử được các hài bậc lẻ của ω_s và các biên tần của ω_i .

III. ĐIỀU CHẾ ĐƠN BIÊN

1. Khái niệm

Nh đã biết ở những phần trên, phổ của dao động đã điều biên gồm tải tần và hai dải biên tần trong đó chỉ có các biên tần la mang tin tức. Vì hai biên tần mang tin tức là nh nhau (về biên độ và tần số), nên chỉ cần truyền đi một biên tần là đủ thông tin về tin tức. Tải tần chỉ cần dùng để tách sóng, do đó có thể nén toàn bộ huặc một phần tải tần trước khi truyền đi. Quá trình điều chế nhằm tạo ra một dải biên tần gọi là điều chế đơn biên.

Điều chế đơn biên (với một phần d của tải tần) mang ý nghĩa thực tế. Điều chế tuy phức tạp hơn nhng lại có u điểm nh:

- Độ rộng dải tần giảm một nửa
- Công suất phát xạ yêu cầu thấp hơn với cùng một cự ly truyền dẫn.
- Tạp âm đầu thu giảm do dải tần của tín hiệu hẹp hơn.

Từ biểu thức (II.5) ta có : $u_{dB} = m/2 U_i (\cos(\omega_i + \omega_s)t)$ (III.1)

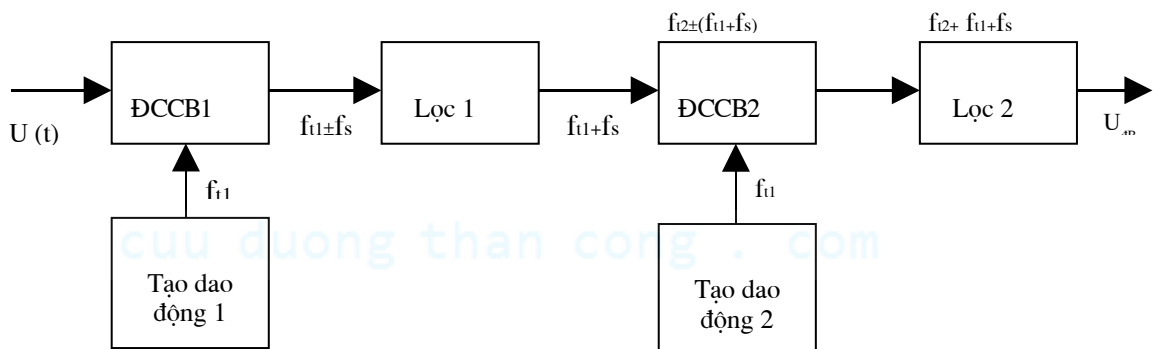
m gọi là hệ số nén tải tin $m = U_s/U_i$

2. Các phương pháp điều chế đơn biên

Có 3 phương pháp điều chế đơn biên: phương pháp lọc, phương pháp quay pha, và phương pháp lọc và quay pha kết hợp.

a. Điều chế đơn biên theo phương pháp lọc

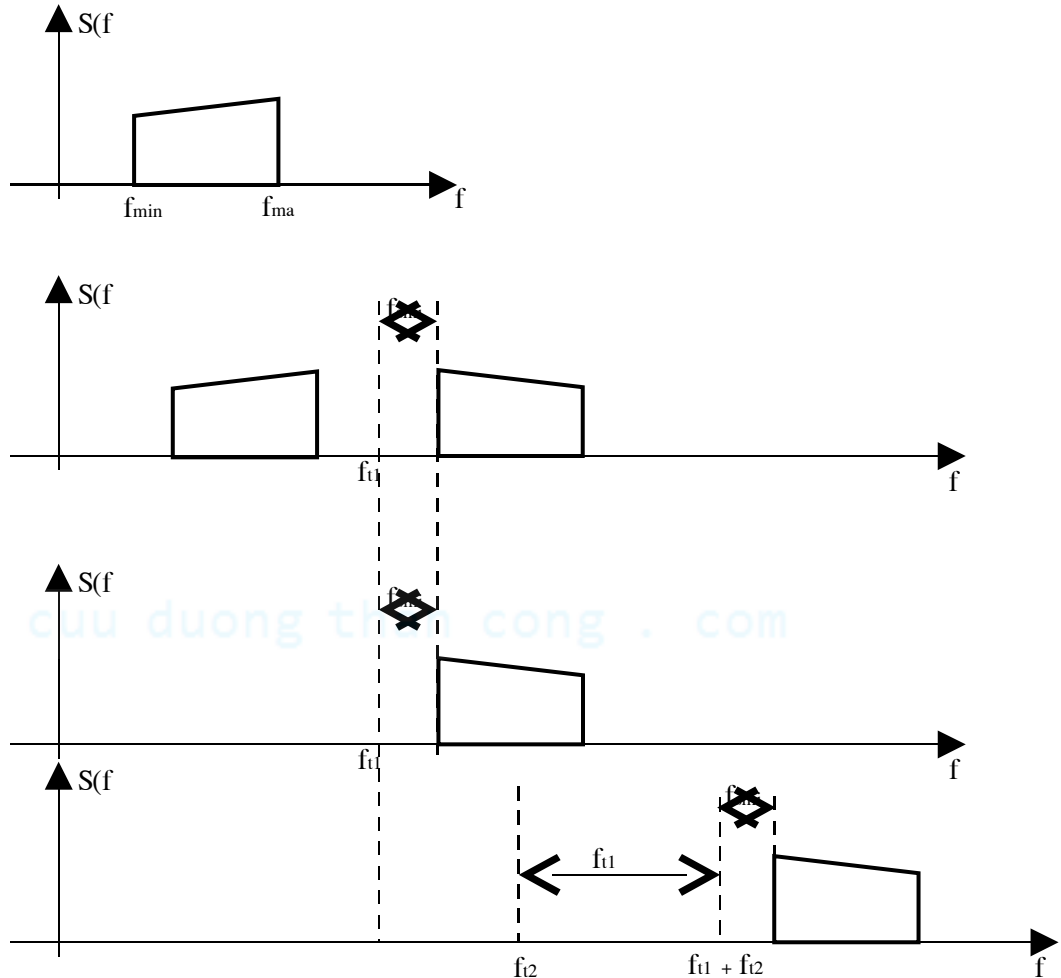
Từ việc phân tích phổ của tín hiệu điều biên, muốn có tín hiệu đơn biên cần lọc bớt một biên tần, thực tế rất khó làm được nh vậy. Khi tải tần cao tần thì vấn đề lọc để tách ra một dải tần gặp khó khăn. Giả sử tần số $f_{smin} = 300\text{Hz}$, lúc đó khoảng cách 2 biên tần là $\Delta f = 2f_{smin} = 600\text{Hz}$. Nếu tải tần là $f_t = 60\text{MHz}$, thì hệ số của bộ lọc là $X = (\Delta f/f_t) = 10^{-5}$, khá nhỏ rất khó lọc. Bởi vậy phải dùng một bộ biến đổi trung gian để có thể hạ thấp yêu cầu đối với bộ lọc, theo sơ đồ sau:



Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên dùng phương pháp lọc

Trong sơ đồ trên tín tức ban đầu được điều chế với tần số f_{t1} , tần số này khá thấp so với tần số yêu cầu, sao cho hệ số lọc tăng lên, để có thể lọc bỏ một biên tần dễ dàng. Trên đầu ra bộ 1 lại được điều chế với tần số f_{t2} , f_{t2} yêu cầu sao cho $f_t = f_{t1} + f_{t2}$.

Dạng phổ theo phương pháp này như sau:



b. Điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha

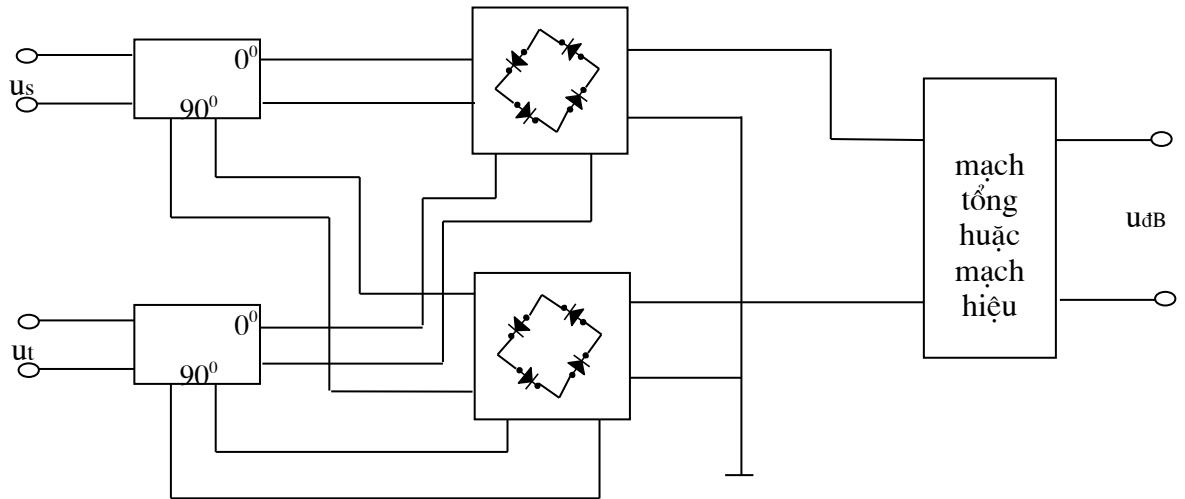
Sơ đồ hình 15 là sơ đồ khối phương pháp điều chế đơn biên bằng phương pháp quay pha.

Tín tức và tải tin thông qua mạch quay pha, và được đưa đến 2 bộ điều chế cân bằng lệch pha 90° do đó các biên tần trên của 2 bộ điều chế cân bằng lệch pha 180° . Còn các biên tần đối đồng pha, nếu lấy hiệu của các điện áp ra trên 2 bộ điều chế ta nhận được biên tần trên. Ngược lại nếu lấy tổng các điện áp ra sẽ nhận được biên tần đối.

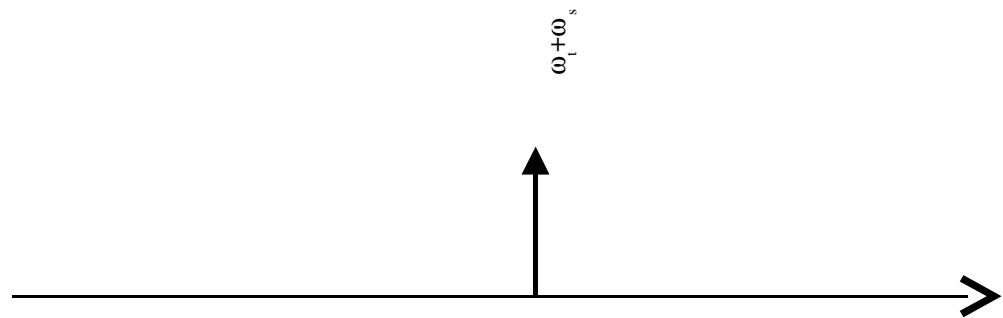
$$u_{CB1} = U_{CB} \cos \omega_s t \cos \omega_t t = U_{CB}/2 [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \quad (III.2)$$

$$u_{CB2} = U_{CB} \sin \omega_s t \sin \omega_t t = U_{CB}/2 [-\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \quad (III.3) \quad 99$$

$$u_{dB} = U_{CB1} - U_{CB2} = U_{CB} \cos(\omega_t + \omega_s)t \quad (III.4)$$

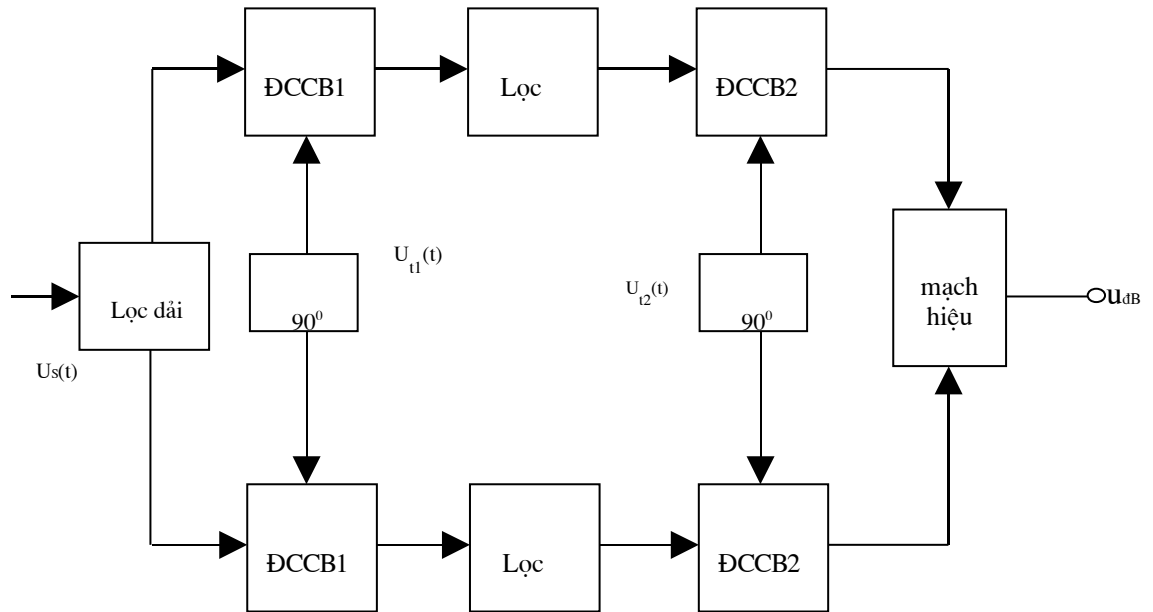


Sơ đồ điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha



Phổ tín hiệu điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha

c. Điều chế đơn biên theo phương pháp lọc và quay pha kết hợp
 Phương pháp này có sơ đồ khối nh sau



Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên dùng phương pháp lọc và quay pha kết hợp

Tín hiệu ra của bộ điều chế cân bằng 1(ĐCCB1):

$$u''_{CB1} = U_{CB} \cos \omega_s t \cos \omega_t t = U_{CB}/2 [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \quad (III.2)$$

$$u''_{CB2} = U_{CB} \cos \omega_s t \sin \omega_t t = U_{CB}/2 [\sin(\omega_t + \omega_s)t + \sin(\omega_t - \omega_s)t] \quad (III.3)$$

Sau bộ lọc 1, còn lại biên tần trên của 2 bộ điều chế cân bằng 1 lệch pha 90, có thể coi đây là tín hiệu điều chế đã quay pha, tín hiệu này cùng với tải tín ut2 đọc đa đến 2 bộ điều chế cân bằng 2 lệch nhau 90. Điện áp ra hai bộ điều chế cân bằng 2:

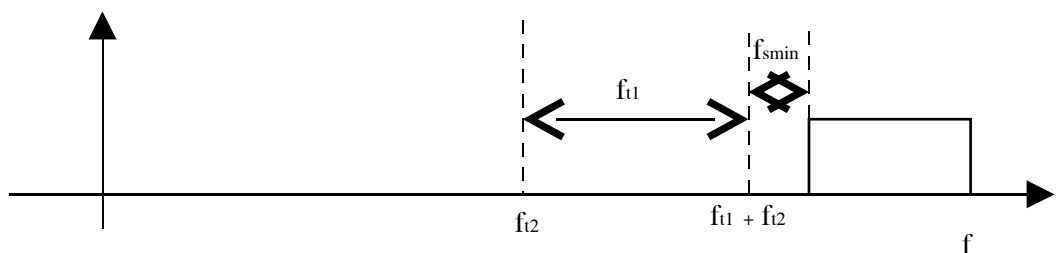
$$u''_{CB1} = U_{t2} U_{CB}/2 \cos(\omega_{t2} + \omega_s)t \cos \omega_{t2} t \quad (III.4)$$

$$u''_{CB2} = U_{t2} U_{CB}/2 \sin(\omega_{t2} + \omega_s)t \sin \omega_{t2} t \quad (III.5)$$

$$u_dB = u''_{CB1} - u''_{CB2} = U_{t2} U_{CB}/2 \cos(\omega_{t2} + \omega_{t1} + \omega_s)t \quad (III.6)$$

Phổ của tín hiệu theo phương pháp này nh hình 18

Điều chế theo phương pháp này không dùng mạch quay pha đối với tín hiệu điều chế nên dễ thực hiện hơn so với phương pháp quay pha.



Phổ tín hiệu ra của các khối trên hình 17

IV. ĐIỀU TẦN(FM) VÀ ĐIỀU PHA(PM)

1. Các công thức cơ bản và mối quan hệ của hai phương pháp

Điều tần và điều pha là quá trình ghi tín tức vào tải tin, làm cho tần số hoặc pha tức thời của tải tin biến thiên theo dạng tín hiệu điều chế.

Tần số và góc pha có mối quan hệ :

$$\omega = \frac{d\psi}{dt} \quad (IV.1)$$

Giả sử tải tin là tín hiệu điều hoà:

$$u_t(t) = U_t \cos \psi(t) = U_t \cos(\omega t + \varphi_0) \quad (IV.2)$$

$$\text{Từ (IV.1) rút ra } \psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t) \quad (IV.3)$$

Thay IV.3 vào IV.2 ta có:

$$u_t(t) = U_t \cos \left(\int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t) \right) \quad (IV.4)$$

Giả sử tín tức là tín hiệu đơn âm(1 tần số):

$$u_s(t) = U_s \cos \omega t \quad (IV.5)$$

Khi điều chế tần số hoặc điều pha thì tần số hoặc góc pha của dao động cao tần biến thiên tỉ lệ với tín hiệu điều chế và chúng được xác định lần lượt theo các biểu thức sau:

$$\omega(t) = \omega + K_{\text{đt}} \cdot U_s \cos \omega t = \omega + \Delta \omega \cdot U_s \cos \omega t \quad (IV.6)$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 + K_{\text{đp}} \cdot U_s \cos \omega t = \varphi_0 + \Delta \varphi \cdot U_s \cos \omega t \quad (IV.7)$$

Trong đó $\Delta \omega$, $\Delta \varphi$ được gọi là lượng di tần và di pha cực đại

Khi điều tần thì góc pha ban đầu không đổi, do đó $\varphi(t) = \varphi_0$, thay IV.6 và IV.7 vào IV.4, ta nhận được biểu thức của tín hiệu đã điều tần và điều pha:

$$u_{\text{đt}}(t) = U_t \cos(\omega t + \Delta \omega m / \omega_s \cdot \sin \omega t + \varphi_0) \quad (IV.8)$$

$$u_{\text{đp}}(t) = U_t \cos(\omega t + \Delta \omega m \cdot \sin \omega t + \varphi_0) \quad (IV.9)$$

Vậy lượng di pha đạt được khi điều pha:

$$\Delta \varphi = \Delta \varphi m \cdot \cos \omega t \quad (IV.10)$$

$$\text{Lượng di tần tương ứng: } \Delta \omega = \Delta \varphi m \cdot \omega_s \cdot \sin \omega t \quad (IV.11)$$

Lượng di tần max đạt được khi điều pha:

$$\Delta \omega m = \omega_s \cdot \Delta \varphi m = \omega_s \cdot k_{\text{đf}} \cdot U_s \quad (IV.12)$$

Lượng di tần max đạt được khi điều tần:

$$\Delta \omega m = k_{\text{đf}} \cdot U_s \quad (IV.13)$$

So sánh IV.12 và IV.13 ta thấy sự khác nhau cơ bản giữa điều tần và điều pha là lượng di tần khi điều pha tỉ lệ với biên độ điện áp điều chế và tần số điều chế còn lượng di tần khi điều tần tỉ lệ với biên độ điện áp điều chế. **Vì vậy từ một mạch điều chế pha có thể lấy ra tín hiệu điều chế tần số, nếu trước khi đưa vào điều chế đọc đa qua mạch tích phân. Và ngược lại có thể lấy tín hiệu điều pha từ một mạch điều tần, nếu tín hiệu điều chế đọc đa qua mạch vi phân trước khi đưa vào bộ điều chế.**

2, Phổ của dao động đã điều tần và điều pha

Trong biểu thức IV.8, cho $\varphi_0=0$, và gọi $M_f = \Delta\omega_m/\omega_s$ là hệ số điều tần ta có:

$$u_{dt}(t) = U_t \cos(\omega t + M_f \sin \omega t) \quad (IV.14)$$

Nếu tín hiệu điều chế chiếm cả dải tần thì $M_f = \Delta\omega_m/\omega_{smax}$

Hệ số điều tần M_f không những phụ thuộc vào biên độ điện áp điều chế mà còn phụ thuộc vào tần số điều chế.

Tương tự ta có biểu thức của tín hiệu điều pha:

$$u_{dt}(t) = U_t \cos(\omega t + M_\phi \cos \omega t) \quad (IV.15)$$

Nếu không xét đến pha thì phổ của tín hiệu điều tần và điều pha là giống nhau, gồm thành phần tải tần ω , và vô số các biên tần $\omega \pm n\omega_s$.

Các tính toán đã chỉ ra, độ rộng dải tần của tín hiệu điều chế tần số không phụ thuộc vào tín tức, được tính gần đúng:

$$D = 2\Delta\omega_m \quad (IV.16)$$

nhưng điều chế pha, băng tần lại phụ thuộc tần số tín hiệu tin tức:

$$D = 2 \cdot \omega_s \cdot \Delta\omega_m \quad (IV.17)$$

những phụ thuộc vào biên độ điện áp điều chế mà còn phụ thuộc

3, Mạch điều tần và điều pha

Như đã phân tích ở trên điều tần và điều pha có thể được chuyển đổi lẫn nhau, thông phân biệt mạch điều tần (điều pha) trực tiếp, và gián tiếp.

a, Mạch điều tần trực tiếp

Khi điều tần trực tiếp, tần số dao động riêng của mạch tạo dao động được điều khiển theo tín hiệu điều chế (tín tức).

Mạch điều tần trực tiếp thông được thực hiện bởi các mạch tạo dao động mà tần số dao động riêng của nó được điều khiển bởi dòng huặc áp (CCO- bộ dao động được điều khiển bởi dòng điện, VCO- bộ dao động được điều khiển bởi điện áp)

Huặc bởi các mạch biến đổi điện áp - tần số. Các mạch tạo dao động có tần số biến đổi theo điện áp đặt vào có thể là các mạch tạo dao động xung, các mạch tạo dao động điều hoà LC.

Nguyên tắc thực hiện điều tần trong các bộ dao động là làm biến đổi trị số điện kháng của bộ tạo dao động theo điện áp đặt vào, phương pháp phổ biến nhất là dùng diode biến dung và tranzitor điện kháng, sau đây là các thí dụ:

1 Điều tần trực tiếp dùng diode biến dung:

Diode biến dung có điện dung mặt ghép biến đổi theo điện áp đặt vào. Có sơ đồ tương đương nh hình 19

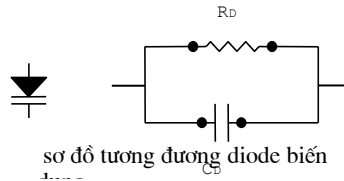
Trị số R_D và C_D phụ thuộc vào điện áp đặt lên diode, nếu diode được phân cực ngược, R_D rất lớn, còn C_D được xác định theo biểu thức:

$$C_D = \frac{K}{(u_D + \phi_K)^\gamma} \quad (IV.18)$$

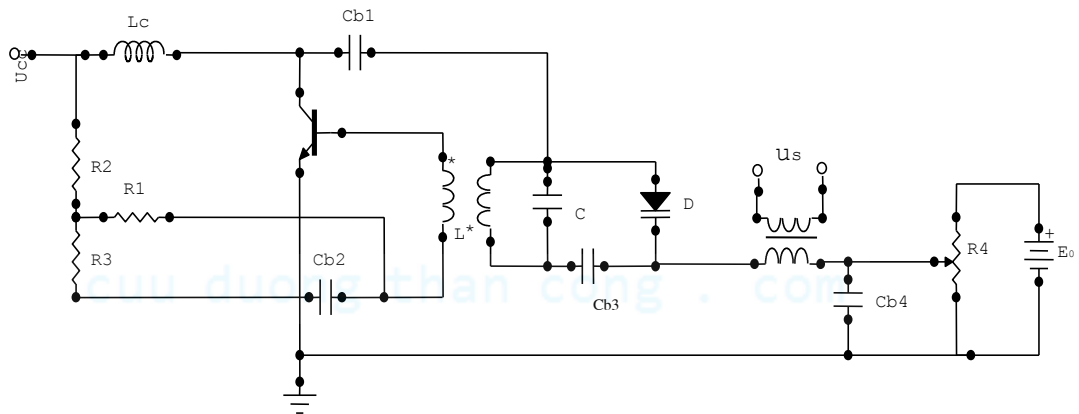
Trong đó: k : hệ số tỉ lệ

ϕ_K : điện áp tiếp xúc của mặt ghép P-N

γ : Hệ số phụ thuộc vật liệu



Mắc diode song song với tín hiệu ra của bộ tạo dao động, đồng thời đặt điện áp điều chế lên Diode, làm C_D thay đổi theo điện áp điều chế, do đó tần số cộng hưởng riêng của bộ tạo dao động cũng thay đổi theo, nh hình 20.



Mạch điều tần dùng diode biến dung

Tần số dao động của mạch gần bằng tần số cộng hưởng riêng của hệ dao động và được xác định:

$$f_{dd} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C + C_D)}} \quad (IV.19)$$

Theo sơ đồ 20, điện áp đặt lên Diode:

$$u_D = u_t - u_s - E_0 = U_t \cos \omega t - U_s \cos \omega t - E_0 \quad (IV.20)$$

Để Diode luôn phân cực ngược và không vượt quá trị số cho phép cần có điều kiện:

$$u_D = u_{Dmin} = -U_t - U_s - E_0 \leq u_{ngcphép}$$

Khi dùng Diode điều tần cần chú ý:

- Chỉ cần phân cực ngược cho diode để tránh ảnh hưởng của R_D đến phẩm chất của hệ dao động nghĩa là đến độ ổn định tần số của mạch.

- Phải hạn chế khu vực làm việc trong đoạn tuyến tính của đặc tuyến $C_D(u_D)$ của diode biến dung để giảm méo phi tuyến. Lợn di tần đợc biến đợi khi điều tần dùng diode là khoảng 1%.

- Vì dùng diode để điều tần, nên thiết bị điều tần có kích thước nhỏ. Có thể dùng diode bán dẫn để điều tần ở tần số siêu cao, khoảng vài trăm MHz, tuy nhiên độ tập tán của tham số bán dẫn lớn, nên kém ổn định

Điều tần trực tiếp dùng Trazitor điện kháng:

Phần tử điện kháng (dung tính hoặc cảm tính), có trị số biến thiên theo điện áp điều chế đặt vào, phần tử điện kháng mắc song song với hệ dao động của bộ tạo dao động làm cho tần số dao động thay đổi theo tín hiệu điều chế. Phần tử điện kháng được thực hiện nhờ một mạch di pha mắc trong mạch hồi tiếp của Trazitor.

Có 4 cách mắc phần tử điện kháng như hình 21, sau đây xét trường hợp a, các trường hợp khác tương tự:

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{U}{S \cdot U_{BE}} = \frac{U}{S \cdot U \cdot \frac{Z_C}{R + Z_C}} = \frac{R + 1/j\omega C}{S \cdot 1/j\omega C} \quad (IV.21)$$

Nếu chọn $R \gg Z_C$, thì trở kháng Z có thể xác định theo biểu thức:

$$Z \approx j\omega C/S = jX_L = j\omega L_{td}, \text{ trong đó } L_{td} = CR/S \quad (IV.22)$$

Bằng cách tính tương tự ta có:

Sơ đồ b:

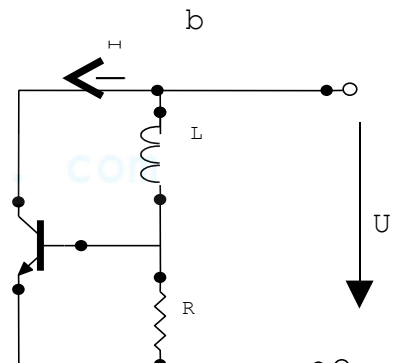
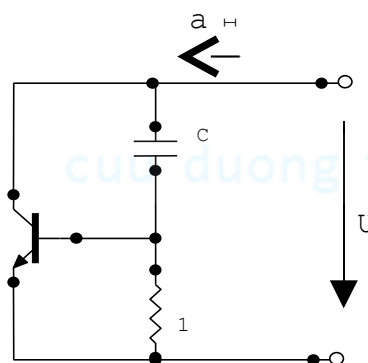
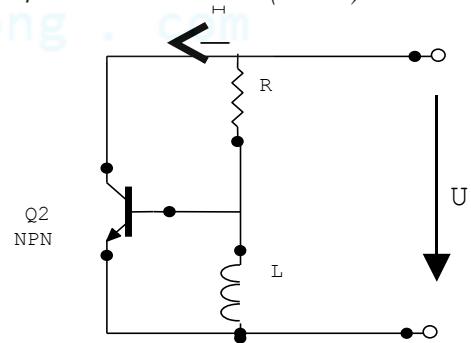
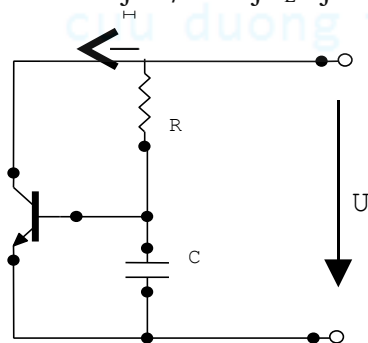
$$Z \approx -jR/\omega L S = jX_C = j\omega C_{td}, \text{ trong đó } C_{td} = LS/R \quad (IV.23)$$

Sơ đồ c:

$$Z \approx -j1/\omega R S C = jX_C = j\omega C_{td}, \text{ trong đó } C_{td} = R S C \quad (IV.24)$$

Sơ đồ d:

$$Z \approx j\omega L/RS = jX_L = j\omega L_{td}, \text{ trong đó } L_{td} = L/RS \quad (IV.25)$$



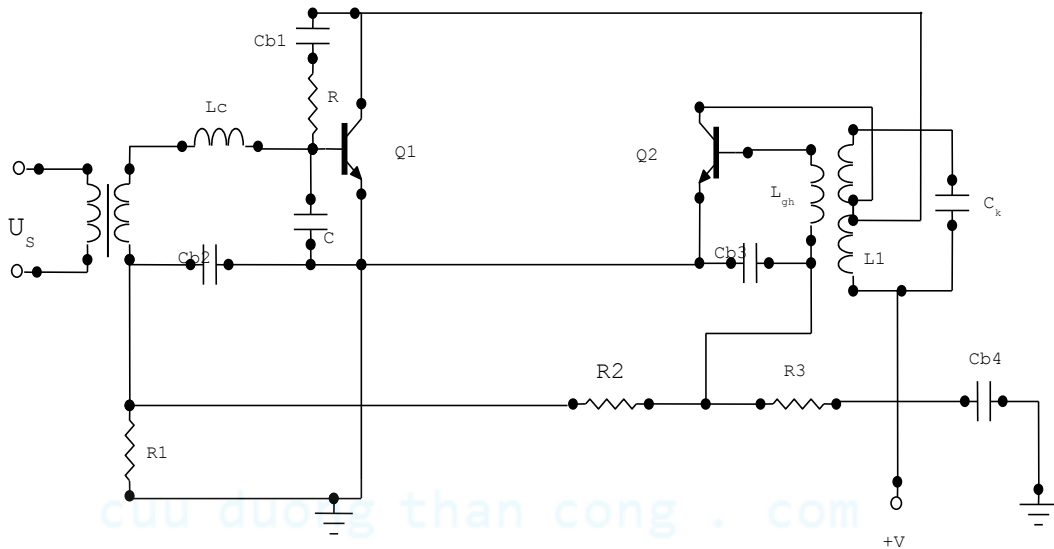
c

d

Các phương pháp mắc phần tử điện kháng

Rõ ràng khi điện áp điều chế đặt vào Bazơ của phần tử điện kháng thay đổi thì S thay đổi và do đó các tham số L_{id} , C_{id} thay đổi làm cho tần số dao động thay đổi theo.

Điều tần dùng phần tử điện kháng có thể đạt được lượng di tần tương đối ($\Delta f/f_t$) khoảng 2%.



Điều tần dùng phần tử điện kháng RC

Hình trên là sơ đồ bộ dao động LC, phần tử điện kháng RC lúc này tương đương như một cuộn cảm, được ghép vào cuộn L1 của mạch dao động.

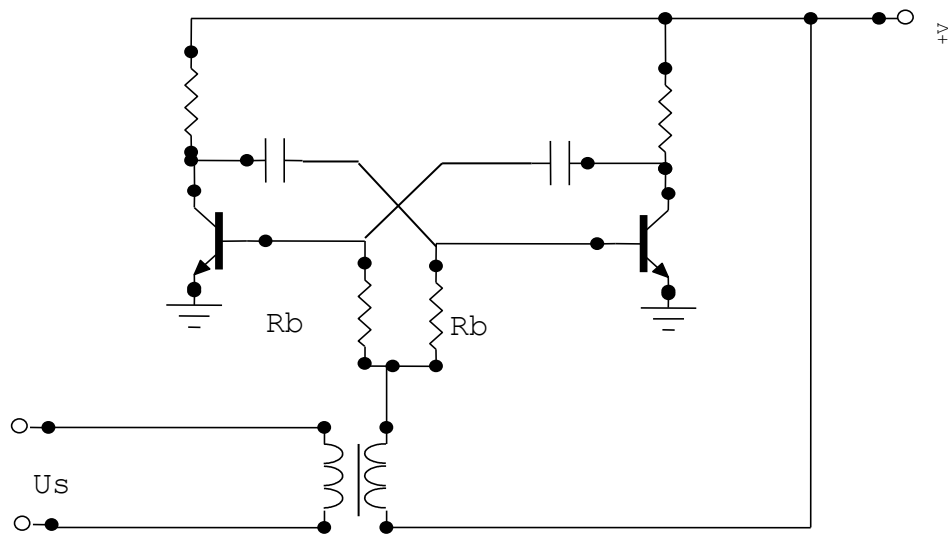
- + T1, R, C đóng vai trò là tranzitor điện kháng.
- + T2, Lgh, L1, Ck là các phần tử dao động
- + Cb1-Cb4 tụ ngắn mạch tần số cao tần (U_s)
- + Lc: Cuộn chặn, cách ly tín hiệu cao tần và nguồn.

Giá trị L_{id} của tranzitor điện kháng sẽ thay đổi khi tín hiệu điều chế (U_s) đầu vào thay đổi, dẫn đến thành phần điện cảm của bộ dao động LC thay đổi, tức là tần số tín hiệu dao động thay đổi theo, lấy tín hiệu ở đầu ra bộ dao động ta được tín hiệu điều tần.

dùng phần tử điện kháng có thể đạt được lượng di tần tương đối ($\Delta f/f_t$) khoảng

Điều tần trong các bộ tạo xung:

Hình 23 là mạch dao động đa hài mà dãy xung ra của nó có tần số lặp thay đổi theo điện áp điều chế U_s . Tần số lặp được xác định bằng quá trình phóng của tụ điện qua điện trở R_b , khi có một sụt áp trên điện trở collector. Khi R_b được đấu trực tiếp với nguồn V, quá trình phóng xảy ra giữa các mức bão hòa của 2 tranzitor.



điều tần trong bộ dao động đa hài

Tần số lặp của dãy xung được xác định nh sau:

$$f = 1/2\pi RCLn2 \quad (IV.26)$$

Để điều chế tần số lặp của dãy xung, đa điện áp điều chế U_s vào B của 2 tranzitor cùng với điện áp nguồn của tụ điện qua điện trở R_b , khi có một sụt áp trên điện trở collector. Khi này tần số lặp của dãy xung biến thiên theo điện áp điều chế và được xác định bằng biểu thức:

$$f \approx \frac{1}{2RCLn\left[\frac{\Delta U_c / R_B + I_{Bbh}}{I_{Bbh}}\right]} \quad (IV.27)$$

Trong đó: $U_{Bbh} = (U_{cc} + U_s + U_{BEo} + I_{BM}R_B)/R_B$
 $\Delta U_c = U_c - I_{CM}R_c - U_{CEbh}$

Phương pháp này có thể đạt được lượng di tần tương đối khoảng vài %
 Nhận xét: Nhược điểm của điều tần trực tiếp là độ ổn định tần số trung tâm thấp, vì không thể dùng thạch anh thay cho mạch cộng hưởng trong bộ tạo dao động để ổn định trực tiếp được. Do đó để đạt được độ ổn định tần số trung tâm cao, trong mạch điều tần trực tiếp phải sử dụng thêm khâu tự động điều chỉnh tần số (FGC). Nhưng với loại mạch này lượng di tần đạt được lại lớn.

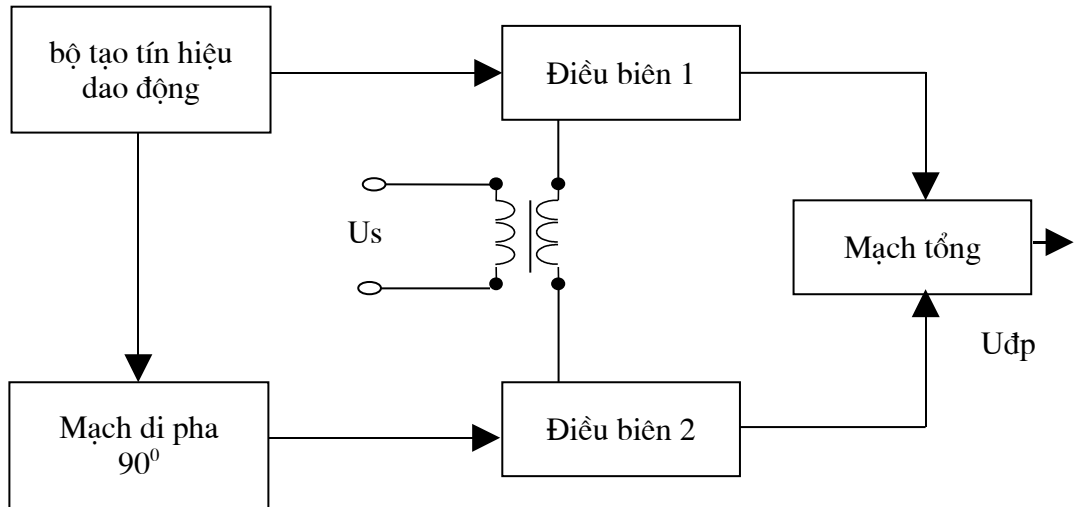
b, Mạch điều pha

1 Điều pha theo Armstrong:

Tải tin từ bộ tạo dao động thạch anh được đưa đến bộ điều biên 1 và lệch pha nhau 90°

Tín hiệu điều chế đưa vào 2 bộ điều chế lệch pha nhau .

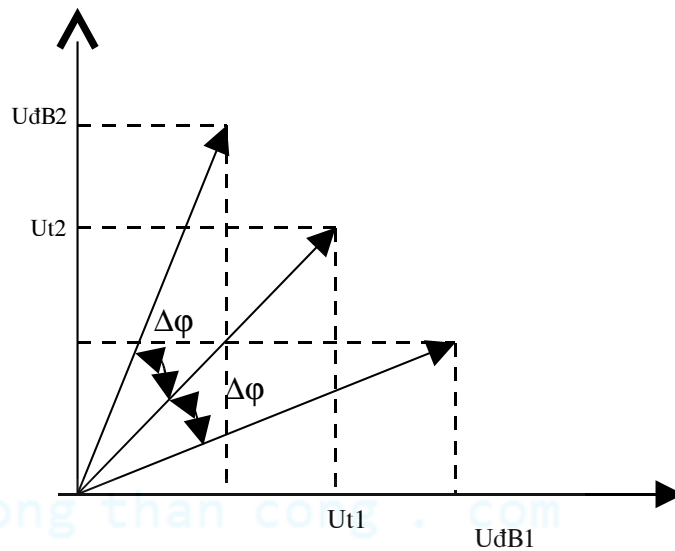
Điện áp ra trên 2 bộ điều biên:



Sơ đồ khối mạch điều pha theo Armstrong

$$u_{dB1} = U_{t1}(1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t = U_{t1} \cos \omega_t t + m U_{t1}/2 [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \quad (IV.28)$$

$$u_{dB2} = U_{t2}(1 - m \cos \omega_s t) \sin \omega_t t = U_{t2} \sin \omega_t t - m U_{t2}/2 [\sin(\omega_t + \omega_s)t + \sin(\omega_t - \omega_s)t] \quad (IV.29)$$



Đồ thị véc tơ tín hiệu điều pha theo Armstrong

Từ đồ thị ta thấy: tổng các dao động điều biên $u = u_{dB1} + u_{dB2}$ là một dao động được điều chế về pha và biên độ. Điều biên ở đây là điều biên ký sinh.

1. Điều pha dùng mạch lọc

Trong mạch điện này, trị số điện dung của diode biến phụ thuộc vào điện áp điều chế U_s . Khi U_s thay đổi thì tần số cộng hưởng của mạch lọc lệch khỏi tần số tín

hiệu vào f_t một lượng Δf sao cho đối với tín hiệu vào, mạch cộng hưởng là một trở kháng phức xác định nh sau :

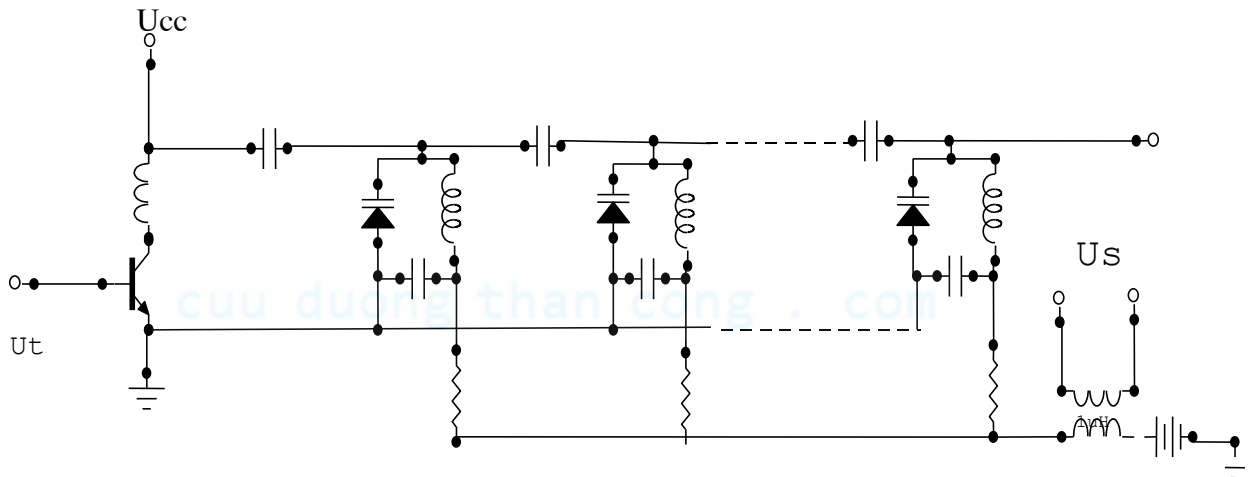
$$Z = \frac{R_{t0}}{1 + jQ \frac{2\Delta \omega}{\omega_t}} \quad (IV.30)$$

$$R_{td}=L/CR; Q=1/\omega CR; \omega_t=(1/LC)^{-1/2}$$

$$\Delta\omega=\omega - \omega_t \quad \text{và} \quad \omega_t+\omega=2\omega_t$$

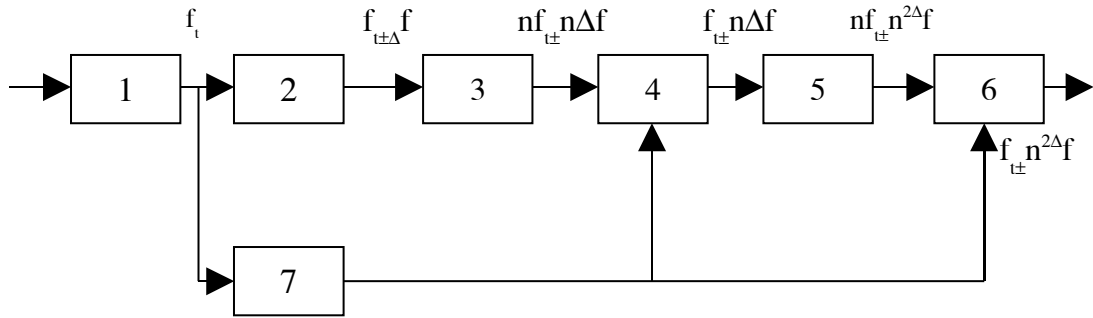
Góc pha được xác định:

$$\varphi = \arctg\left(-\frac{2Q\Delta \omega}{\omega_t}\right) \quad (IV.31)$$



Sơ đồ nguyên lý mạch điều chế pha dùng mạch lọc

Rõ ràng khi u_s thay đổi, do đó góc pha φ biến đổi một lượng tương ứng. Quá trình điều pha này có kèm theo điều biên ký sinh, vì modyn $|Z|$ cũng biến thiên theo $\Delta\omega$. Cũng tương tự nh mạch điều chế pha theo Armstrong, nếu giữ cho mức điều biên ký sinh nhỏ hơn 1% thì góc di pha cực đại $\Delta\varphi=0,35$. Nếu dùng nhiều mắt lọc nh trên hình 27, thì nhờ chọn các khâu ghép hợp lý, có thể làm cho đặc tuyến $\varphi = f(u_s)$ tuyến tính hơn, do đó đạt được lượng di pha tương đối lớn $\Delta\varphi = \Pi$. Trong thực tế các mạch điều chế pha thông dụng kết hợp với mạch tích phân để thực hiện điều tần gián tiếp so với mạch điều tần trực tiếp thì lượng di tần nhỏ hơn, vì $\Delta\varphi$ nhỏ. Nhnng mạch điều tần gián tiếp có độ ổn định tần số trung tâm cao, vì thế có thể dùng thạch anh trong tầng dao động để ổn định tần số. Để khắc phục nhược điểm về lượng di tần nhỏ, sau tầng điều tần có thể mắc thêm một số tầng điều tần nhân tần để đảm bảo lượng di tần yêu cầu nh sơ đồ khối trên hình sau:



1-Bộ tạo dao động

2-Mạch điều tần gián tiếp

3-Mạch nhân tần bậc n

4-Mạch trộn tần

5-Mạch nhân tần bậc n

6-Mạch trộn tần

7-Mạch nhân tần bậc(n-1)

Sơ đồ khối phương pháp nâng cao lượng di tần trong mạch điều tần gián tiếp

4. Một số biện pháp để nâng cao chất lượng tín hiệu điều tần.

Tín hiệu điều tần có hệ số điều chế $M_f = \Delta\omega_m/\omega_s$. Khi tần số điều chế tăng thì M_f giảm (giả thiết $U_s = \text{const}$) làm cho tỉ số tín hiệu trên tạp âm (S/N) giảm. Vì vậy trước khi điều chế, tín hiệu điều chế u_s được đưa qua một mạch lọc thông cao. Các thành phần tần số cao của u_s khi qua mạch đó được u tiên về mặt biên độ. ở đầu thu, sau khi tách sóng lại phải dùng một mạch lọc thông thấp có hằng số thời gian bằng hằng số thời gian của mạch lọc thông cao để nhận lại sự phân bố biên độ theo tần số đúng nh tín hiệu thực ban đầu .

Trong phát thanh UKW , theo tiêu chuẩn châu Âu , người ta quy định hằng số thời gian $\tau = 50\mu s$. Khi truyền tín hiệu điều chế tần số của tín hiệu màu (tín hiệu hiệu) trong hệ SECAM, chọn $\tau = 2\mu s$. Ngoài ra để giảm ảnh hưởng của điều biên ký sinh đối với tín hiệu điều tần có thể đưa tín hiệu điều tần qua mạch hạn biên trước khi đưa vào bộ tách sóng tần số.

cuu duong than cong . com

CHƯƠNG 8. GIẢI ĐIỀU CHẾ(TÁCH SÓNG)

I. KHÁI NIỆM:

Tách sóng là quá trình tìm lại tín hiệu điều chế, tín hiệu sau khi tách sóng gọi là tín hiệu hồi phục(reconstruction signal).

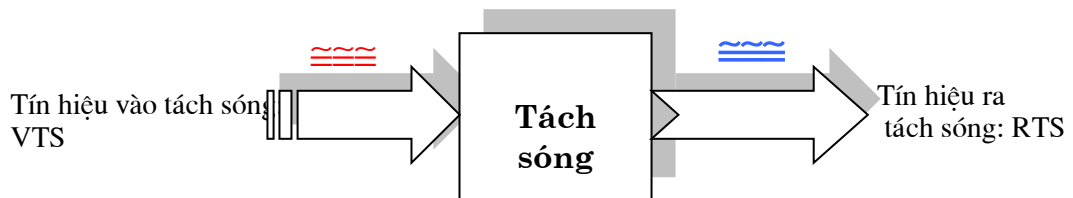
Yêu cầu tín hiệu sau tách sóng phải giống tín hiệu ban đầu, nhưng thực tế chỉ giống ở một mức độ nào đó, nói chung là vẫn khác nhau, đặc trưng cho sự khác nhau này, gọi là méo phi tuyến.

Cũng có hai loại tách sóng ứng với hai loại điều chế: đó là tách sóng biên độ và tách sóng tần số.

II. Tách sóng biên độ:

1. Các tham số cơ bản của tách sóng biên độ:

- Hệ số tách sóng



+ Tín hiệu vào bộ tách sóng là tín hiệu điều biên gọi là

$$u_{VTS} = U_{VTS} \cdot \cos \omega_t t = U_{\omega_t} \cdot \cos \omega_t t \quad (1)$$

Trong đó U_{VTS} biến thiên theo quy luật tín tức, bao gồm thành phần một chiều và thành phần biến đổi chậm theo thời gian: $U_{VTS} = U_0 + u'$

Tương tự tín hiệu ra bộ tách sóng ký hiệu: $U_{RTS} = U_0'' + u_s''$

$$\Rightarrow \text{Hệ số tách sóng } K_{TS} = \frac{U_{RTS}}{U_{VTS}} \quad (2)$$

Với quá trình tách sóng, thì tín hiệu biến thiên chậm mới có ý nghĩa, do vậy K_{TS} , thông thường tính với thành phần biến đổi:

$$K_{TS} = \frac{u_s''}{u_s'} \quad (3)$$

Hệ số tách sóng càng lớn thì hiệu quả tách sóng càng cao, khi $K_{TS} = h/s$, lúc đó mạch tách sóng gọi là tách sóng tuyến tính.

- Trở kháng vào:

$$Z_{VTS} = \frac{U_{VTS}}{I_{VTS}} = \frac{U_{\omega_t}}{I_{\omega_t}} = a_{VTS} + j b_{VTS} \quad (4)$$

Tham số này đặc trưng cho mức độ ảnh hưởng của bộ tách sóng đến nguồn tín hiệu vào.

- Méo phi tuyến:

Đặc trưng cho sự sai lệch của tín hiệu hồi phục và tín hiệu ban đầu, được xác định theo công thức:

$$k = \frac{\sqrt{I_{2\omega_s}^2 + I_{3\omega_s}^2 + I_{4\omega_s}^2 + \dots}}{I_{\omega_s}} \quad (5)$$

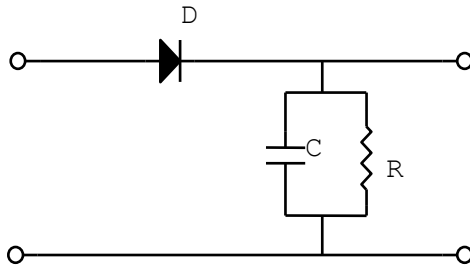
$I_{\omega_s}, I_{2\omega_s}, I_{3\omega_s}, \dots$ là các hài bậc 1, 2, 3...

2. Mạch tách sóng biên độ:

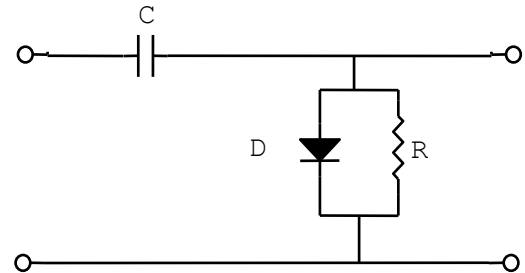
a. Mạch tách sóng biên độ dùng mạch chỉnh lưu:

Có hai sơ đồ tách sóng dùng mạch chỉnh lưu, đó là sơ đồ nối tiếp (diode tách sóng nối tiếp với tải) và song song (diode tách sóng song song với tải).

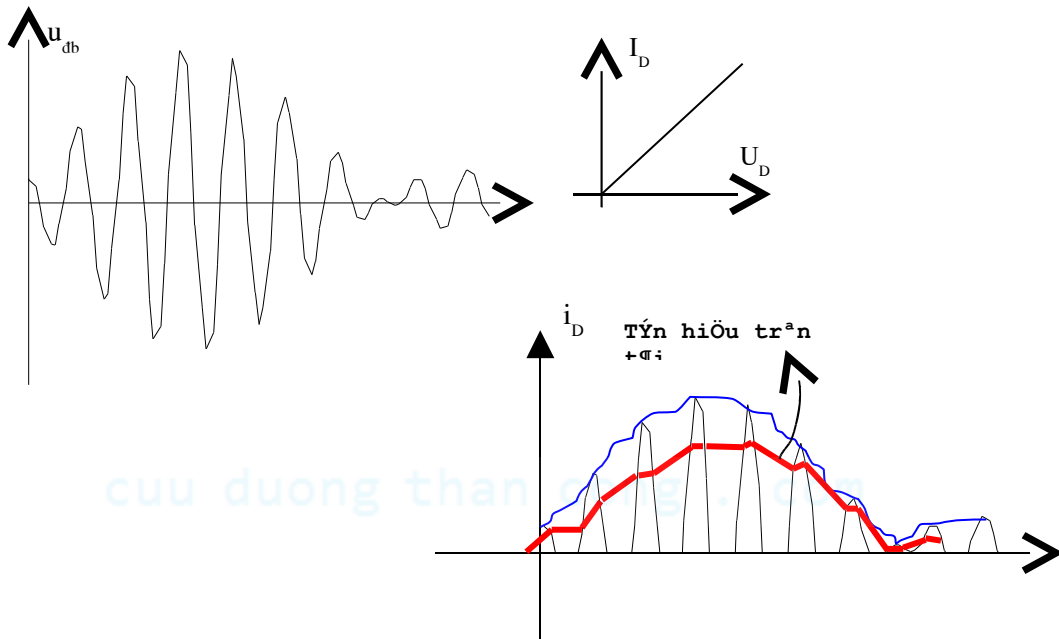
Ta đã làm quen với diode tách sóng trong chương trình Cấu kiện Điện tử, để mở thông cho diode dùng trực tiếp tín hiệu làm việc, mà không dùng nguồn một chiều.



Hình. Tách sóng biên độ nối tiếp



Hình. Tách sóng biên độ nối tiếp



Coi điện áp đầu vào của tín hiệu cần tách sóng có biên độ đủ lớn (các mạch tr-
ớc đó đã khuếch đại: KĐ cao tần, KĐ trung tần), sao cho đặc tuyến V-A của D có
thể coi nh đồng thẳng:

$$i = S.u_D \text{ khi } u_D \geq 0 \\ 0 \quad \text{khi } u_D < 0$$

Ví dụ tính toán cho sơ đồ nối tiếp:

$$+ i_D = S.u_D = S(u_{db} - u_c), \text{ trong đó } u_{db} = U_{db} \cos \omega_s t = U_T(1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_s t$$

$$\Rightarrow i_D = S.u_D = S(U_{db} \cos \omega_s t - u_c) \quad (6)$$

Tại $\omega_s t = \theta$ (góc cắt tín hiệu), thì $i_D = 0$, thay vào (6), ta có

$$0 = S(U_{db} \cos \theta - u_c) \quad (7)$$

$$\Rightarrow \cos \theta = \frac{u_c}{U_{db}} \quad (8)$$

$$\text{Lấy (6)-(7), ta được } i_D = S.u_D = S(U_{db} \cos \omega_s t - \cos \theta) \quad (9)$$

+ Mặt khác, dòng qua D là các tín hiệu biến đổi, cho nên tổng quát
ta có thể khai triển theo chuỗi Furier để đa về dạng COS, nh sau:

$$i_D = I_0 + I_1 \cos \omega_s t + I_2 \cos 2\omega_s t + I_3 \cos 3\omega_s t + \dots + I_4 \cos 4\omega_s t + \dots \quad (10)$$

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_D d\omega_s t$$

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_D \cos 2\omega_s t d2\omega_s t \quad (11)$$

·
·
·

$$I_n = \frac{n+1}{\pi} \int_0^\theta i_D \cos n\omega_s t d\omega_s t$$

Thay công thức (9) vào hệ (11), và tính toán ta được:

$$I_0 = \frac{SU_{db}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (12)$$

$$I_1 = \frac{SU_{db}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta) \quad (13)$$

Từ thành phần một chiều I_0 , có thể tính được điện áp ra trên tải:

$$u_c = RI_0 = R \frac{SU_{db}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (14)$$

Và cũng xác định được góc cắt bằng cách thay (14) vào (8):

$$\cos \theta = R \frac{S}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \\ \theta - \sin \theta = \frac{\pi}{RS} \quad (15)$$

Từ (15), ta thấy góc cắt tín hiệu chỉ phụ thuộc vào thông số hỗ dẫn S của diode và điện trở tải R , mà không phụ thuộc vào tín hiệu vào, nh vậy tách sóng tín hiệu lớn thì tín hiệu đó không bị méo.

$$\begin{aligned} \text{Tính cho } \theta=90^\circ, \text{ thì } I_0 &= \frac{SU_{db}}{\pi} \\ I_1 &= \frac{SU_{db}}{2} \\ &\dots \end{aligned}$$

$$\text{Và } i_D = SU_{db} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_t t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{4n^2 - 1} \cos 2n\omega_t t \right) \quad (16)$$

$$i_D = S U_T (1 + m \cos \omega_s t) \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_t t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{4n^2 - 1} \cos 2n\omega_t t \right) \quad (17)$$

Từ (17) suy ra : Phổ của tín hiệu i_D gồm các thành phần: một chiều, thành phần cơ bản ω_t , ω_s ; thành phần kết hợp: $\omega_t \pm \omega_s$; $n\omega_t \pm \omega_s$. Thông thường $\omega_t \gg \omega_s$ cho nên có thể lọc lấy thành phần hữu ích ω_s : $i_s = \frac{mSU_t}{\pi} \cos \omega_s t$, đây chính là tín hiệu hồi phục.

Trong các sơ đồ trên phải chọn hằng số thời gian $\tau = RC$ đủ lớn sao cho dạng điện áp trên tải (tín hiệu hồi phục), giống với tín hiệu tin tức ban đầu. Tổng quát R , C chọn theo biểu thức sau:

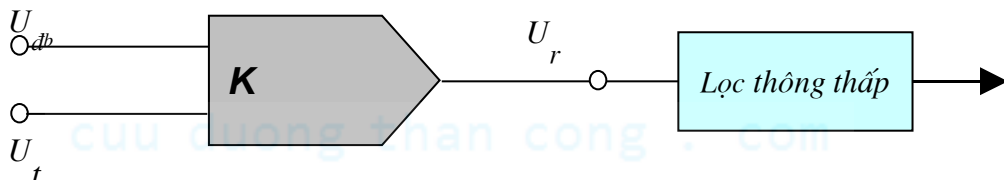
$$\frac{1}{\omega_t} \ll RC \ll \frac{1}{\omega_s}$$

$$\text{Thực tế thông chọn } \frac{10}{\omega_t} < RC < \frac{1}{\omega_{s \max}} \quad (18), \text{ muốn dễ dàng thoả mãn}$$

điều kiện này thì phải chọn tần số điều chế tín hiệu $\omega_t \geq 100\omega_{s \max}$

Sơ đồ tách sóng song song có ưu điểm là có thể loại được thành phần một chiều DC, không cho đi ra tải (do không qua được tụ điện); nhng lại có nhược điểm là thành phần cao tần dễ dàng đi ra tải, cần phải lọc.

b. Tách sóng biên độ dùng phần tử tuyến tính



Xét mạch nhn nh hình trên:

+ $u_{db} = U_t(1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t$: tín hiệu đầu vào bộ tách sóng

+ $u_t = U_t \cos(\omega_t t + \varphi)$: tín hiệu dao động nội

+ Trên đầu ra của mạch nhn ta có:

$$114 \quad u_r = K \cdot u_t \cdot u_{db} = K [U_t(1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t] [U_t \cos(\omega_t t + \varphi)]$$

$$=K.U_1(1+m\cos\omega_s t) [\cos\omega_1 t][U_1\cos(\omega_1 t + \varphi)]$$

$$\Rightarrow u_r = \frac{KU_1^2}{2}(1+m\cos\omega_s t)[\cos\varphi + \cos(2\omega_1 t + \varphi)] \quad (19)$$

Sau khi qua mạch lọc thông thấp, ta có được thành phần hữu ích

$$u_r = \frac{KU_1^2}{2}(1+m\cos\omega_s t)\cos\varphi \quad (20)$$

Nhận xét: + Muốn tách sóng được, điện áp u_1 tại đầu vào thứ 2 của mạch nhân phải có tần số bằng tần số của tải tín đã điều chế, điều này làm phương pháp này trở nên phức tạp về vấn đề đồng bộ, ngay pha của tín hiệu dao động nội cũng cần phải có được đồng bộ với pha tín hiệu vào:

- Khi $\varphi=\pm 90$, thì $\cos\varphi=0$ tức là không có tín hiệu ra điều chế
- Khi $\varphi=0$, thì $\cos\varphi=1$ biên độ tín hiệu ra cực đại
- Khi $\varphi=180$, thì $\cos\varphi=-1$ biên độ tín hiệu ra cực tiểu

Vì vậy loại này còn gọi là tách sóng đồng bộ.

+ Thực tế mạch nhân không đối xứng hoàn toàn (vẫn có giá trị lệch không), cho nên thành phần tín hiệu ra vẫn có tải tần với biên độ nhỏ, cho nên vẫn cần thêm những mạch lọc để loại bỏ thành phần này. Tuy nhiên so với phương pháp dùng D thì nó chứa ít thành phần hài hơn.

c. Hiện tượng phách và chèn ép trong tách sóng biên độ

Trong hệ thống vô tuyến, tại đầu vào của máy thu, bên cạnh tín hiệu cao tần của kênh cần thu, còn có tín hiệu nhiễu từ các kênh khác hoặc nguồn nhiễu nào đó. Chúng kết hợp với nhau sinh ra hiện tượng phách và chèn ép trong bộ tách sóng biên độ.

1. Hiện tượng phách.

- Giả thiết các điện áp đặt vào bộ tách sóng biên độ:

$$u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$$

$$u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$$

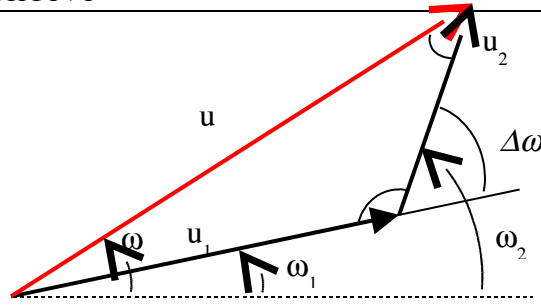
Do đó điện áp tổng :

$$\vec{u} = \vec{u}_1(t) + \vec{u}_2(t) = U(t) \cos \omega t = U(t) \cos[\omega_1 t + \varphi(t)] \quad (21)$$

Vì u_1 và u_2 có tần số không cố định, nên biên độ của véc tơ tổng không cố định. Tại một thời điểm bất kỳ ta có véc tơ tổng \vec{u} nh trên hình:

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$$

cuu duong than cong . com



Áp dụng hệ thức lượng trong tam giác thông ta tìm được:

$$U(t) = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos(180 - \Delta \omega t)} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \Delta \omega t} \quad (22)$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{U_2 \sin \Delta \omega t}{U_1 + U_2 \cos \Delta \omega t} \quad (23)$$

Vì bộ tách sóng biên độ không có phản ứng đối với pha của điện áp

đặt vào, nên để xem xét kết quả ra trên bộ tách sóng không cần

quan tâm đến $\varphi(t)$.

Nếu giả thiết bộ tách sóng biên độ không có quán tính đối với tần số

hiệu $\Delta \omega$ nghĩa là $\frac{1}{\Delta \omega \cdot C} \gg R$ thì điện áp ra trên tải bộ tách sóng

theo định nghĩa:

$$\begin{aligned} U_{\text{RTS}} &= K_{\text{TS}} U_{\text{VTS}} = K_{\text{TS}} U(t) \\ &= K_{\text{TS}} U_I \sqrt{1 + \frac{U_2^2}{U_1^2} + 2 \frac{U_2}{U_1} \cos(\Delta \omega t)} \end{aligned} \quad (24)$$

Nh vậy, điện áp ra biến thiên theo tần số hiệu $\Delta \omega$, ta gọi hiện tượng này là hiện tượng phách.

Hiện tượng phách được ứng dụng trong điện báo đẳng biên. Tín hiệu báo đẳng biên sau khi tách sóng là điện áp một chiều, do đó nó không có tác dụng đối với tai nghe. Vì vậy để tách sóng tín hiệu điện báo đẳng biên có tần số ω_1 , còn đa thêm tín hiệu ngoại sai có tần số ω_2 vào bộ tách sóng sao cho $\Delta \omega = \omega_2 - \omega_1$ nằm trong phạm vi âm tần để tai ta có thể nhận biết được.

2. Hiện tượng chèn ép.

Trường hợp hai dao động tác động lên bộ tách sóng có biên độ chênh lệch nhau nhiều thì hiện tượng phách trở thành hiện tượng chèn ép.

Trong biểu thức (24), đặt

$$x = \frac{U_2^2}{U_1^2} + 2 \frac{U_2}{U_1} \cos \Delta \omega t. \quad (25)$$

Nếu giả thiết $U_2 \ll U_1$ thì $x \ll 1$.

Áp dụng biểu thức gần đúng ($\sqrt{1+x} \approx (1+x)^{1/2}$ khi $x \ll 1$), ta có thể viết lại biểu thức (25) nh sau:

$$\begin{aligned}
 U(t) &= K_{TS} U_1 \sqrt{1+x} \approx K_{TS} U_1 \left(1 + \frac{U_2^2}{2U_1^2} + \frac{U_2}{U_1} \cos \Delta \omega t \right) \\
 &= K_{TS} \left(U_1 + \frac{U_2^2}{2U_1} + U_2 \cos \Delta \omega t \right) \\
 &= K_{TS} \left(U_1 + \frac{U_2^2}{2U_1} + U_2 \cos \Delta \omega t \right) \quad (26)
 \end{aligned}$$

Từ (26) suy ra tín hiệu ra đối với từng tín hiệu vào u_1 và u_2

$$U_{RTS1} = K_{TS} U_1 \Rightarrow K_{TS1} = K_{TS} \quad (27)$$

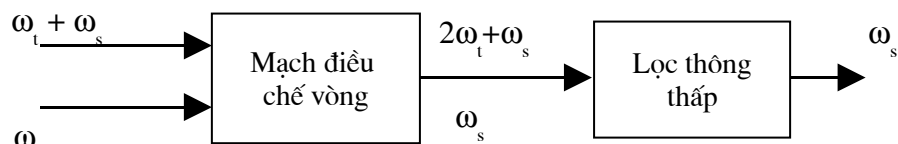
$$U_{RTS2} = K_{TS} \frac{U_2^2}{2U_1} \Rightarrow K_{TS2} = K_{TS} \frac{U_2^2}{2U_1} \quad (28)$$

Khi $U_1 \gg U_2 \Rightarrow K_{TS1} \gg K_{TS2}$, tức là khi tách sóng biên độ có hai dao động cao tần có biên độ khác nhau nhiều, thì trong quá trình tách sóng xuất hiện chèn ép: tín hiệu biên độ lớn sẽ chèn ép tín hiệu có biên độ lớn.

C. Tách sóng tín hiệu đơn biên

Tách sóng tín hiệu đơn biên được thực hiện nhờ mạch điều chế vòng.

Tín hiệu đơn biên với tần số $\omega_t + \omega_s$ và tín hiệu tải tin phụ với tần số ω_t lấy từ bộ dao động nội, được đưa vào 2 đầu vào của mạch điều chế vòng (xem mạch điều chế vòng ở phần điều chế đơn biên). Tại đầu ra sẽ có 2 tín hiệu: tần số thấp ω_s và tín hiệu tần số cao $2\omega_t + \omega_s$.



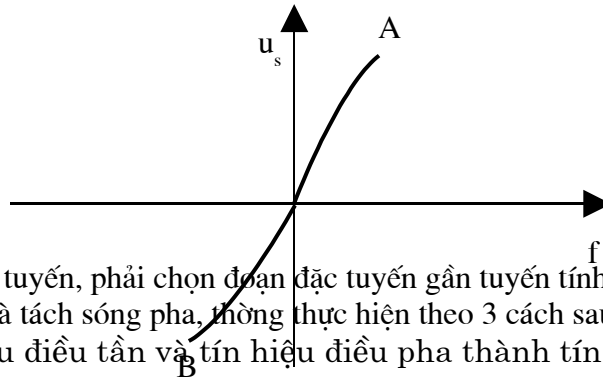
Mạch lọc thông thấp sẽ loại bỏ thành phần tần số cao, còn lại là hữu ích ω_s .

Cũng như phương pháp tách sóng đồng bộ, vấn đề là phải tạo ra được sự đồng bộ về tần số giữa tín hiệu tải tin và tín hiệu dao động nội. Để giải quyết vấn đề này, tiến hành lọc lấy tải tin đã bị nén (thông căn cứ vào tín hiệu pilot), rồi khuếch đại để có được tín hiệu dao động nội cần thiết.

III. TÁCH SÓNG TÍN HIỆU ĐIỀU TẦN

- Tách sóng tín hiệu điều tần là quá trình biến đổi độ lệch tần số tức thời của tín hiệu đã điều tần so với tần số trung bình thành biến thiên điện áp ở đầu ra.

- Đặc tuyến truyền đạt bộ tách sóng điều tần là mối quan hệ giữa điện áp biến đổi đầu ra và biến thiên tần số vào:



Để hạn chế méo phi tuyến, phải chọn đoạn đặc tuyến gần tuyến tính AB.

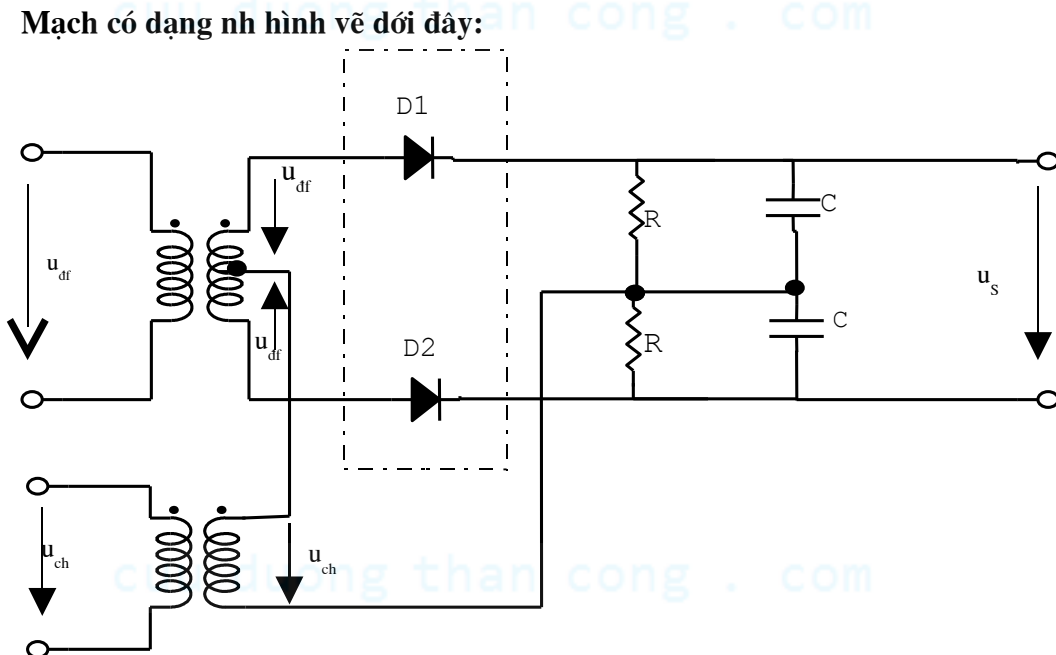
- Tách sóng tần số và tách sóng pha, thông thực hiện theo 3 cách sau:

- + Biến tín hiệu điều tần và tín hiệu điều pha thành tín hiệu điều biên, rồi thực hiện tách sóng biên độ.
- + Biến tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều chế độ rộng xung, rồi thực hiện tách sóng tín hiệu điều chế độ rộng xung nhờ mạch tích phân.
- + Dùng bộ vòng khoá pha PLL, tín hiệu dao động nội của PLL bám theo tín hiệu điều tần, sai số chính là tín hiệu cần tách.

Sau đây là một số mạch điện dùng các phương pháp trên

a. Mạch tách sóng biên độ để tách sóng tần số:

➡ Mạch tách sóng pha cân bằng dùng diode:

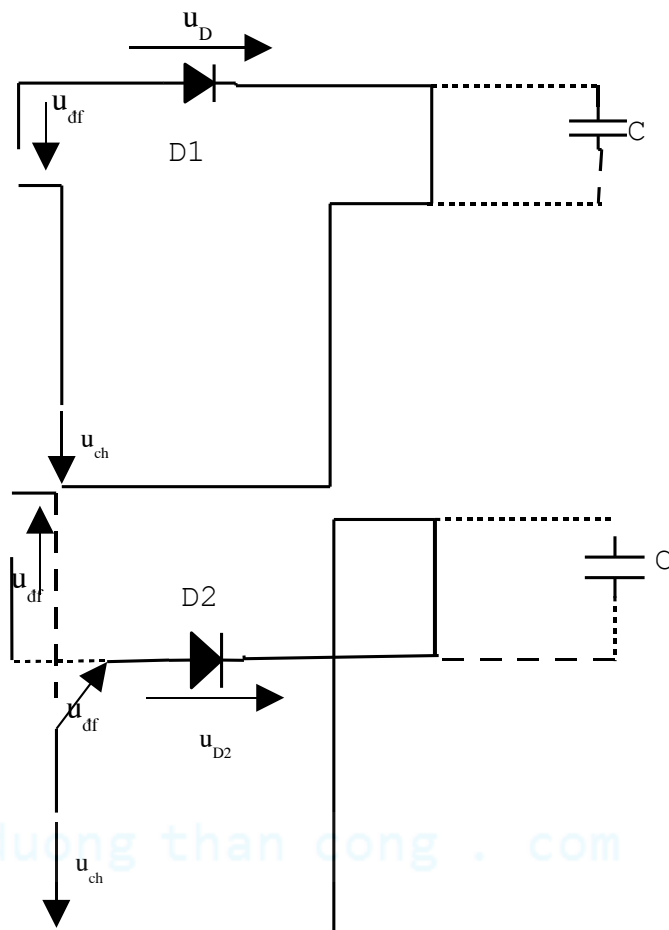


. Mạch biên độ tách sóng pha dùng D

Tín hiệu cần tách sóng là tín hiệu điều pha u_{df} , nó được so sánh về pha với tín hiệu chuẩn u_{ch} .

$$\text{Giả thiết: } u_{df} = U_1 \cos(\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}) = U_1 \cos \varphi_1(t)$$

$$u_{ch} = U_2 \cos(\omega_{02}t + \varphi_{02}) = U_2 \cos \varphi_2(t)$$

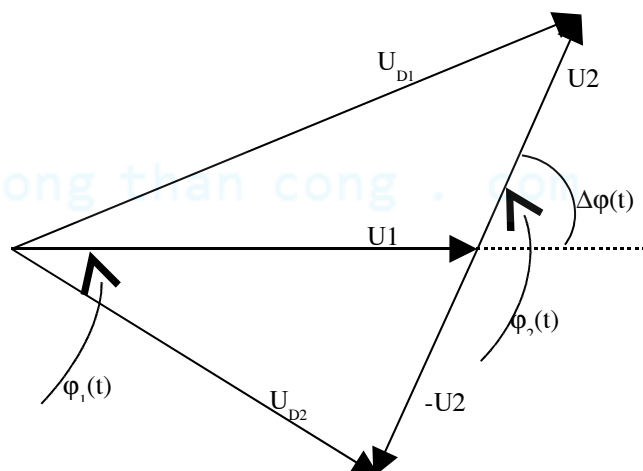


Điện áp trên các D: biến áp tại cửa u_{df} tạo 2 tín hiệu u_{df} đảo pha; hai tụ điện dung để ngăn tín hiệu xoay chiều u_{ch} , u_{df} (hình trên)

$$D1: u_{D1} = u_{df} + u_{ch}$$

$$D2: u_{D2} = -u_{df} + u_{ch}$$

Tín hiệu giải điều chế đọc giải thích theo kiểu vector nh sau:



Áp dụng công thức hàm số cosin cho các tam giác, ta tính được:

$$u_{D1} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos(180 - \Delta \varphi(t))} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \Delta \varphi(t)} \quad (29)$$

$$u_{D2} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos \Delta \varphi(t)} \quad (30)$$

$$\Rightarrow u_s = K_{TS} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \Delta \varphi(t)} \quad (31)$$

$$\Rightarrow u_s = K_{TS} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos \Delta \varphi(t)} \quad (32)$$

\Rightarrow Điện áp ra bộ tách sóng:

$$u_s = u_{s1} - u_{s2} = K_{TS} [\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \Delta \varphi(t)} - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos \Delta \varphi(t)}] \quad (33)$$

tức là $u_s = f(\Delta \varphi(t))$, ta nói điện áp ra phụ thuộc vào độ lệch tần số và pha tín hiệu vào.

Trong công thức (33): $\Delta \varphi(t) = (\omega_{01} - \omega_{02})t + \varphi(t) + \varphi_{01} - \varphi_{02}$ (34)

Và: K_{TS} là hệ số tách sóng, các tính toán đã chỉ ra

$$K_{TS} = u_s / m U_t$$

+ Nếu $\omega_{01} = \omega_{02}$ và $\varphi_{01} = \varphi_{02}$, thì điện áp chỉ $\Delta \varphi(t) = \varphi(t)$, tức là điện áp ra chỉ phụ thuộc vào pha của tín hiệu vào. Ta có mạch tách sóng pha

+ Tổng tự $\varphi(t) = 0$, ta có mạch tách sóng tần số.

+ Thực tế tín hiệu điều chế thông là kết hợp cả pha và tần cho nên tổng quát có thể dùng phương pháp này để giải điều chế tín hiệu.

➡ Mạch tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng

Hình dưới đây là bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng, đầu vào hai bộ tách sóng biên độ D1 và D2, chúng chính là hai mạch cộng hưởng được điều chỉnh cộng hưởng tại các tần số ω_1, ω_2

Gọi tần số trung tâm của tín hiệu vào là $\omega_0 = \omega_t$, ta có:

$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta \omega_0$$

$$\omega_2 = \omega_0 - \Delta \omega_0$$

Sự điều chuẩn mạch cộng hưởng lệch khỏi tần số trung bình của tín hiệu vào làm biên độ điện áp vào của hai bộ tách sóng biên độ U_1, U_2 thay đổi phụ thuộc vào tần số điện áp tín hiệu vào.

Trong đó $m = M/L$ gọi là hệ số ghép của biến áp, Z_1, Z_2 là trở kháng của hai mạch cộng hưởng 1 và 2, được tính như sau:

$$Z_1 = \frac{1}{C_1} \sqrt{1 + \left[\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} \right]^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\xi_0 - \frac{\xi}{\xi_0} \right]^2}} \quad (38)$$

$$Z_2 = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + [2Q_1 \frac{\omega - \omega_2}{\omega_2}]^2}} = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + [\xi_0 + \xi]^2}} \quad (39)$$

R_{td1} , R_{td2} là trở kháng cộng hưởng của 2 mạch

Q_1 , Q_2 : hệ số phẩm chất của các mạch

Chọn hai mạch cộng hưởng nh nhau, ta có $R_{td1} = R_{td2} = R$

$$Q_1 = Q_2 = Q$$

Ta có được kết quả: $\xi_0 = \frac{2Q|\omega_0 - \omega_{1,2}|}{\omega_0}$ và $\xi_1 = \frac{2Q|\omega - \omega_{1,2}|}{\omega_0}$

ξ_0 : Là độ lệch tần số tương đối giữa tần số cộng hưởng riêng của mạch dao động và tần số trung bình của tín hiệu vào

ξ_1 : Là độ lệch tần số tương đối giữa tần số tín hiệu vào và tần số trung bình của tín hiệu vào.

$$u_{s1} = K_{TS} U_1 = K_{TSM} U_{dt} Z_1 = K_{TSM} U_{dt} \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + [\xi_0 - \xi]^2}}$$

$$u_{s2} = K_{TS} U_2 = K_{TSM} U_{dt} Z_2 = K_{TSM} U_{dt} \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + [\xi_0 + \xi]^2}}$$

Điện áp ra (hình vẽ):

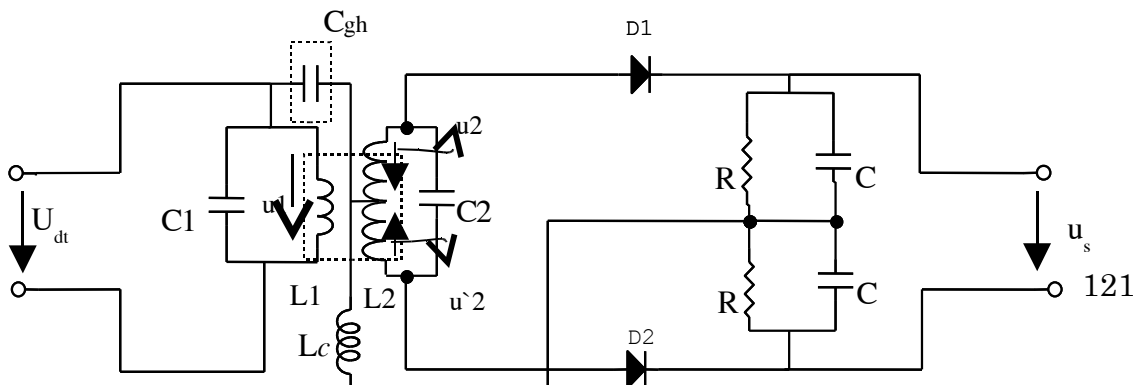
$$u_s = u_{s1} - u_{s2} = K_{TSM} U_{dt} \left[\frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + [\xi_0 - \xi]^2}} - \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + [\xi_0 + \xi]^2}} \right] \quad (40)$$

(40) là biểu thức nói lên quan hệ giữa điện áp ra tách sóng và tần số tín hiệu vào tách sóng.

Phương pháp này có nhược điểm là khó chọn được 2 mạch cộng hưởng giống nhau (về tham số), cho nên ít dùng.

➡ Mạch tách sóng tần số dùng cộng hưởng ghép:

Mạch loại này làm việc theo nguyên tắc: biến tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều pha, sau đó dùng bộ tách sóng biên độ để tách sóng pha.



Bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép

Tín hiệu điều tần được ghép theo 2 hống(hình vuông nét đứt):

+ Qua biến áp (L1, L2) đưa đến mạch dao động thứ cấp: L2, C2

+ Qua tụ C_{gh} đưa vào bộ tách sóng biên độ.

Cách lý luận mạch nh ở phương pháp: Mạch biên độ tách sóng pha, ta có:

$$U_{D1}=U_1 + U_2$$

$$U_{D2}=U_1 - U_2$$

Có 3 khả năng:

+ Khi tần số tín hiệu vào $f=f_0$ (tần số cộng hưởng của mạch sơ cấp và thứ cấp),

dòng điện qua L₁ chậm pha hơn U₁ 90°, được xác định: $I_{1L} = \frac{U_1}{j\omega L_1}$, I_{1L} gây ra trên

L₂ sức điện động: $E_M=j\omega MI_{1L}$, giả sử biến áp cuốn cùng chiều, tức $M>0$, nên E_M sớm pha hơn I_{1L} 90°

Bản thân E_M lại sinh ra dòng I₂ trong mạch cộng hưởng thứ cấp, và vì $f=f_0$, nên I₂

đồng pha với E_M: $I_2 = \frac{E_M}{r}$, với r là điện trở tổn hao của mạch thứ cấp, hai điện áp

(u₂) tại đầu ra cuộn thứ cấp ngược pha nhau và lệch pha so với dòng điện I₂ là +90° với điện áp u₂, và -90° với điện áp u'₂. Tức là 2 điện áp trên 2D là nh nhau

Mặt khác:

$$u_{s1} = K_{TS}.U_{D1}$$

$$u_{s2} = K_{TS}.U_{D2} \Rightarrow u_s = u_{s1} - u_{s2} = K_{TS}(U_{D1} - U_{D2}) = K_{TS}.0=0$$

+ Khi $f > f_0$: Mạch cộng hưởng thứ cấp mang tính chất điện cảm, nên I₂ chậm pha hơn E_M, góc < 90°, u₂, u'₂ ngược pha và vuông góc với I₂, u₁ và u₂ lệch pha một góc ϕ_1 và u₁ lệch pha u'₂ góc $(\pi - \phi_1)$. Tần số tín hiệu f càng lớn hơn f₀, thì biên độ |U_{D1}| càng lớn hơn |U_{D2}|, tức là $u_s = K_{TS}(U_{D1} - U_{D2})$, càng lớn.

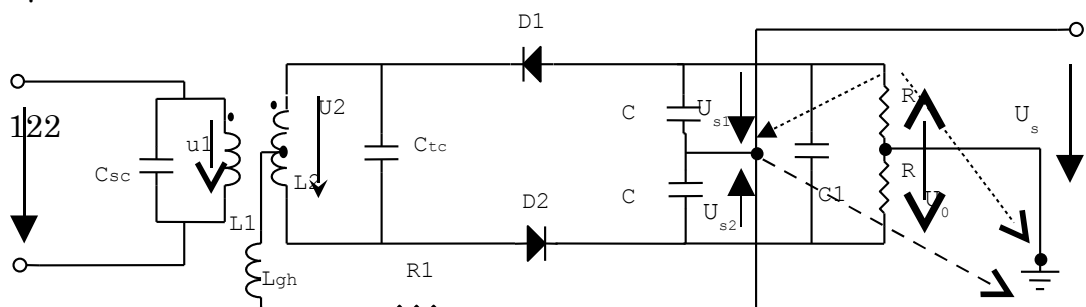
+ Khi $f < f_0$: Mạch cộng hưởng thứ cấp mang tính chất điện dung, nên I₂ sớm pha hơn E_M, góc < 90°. |U_{D1}| < |U_{D2}|, tức là $u_s = K_{TS}(U_{D1} - U_{D2})$, càng nhỏ.

Tóm lại: khi tần số tín hiệu vào thay đổi(nhỏ hơn, lớn hơn, hay bằng với f₀), dẫn đến thay đổi độ lớn của U_{D1}, U_{D2}, làm cho điện áp ra thay đổi. Trị số điện áp ra đặc trưng cho độ lệch tần số của tín hiệu vào so với tần số trung tâm.

Tách sóng dùng mạch cộng hưởng ghép ít méo và dễ điều chỉnh, vì cả 2 mạch cùng cộng hưởng với tần số f₀. Tuy nhiên có nhược điểm là điện áp ra u_s phụ thuộc cả vào tần số và biên độ (U₁) nên nó sinh ra hiện tượng nhiễu biên độ, để khắc phục thông thường U₁ được hạn biên trước khi thực hiện tách sóng.

➡ Tách sóng tỉ số

Mạch tách sóng tỉ số có sơ đồ dưới đây, nó vừa làm nhiệm vụ tách sóng vừa hạn biên:



Dòng điện qua D nạp điện cho C1, với hằng số thời gian $\tau = RC1$, chọn thông số sao cho $\tau = (0,1-0,2)s$, đây là giá trị khá lớn, nên C1 biến thiên chậm làm cho nhiều biên độ giảm:

Áp dụng định luật KII cho vòng nét đứt $u_{s1} + u_s - u_R = 0$

$$\Rightarrow u_s = u_R - u_{s1}$$

$$\text{Với } u_R = \frac{U_0}{2} = \frac{u_{s1} + u_{s2}}{2} \Rightarrow u_s = \frac{u_{s1} + u_{s2}}{2} - \frac{2u_{s1}}{2} = \frac{u_{s2}}{2} - \frac{u_{s1}}{2}$$

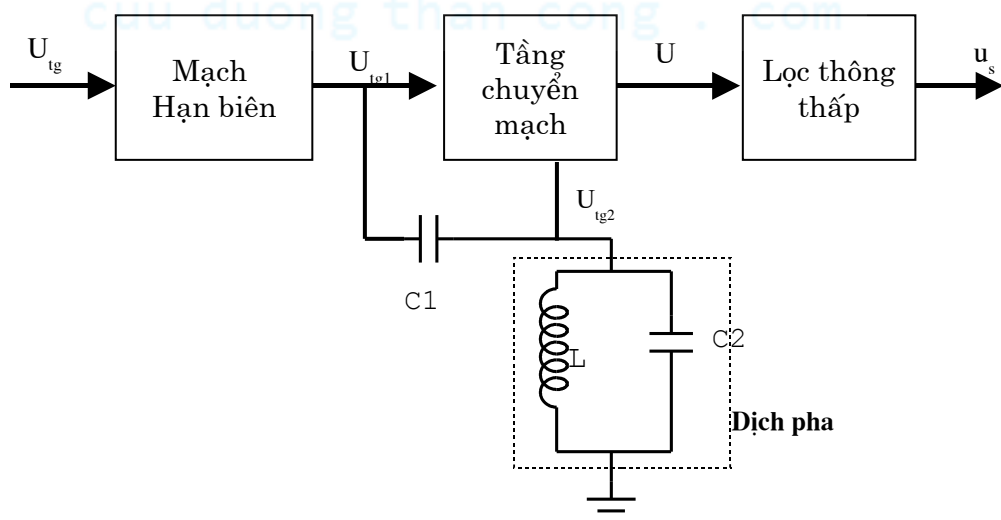
Có thể viết u_s theo dạng khác nh sau:

$$u_s = \frac{u_{s2}}{2} - \frac{u_{s1}}{2} = \frac{u_{s2} - u_{s1}}{2} = \frac{u_{s2} - u_{s1}}{2} \cdot \frac{u_{s2} + u_{s1}}{u_{s2} + u_{s1}} = \frac{u_{s2}^2 - u_{s1}^2}{2(u_{s2} + u_{s1})} = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{u_{s2} - u_{s1}}{u_{s2} + u_{s1}}$$

$$u_s = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{u_{s2}/u_{s1} - 1}{u_{s2}/u_{s1} + 1} \quad (41)$$

Từ (41), nếu cố định U_0 , thì tín hiệu ra tách sóng u_s chỉ phụ thuộc vào tỉ số biên độ áp vào u_{s2}/u_{s1} , và bản thân u_{s1} , u_{s2} lại phụ thuộc biến thiên tần số đầu vào, tức là bộ tách sóng loại này không có phản ứng với biến thiên biên độ điện áp đầu vào (vì là tỉ lệ nên các giá trị đó sẽ chia cho nhau), nên có thể tránh được nhiễu.

➡ **Mạch** tách sóng Koinridenz



Đầu vào bộ tách sóng là tín hiệu điều tần đã được hạn biên

Giả sử tín hiệu là dãy xung hình chữ nhật, có tần số trung tâm ω_{tg} , và được biểu diễn theo dạng gần đúng:

$$u_{tg1} = \frac{4}{\pi} U_{tg} \left(\cos x - \frac{1}{3} \cos 3x + \frac{1}{5} \cos 5x - \dots + \dots \right) \quad (41)$$

$$\text{Trong } do : x = \omega_{tg} t + \frac{\Delta \omega_m}{\omega_s} \sin \omega_s t$$

Tín hiệu vào đồng thời được đưa đến bộ chuyển mạch và bộ di pha: trong đó bộ di pha là một khâu RC, trong đó R là trở kháng động, tính cho thời điểm cộng hưởng của mạch LC.

Khi tần số tín hiệu vào $\omega = \omega_{tg}$, thì bộ di pha thực hiện một góc di pha $\Delta\phi = 90^\circ$, khi tần số tín hiệu vào thay đổi thì $\Delta\phi = 90^\circ - \phi$, ϕ phụ thuộc vào độ lệch tần số $\Delta\omega$. Do vậy tín hiệu ra mạch di pha:

$$u_{tg2} = k U_{tg1} \left[\sin(x - \phi) + \frac{1}{3} \sin 3(x - \phi) + \frac{1}{5} \sin 5(x - \phi) - \dots + \dots \right] \quad (42)$$

k: hệ số tỉ lệ, phụ thuộc vào tham số của mạch di pha. U_{tg2} dùng để điều khiển tầng chuyển mạch.

Tầng chuyển mạch có hàm truyền đạt là dãy xung hình chữ nhật, có biểu thức tính:

$$U_2(t) = -\frac{4A}{\pi} \left[\sin(x - \phi) + \frac{1}{3} \sin 3(x - \phi) + \frac{1}{5} \sin 5(x - \phi) + \dots + \dots \right] \quad (43)$$

Điện áp ra của tầng chuyển mạch: $u = u_{tg2} \cdot S_2(t)$, sau khi tính toán và bỏ thành phần tần số cao (nhờ mạch lọc thông thấp), ta có được:

$$u_s = \frac{8}{\pi^2} A U_{tg1} \left[\sin \phi - \frac{1}{9} \sin 3\phi + \frac{1}{25} \sin 5\phi + \dots + \dots \right] \quad (44)$$

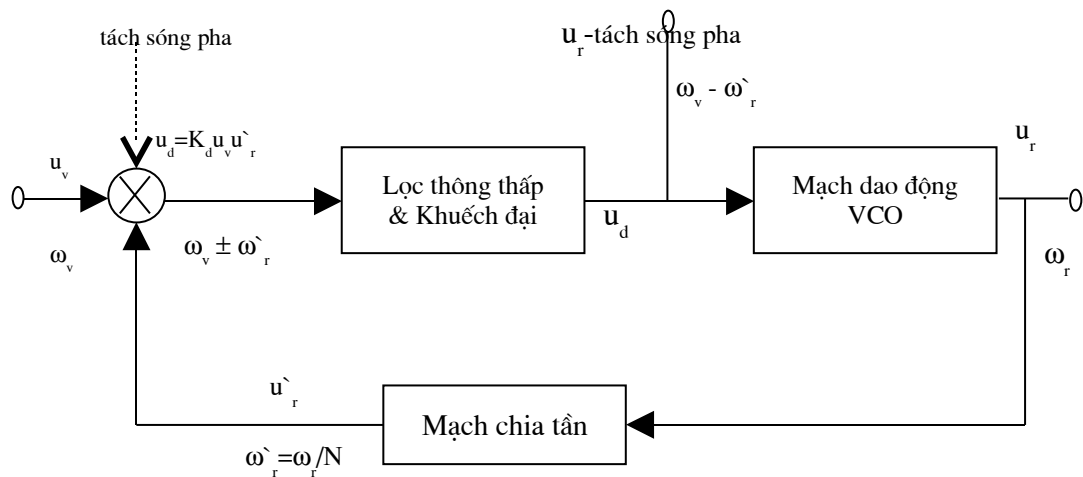
Khi $\phi = (-\pi/2 \div \pi/2)$ Biểu thức (44) chính là chuỗi Fourier của dãy xung tam giác, điện áp ra tỉ lệ với góc pha ϕ , do vậy cũng tỉ lệ với biên độ điện áp điều chế.

Loại điều chế điều chế này thông dùng để tách sóng tín hiệu trong phát thanh và truyền hình.

IV. VÒNG KHÓA PHA PLL(PHASE LOCKED LOOP)

1. Cấu tạo

Vòng khóa pha PLL(Phase Locked Loop) có cấu tạo nh sau:



Sơ đồ khối PLL

a. Bộ tách sóng pha:

tạo ra tín hiệu phụ thuộc vào hiệu pha của 2 tín hiệu vào, tín hiệu vào thông thường là hình sin hoặc xung vuông, cho nên có 2 loại chính là tách sóng pha tuyến tính (tín hiệu vào là sin), tách sóng pha số (tín hiệu vào là xung vuông).

- Bộ tách sóng pha tuyến tính: là mạch nhân tương tự (xem mạch nhân tương tự ở các chương trước), tín hiệu ra tỉ lệ với biên độ tín hiệu vào.

- Bộ tách sóng pha số: thực hiện bởi các mạch số, thuộc loại mạch tổ hợp.

b. Bộ lọc thông thấp:

Thực hiện các chức năng:

- Cho qua tín hiệu tần số thấp $\omega_v - \omega_r$, nén tần số cao $\omega_v + \omega_r$

- Đảm bảo cho vòng khóa pha PLL bắt nhanh và bám được tín hiệu vào khi tần số thay đổi, nghĩa là nó phải có tốc độ đáp ứng thỏa mãn.

- Dải thông của bộ lọc phải đủ lớn để đảm bảo dải bắt cần thiết.

Thông thường trong PLL dùng bộ lọc thông thấp bậc nhất, vì có tính ổn định cao hơn bộ lọc bậc cao, và dùng lọc tích cực để tăng độ khuếch đại cho hệ thống.

c. Bộ dao động có tần số điều khiển được (xem thêm ở giao trình Kỹ thuật Xung):

Yêu cầu chung là quan hệ giữa điện áp điều khiển và tần số dao động phải tuyến tính, ngoài ra còn phải có độ ổn định cao, dải biến đổi của tần số lớn, dễ điều chỉnh, và dễ chế tạo thành vi mạch.

Về nguyên tắc có thể dùng mọi mạch tạo dao động, mà tần số dao động của nó biến thiên được trong phạm vi: $(\pm 10\% \div \pm 50\%)$, xung quanh giá trị dao động tự do ω_0 .

Trong phạm vi tần số: $1\text{MHz} \div 100\text{MHz}$, thông dùng các bộ dao động tạo xung chữ nhật; trong phạm vi tần số: $1\text{MHz} \div 50\text{MHz}$, thông dùng các bộ dao động đa hài (tích thoát, mạch đa hài ghép Emitter...).

Các bộ dao động được điều khiển bởi dòng điện (CCO), vượt hơn các bộ dao động bởi điện áp (VCO), vì có phạm vi tuyến tính của đặc tuyến truyền đạt rộng hơn.

2. Nguyên tắc hoạt động:

PLL hoạt động theo nguyên tắc vòng điều khiển, đại lượng vào và ra là các tần số, chúng được so sánh với nhau về pha. Vòng điều khiển pha có nhiệm vụ phải

hiện và điều chỉnh những sai số nhỏ về tần số giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra: làm cho tần số ω_r của tín hiệu so sánh bám theo tần số ω_v của tín hiệu vào, tần số tín hiệu so sánh bằng tần số tín hiệu ra ($\omega_r = \omega_r$), hoặc tỉ lệ với tần số tín hiệu ra ($\omega_r = \omega_r / N$).

Xét trường hợp tín hiệu vào là sin, mạch tách sóng pha là mạch nhân tương tự.

+ Khi không có tín hiệu vào, thì tín hiệu điều chỉnh $u_d = K \cdot u_v \cdot u_r = 0$, mạch VCO dao động với tần số bằng tần số dao động riêng ω_0 (tần số dao động tự do - chế độ chờ)

+ Khi có tín hiệu vào, bộ tách sóng pha sẽ so pha và tần số của tín hiệu vào và tín hiệu so sánh, đầu ra bộ tách sóng pha có $u_d = K \cdot u_v \cdot u_r$ ($\neq 0$), chứa thành phần tổng và hiệu các tần số: $\omega_v \pm \omega_r$, thành phần tổng $\omega_v + \omega_r$ bị loại bỏ nhờ mạch lọc thông thấp, chỉ còn thành phần hiệu: $\omega_v - \omega_r$, sau khi khuếch đại đọc dùng làm tín hiệu điều khiển bộ dao động VCO, tần số VCO thay đổi sao cho: tạo được tần số hồi tiếp ω_r có giá trị làm cho $(\omega_v - \omega_r) \rightarrow 0$.

Nếu tần số ω_v và ω_r lệch nhau quá lớn làm cho tần số tổng và hiệu nằm ngoài dải thông của mạch lọc, thì sẽ không có tín hiệu điều khiển VCO, VCO dao động với tần số ω_0 , khi ω_r tiến dần đến ω_v sao cho thành phần hiệu rơi vào dải thông của bộ lọc, VCO bắt đầu nhận tín hiệu điều khiển, khi đó ta gọi PLL làm việc trong “dải bắt” tín hiệu, vậy “dải bắt” là dải PLL thiết lập chế độ đồng bộ.

“Dải giữ” là dải PLL có thể giữ được chế độ đồng bộ khi thay đổi tần số tín hiệu vào (phụ thuộc biên độ điện áp điều khiển u_d và khả năng biến đổi tần số của VCO).

Trong dải giữ PLL là một mạch điều khiển tuyến tính, theo các giả thiết trên và chọn hệ số chia tần $N=1$, ta có

$$u_d = K u_v u_r' = K U_v U_r \sin \omega_v t \sin(\omega_r t + \phi_r) \quad (1)$$

$$= \frac{K U_v U_r}{2} [\cos((\omega_v - \omega_r)t - \phi_r) - \cos((\omega_v + \omega_r)t + \phi_r)] \quad (2)$$

Nhờ bộ lọc thông thấp, tín hiệu đưa đến VCO còn:

$$\begin{aligned} u_d &= K_d \cdot K \frac{U_v U_r}{2} |G(j(\omega_v - \omega_r))| \cos((\omega_v - \omega_r)t - \phi_r) \\ &= K_d \cdot K \frac{U_v U_r}{2} |G(j(\omega_v - \omega_r))| \cos \phi(t) \end{aligned} \quad (3)$$

Trong đó K_d ; $|G|$ là hệ số và module truyền đạt của mạch lọc thông thấp

Tại xung quanh điểm làm việc tĩnh, tần số VCO tỉ lệ với giá trị trung bình của u_d , do vậy có thể viết

$$\Delta \omega_B = \omega_r - \omega_0 = K_0 u_d = K_0 K_d \cdot K \frac{U_v U_r}{2} |G(j(\omega_v - \omega_r))| \cos \phi(t)$$

$$\Rightarrow \Delta \omega_{Bmax} = K_0 K_d \cdot K \frac{U_v U_r}{2} |G(j(\omega_v - \omega_r))| \quad \text{và dải bắt chính là } 2\Delta \omega_{Bmax}$$

Khi ω_v là hằng số thì PLL đã chuyển sang quá trình giữ, hiệu pha giữa 2 tín hiệu u_r và u_v không đổi ($\omega_v = \omega_r$), từ phương trình trên \Rightarrow

$$u_d = K_d \cdot K \frac{U_v U_r}{2} \cos \phi_r$$

Do vậy tần số thay đổi một lượng: $\Delta\omega_G = \omega_r - \omega_0 = \omega_v - \omega_0 = K_0 u_d$

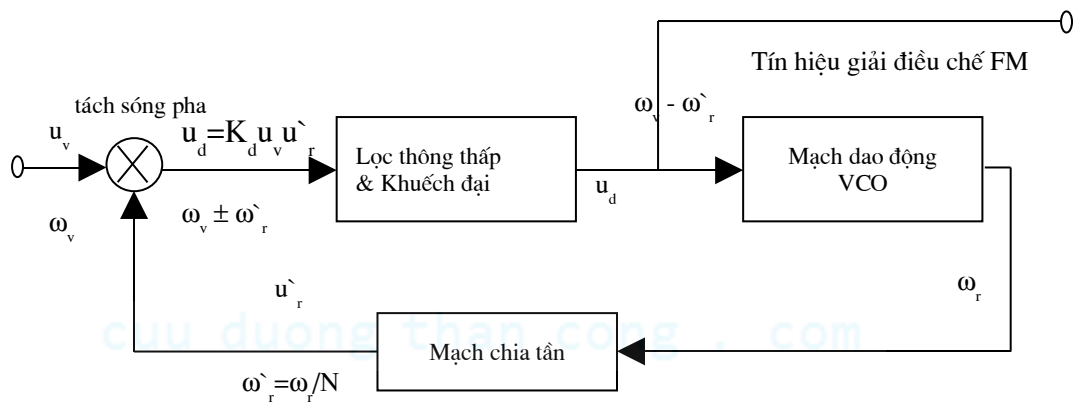
$$\Delta\omega_G = K_0 K_d \cdot K \frac{U_v U_r}{2} \cos \phi_r \Rightarrow \Delta\omega_{Gmax} = K_0 K_d \cdot K \frac{U_v U_r}{2}$$

$2\Delta\omega_{Gmax}$ chính là dải giữ của PLL.

3. Ứng dụng của PLL

PLL đóng vai trò trong kỹ thuật truyền số liệu, kỹ thuật vô tuyến điện, kỹ thuật đo lường điện tử....nó được dùng nhằm biến đổi tần số, sau đây là các ứng dụng cụ thể:

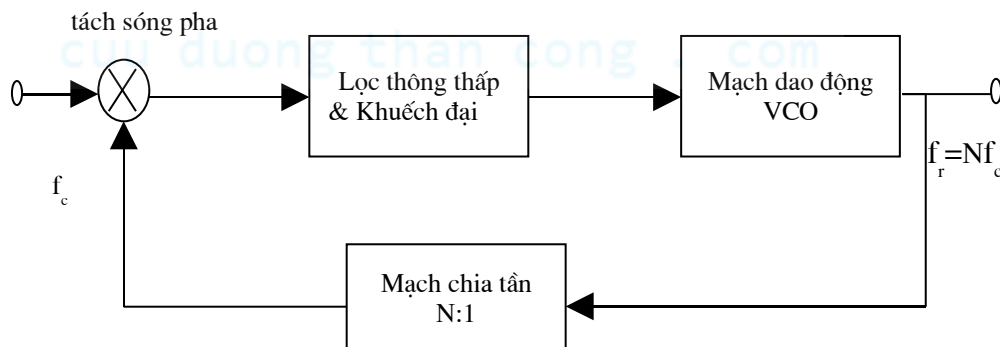
a. **Tách sóng tín hiệu điều tần:** Khi chọn tần số dao động tự do $\omega_0 = \omega_i$ (tần số tải tần), thì u_d chính là tín hiệu cần tách sóng.



b. **Điều chế tín hiệu số theo kiểu khoá dịch tần (FSK):** dùng MODEM để truyền tín hiệu số trên đồng điện thoại (tong tực), có thể dùng phương pháp khoá dịch tần FSK, hai بیت 1, và 0 được khoá theo 2 tần số khác nhau, ví dụ 950hz=0; 1050hz=1, PLL được cấu tạo sao cho tần số dao động tự do ω_0 nằm giữa 2 tần số điều chế, để ω_0 bám theo một trong 2 tần số, điện áp ra tỉ lệ với tần số vào, ví dụ với بیت 1 (1050hz), điện áp u_d lớn, بیت 0 (950hz), tín hiệu u_d nhỏ ≈ 0 . Như vậy u_d biểu diễn tín hiệu nhị phân, hay PLL điều chế tín hiệu nhị phân, tín hiệu này có thể truyền trên đồng tong tực.

c. **Tổng hợp tần số:**

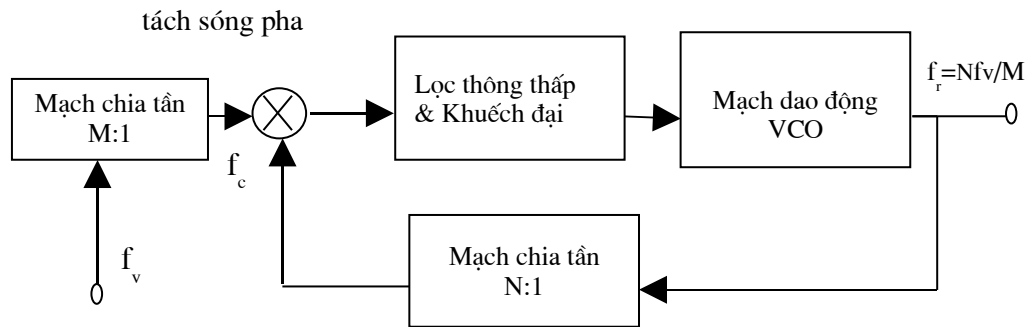
- Nhân tần: $f_0 = N \cdot f_c$; f_c : tần số chuẩn



Mạch nhân tần dùng PLL

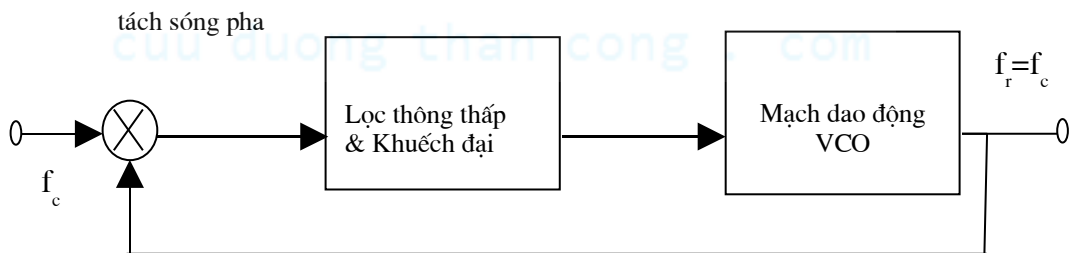
- Mạch tổng hợp tần số: cấu tạo và nguyên tắc giống mạch nhân tần chỉ khác tần số chuẩn trước khi đi vào bộ tách sóng pha được chia tần với hệ số chia M, khi đó $f_c = f_v/M$,

Nh vậy tần số ra được xác định : $f_r = Nf_c = \frac{N}{M} f_c$ khi chơng trình hoá sự thay đổi các tham số N và M có thể nhận được chuỗi tần số có giá trị khác nhau từ tần số ban đầu f_v



Mạch tổng hợp tần số dùng PLL

- Đồng bộ tần số: dùng để đồng bộ tần số ra với một tần số vào:



Mạch đồng bộ tần số dùng PLL

CHƯƠNG 9. TRỘN TẦN

I. KHÁI NIỆM

1. Định nghĩa:

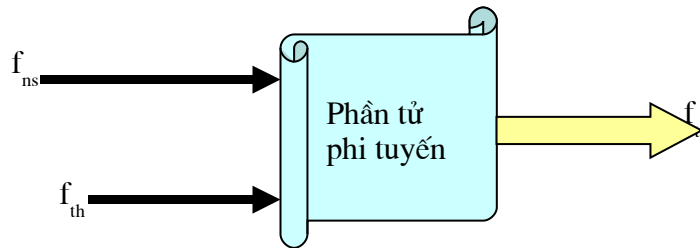
Trộn tần là quá trình tác động lên 2 tín hiệu sao cho trên đầu ra bộ trộn tần ta nhận được các thành phần tần số tổng và hiệu của 2 tín hiệu đó.

Thông thường một trong hai tín hiệu là tín hiệu 1 vạch phổ, gọi là tín hiệu ngoại sai. Tín hiệu còn lại là tín hiệu hữu ích có tần số cố định hoặc biến thiên trong phạm vi nào đó, ký hiệu f_{th} .

Có nhiều tín hiệu của quá trình trộn tần, nhưng thông thường chỉ lấy thành phần mong muốn, ký hiệu là f_{ig} .

Công cụ thực hiện: thông qua các phần tử tuyến tính và phi tuyến

2. Nguyên lý trộn tần:



Giả sử phần tử phi tuyến, được biểu diễn theo chuỗi Taylor:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots + a_n u^n + \dots \quad (1)$$

u: điện áp đặt lên phần tử phi tuyến $u = u_{ns} + u_{th}$

$$u = u_{ns} + u_{th} = U_{ns} \cos \omega_{ns} t + U_{th} \cos \omega_{th} t \quad (2)$$

$$\Rightarrow i = a_0 + a_1 (U_{ns} \cos \omega_{ns} t + U_{th} \cos \omega_{th} t) + a_2 (U_{ns} \cos \omega_{ns} t + U_{th} \cos \omega_{th} t)^2 + a_3 (U_{ns} \cos \omega_{ns} t + U_{th} \cos \omega_{th} t)^3 + \dots + a_n (U_{ns} \cos \omega_{ns} t + U_{th} \cos \omega_{th} t)^n + \dots \quad (3)$$

Sau khi khai triển ta có:

$$i = a_0 + a_1 (U_{ns} \cos \omega_{ns} t + U_{th} \cos \omega_{th} t) + a_2/2 (U_{ns}^2 + U_{th}^2) + a_2/2 (U_{ns}^2 \cos 2\omega_{ns} t + U_{th}^2 \cos 2\omega_{th} t) + a_2 U_{ns} U_{th} [\cos(\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t] + \dots \quad (4)$$

→ các tín hiệu ra gồm các thành phần:

+ Thành phần cơ bản: ω_{ns}, ω_{th}

+ Thành phần tổng hiệu: $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$

+ Thành phần bậc 2: $2\omega_{ns}, 2\omega_{th}$

$$\Rightarrow \omega = |\pm n\omega_{ns} \pm m\omega_{th}|$$

Căn cứ vào tham số chọn mà có các loại trộn tần khác nhau:

+ Trộn tần đơn giản, $n=m=1$, $\omega = \omega_{ns} \pm \omega_{th}$

+ Trộn tần tổ hợp: $n, m > 1$.

Thông dụng trộn tần đơn giản

3. Phân loại

- Theo phần tử tích cực dùng trộn tần: Tuyến tính và phi tuyến
- Theo sơ đồ trộn tần: sơ đồ dùng diode, dùng transistor.

4. ứng dụng:

Dùng trong máy thu đổi tần để tạo ra tần số trung tần, trong các hệ thống thông tin định hướng....

II. HỆ PHƯƠNG TRÌNH ĐẶC TRƯNG:

Dòng điện đi vào và ra bộ trộn tần phụ thuộc vào tất cả các điện áp đặt lên nó, tức là:

$$i_r = f(u_{ns}, u_{th}, u_{tg}), \text{ tổng quát: } + u_{ns} = U_{ns} \cos \omega_{ns} t \\ + u_{th} = U_{th} \cos \omega_{th} t \\ + u_{tg} = U_{tg} \cos \omega_{tg} t$$

Thông thường $U_{th}, U_{tg} \ll U_{ns}$, nên có thể biểu diễn gần đúng dòng điện ra theo chuỗi Taylor, với kết quả bỏ qua các số bậc cao:

$$I_r = f(u_{ns}) + \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}} u_{th} + \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}} u_{tg} = i_{ns} + s(u_{ns}) u_{th} + g(u_{ns}) u_{tg} \quad (5)$$

Vì u_{ns} là hàm tuần hoàn theo thời gian. Nên $i_{ns}, s(u_{ns}), g(u_{ns})$ cũng tuần hoàn theo thời gian, các giá trị này bao gồm nhiều thành phần.

$$i_{ns}(u_{ns}) = I_0 + I_1 \cos \omega_{ns} t + I_2 \cos 2\omega_{ns} t + I_3 \cos 3\omega_{ns} t + \dots$$

$$s(u_{ns}) = S_0 + S_1 \cos \omega_{ns} t + S_2 \cos 2\omega_{ns} t + S_3 \cos 3\omega_{ns} t + \dots$$

$$g(u_{ns}) = G_0 + G_1 \cos \omega_{ns} t + G_2 \cos 2\omega_{ns} t + G_3 \cos 3\omega_{ns} t + \dots$$

Thay các giá trị này vào (5), ta được:

$$i_r = \sum_0^{\infty} I_n \cos n\omega_{ns} t + \frac{1}{2} U_{th} \sum_0^{\infty} S_n [\cos(n\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(n\omega_{ns} - \omega_{th})t] \\ + \frac{1}{2} U_{tg} \sum_0^{\infty} G_n [\cos(n\omega_{ns} + \omega_{tg})t + \cos(n\omega_{ns} - \omega_{tg})t] \quad (6)$$

từ (6) \Rightarrow tín hiệu ra có các thành phần: $n\omega_{ns} \pm \omega_{th}; \omega_{ns} \pm \omega_{th}; n\omega_{ns}$; nếu lấy các số hạng cao của chuỗi Taylor thì còn có các thành phần $n\omega_{ns} \pm m\omega_{tg}; n\omega_{ns} \pm m\omega_{th}; n\omega_{th}; m\omega_{tg}$.

$$\text{Đặt } \omega_{tg} = n\omega_{ns} \pm \omega_{th}, \text{ từ (6) có } i_r = \frac{1}{2} U_{th} S_n \cos \omega_{tg} t + U_{tg} G_n \cos \omega_{tg} t \quad (7)$$

$$\Rightarrow I_{tg} = \frac{1}{2} U_{th} S_n + U_{tg} G_n \quad (8)$$

(8) gọi là phương trình biến đổi thuận của bộ trộn tần, trong đó:

$$+ S_n \text{ là biên độ hài bậc } n \text{ của hàm } s = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}$$

$$+ G_n \text{ là thành phần một chiều của hàm } s = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}}, \text{ đặc trưng cho sự thay đổi điện}$$

dẫn trong của bộ trộn tần với thành phần tần số trung gian..

Giống như dòng ra, dòng vào i_v cũng phụ thuộc các tín hiệu:

$$i_v = f(u_{ns}, u_{th}, u_{tg}) \text{ với } U_{th}, U_{tg} < U_{ns}$$

$$\text{Cũng giống như cách phân trên } I_{th} = \frac{1}{2} U_{tg} S_m + U_{th} G_m \quad (9)$$

$$+ S_m \text{ là biên độ thành phần bậc } m (=n \text{ trên}) \text{ của hồi dẫn biến đổi ngược } s_{ng} = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}}$$

$$+ G_m \text{ là thành phần một chiều của điện dẫn vào } g_m = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}$$

Từ (8) và (9) có thể suy ra các tham số của bộ trộn tần :

$$+ \text{Hỗ dẫn trộn tần: } S_{tt} = \left. \frac{I_{tg}}{U_{th}} \right|_{U_{tg}=0} = \frac{1}{2} S_n$$

$$+ \text{Điện dẫn trộn tần: } G_{tt} = \left. \frac{I_{tg}}{U_{tg}} \right|_{U_{th}=0} = G_n$$

$$+ \text{Hệ số khuếch đại tĩnh: } \mu_{tt} = \frac{U_{tg}}{U_{th}}$$

$$+ \text{Hỗ dẫn trộn tần ngược: } S_{tng} = \left. \frac{I_{th}}{U_{tg}} \right|_{U_{tg}=0} = \frac{1}{2} S_m$$

$$+ \text{Điện dẫn (trong khi có hiện tượng trộn tần ngược): } G_{ng} = \left. \frac{I_{th}}{U_{th}} \right|_{U_{tg}=0} = G_m$$

$$+ \text{Hệ số khuếch đại tĩnh (khi đổi tần ngược): } \mu_{ng} = \frac{U_{th}}{U_{tg}}$$

=> có thể viết các biểu thức (8) và(9) theo quan điểm mạng 4 cực:

$$\begin{cases} I_{tg} = S_{tt}U_{th} + G_{tt}U_{tg} \\ I_{th} = S_{tng}U_{tg} + G_mU_{th} \end{cases} \quad (10)$$

III. NHIỀU TRONG MẠCH TRỘN TẦN

Nh đã phân tích, khi đặt lên đầu vào mạch trộn tần điện áp tín hiệu với tần số $f=f_{th}$, nhờ tính chọn lọc của tải, trên đầu ra có thành phần điện áp với tần số $f_{tg}=|nf_{ns} \pm mf_{th}|$ (11)

Tuy nhiên cũng có những thành phần tần số khác f_{th} thỏa mãn điều kiện(11), nên nó đọc đa đến đầu ra bộ trộn tần và gây ra nhiễu trong bộ trộn tần đó.

Giả thiết chọn $m=n=1 \Rightarrow f_{tg}=f_{ns} - f_{th}$, biểu thức tổng quát của tín hiệu trung gian:

$$f_{tg}=|nf_{ns} \pm mf_v| \quad (12)$$

Tất cả các tín hiệu có tần số f_v thỏa mãn điều kiện (12) đều có thể đến đọc đầu ra bộ trộn tần, khai triển (12) ta nhận được:

$$\begin{aligned} f_{tg} &= nf_{ns} \pm mf_v; \quad f_{tg} = -nf_{ns} - mf_v \\ f_{tg} &= nf_{ns} - mf_v; \quad f_{tg} = -nf_{ns} + mf_v \end{aligned} \quad (13)$$

+ $f_{tg}=nf_{ns} \pm mf_v$, nếu $f_{tg} > f_{ns}$ nó không thỏa mãn điều kiện tần số trung gian đã chọn

+ $f_{tg}= -nf_{ns} - mf_v$, nếu $f_{tg} < 0$, không có nghĩa.

+ Vậy chỉ có 2 phương trình $f_{tg}=nf_{ns}-mf_v$; $f_{tg}= -nf_{ns}+mf_v$, là thỏa mãn=>

$$f_v = \frac{n}{m} f_{ns} \pm \frac{1}{m} f_{tg} \quad (14)$$

m, n là những số nguyên dương, chỉ quan tâm đến những tần số m, n nhỏ vì những tần số m, n lớn biên độ không đáng kể. Cụ thể ta có các trường hợp sau:

- $n=0; m=1$, tức là $f_{tg}=f_v$, ta có nhiễu lọt thẳng.
- $n=1; m=1$, $f_v = f_{ns} \pm f_{tg}$: + $f_v = f_{ns} - f_{tg}$, đây chính là tần số tín hiệu vào: f_{th} nên không coi là nhiễu.
+ $f_v = f_{ns} + f_{tg}$, gọi là nhiễu ảnh
- $m=1; n=2$, tức là $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$

Trong các loại nhiễu này, nhiễu lọt thẳng có thể lọc được nhờ các mạch lọc đầu vào, nhiễu $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$ có thể loại bỏ khi chọn phân tử tích cực làm việc ở chế độ A; chỉ có nhiễu tần số ảnh là khó lọc, nhất là khi $f_{tg} \ll f_{th}$

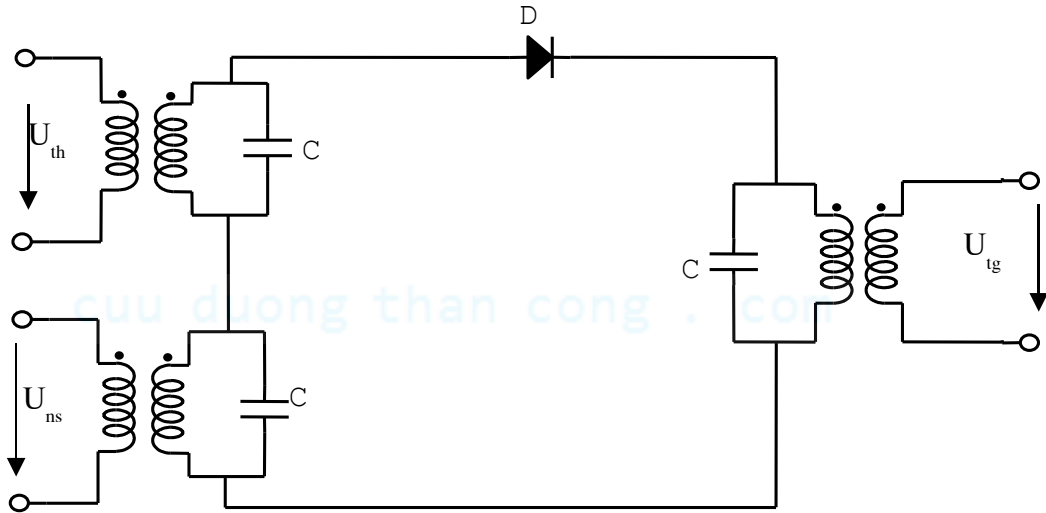
IV. MẠCH TRỘN TẦN

1. Mạch trộn tần dùng Diode

- Mạch trộn tần đơn: mạch tín hiệu và mạch ngoại sai được nối tiếp, mạch ghép tín hiệu ra cũng có dạng giống với hai mạch vào, cho nên có thể đổi vai trò của chúng (khi đó gọi là trộn tần ngọc). Với loại sơ đồ này, điểm làm việc thông chọn điểm công tác tĩnh ở gần gốc tọa độ của đặc tuyến V-A, để có độ hỗ dẫn S lớn nhất, khi đó phương trình biểu diễn đặc tuyến V-A được tính gần đúng là:

$$i = \frac{1}{4}(e^{au} - 1), \text{ trong đó } a: \text{ là hằng số được xác định bằng thực nghiệm, với nhiễu loại}$$

D

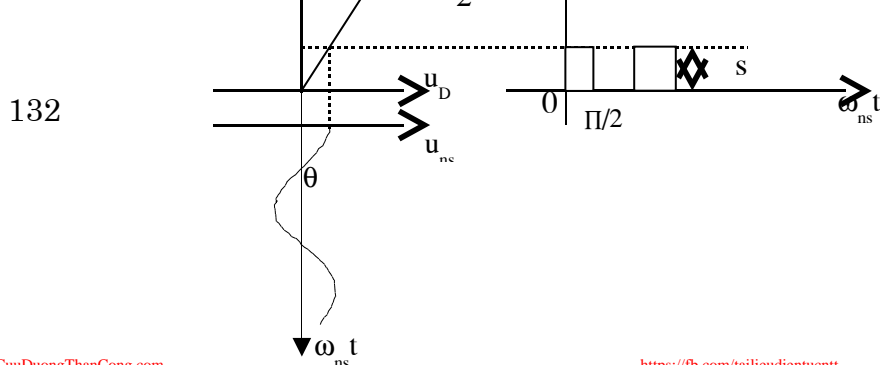


Mạch trộn tần đơn

$$\Rightarrow \text{độ hỗ dẫn } S = \frac{di}{du} = \frac{d\left(\frac{1}{4}(e^{au} - 1)\right)}{du} = \frac{1}{4} a e^{au}$$

Thực tế chọn D trộn tần loại Silic $U_{ns} < 1V$, và ;loại Gecmani $U_{ns} < (2\div 3)V$; để đảm bảo điện áp ngoại sai không gây hỏng D.

Vì điện áp ngoại sai là hàm tuần hoàn theo thời gian, nên độ hỗ dẫn S là một dãy xung vuông với độ rộng xung (xem hình vẽ) phụ thuộc góc cắt tín hiệu θ . Với điểm tĩnh chọn tại gốc tọa độ, $\theta = \frac{\varphi}{2}$.



Theo chuỗi Fourier ta tính độ biên độ hài bậc n của S :

$$S_n = \frac{2}{n} \int_0^{\theta} S \cos n\omega_{ns} t d(\omega_{ns} t) = \frac{2 \sin \theta}{n\pi} S$$

Thay $\theta = \frac{\pi}{2}$, giả thiết $n = 1$ và dựa vào biểu thức tính độ hỗn dẫn trộn tần:

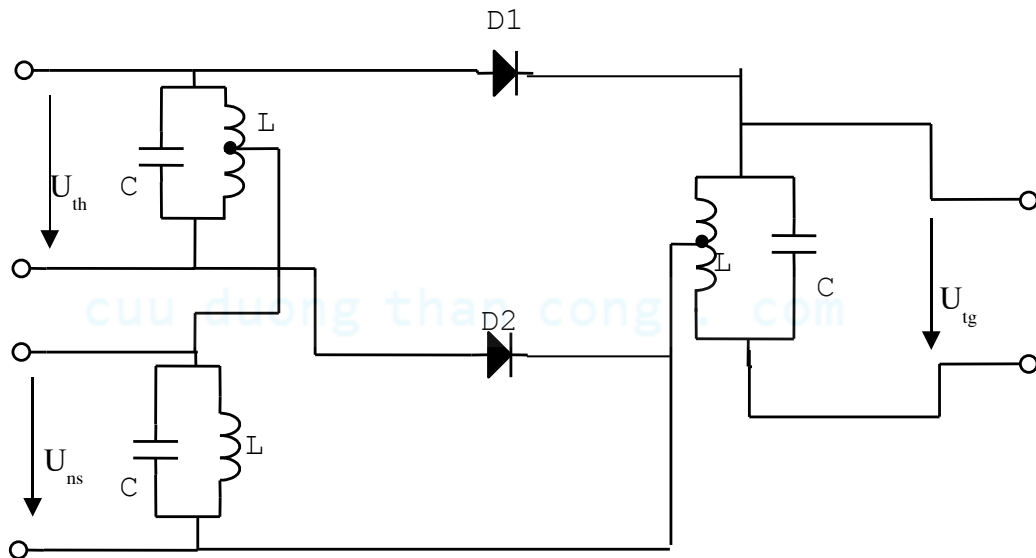
$$S_{it} = \frac{1}{2} S_n = \frac{S}{\pi}$$

Tương tự nh vậy, điện dẫn trộn tần được xác định nh sau:

$$G_{it} = G_{io} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} G_i d(\omega_{ns} t) = \frac{S\theta}{\pi}$$

với $\theta = \frac{\pi}{2}$ thì $G_{it} = \frac{S}{2}$

Để chống tạp âm ngoại sai, dùng sơ đồ trộn tần cân bằng nh sau:



Mạch trộn tần cân bằng

Trong bộ trộn tần cân bằng điện áp tín hiệu đặt lên hai điốt ngược pha, còn điện áp ngoại sai đặt lên hai điốt cùng pha; nghĩa là

$$u_{thD_1} = U_{th} \cos \omega_{th} t$$

$$u_{thD_2} = U_{th} \cos(\omega_{th} t + \pi)$$

$$\text{và } u_{nsD_1} = u_{nsD_2} = u_{ns}$$

Do đó dòng điện tần số trung gian qua các điốt (do u_{th} tạo ra):

$$i_{tg1} = I_{tg1} \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t$$

$$i_{tg2} = -I_{tg2} \cos[(\omega_{ns} - \omega_{th})t + \pi] = I_{tg2} \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t$$

Trên mạch cộng hưởng ra, ta nhận được:

$$i_{tg} = i_{th1} + i_{th2} = 2I_{tg} \cos \omega_{tg} t$$

Bên cạnh đó, dòng tạp âm tần số trung gian do nguồn ngoại sai mang đến đặt lên hai điốt đồng pha và ngược pha trên mạch cộng hưởng ra, do đó ta có biểu thức nh sau:

$$i_{ta1} = I_{ta1} \cos \omega_{tg} t$$

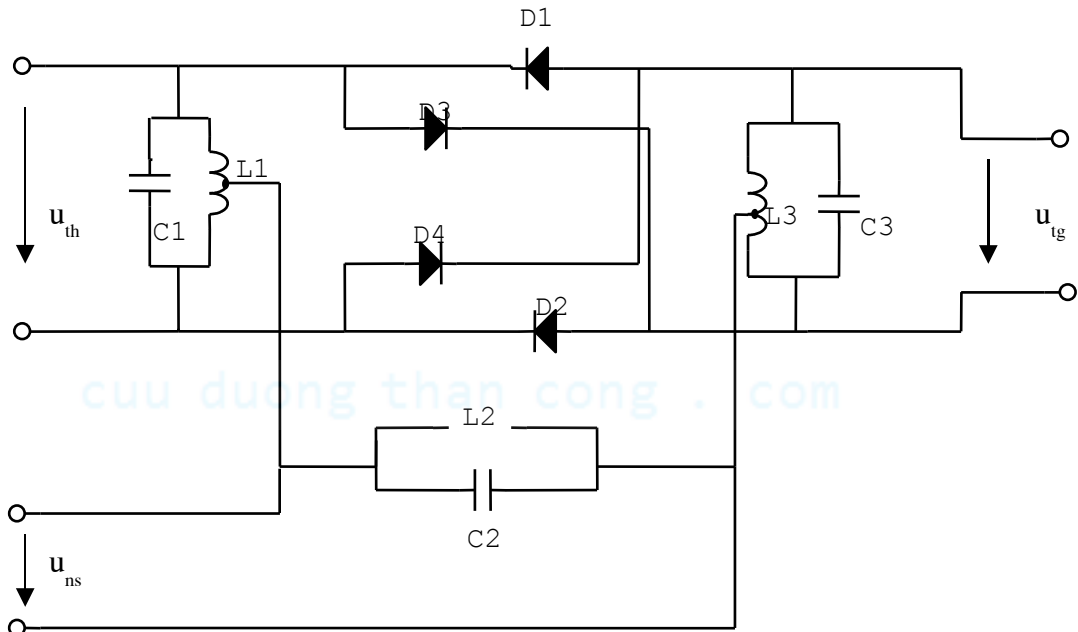
$$i_{ta2} = -I_{ta2} \cos \omega_{tg} t$$

Do đó $i_{ta} = i_{ta1} - i_{ta2} = 0$.

Vậy mạch trộn tần cân bằng làm tăng dòng điện trung gian ở đầu ra và có khả năng khử tạp âm tần số trung gian do nguồn ngoại sai mang đến.

Ngoài ra, cũng giống nh trong mạch điều chế cân bằng trên, đầu ra mạch trộn tần cân bằng không có các thành phần tổ hợp ứng với hài bậc chẵn của tín hiệu ($\omega_{ns} \pm 2\omega_{th}$; $\omega_{ns} \pm 4\omega_{th}$, ...)

Cũng giống nh ở mạch điều chế tín hiệu, dùng mạch trộn tần vòng gồm hai mạch trộn tần cân bằng mắc nối tiếp, sẽ bỏ được thành phần không mong muốn:



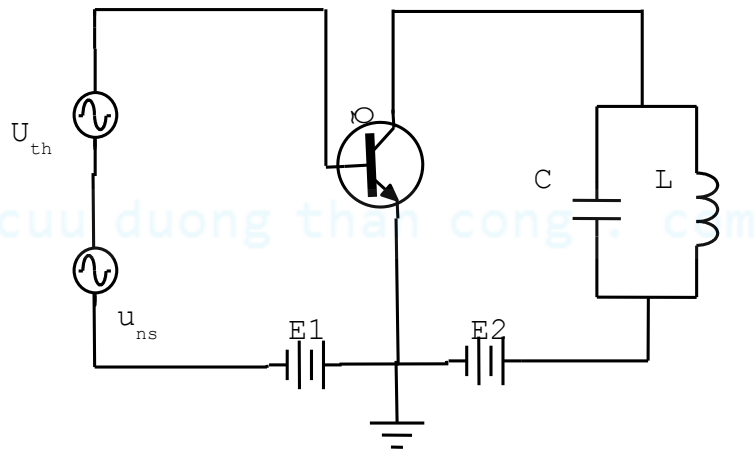
Hình. Mạch trộn tần vòng

Với cách tính toán giống nh ở mạch điều chế, ta thu được ở đầu ra sơ đồ này chỉ có các thành phần tần số $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$, các thành phần khác bị khử, do đó dễ tách được thành phần có tần số trung gian mong muốn, bằng các mạch lọc

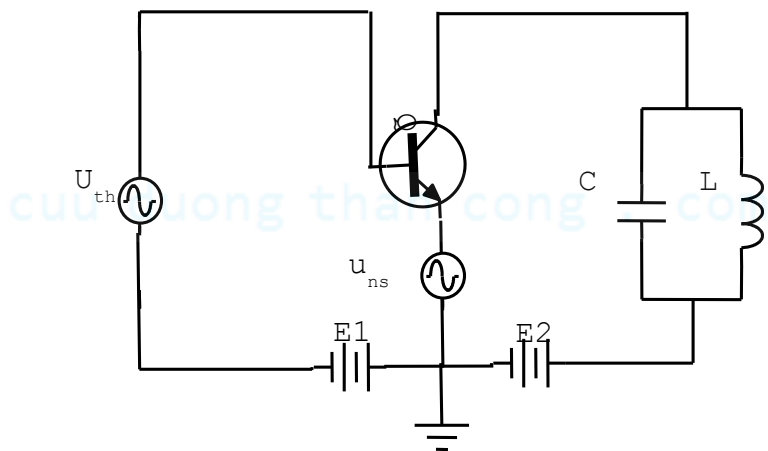
2. Mạch trộn tần dùng phân tử khuếch đại.

a. Mạch trộn tần dùng tranzistor.

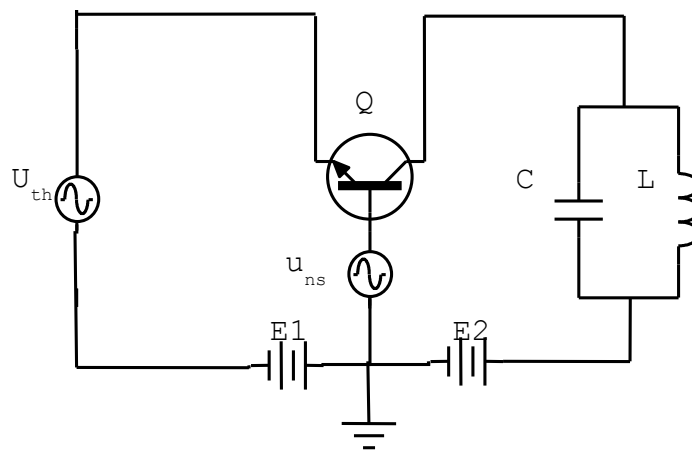
Mạch trộn tần dùng tranzistor có thể mắc theo sơ đồ bozo chung hoặc emito chung. Sơ đồ bazo chung thông dụng dùng trong phạm vi tần số cao và siêu cao, vì tần giới hạn của nó cao. Tuy nhiên, sơ đồ bazo chung cho hệ số truyền đạt của bộ trộn tần thấp hơn sơ đồ emito chung. Các tham số của sơ đồ trộn tần phụ thuộc vào điểm làm việc, vào độ lớn của điện áp ngoại sai và vào tham số của tranzistor. Về nguyên tắc, có thể phân thành sơ đồ trộn tần dùng tranzistor đơn, đẩy kéo và đẩy kéo kép. Hình vẽ dưới đây là một số cách mắc sơ đồ nguyên lý bộ trộn tần dùng tranzistor đơn. Các sơ đồ đó khác nhau bởi cách đặt điện áp ngoại sai vào tranzistor.



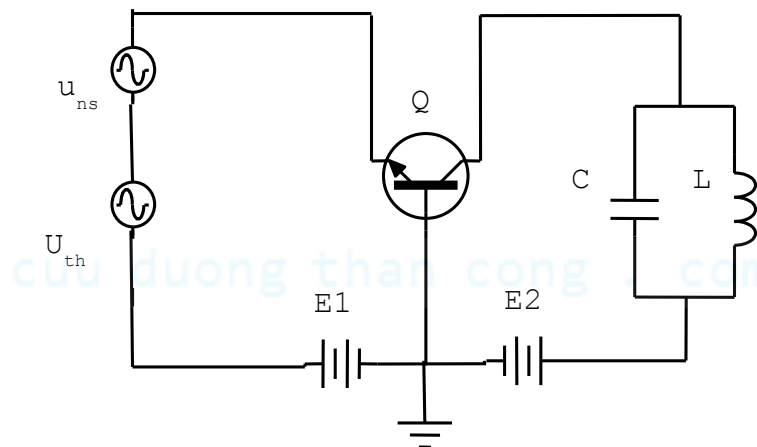
Sơ đồ EC- u_{ns} đưa vào Bazơ



Sơ đồ EC- u_{ns} đưa vào Emitter



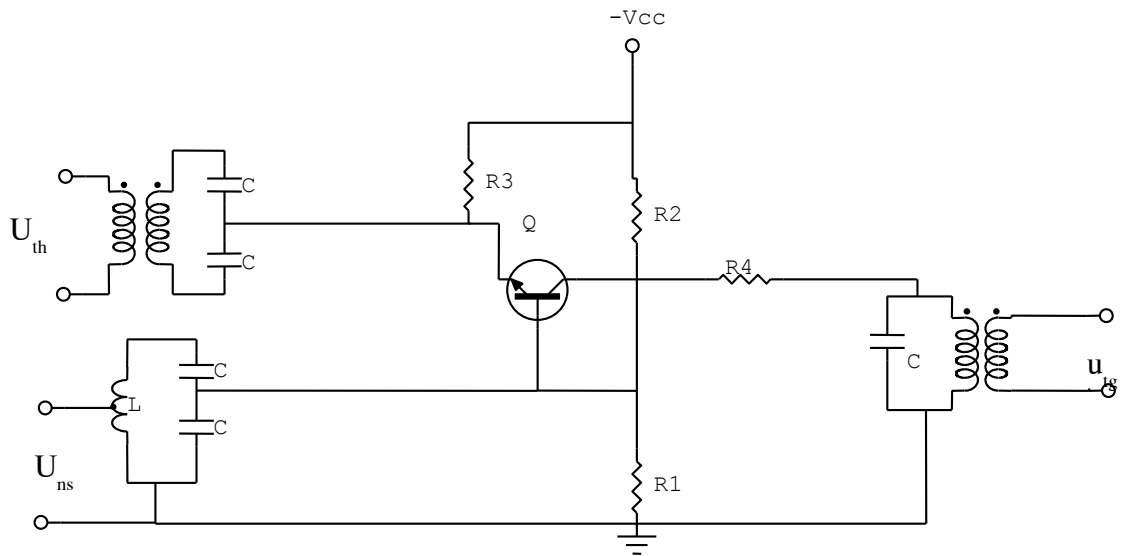
. Sơ đồ BC- u_{ns} đưa vào Bazo



Sơ đồ BC- u_{ns} đưa vào Emitter

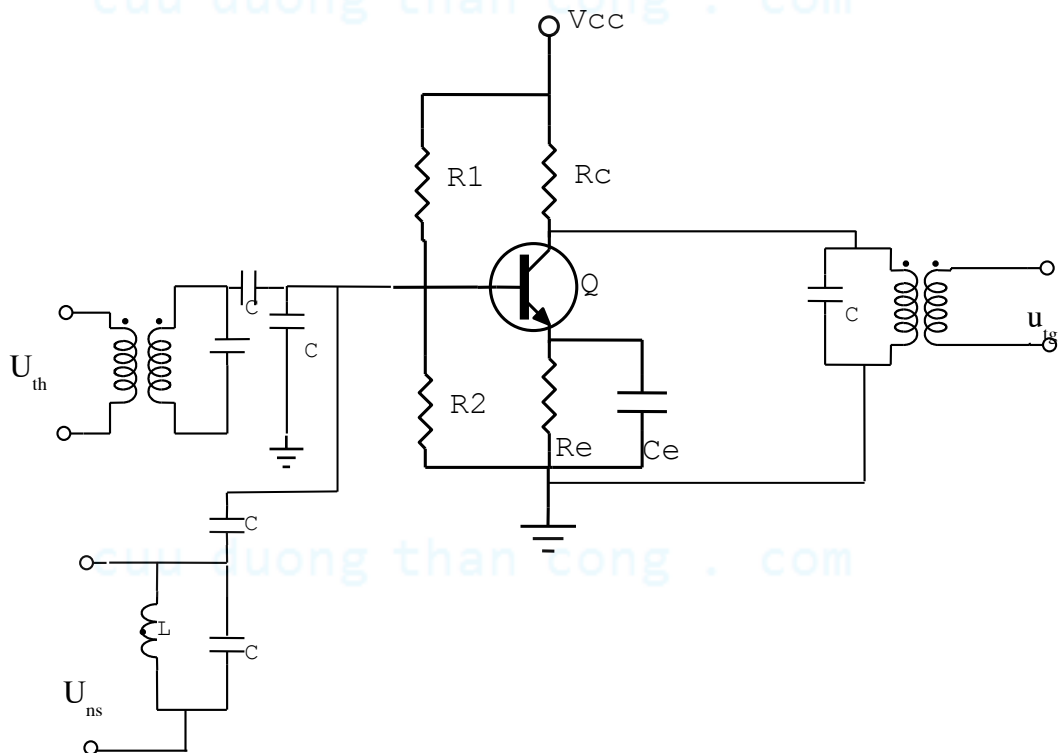
Trên cơ sở các sơ đồ nguyên lý đó, người ta đã thiết kế nhiều loại sơ đồ thực tế khác nhau:

+ Hình dưới đây biểu diễn sơ đồ trộn tần dùng tranzistor đơn, mắc theo kiểu bazo chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazo. Điện áp ngoại sai được ghép lỏng với bazo của tranzistor trộn tần để tránh ảnh hưởng tương hỗ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai.



Mạch trộn tần, sơ đồ BC- tín hiệu ngoại sai mắc vào Bazơ

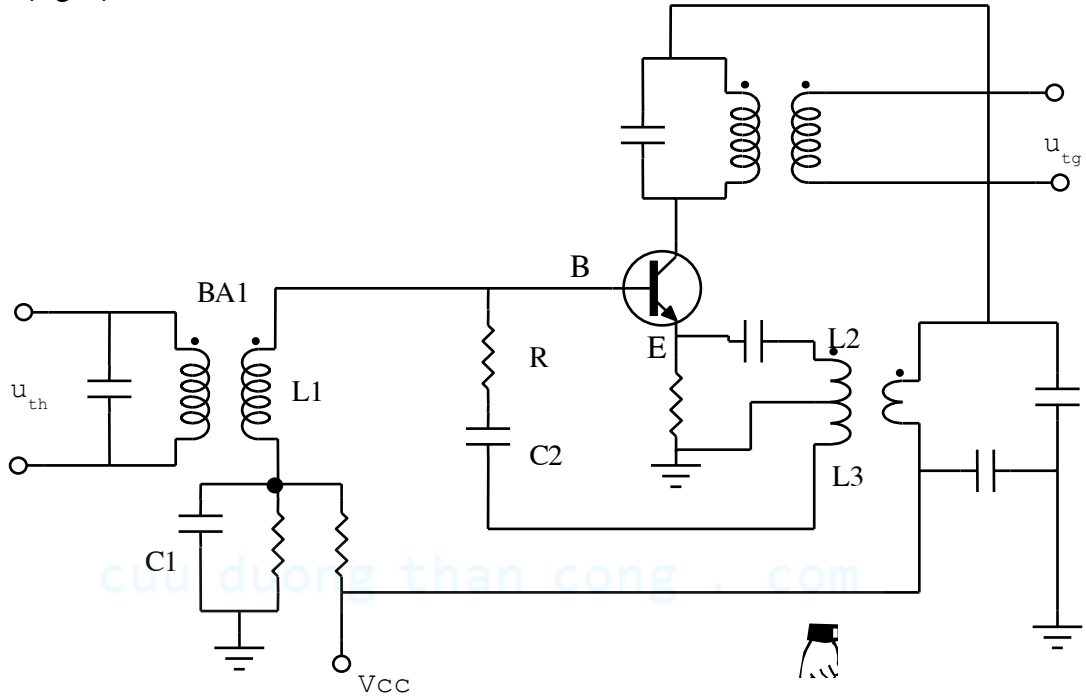
+ Còn hình sau là sơ đồ trộn tần mắc theo kiểu emito chung. Điện áp ngoại sai được đặt vào bazơ qua một điện trở nhỏ, có trị số khoảng 10 đến 50Ω. Điện trở này có tác dụng hạn chế hiện tượng điều chế giao thoa⁽¹⁾.



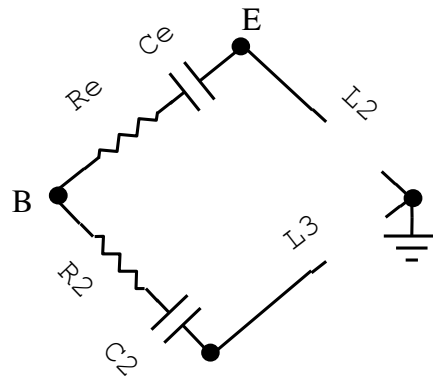
Mạch trộn tần, sơ đồ EC- tín hiệu ngoại sai mắc vào Bazơ

Bằng cách mắc thêm điện trở vào bazo, có thể nâng cao độ điện trở mặt ghép r_{bb} của tranzistor, do đó nâng cao độ tuyến tính của đặc tuyến tranzistor.

+ Có thể dùng kiểu khác đó là tín hiệu ngoại sai lấy trực tiếp từ mạch dao động nội:



Sơ đồ trộn tần tự dao động

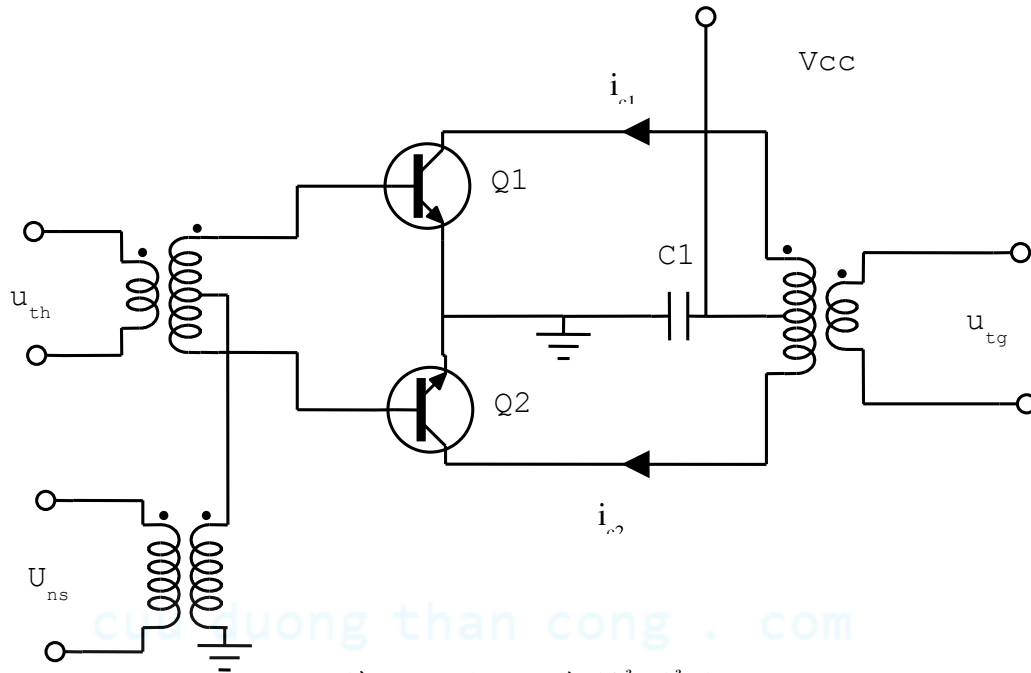


Tranzistor vừa làm nhiệm vụ trộn tần vừa tạo dao động ngoại sai. Điện áp ngoại sai được tạo nên nhờ quá trình hồi tiếp dương về emito qua cuộn L_2 và L_3 . Điện áp tín hiệu được đặt vào bazo qua biến áp vào BA1. C_1 và L_1 tạo thành mạch cộng hưởng nối tiếp đối với tần số trung gian, làm u_{tg} sẽ đi xuống đất của mạch mà không qua biến áp, do đó mạch loại trừ được hiện tượng trộn tần ngược. Để tránh ảnh hưởng tương hỗ giữa điện áp tín hiệu và điện áp ngoại sai, người ta kết cấu mạch dưới dạng một sơ đồ cầu, trong đó R_e và C_e là các phần tử ký sinh mạch vào tranzistor. Khi cầu cân bằng thì không còn tồn tại sự liên hệ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai nữa.

+ Loại tiếp theo là mạch trộn tần theo sơ đồ đẩy kéo
Loại này có nhiều ưu điểm so với sơ đồ đơn:

- Méo phi tuyến nhỏ (hài bậc chẵn bị triệt tiêu);
- Phổ tín hiệu ra hẹp;
- Liên hệ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai ít;
- Khả năng xuất hiện điều chế giao thoa thấp.

Vì những ưu điểm đó, nên loại mạch này hay được dùng trong bộ trộn tần của máy phát tín hiệu.



Sơ đồ nguyên lý trộn tần kiểu đẩy kéo

Do cách mắc mạch, nên điện áp đặt vào tranzistor Q_1 và Q_2 lần lượt là

$$u_1 = u_{ns} + u_{th} \quad \text{và} \quad u_2 = u_{ns} - u_{th}$$

Do mạch ra được mắc đẩy kéo, nên dòng điện ra

$$i_c = i_{c1} - i_{c2}$$

$$\text{với} \quad i_{c1} = a_0 + a_1(u_{ns} + u_{th}) + a_2(u_{ns} + u_{th})^2 + \dots$$

$$i_{c2} = a_0 + a_1(u_{ns} - u_{th}) + a_2(u_{ns} - u_{th})^2 + \dots$$

$$\text{Ta có} \quad i_c = 2a_1u_{th} + 4a_2u_{ns}u_{th} + 2a_3u_{th}^3 + 6a_3u_{ns}u_{th}^3 + \dots$$

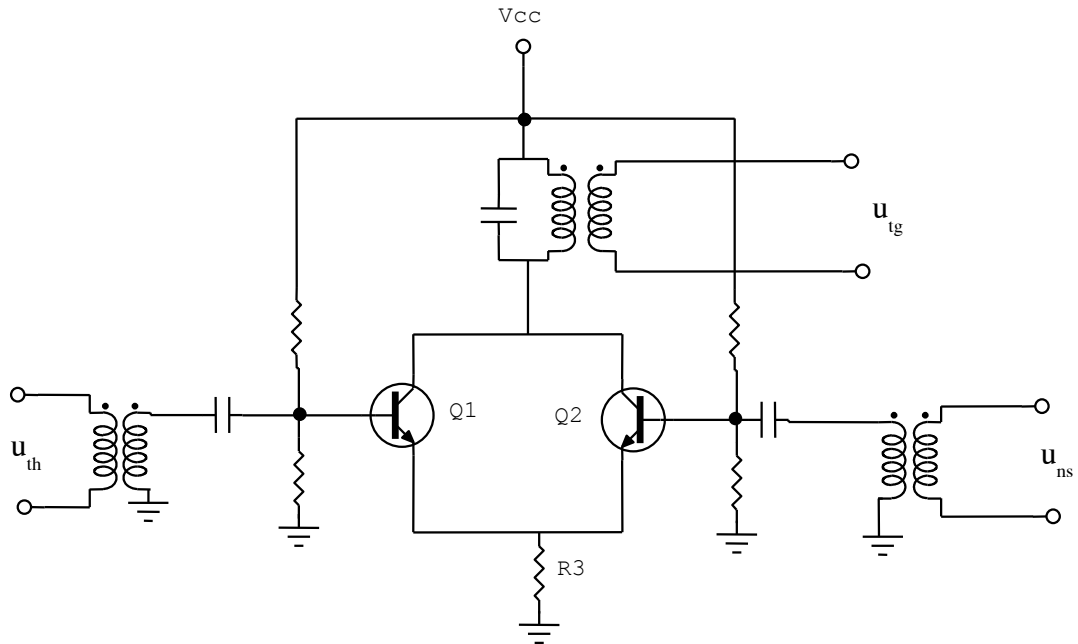
$$\text{Thay} \quad u_{ns} = U_{ns} \cos \omega_{ns} t$$

$$u_{th} = U_{th} \cos \omega_{th} t$$

Và biến đổi ta thấy trong dòng điện ra có các thành phần tần số: ω_{th} , $3\omega_{th}$, $3\omega_{ns} \pm \omega_{th}$ và $2\omega_{ns} \pm \omega_{th}$.

Sau đây là một sơ đồ trộn tần đẩy kéo thực tế. Trong sơ đồ này không cần nối đất điểm giữa mạch vào và mạch ra, nên kết cấu giản đơn hơn. Đặc điểm của sơ đồ là emito và colecto của hai tranzistor nối với nhau. Khi trở kháng tương đương của mạch ra đối với tần số ngoại sai (ω_{ns}) nhỏ hơn trở kháng tương đương đối với tần số trung gian (ω_g) nhiều thì có thể coi tranzistor T_2 là mạch colecto chung đối với thành phần tần số trung gian. Do đó hạ áp trên R_E : $U_{RE} = u_{ns}$. Giả thiết ở thời điểm

nào đó u_{ns} tăng, nên i_{c2} tăng và U_{RE} cũng tăng làm cho điện áp bazo - emito của T_1 giảm và i_{c1} giảm theo. Vậy i_{c1} và i_{c2} ngược pha.



Hình .Mạch trộn tần kiểu đẩy kéo thực tế

cuu duong than cong . com

Phân tích tổng tự nh vậy đối với u_{th} ta thấy u_{th} cũng tạo ra các dòng điện ngược pha ở đầu ra, do đó trong dòng điện ra chứa tần số $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$. Mạch ra lọc lấy thành phần mong muốn $\omega_g = \omega_{ns} - \omega_{th}$.

b. Mạch trộn tần dùng vi mạch.

Dùng vi mạch có thể tạo ra các mạch trộn tần có đặc tính trộn tốt hơn các mạch đã quan sát trên đây, sơ đồ nguyên lý có dạng nh hình vẽ dưới đây. Đây là sơ đồ bộ trộn tần đẩy kéo kép. Transistor T_1, T_2, T_3, T_4 tạo thành một mạch vòng, trong đó emito của T_1 và T_2 hoặc T_3 và T_4 được điều khiển bởi T_5 và T_6 . Khi không có tín hiệu vào, dòng qua T_5 và T_6 bằng nhau, do đó dòng qua T_1, T_2 và T_3, T_4 cũng bằng nhau, sao cho dòng điện qua các chân ra 12 và 13 nh nhau và bằng nửa dòng điện tổng. Khi có điện áp ngoại sai đặt vào chân 6 và 14 và với trị số nào đó của nó T_6 ngắt, chỉ còn dòng chảy qua T_5 và dòng chảy qua T_1 và T_2 cũng bằng một nửa dòng tổng, do đó cũng nh trường hợp trên (trường hợp không có điện áp u_{ns}), dòng qua các chân 12 và 13 bằng nhau, tổng tự đối với những thời điểm khác nhau của điện áp ngoại sai hoặc điện áp tín hiệu, ta đều có kết quả nh vậy. Dòng điện ở các đầu ra chỉ biến đổi khi điện áp ngoại sai và điện áp tín hiệu đồng thời tác động lên các đầu vào.

Vậy đây là sơ đồ trộn tần làm việc theo nguyên tắc nhân tín hiệu nhờ phân tử tuyến tính, giả sử coi phân tử tích cực có hàm truyền đạt dạng:

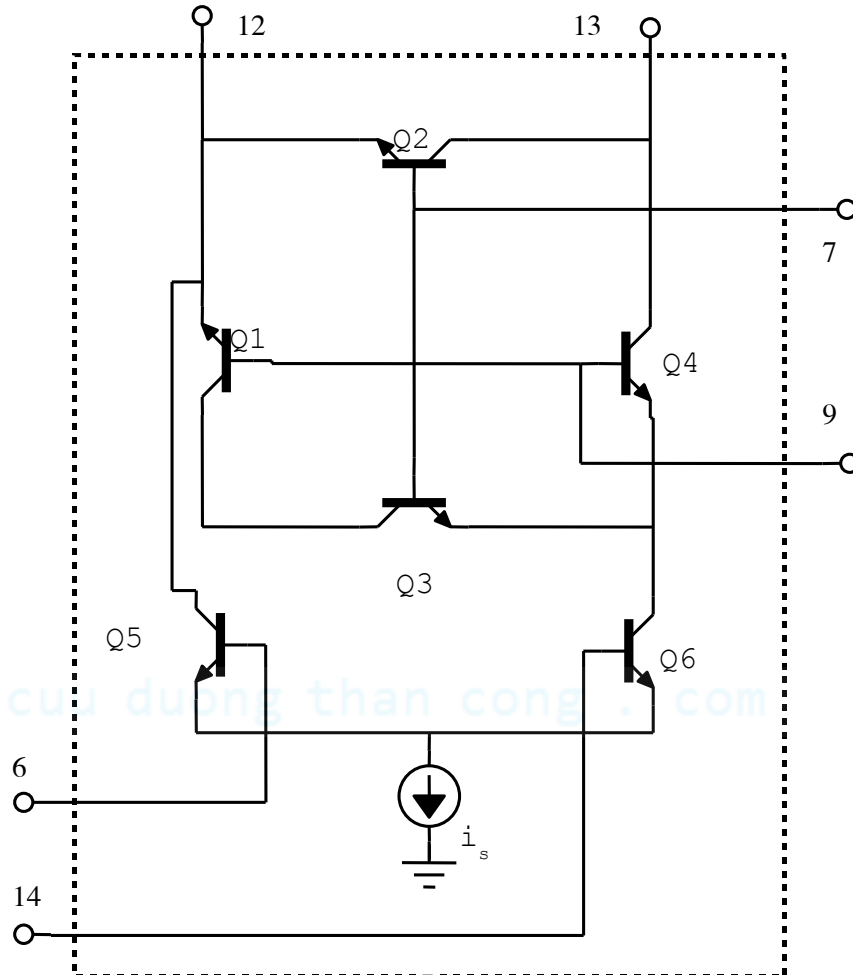
$$i = a_0 + a_1 u, \text{ trong đó } u = u_{ns} \cdot u_{th}$$

$$\Rightarrow i = a_0 + (a_1 U_{ns} U_{th})/2 [\cos(\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t]$$

Nh vậy i chứa thành phần trung gian $\omega_g = \omega_{ns} - \omega_{th}$

140 Ưu điểm so với sơ đồ đơn: + Hỗ dẫn trộn tần lớn.

- gian.
- + Không có hài bậc chẵn và hài tần số trung
 - + Chịu được điện áp cao.

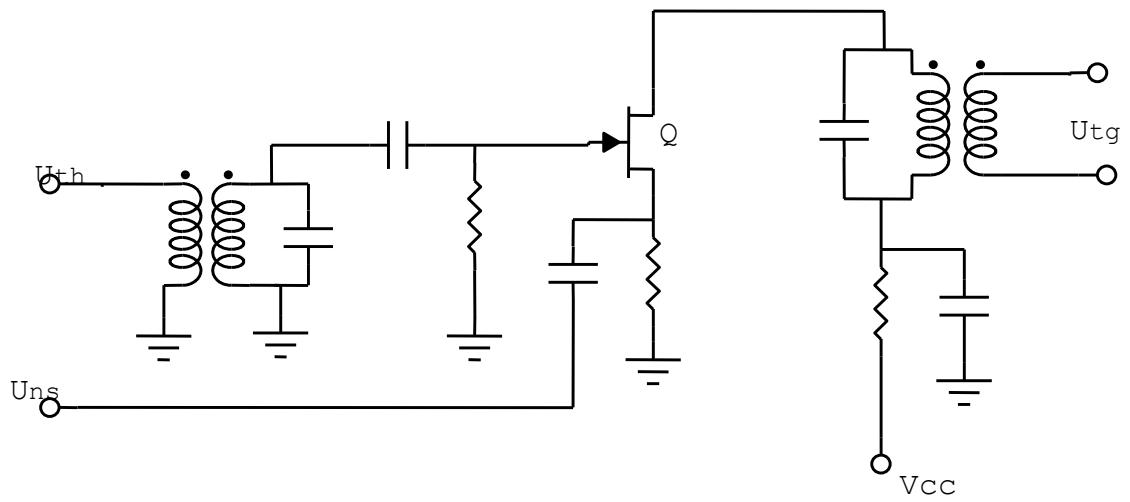


Sơ đồ nguyên lý mạch trộn tần kiểu đẩy kéo, dưới dạng vi mạch

c. Mạch trộn tần dùng FET.

FET có quan hệ dòng i_D và u_{GS} là quan hệ bậc 2, nên khi trộn tần bằng FET có thể giảm được các thành phần bậc cao ở tín hiệu ra và hạn chế được hiện tượng điều chế giao thoa, bên cạnh đó dùng FET cũng tăng được dải động của tín hiệu (có thể với dải UHF) vào và giảm nhiễu.

Sơ đồ dùng FET có các cách mắc (tương ứng là cách lý luận) giống như BJT đã xem xét ở trên (SC, GC, đẩy kéo...), ví dụ sơ đồ SC:



Mạch trộn tần dùng JFET

cuu duong than cong . com

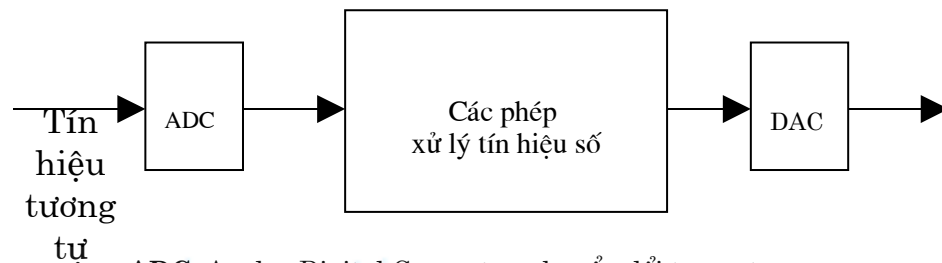
cuu duong than cong . com

CHƯƠNG 10. CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ – SỐ VÀ CHUYỂN ĐỔI SỐ – TƯƠNG TỰ

I. CƠ SỞ LÝ THUYẾT

1. Khái niệm chung:

Hiện nay trong các hệ thống thông tin, truyền thông, điện tử dân dụng ... sử dụng chủ yếu là phương pháp số, nhưng thực tế các tín hiệu hữu ích: tiếng nói, tín hiệu chuyển đổi đo lường... lại hầu hết là tín hiệu tương tự, cho nên cần phải chuyển đổi sang tín hiệu số, sau đó xử lý để đạt được yêu cầu đề ra, và sau cùng là phải chuyển đổi ngược lại từ tín hiệu số về tín hiệu tương tự, có thể khái quát hệ thống đó bằng sơ đồ khối nh sau:



ADC: Analog Digital Converter: chuyển đổi tương tự số

DAC: Digital Analog Converter: chuyển đổi số tương tự

Trong khuôn khổ của môn Kỹ thuật Mạch điện tử, chỉ xem xét phần ADC và DAC, còn các phần khác ta sẽ nghiên cứu trong các môn học: xử lý tín hiệu số, lý thuyết tín hiệu, kỹ thuật số, hệ thống truyền dẫn...

Một cách tổng quát, mọi tín hiệu tương tự $S(t)$, đều có thể biểu diễn dưới dạng các tín hiệu nhị phân (tín hiệu số) theo hàm:

$$S(t) = b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + b_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + b_1 \cdot 2^1 + b_0 \cdot 2^0$$

Trong đó $S(t)$ là tín hiệu tương tự; b_i là tín hiệu số b_i nhận 2 giá trị 1 hoặc 0. Ví dụ một tín hiệu ở thời điểm t có biên độ là 13V, có thể biểu diễn đơn giản bằng số nhị phân là: $13 = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$

Ở công thức trên b_{n-1} đọc gọi là bit có ý nghĩa lớn nhất, ký hiệu là MSB (Most Significant Bit), và b_0 đọc gọi là bit có ý nghĩa nhỏ nhất, ký hiệu là LSB (Least Significant Bit).

Huặc có thể mô tả bằng đặc tuyến nh hình vẽ 1 trang sau; Với một bộ biến đổi N bit nhị phân, thì

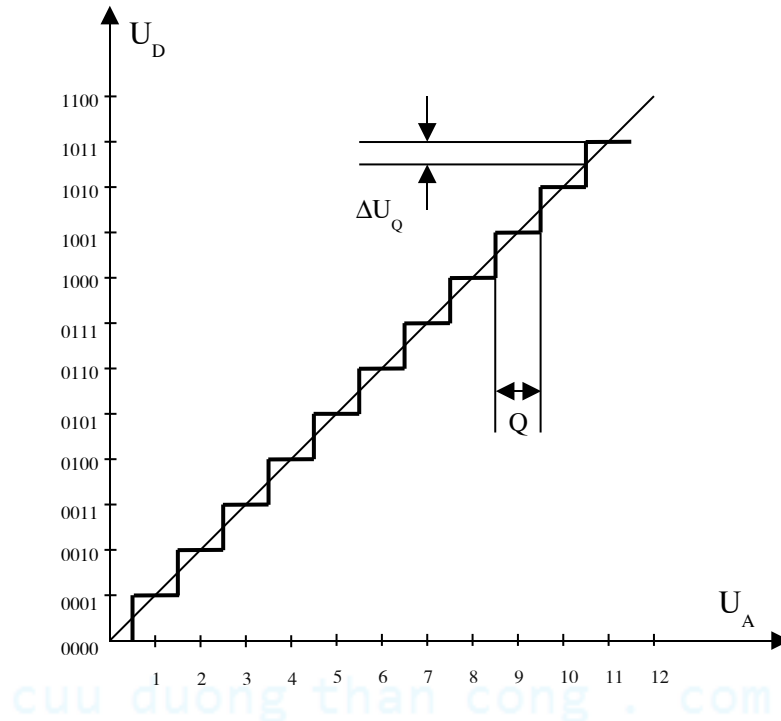
$$Q = U_{\text{LSB}} = \frac{U_{A\text{max}}}{2^N - 1} \quad (1)$$

$U_{A\text{max}}$: trị cực đại cho phép của điện áp tương tự đầu vào

Q : gọi là mức lượng tử.

Do tín hiệu số là tín hiệu rời rạc, nên trong quá trình chuyển đổi AD xuất hiện sai số gọi là sai số lượng tử hoá, đọc xác định:

$$\Delta U_Q = \frac{1}{2}Q \quad (2)$$



Đặc tuyến truyền đạt của bộ biến đổi ADC

Chuyển đổi AD cần lấy mẫu tín hiệu tương tự, nên để khôi phục lại tín hiệu đạt chất lượng thì phải tuân theo định lý lấy mẫu, tức là tần số tín hiệu lấy mẫu f_m phải thỏa mãn điều kiện lớn hơn hoặc bằng 2 lần tần số lớn nhất của tín hiệu Analog vào: $f_m \geq 2f_{thmax} = 2B$ (B: băng tần tín hiệu tương tự).

Theo thuyết lượng tử hoá, quá trình lượng tử hoá sinh ra tạp âm, tạp âm này phản ánh khi thực hiện phép biến đổi ngược DA, có thể coi quá trình lượng tử hoá là quá trình cộng tín hiệu X_A và tín hiệu tạp âm X_{ta} , người ta chứng minh được tạp âm lượng tử hoá có thể coi là tạp âm trắng, khi $-Q/2 \leq X_A \leq Q/2$. Và mật độ phổ công suất của tạp âm được xác định:

$$S_{ta}(\omega) = \frac{Q^2}{12} = \overline{U_{ta}^2}; \quad (3)$$

Trong đó $\overline{U_{ta}^2}$: giá trị trung bình bình phương của điện áp tạp âm

Nếu nối với một điện trở tải, có thể xác định được công suất tạp âm phản ảnh ở tải là:

$$P_R = \frac{Q^2}{12.R} \quad (4)$$

Tỉ số tín hiệu/ tạp âm S/N được xác định bởi công thức:

$$\frac{S}{N} (dB) = 20 \lg \frac{U_{Amax}}{\sqrt{2.U_{ta}}} = 20 \lg \sqrt{6}(2^N - 1) \quad (5)$$

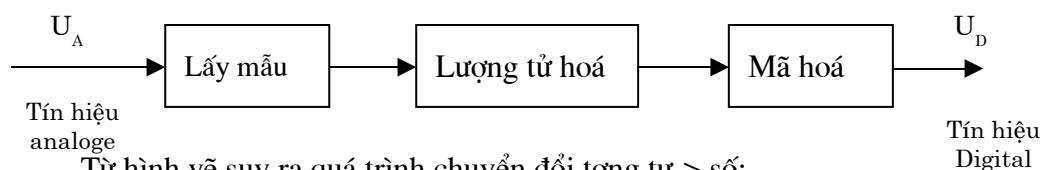
2. Các tham số cơ bản

- Dải biến đổi của điện áp tín hiệu tổng tự đầu vào: là khoảng điện áp mà bộ chuyển đổi AD mà bộ chuyển đổi có thể chuyển đổi được, giá trị này có thể âm, dương, hoặc dải từ âm sang dương, thực tế ta cần kết hợp với các mạch nh hạn biên, nén, nắn... trước khi đưa đến IC chuyển đổi AD.

- Độ chính xác: thông đặc trưng bởi số bit, số lượng bit lượng tử hoá càng nhiều thì độ chính xác càng cao, thông thường ta có các IC chuyển đổi AD 8bit, 10 bit, 12bit, 16 bit, 20bit, 32bit... Ngoài ra còn có các thông số khác ảnh hưởng đến độ chính xác như: Sai số lệch không, sai số khuếch đại....

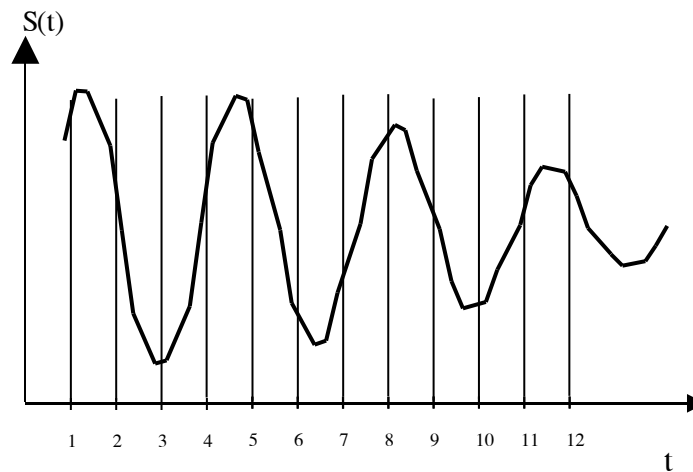
- Tốc độ chuyển đổi: cho biết số kết quả chuyển đổi trong một giây, tức là tần số chuyển đổi f_c , thông số này phản ánh khả năng làm việc thời gian thực của hệ thống, trong hệ thống viễn thông nó là thông số tích lũy độ trễ của tín hiệu, thông số này (f_c) phải càng lớn càng tốt.

3. Nguyên tắc làm việc của bộ ADC:

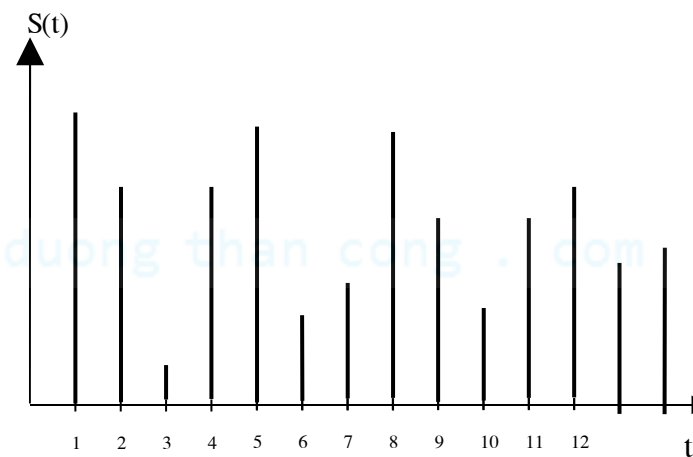


Từ hình vẽ suy ra quá trình chuyển đổi tương tự -> số:

- Đầu tiên: rời rạc hoá tín hiệu, lấy mẫu tín hiệu tổng tự tại những điểm khác nhau và cách đều nhau



Rời rạc hoá tín hiệu



Tín hiệu rời rạc

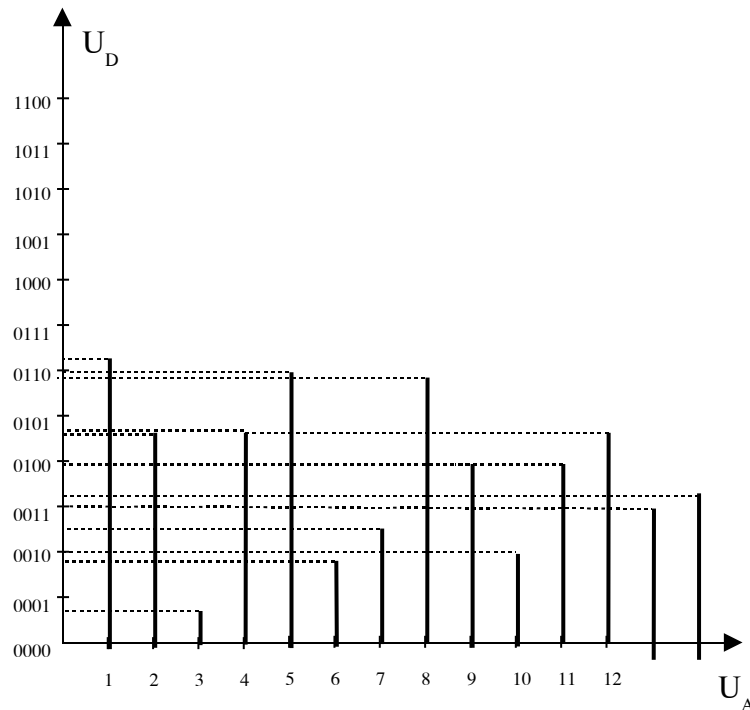
- Tiếp theo: giữ cho biên độ điện áp tại các thời điểm lấy mẫu không đổi trong quá trình lượng tử hoá và mã hoá, tín hiệu rời rạc đọc làm tròn với độ chính xác là $\pm Q/2$, theo công thức sau:

$$Z_{Di} = \text{int} \frac{X_{Ai}}{Q} = \frac{X_{Ai}}{Q} - \frac{\Delta X_{Ai}}{Q}; \quad (6)$$

Trong đó: X_{Ai} - tín hiệu tổng tự ở thời điểm i

Z_{Di} - tín hiệu số thời điểm i

X_{Ai} - Số d trong phép lượng tử hoá



- Sau mạch lợng tử hoá là mạch mã hoá, thông lợng tử hoá ra mã nhị phân, quá trình mã hoá có thể để nguyên mã này hay biến thành các mã khác nh BCD, Gray, D 3, Gray d 3... Quá trình này có thể thực hiện sau lợng tử hoá huặc thực hiện đồng thời.

II. CÁC PHƯƠNG PHÁP CỤ THỂ:

1. Chuyển đổi tong tự – số:

a. Chuyển đổi tong tự- số theo phương pháp song song:

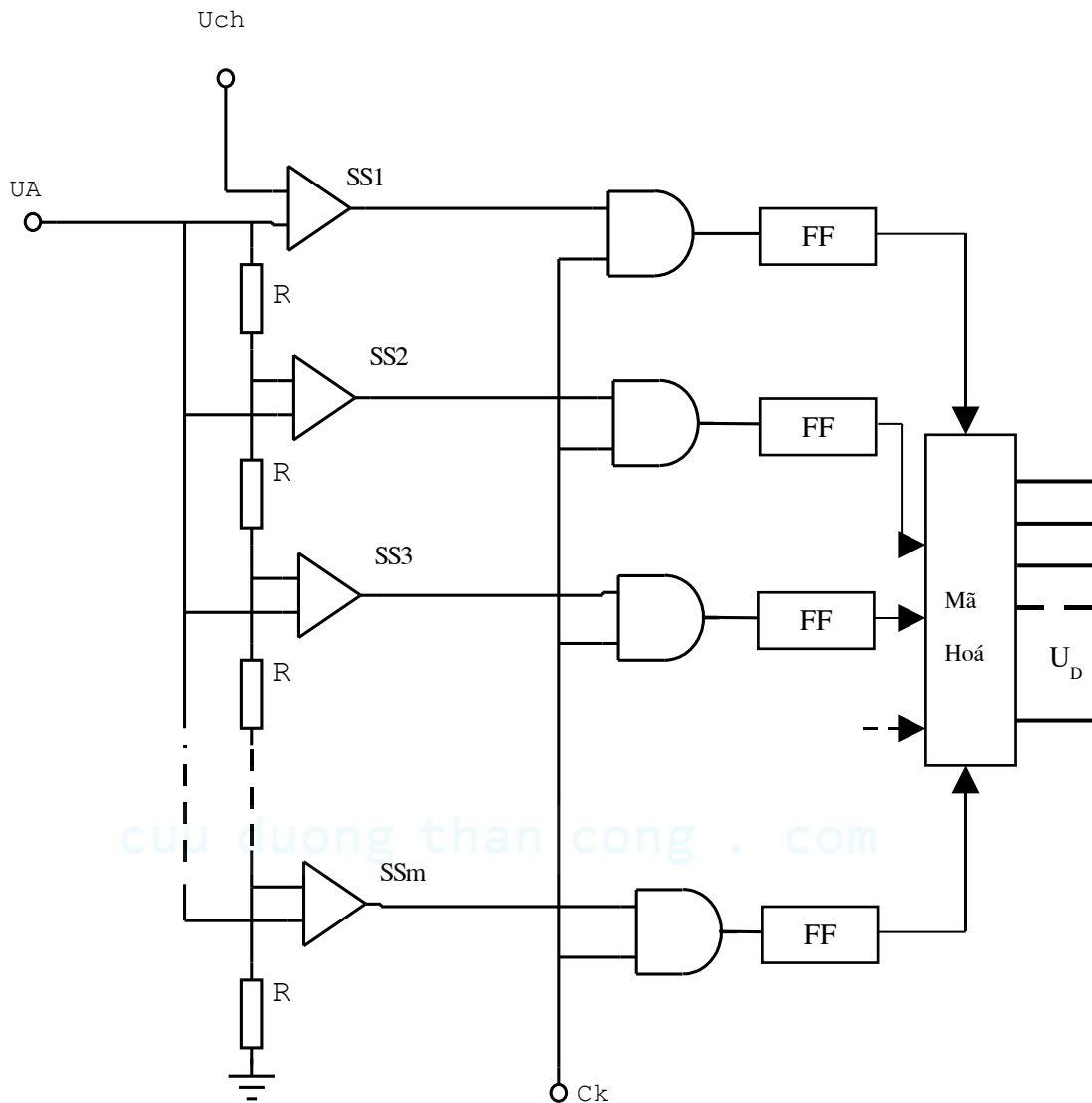
- Điện áp U_A đợc đa đồng thời đến đầu vào 1 của các bộ so sánh: SS1, SS2,..., SSm, điện áp chuẩn U_{ch} đợc đa đến đầu vào thứ 2 qua thang điện trở R, do vậy các điện áp chuẩn đặt vào các bộ so sánh lân cận khác nhau một lợng không đổi và giảm dần từ SS1--> SSm.

- Tại các đầu ra bộ so sánh: nếu điện áp vào > điện áp chuẩn: cho mức logic là 1, và nếu điện áp vào < điện áp chuẩn: cho mức logic là 0.

- Tất cả các tín hiệu ra so sánh nối với mạch Và(And). Chỉ khi có xung nhịp(Ck) đa đến mạch And, thì đầu ra mạch And mới có tín hiệu đa đến các Flip-Flop(FF). Nh vậy cứ sau khoảng thời gian xung nhịp lại có một tín hiệu biến đổi và đa đến đầu ra, đảm bảo quá trình so sánh kết thúc mỗi đa tín hiệu số vào bộ nhớ.

- Bộ mã hoá biến đổi tín hiệu vào dới dạng mã đếm thành mã nhị phân.

Mạch biến đổi loại này là mạch song song, có tốc độ chuyển đổi nhanh, nhng phức tạp hơn mạch nối tiếp, với bộ chuyển đổi N bit, cần $(2^N - 1)$ bộ so sánh, And, FF.

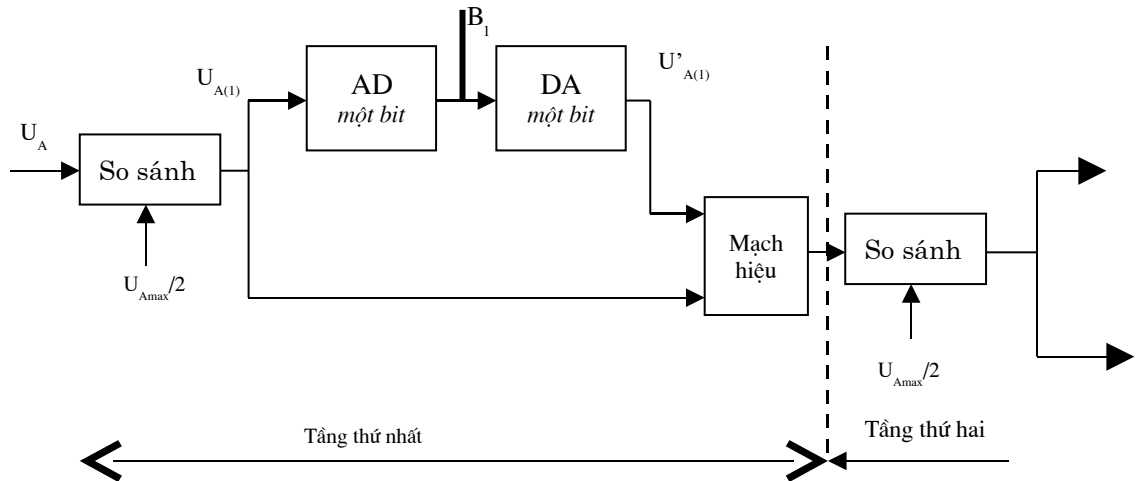


Chuyển đổi AD kiểu song song

b. Chuyển đổi tổng tự - số theo phương pháp phân đoạn từng bit.

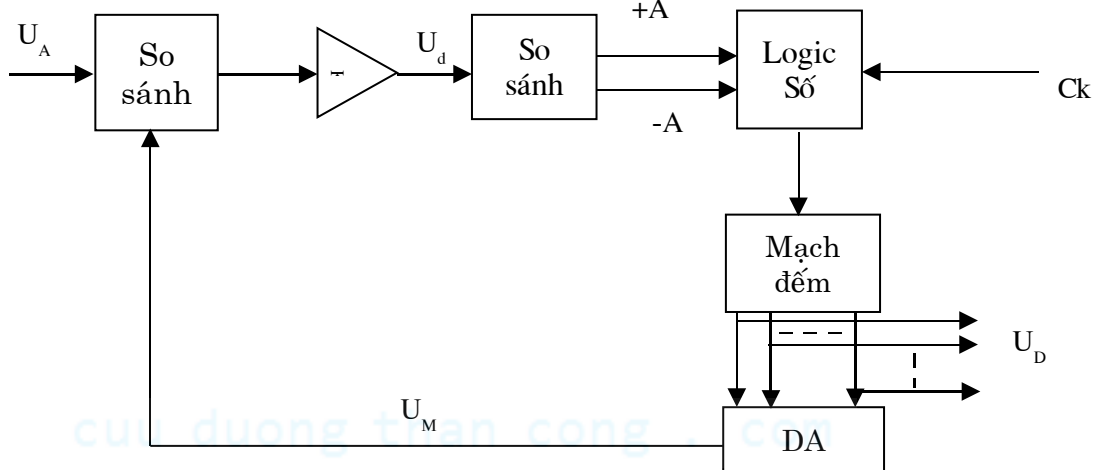
- Mạch chuyển đổi được chia thành các tầng, số tầng tương ứng với số bit.
- Giả sử tín hiệu vào biến thiên trong khoảng: $0-U_{Amax}$, chia làm 2 phần bằng nhau, khi đó ranh giới giữa 2 phần là $U_{Amax}/2$, lấy chính điện áp này làm điện áp chuẩn. Tín hiệu cần biến đổi, đọc so sánh với mức điện áp này: khi $U_{A(1)} < U_{Amax}/2$, thì $B_1=0$; và khi $U_{A(1)} \geq U_{Amax}/2$, thì $B_1=1$;
- Tín hiệu số ứng với bit thứ nhất B_1 , một mặt đọc lu, một mặt đọc đa đến bộ biến đổi ngược DA, trên đầu ra của mạch DA: một bit là tín hiệu tổng tự ứng với bit có nghĩa lớn nhất MSB(khi $B_1=1$, $U'_{A(1)}=U_{Amax}/2$; $B_1=0$, $U'_{A(1)}=0$).
- Mạch hiệu cho ra số d tín hiệu tổng tự sau khi đã xác định đọc bit thứ nhất($U_A - U'_{A(1)}$). Số d này đọc đa đến tầng thứ 2, tiếp tục xác định bit B_2 theo phương pháp trên... Như vậy tín hiệu chuẩn của bit N sẽ là $U_{chN} = U_{Amax}/2^N$.

- Tuy nhiên: thay cho việc giảm dần trị số của các điện áp chuẩn (nh vậy giá trị sẽ rất nhỏ, khó thực hiện so sánh), tiến hành nhân đôi điện áp d sau mỗi tầng, nh vậy điện áp chuẩn cho tất cả các tầng vẫn là $U_{Amax}/2$.
So với phương pháp chuyển đổi song song, để xác định N bit cần thực hiện N bước so sánh, nhng ít phức tạp hơn. Phương pháp này thông đợc làm cơ sở để phân tích



c. Chuyển đổi AD nối tiếp dùng vòng hồi tiếp

- Điện áp tương tự U_A đợc so sánh với một giá trị ớc lượng cho trớc U_M , gọi U_d là giá trị sai số của U_A và U_M : nếu $U_A > U_M \Rightarrow U_d > 0$; và $U_A < U_M \Rightarrow U_d < 0$.
- U_d đợc khuếch đại và đưa đến bộ so sánh số SS: nếu $U_d > 0 \Rightarrow$ đầu ra bộ SS có $+A=1$; và nếu $U_d < 0 \Rightarrow$ đầu ra bộ SS có $-A=1$.



Sơ đồ khối bộ chuyển đổi AD theo phương pháp vòng hồi tiếp

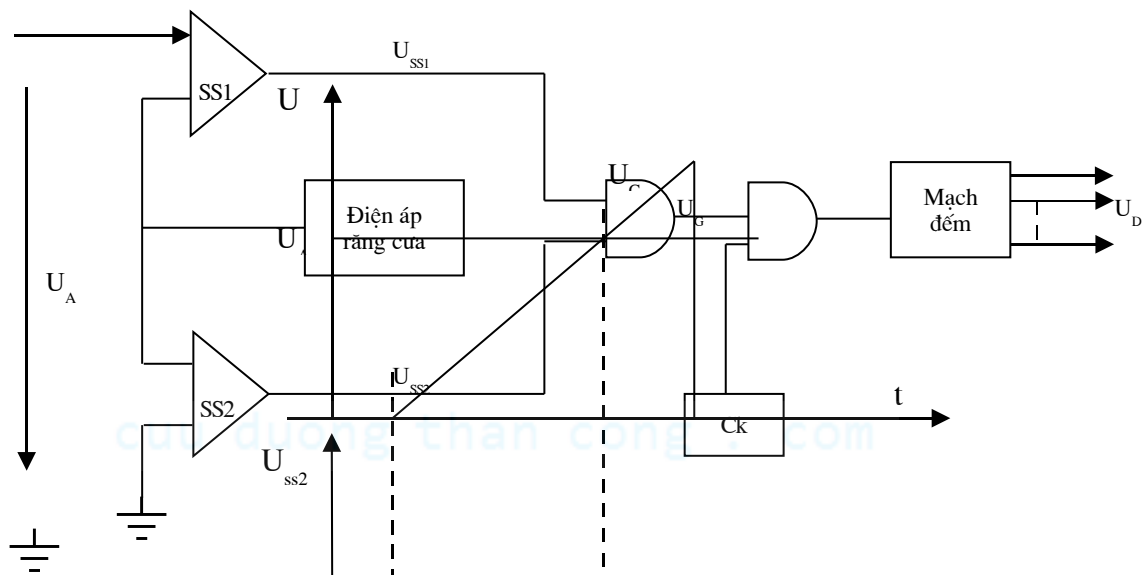
- Kết quả so sánh đợc đưa đồng thời với tín hiệu xung nhịp Ck và bộ logic số, mạch logic sẽ điều khiển bộ đếm theo nguyên tắc: ứng với $+A$ thì bộ đếm thuận, và $-A$ thì bộ đếm ngược, trên đầu ra bộ chuyển đổi AD sẽ có chuỗi tín hiệu số ứng với mã đếm của bộ đếm, tín hiệu đi đợc một vòng ứng với chu kỳ xung nhịp.
- Tín hiệu số xác định trong bước so sánh nh nhất đợc biến đổi ngược DA, để tạo một giá trị ớc lượng mới để so sánh với U_A trong bước tiếp theo.

- Quá trình này lặp đi lặp lại cho đến khi $|U_n| < Q/2$, lúc đó $+A = -A = 0$, do vậy mạch đếm giữ nguyên trạng thái và đầu ra nhận đọc kết quả chuyển đổi thành tín hiệu số của U_A .

- Nếu U_M càng tiến gần đến U_A , thì chuyển đổi càng chính xác. Nếu tín hiệu U_A biến đổi càng chậm thì càng chính xác.

So với các phương pháp trên, phương pháp này đơn giản vì có các linh kiện đọc tái sử dụng, tốc độ chuyển đổi không cao, nhưng có độ chính xác cao

d. Chuyển đổi AD theo phương pháp đếm đơn giản



Sơ đồ khối của chuyển đổi AD theo phương pháp đếm đơn giản

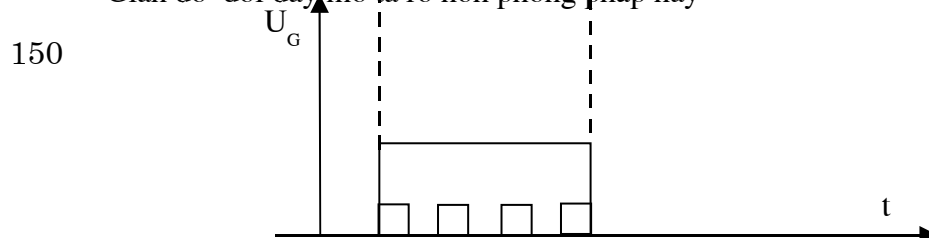
- Bộ so sánh SS1 so sánh điện áp chuẩn rằng ca và điện áp U_A , khi $U_A > U_C$ thì $U_{ss1} = 1$, khi $U_A < U_C$ thì $U_{ss1} = 0$.

- Bộ so sánh SS2 so sánh điện áp rằng ca với mức đất của mạch (0V), với tính chất cũng như mạch SS1.

- U_{ss1} và U_{ss2} được đưa đến mạch And, xung ra U_G có độ rộng tỷ lệ với độ lớn của điện áp vào U_A .

- Mạch And thứ 2 chỉ cho ra các xung nhịp trong khoảng thời gian $0 < U_C < U_A$. Mạch đếm đầu ra sẽ đếm số xung đó, số xung này tỷ lệ với độ lớn của U_A .

Giải đồ dưới đây mô tả rõ hơn phương pháp này

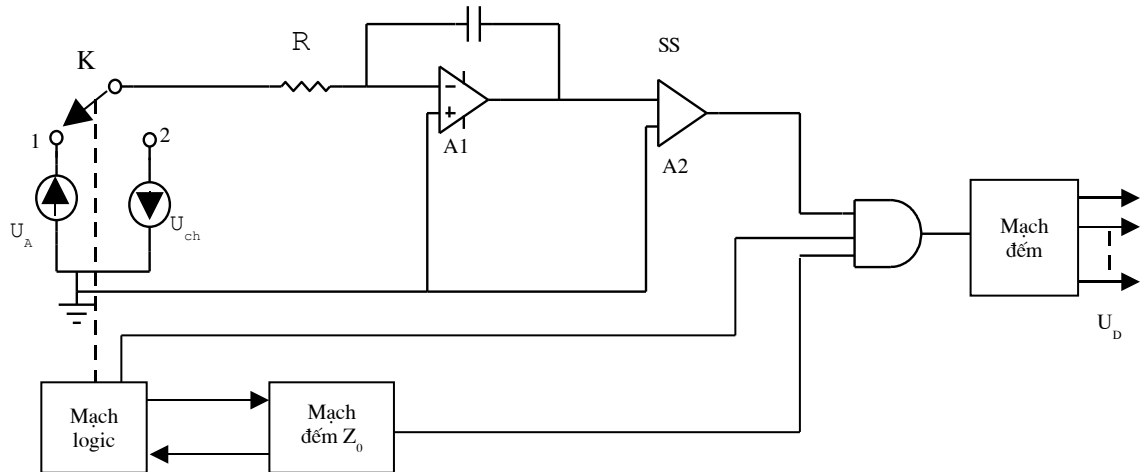


Giải đồ thời gian chuyển đổi AD theo phương pháp đếm xung đơn giản

e. Chuyển đổi AD theo phương pháp tích phân 2 sườn dốc

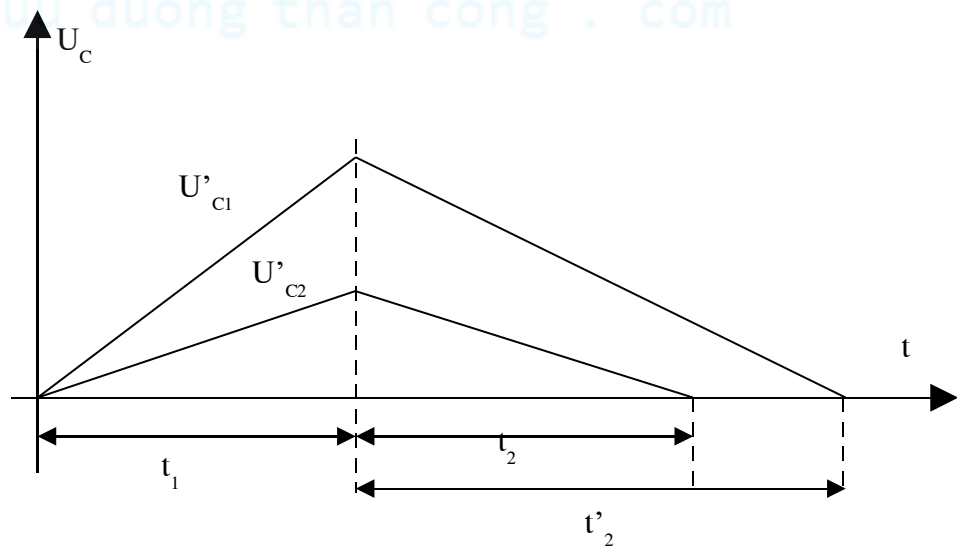
- Mạch logic điều khiển khoá K ở 1 thì U_A nạp cho tụ C qua R, trên đầu ra mạch tích phân xác định được:

$$U'_C = \frac{1}{RC} \int U_A dt = \frac{1}{RC} U_A t; \text{ nh vậy sau khoảng } t_1, \text{ ta có: } U'_{C1} = \frac{1}{RC} U_A t_1$$



Sơ đồ nguyên lý chuyển đổi AD theo phương pháp tích phân 2 sườn dốc

U_{C1} tỉ lệ với U_A , tùy theo U_A lớn hay nhỏ mà $U'_C(t)$ có độ dốc khác nhau



Đồ thị thời gian trên mạch tích phân

- Trong khoảng t_1 bộ đếm Z_0 cũng đọc kích đếm, hết thời gian t_1 khoá K đọc mạch logic điều khiển sang vị trí 2, đồng thời tín hiệu từ mạch logic cũng đọc đa đến mạch And, làm cho mạch này tích cực, thông xung nhịp, và bộ đếm bắt đầu đếm, đồng thời bộ đếm Z_0 đọc kích ngừng đếm.

- Khi K ở vị trí 2, điện áp chuẩn U_{ch} bắt đầu nạp điện cho tụ C theo chiều ngược lại theo phương trình nạp:

$$U''_C = -\frac{1}{RC}U_{ch}t \text{ sau khoảng } t_2 \text{ ta đọc } U''_{C2} = -\frac{1}{RC}U_{ch}t_2$$

Giả sử sau khoảng t_2 ta có $|U'| = |U''|$ (điện áp trên tụ bằng 0)

$$\Leftrightarrow \frac{1}{RC}U_{ch}t_2 = \frac{1}{RC}U_A t_1 \Rightarrow t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}}t_1 \quad (7)$$

Mặt khác số xung đã đến mạch đếm Z_0 trong khoảng t_1 :

$$Z_0 = t_1 \cdot f_n \quad (8); \text{ trong đó } f_n \text{ tần số dây xung nhịp}$$

$$\text{Từ (7) và (8)} \Rightarrow t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot \frac{Z_0}{f_n} \quad (9)$$

Trong đó số xung nhịp đếm được nhờ mạch đếm ở đầu ra trong khoảng t_2 :

$$Z = t_2 f_n = \frac{U_A}{U_{ch}} Z_0 = \frac{Z_0}{U_{ch}} U_A \quad (10)$$

Sau khoảng t_2 mạch đếm ra bị ngắt, vì $U_c=0$

Quá trình trên đọc lặp đi lặp lại trong chu kỳ chuyển đổi tiếp theo. Từ (10) ta thấy số xung đếm ở đầu ra tỉ lệ với U_A , kết quả đếm độc lập với R, C, f_n , nhưng phương pháp này cần tần số xung nhịp có độ ổn định cao (sao cho trị số là nh nhau trong 2 khoảng thời gian t_1 , và t_2).

f. Chuyển đổi AD theo phương pháp song song- nối tiếp

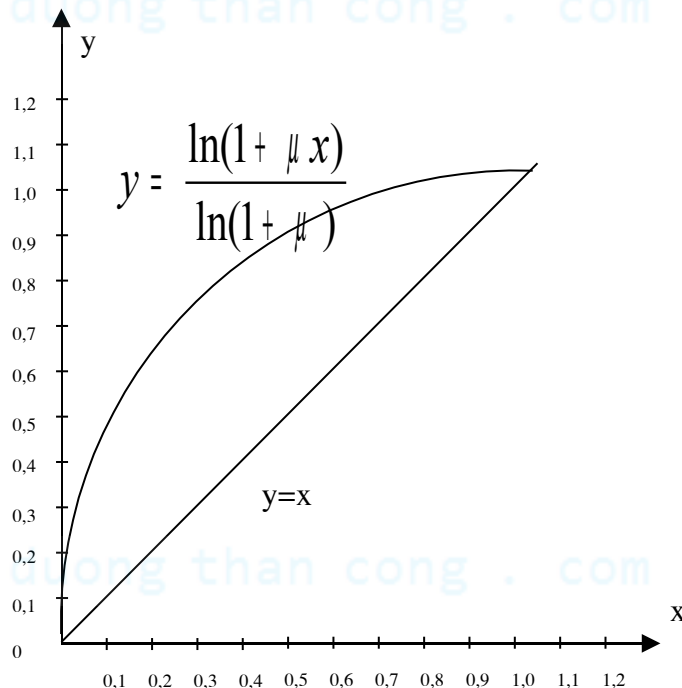
Đây là phương pháp kết hợp của 2 phương pháp song song và phân đoạn đã trình bày ở trên.

h. Chuyển AD phi tuyến:

Quay công thức

$$\Delta U_Q = \frac{1}{2}Q,$$

thấy sai số đổi của chuyển đổi không đổi sai số tổng tăng khi biên hiệu giảm, thông số này đổi, thì đồng tính phải có loga, sao cho tín hiệu trên âm S/N đổi trên toàn dải tương tự vào.



Đường đặc tính loga với $\mu=100$

đổi

lại

ta

tuyệt

AD

còn

đổi

độ tín

muốn

không

đặc

dạng

tỉ số

tạp

không

Hàm đặc trng của chuyển đổi AD :

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad (12)$$

Trong đó $x = U_A / U_{Amax}$;
 $y = U_D / U_{Dmax}$

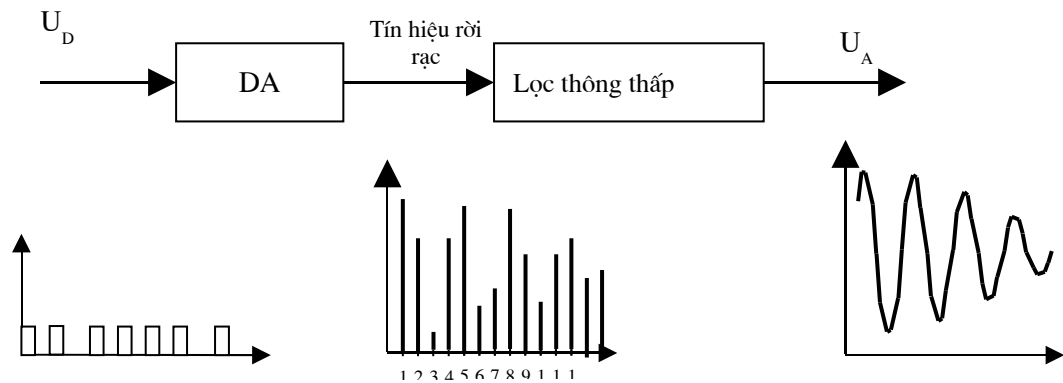
Để chuyển đổi từ tín hiệu số thành tín hiệu tương tự thì đồng đặc tính DA phải có dạng ngược với đồng AD. Phương pháp chuyển đổi này được dùng trong mạng điện thoại, với tên gọi điều chế xung mã PCM(xem thêm ở môn PDH), tỉ số S/N đều trên toàn dải sẽ làm cho chất lượng đàm thoại tăng, với các tham số μ chọn khác nhau ứng với 2 chuẩn lớn là Châu Âu và Bắc Mỹ

2. Chuyển đổi số – tương tự (DA)

DAC là quá trình chuyển đổi tìm lại tín hiệu tương tự từ N số hạng(N bit) đã biết của tín hiệu số với độ chính xác là một mức lượng tử (1LSB).

Chuyển đổi số – tương tự không phải là phép nghịch đảo của chuyển đổi tương tự- số, vì không thực hiện được phép nghịch đảo trong quá trình lượng tử hoá.

Chuyển đổi loại này đơn giản hơn DA rất nhiều, có sơ đồ khối nh sau:



Sơ đồ khối chuyển đổi DA

a, Chuyển đổi DA bằng phương pháp thang điện trở

- Trên đầu vào bộ khuếch đại thuật toán là một mạng điện trở có giá trị thay đổi theo cơ số nhị phân, các điện trở lân cận nhau có trị số hơn kém nhau 2 lần.

- Tín hiệu điều khiển chính là tín hiệu số cần chuyển đổi, bit có nghĩa nhỏ nhất LSB được đưa đến điều khiển khoá nối với điện trở lớn nhất(R), bit có nghĩa tiếp theo với $R/2$và MSB với $R/2^{N-1}$

- Nếu một bit có giá trị 0 thì khoá tương ứng nối đất của mạch, nếu là 1 thì nối với nguồn áp chuẩn: U_{ch} , nhằm tạo nên dòng điện tỉ lệ nghịch với

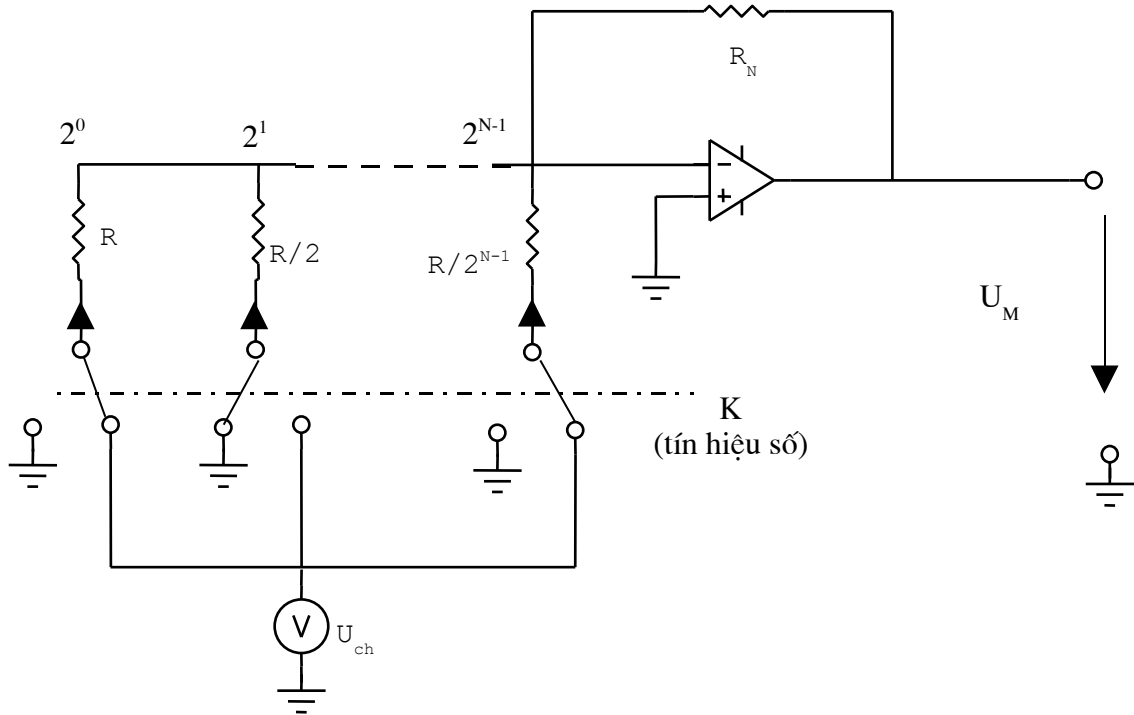
trị số điện trở của nhánh đó, tức là I_0 có trị số nhỏ nhất, tiếp đến là I_1 và lớn nhất là I_{N-1} .

- Dòng điện sinh ra trong các nhánh điện trở đọc đa đến đầu vào KĐTT, điện áp ra ở đầu ra :

$$U_M = - R_N \sum_{n=0}^{N-1} I_n \quad (13)$$

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com



Sơ đồ nguyên lý chuyển đổi DA theo phương pháp thang điện trở

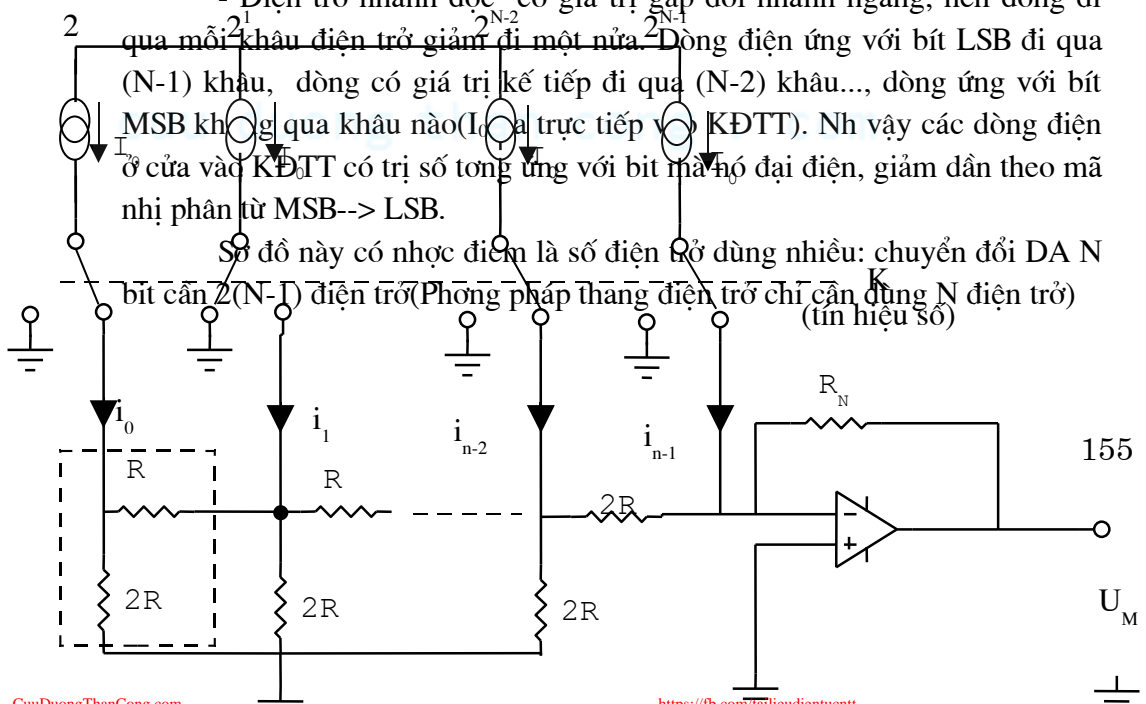
Ta thấy điện áp tong tự U_M có độ chính xác phụ thuộc rất lớn vào nguồn áp và các điện trở chuẩn, cho nên để có độ chính xác cao, yêu cầu về các điện trở và nguồn phải chính xác.

b, Chuyển đổi DA bằng phương pháp mạng điện trở

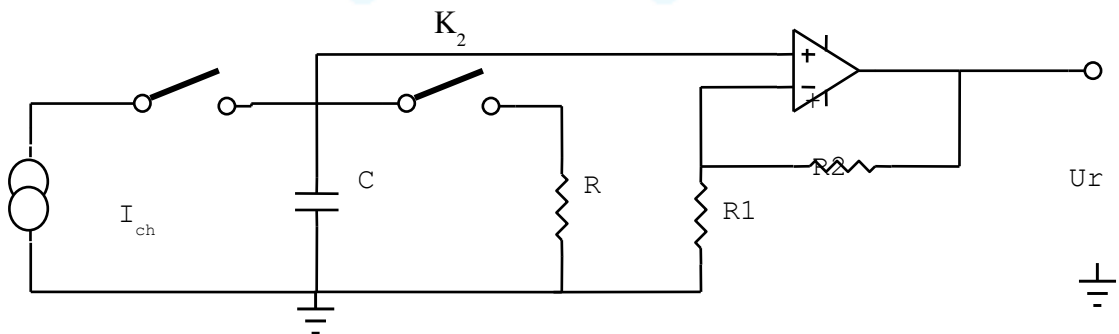
- Các nguồn dòng có giá trị bằng nhau $=I_0$
- Tín hiệu số được đưa đến khoá K, khi một tín hiệu điều khiển trong ứng của bit nào đó là 0, thì nguồn I_0 được ngắn mạch xuống đất của mạch, tín hiệu điều khiển là 1, khi đó mạng điện trở làm nhiệm vụ phân dòng.

- Điện trở nhánh dọc có giá trị gấp đôi nhánh ngang, nên dòng đi qua mỗi khâu điện trở giảm đi một nửa. Dòng điện ứng với bit LSB đi qua (N-1) khâu, dòng có giá trị kế tiếp đi qua (N-2) khâu..., dòng ứng với bit MSB không qua khâu nào (I_0 đi trực tiếp vào KĐTĐTT). Như vậy các dòng điện ở cửa vào KĐTĐTT có trị số tương ứng với bit mã nhị phân, giảm dần theo mã nhị phân từ MSB--> LSB.

Sơ đồ này có nhược điểm là số điện trở dùng nhiều: chuyển đổi DA N bit cần $2(N-1)$ điện trở (Phương pháp thang điện trở chỉ cần dùng N điện trở)



c, Chuyển đổi DA bằng phương pháp mã hoá Shannon-Rack



- Thực hiện quá trình chuyển đổi nối tiếp từng bit, tín hiệu điều khiển số đọc đa vào tuần từ : LSB--> MSB đến khoá điều khiển K_1

- Nếu thời gian chuyển đổi 1 bit là T thì trong nửa thời gian đầu $T/2$ K_2 mở, K_1 đóng (tín hiệu là 1) hoặc K_1 mở (tín hiệu là 0). Khi K_1 đóng (bit 1) tụ điện được nạp điện. Sang nửa thời gian thứ 2 $T/2$, K_1 mở và K_2 đóng, tụ C phóng điện qua R và U_C giảm dần.

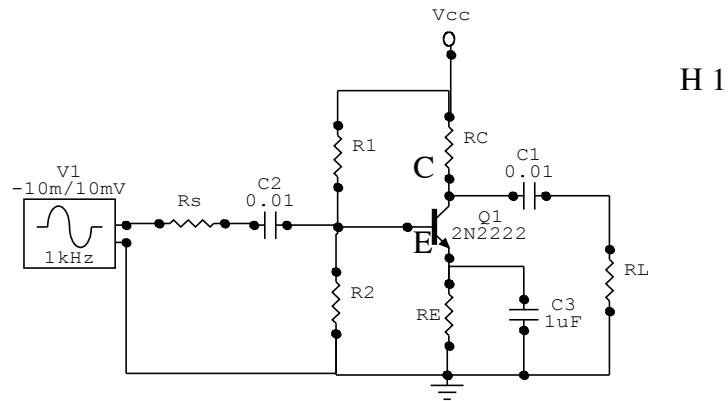
Quá trình đó lặp đi lặp lại khi lần lượt đi đến các bit điều khiển K_1 , nh vậy thời gian chuyển đổi N bit là NT . Sau khoảng thời gian NT này điện áp còn lại trên tụ chính là điện áp tương đương cần chuyển đổi. Với thời gian T theo điều kiện:

$$T = 1,4RC \quad (14)$$

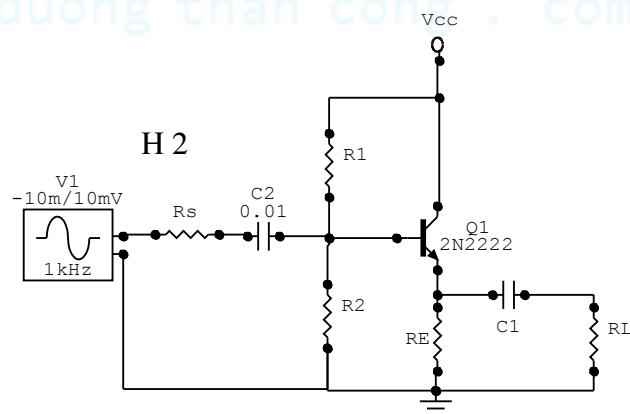
PHẦN BÀI TẬP:

I. BÀI TẬP TRANSISTOR – CHẾ ĐỘ ĐỘNG

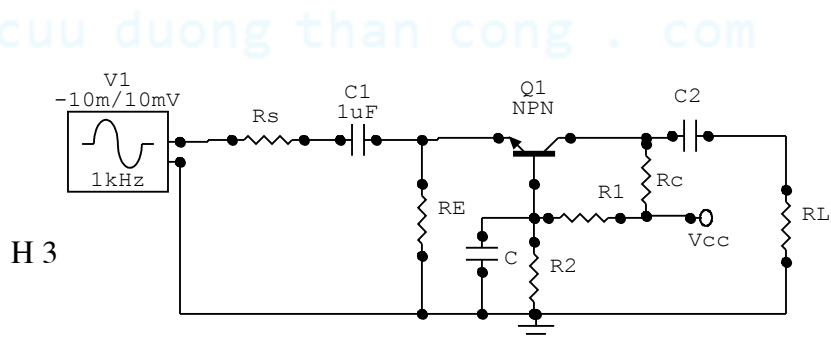
Bài 1 . Cho mạch nh hình 1. Biết $R_1 = 20K$; $R_2 = 2K$; $R_c = 10K$; $R_E = 1K$; $R_L = 10K$. Biết $\beta_{dc} = 100$; $R_s = 1K$. Viết biểu thức điện áp ra trên trở tải R_L . $V_{cc}=12V$.



Bài 2. Cho mạch CC nh hình 2. Với $R_1 = 30K$; $R_2 = 3K$; $R_E = 12K$; $R_L = 2K$. $R_s=1K$. Tìm biểu thức tính giá trị điện áp ra.

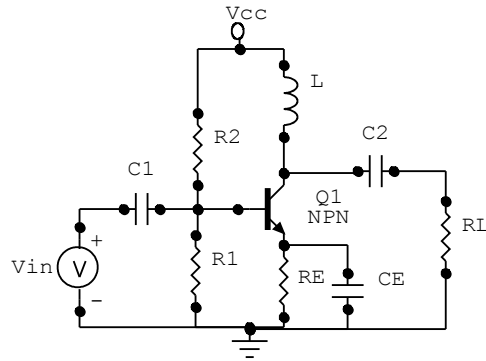


Bài 3. Cho mạch CB nh hình H3. Biết $R_s=50$; $R_E = 20K$; $R_1=20K$; $R_2=2K$; $R_c=10K$; $R_E = 1K$. Tìm biểu thức tính giá trị điện áp ra trên R_L . với $R_L = 5,1K$.



II. BÀI TẬP KTĐT - PHẦN KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

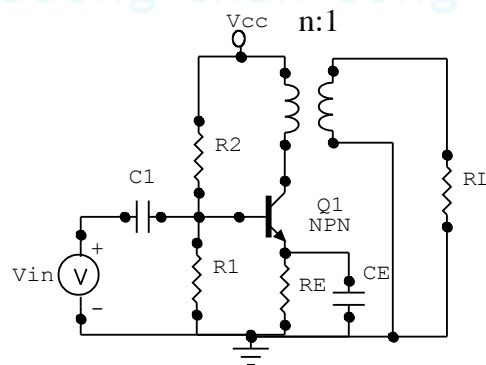
1. Cho mạch khuếch đại chế độ A



Cho R_1 , R_2 , R_E , R_L , các tham số: U_{BE} , β , câu hỏi:

- Viết phương trình và vẽ dòng tải tĩnh, động.
- Tính công suất ra, công suất cung cấp một chiều, hiệu suất.

2. Bộ khuếch đại ghép biến áp:

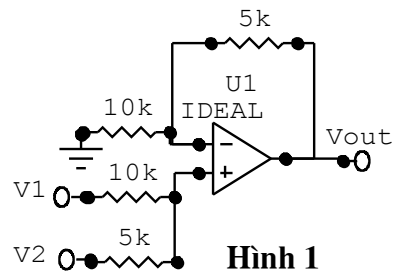


Cho R_1 , R_2 , R_E , R_L , các tham số: U_{BE} , β , câu hỏi:

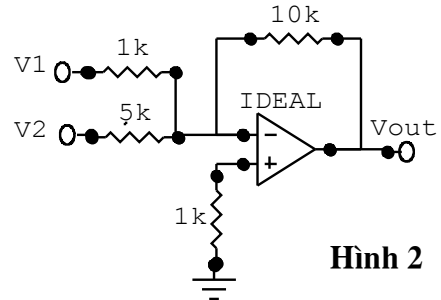
- Viết phương trình và vẽ dòng tải tĩnh và động.
- Tính công suất ra, công suất cung cấp một chiều, hiệu suất.

III. PHẦN KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN.

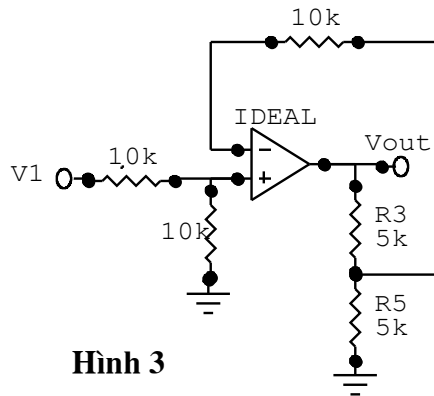
Bài 1 - bài 10: Tìm điện áp ra trên cơ sở điện áp vào đối với các mạch sau:
60



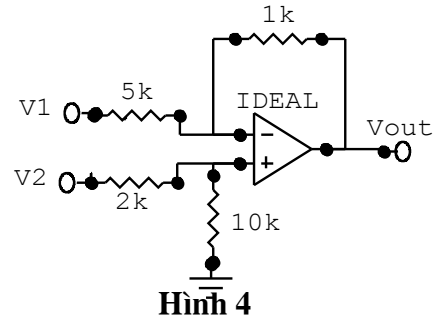
Hình 1



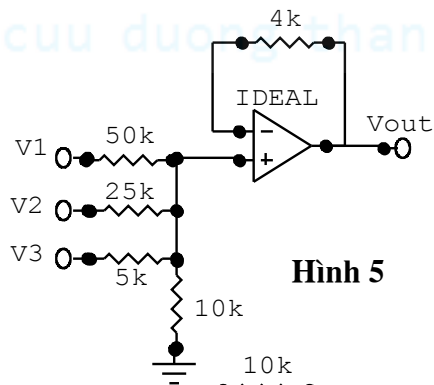
Hình 2



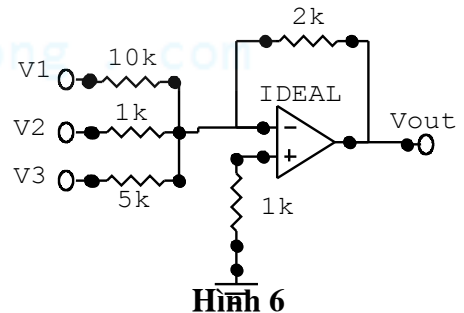
Hình 3



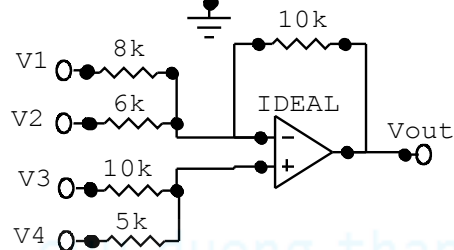
Hình 4



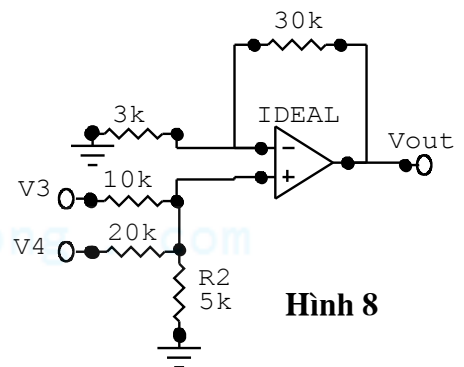
Hình 5



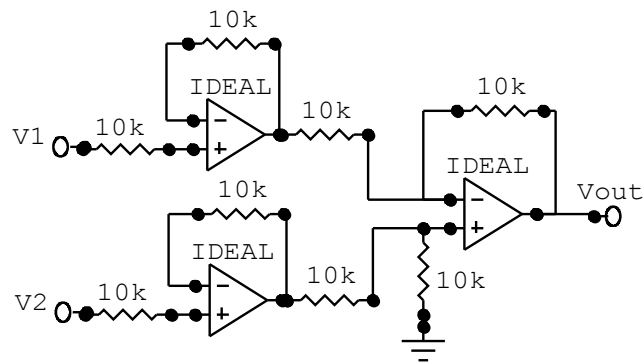
Hình 6



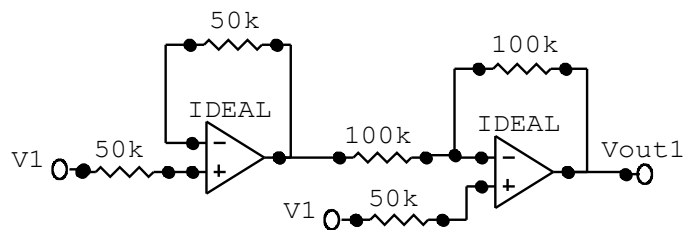
Hình 7



Hình 8



Hình 9



Hình 10

Trong các bài sau (từ 11-15) hãy thiết kế mạch KĐTT để có được mối quan hệ sau:

Bài 11 $v_0 = 3v_1 + 11v_2 - v_3 - 10v_4$

Bài 12 $v_0 = 8v_1 + 81v_2 - 24v_3 - 39v_4$

Bài 13 $v_0 = 60v_1 + 18v_2 - 3v_3 - 11v_4$

Bài 14 $v_0 = 3v_1 + 4v_2 + 63v_3 - 14v_4 - 55v_5$

Bài 15 Thiết kế mạch (sử dụng bộ KĐTT) thực hiện hàm:

$$y = 2.a + 21 \frac{db}{dt} + 31 \int c dt .$$

Bài 16. Thiết kế mạch (sử dụng bộ KĐTT) thực hiện hàm:

$$y = 32. a - 2 \frac{db}{dt} - 52 \int c dt .$$

Bài 17. Thiết kế mạch thực hiện hàm:

$$Y = 37 \ln x + 23 \exp x$$

Bài 18. Thiết kế mạch thực hiện hàm:

$$Y = 37 \ln x + 2x^1 \cdot x^2$$

Bài 19. Thiết kế mạch thực hiện hàm:

$$Y = 31 \ln x + 9x^1/x^2$$

Bài 20. Thiết kế mạch thực hiện hàm:

$$Y = 7 \exp x + 2x^1 \cdot x^2 + x^1/x^2$$

(với a, b, c, x1, x2 là điện áp vào; y, Y là các giá trị điện áp ra).

TÀI LIỆU THAM KHẢO:

1. Electronics circuits, Ghausi, ISBN Editor , 1982
2. Kỹ thuật Mạch điện tử, Phạm Minh Hà, NXB KHKT 1999.
3. Điện tử Công suất, Nguyễn Bính, NXB KHKT 2000.
4. Industrial Electronics and control, SK BHATTACHARYA, ISBN Editor, 1995

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

MỤC LỤC:

Chương I. Những khái niệm chung và cơ sở phân tích mạch điện tử.....	5
I. MẠCH ĐIỆN TỬ:.....	5
II. CÁC KIẾN THỨC CƠ BẢN VỀ TRANSISTOR.....	5
III. MẠCH CẤP NGUỒN VÀ ỔN ĐỊNH CHẾ ĐỘ LÀM VIỆC.....	6
2. Với BJT.....	6
3. với FET.....	8
Chương 2. Hồi tiếp.....	10
I. KHÁI NIỆM:.....	10
1. Định nghĩa:.....	10
3. Các phương trình cơ bản:.....	12
III. PHƯƠNG PHÁP PHÂN TÍCH MẠCH CÓ HỒI TIẾP:.....	13
a, Hồi tiếp âm dòng điện, ghép nối tiếp.....	13
b, Hồi tiếp âm điện áp, ghép nối tiếp.....	14
c, Hồi tiếp âm điện áp, ghép song song.....	15
d, Hồi tiếp âm dòng điện, ghép song song.....	16
IV. ẢNH HƯỞNG CỦA HỒI TIẾP ĐẾN CÁC THỐNG SỐ CỦA MẠCH.....	17
Chương 3. Các sơ đồ cơ bản của tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng Transistor.....	18
I. KHÁI NIỆM.....	18
II. PHÂN TÍCH MẠCH KHUẾCH ĐẠI BẰNG SƠ ĐỒ TỌA ĐỒNG.....	18
1. Mạch tong đồng của Transistor.....	18
2. Mạch tong đồng kiểu EC:.....	19
3. Mạch tong đồng kiểu BC:.....	19
4. Mạch tong đồng kiểu CC:.....	20
5. Phân tích mạch khuếch đại bằng mạch tong đồng.....	20
III. TÍNH TOÁN CÁC THÔNG SỐ Ở CHẾ ĐỘ ĐỘNG.....	21
IV. TRANSISTOR TRỒNG- FET.....	22
V. CÁC PHƯƠNG PHÁP GHÉP TẦNG GIỮA CÁC BỘ KHUẾCH ĐẠI.....	23
1. Ghép RC.....	24
2. Ghép biến áp.....	24
3. Ghép trực tiếp.....	26
4. Các kiểu ghép transistor khác.....	26
5. Mạch khuếch đại vi sai.....	27
Chương 4 . Khuếch đại công suất.....	30
I. ĐỊNH NGHĨA VÀ PHÂN LOẠI.....	30
II. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ A.....	30
III. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ B.....	31
a. Mạch khuếch đại đẩy kéo.....	32
b. Mạch khuếch đại đẩy kéo, đối xứng bù (ngược).....	33
c. Mạch khuếch đại kết cuối đơn với 2 nguồn cung cấp.....	34
d. Mạch khuếch đại kết cuối đơn với 1 nguồn cung cấp.....	35
IV. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ C.....	35
HOẠT ĐỘNG.....	36
Chương 5. Khuếch đại thuật toán.....	38

I. CƠ BẢN VỀ BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN (OPERATIONAL AMPLIFIER).....	38
II. CÁC THAM SỐ CƠ BẢN CỦA BỘ KĐTT.....	39
1. Hệ số khuếch đại hiệu K_d	39
2. Dòng vào tĩnh và điện áp lệch không.....	40
3. Tỷ số nén tín hiệu đồng pha.....	40
III. CÁC SỐ ĐỒ CƠ BẢN CỦA BỘ KĐTT.....	41
1. Bộ khuếch đại đảo.....	41
2. Mạch khuếch đại không đảo.....	42
3. Mạch khuếch đại tổng.....	42
4. Mạch khuếch đại hiệu.....	43
5. Mạch tích phân.....	44
6. Mạch vi phân.....	45
7. Mạch so sánh.....	46
8. Mạch khuếch đại logarit.....	46
9. Mạch exp:.....	47
10. Mạch nhân(chia) tương tự:.....	48
IV. PHẦN BÀI TẬP.....	48
2. Bài toán ngược.....	50
Chương 5 .Mạch lọc tích cực.....	54
I. KHÁI NIỆM VỀ MẠCH LỌC TẦN SỐ.....	54
II. MẠCH LỌC THỤ ĐỘNG.....	55
III. MẠCH LỌC TÍCH CỰC.....	58
1 Thực hiện mạch lọc thông thấp và thông cao bậc 2.....	60
2. Thực hiện mạch lọc thông thấp và thông cao bậc cao, $n > 2$	63
3. Mạch lọc chọn lọc và mạch lọc thông dải.....	63
4. Mạch nén chọn lọc.....	66
Chương 6.Các mạch dao động.....	68
I. KHÁI NIỆM.....	68
1.Điều kiện dao động và đặc điểm của mạch tạo dao động.....	70
2. Tính toán mạch dao động.....	70
II. CÁC LOẠI MẠCH DAO ĐỘNG.....	72
1. Mạch dao động L,C.....	72
2. Mạch dao động R,C.....	77
3. Mạch dao động dùng thạch anh.....	84
Chương 7. điều chế biên độ.....	89
I. ĐỊNH NGHĨA.....	89
II. ĐIỀU BIÊN(AM).....	89
1 Phổ của tín hiệu điều biên.....	89
.....	90
2 Quan hệ năng lượng trong điều chế biên độ.....	90
3. Các chỉ tiêu cơ bản của dao động đã điều biên.....	91
4. Phương pháp tính toán mạch điều biên.....	93
5. Mạch điều biên cụ thể.....	95
III. ĐIỀU CHẾ ĐƠN BIÊN.....	98
1. Khái niệm.....	98
2. Các phương pháp điều chế đơn biên.....	98
IV. ĐIỀU TẦN(FM) VÀ ĐIỀU PHA(PM).....	102

.....	102
1. Các công thức cơ bản và mối quan hệ của hai phương pháp.....	102
2, Phổ của dao động đã điều tần và điều pha.....	103
3, Mạch điều tần và điều pha.....	103
4.Một số biện pháp để nâng cao chất lượng tín hiệu điều tần.....	110
Chương 8. Giải điều chế(tách sóng).....	111
I. KHÁI NIỆM:.....	111
1. Các tham số cơ bản của tách sóng biên độ:.....	111
2. Mạch tách sóng biên độ:.....	112
III. TÁCH SÓNG TÍN HIỆU ĐIỀU TẦN	117
<u>Mạch có dạng nh hình vẽ dưới đây:.....</u>	<u>118</u>
IV. VÒNG KHÓA PHA PLL(PHASE LOCKED LOOP).....	124
1. Cấu tạo.....	124
2. Nguyên tắc hoạt động:.....	125
3. ứng dụng của PLL.....	127
Chương 9. Trộn tần.....	129
I. KHÁI NIỆM.....	129
1. Định nghĩa:	129
2. Nguyên lý trộn tần:.....	129
II. HỆ PHƯƠNG TRÌNH ĐẶC TRNG:.....	130
III. NHIỀU TRONG MẠCH TRỘN TẦN	131
IV. MẠCH TRỘN TẦN.....	132
1. Mạch trộn tần dùng Diode.....	132
2. Mạch trộn tần dùng phân tử khuếch đại.....	135
chương 10. Chuyển đổi tương tự – số.....	143
và chuyển đổi số – tương tự.....	143
I. CƠ SỞ LÝ THUYẾT.....	143
1. Khái niệm chung:.....	143
2. Các tham số cơ bản.....	145
3.Nguyên tắc làm việc của bộ ADC:	145
II. CÁC PHƯƠNG PHÁP CỤ THỂ:.....	147
1. Chuyển đổi tương tự – số:.....	147
2. Chuyển đổi số – tương tự (DA).....	153
Phần bài tập:.....	157
I. BÀI TẬP TRANSISTOR – CHẾ ĐỘ ĐỘNG.....	157
II.BÀI TẬP KTĐT - PHẦN KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT.....	158
1. Cho mạch khuếch đại chế độ A.....	158
2. Bộ khuếch đại ghép biến áp:.....	158
III. PHẦN KHẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN.....	158
Tài liệu tham khảo:.....	161